

Ryszard PORADA\*

## AUTONOMICZNE ENERGOELEKTRONICZNE ŹRÓDŁA NAPIĘCIA I PRĄDU

W odniesieniu do układów energoelektronicznych, dobór korektorów (regulatorów) nastęca duże trudności ze względu silną nieliniowość tych układów oraz ich dyskretną pracę. W pracy przedstawiono ogólną charakterystykę metod syntezy układów zamkniętych. Omówiono wynikające z nich algorytmy i opisano możliwości ich zastosowania do sterowania niezależnym energoelektronicznym źródłem prądu/napięcia. Przedstawiono wybrane wyniki badań symulacyjnych, dla różnych typów sygnałów zadanych.

SŁOWA KLUCZOWE: energoelektronika, falowniki napięcia, sterowanie

### 1. WPROWADZENIE

Autonomiczne energoelektroniczne źródła napięcia i prądu mogą znajdować zastosowanie w wielu różnych obszarach, m.in. takich jak układy specjalne (np. generatory energetycznych przebiegów wzorcowych, także dla testowania i w próbach poremontowych łączników elektroenergetycznych), w medycynie jako źródła prądów o różnych kształtach i częstotliwościach zasilające odpowiednio ukształtowane cewki w magnetoterapii [4, 6]. W szerszym zakresie można je spotkać jako układy realizujące np. optymalne sterowanie napędów elektrycznych, a także jako bloki wykonawcze w układach aktywnej kompensacji. Obecnie najszerszy obszar zastosowań to sprzęgi alternatywnych źródeł energii z siecią elektroenergetyczną.

Sterowanie takimi układami pracującymi jako układy zamknięte nastęca duże trudności ze względu na wykorzystywanie metod modulacji dyskretnnej (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 odbiorniki energii elektrycznej, a także sterowanie przepływem tej energii, określenie sposobu sterowania takimi układami dla zapewnienia dużej dynamiki (układy szerokopasmowe) jest problemem zasadniczym.

W odniesieniu do układów energoelektronicznych, dobór korektorów (regu-

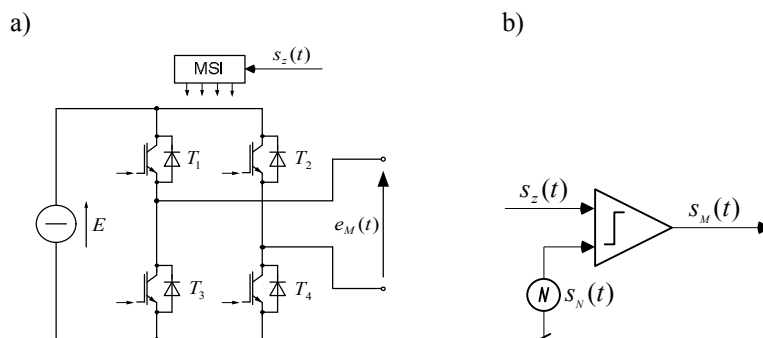
---

\* Politechnika Poznańska.

latorów) nastęrcza duże trudności ze względu silną nieliniowość tych układów oraz ich dyskretną pracę. W pracy przedstawiono ogólną charakterystykę metod syntezy układów zamkniętych. Omówiono wynikające z nich algorytmy i opisano możliwości ich zastosowania do sterowania niezależnym energoelektronicznym źródłem prądu/napięcia. Przedstawiono także wybrane wyniki badań symulacyjnych, dla różnych typów sygnałów zadanych.

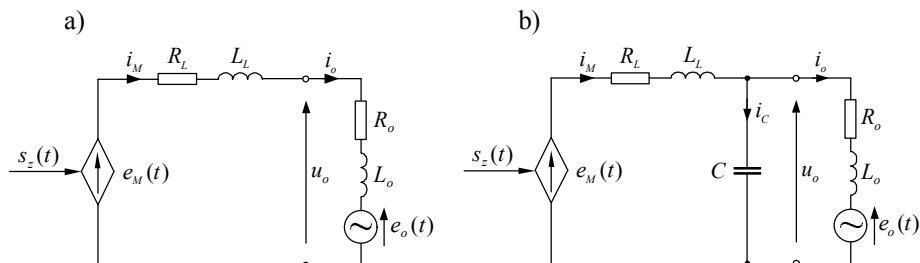
## 2. STRUKTURA FALOWNIKA NAPIĘCIA

Energoelektroniczne źródła prądu/napięcia realizowane są najczęściej na bazie falownika napięcia, którego schemat blokowy w wersji 1-fazowej przedstawiono na rysunku 1.



Rys. 1. Schemat zastępczy niezależnego falownika 1-fazowego

Układy energoelektroniczne są układami, które na nieciągły sygnał sterujący odpowiadają nieciągłym sygnałem wyjściowym, generowanym z wykorzystaniem odpowiedniej modulacji dyskretnej, najczęściej modulacji MSI. Jest ona realizowana przez porównanie sygnałów (rysunek 1b): zadanego  $s_z(t)$  oraz nośnego  $s_N(t)$ . Wynikiem tej porównania jest sygnał modulujący  $s_M(t)$ , który zależnie od zastosowanego sposobu modulacji (uni- lub bipolarnej) generuje odpowiednie sygnały sterujące zaworami przekształtnika.



Rys. 2. Falownik napięcia jako modulowane źródło prądu/napięcia

Falownik napięcia pracujący jako źródło prądu/napięcia można zatem przedstawić jako źródło zmodulowanego napięcia  $e_M(t)$  – rysunek 2, zasilające odbiornik w postaci gałęzi szeregowej (w ogólnym przypadku aktywnej)  $e_o(t)R_oL_o$ , połączonej z odbiornikiem przez indukcyjność sprzęgającą o parametrach  $R_zL_z$  (rysunek 1a). Drugi wariant źródła (rysunek 1b) zbudowany jest również z sterowanego, zmodulowanego źródła napięcia  $e_M(t)$ , połączonego z odbiornikiem za pośrednictwem prostego filtra dolnoprzepustowego drugiego rzędu (struktura odwrócone  $\Gamma$ ) o parametrach  $R_zL_zC$ . Sygnał sterujący  $s_z(t)$  jest generowany przez korektor toru głównego w układzie zamkniętym. Sposób pracy falownika (jako źródła prądu lub napięcia) będzie zależny od wyboru sprzężenia zwrotnego układu zamkniętego. Praca jako źródła prądu będzie możliwa w obu wariantach przy sprzężeniu prądowym realizowanym od prądu gałęzi odbiornikowej; jako źródło napięcia – tylko w wariantcie drugim, ze sprzężeniem napięciowym od gałęzi odbiornikowej.

### 3. KOREKTOR UKŁADU ZAMKNIĘTEGO

Sterowanie autonomicznym układem energoelektronicznym jako układem zamkniętym stwarza duże problemy związane z bardzo dużą nieliniowością i pracą dyskretną. Najczęściej obecnie stosowane metody i algorytmy sterowania (zarówno analogowe jak i cyfrowe) bazują na korektorach (regulatorach) o transmitancjach pierwszego lub drugiego rzędu czy bardzo popularne regulatory z rodziny PID [1, 2, 3].

Inną metodą jest 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, 5]. Transmitancję tę (nazywaną prototypową lub wzorcową) 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  $G_z(s)$  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. Z założenia, korektor taki powinien całkowicie skompensować dynamiczne oddziaływanie sterowanego obiektu.

W odniesieniu do zamkniętych układów energoelektronicznych, obiektem jest falownik z modulacją MSI, będący źródłem bardzo szerokiego spektrum często-

tliwości, 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 użyteczne w praktycznych zastosowaniach (złożony algorytm wyznaczania odpowiedzi korektora). Dlatego założono, że zależność (1) będzie aproksymowana wyrażeniem wymiernym odpowiednio niskiego rzędu. 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].

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  $\omega_0$  – częstotliwość graniczna układu zamkniętego (narzucone jako parametry projektowe).

Przekształtnik opisano jako człon o postaci przedstawionej w pracy [7]:

$$G_M(s) = K_M \frac{s + \omega_N}{(s + \omega_\tau)(s + \omega_G)} \quad (3)$$

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,  $\tau$  – uśredniony czas modulacji w okresie modulacji (odpowiadający współczynnikowi wypełnienia).

Transmitancję demodulatora (łącznie z odbiornikiem) dla źródła prądu wyrażają następujące funkcje:

a) dla struktury przedstawionej na rysunku 2a):

$$G_F(s) = K_{zo} \frac{1}{s + \alpha_{zo}} \quad (4)$$

przy czym:  $\alpha_{zo} = (R_z + R_o)/(L_z + L_o)$ .

b) dla struktury przedstawionej na rysunku 2b):

$$G_F(s) = K_F \frac{1}{s^3 + \alpha_o s^2 + k_L \omega_0^2 s + \alpha_o \omega_0^2} \quad (5)$$

przy czym:

$$K_F = \alpha_o \omega_0^2 / R_o, \quad \alpha_o = R_o / L_o, \quad k_L = (L_z + L_o) / L_o, \quad \omega_0 = 1/\sqrt{L_z C}$$

gdzie:  $R_o, L_o$  – rezystancja i indukcyjność gałęzi odbiornikowej,  $L_z, C$  – indukcyjność i pojemność filtra wyjściowego falownika.

Dla źródła napięcia, transmitancję demodulatora (łącznie z odbiornikiem)

oraz struktury przedstawionej na rysunku 2b) wyraża następująca funkcja:

$$G_F(s) = \frac{\omega_0^2(s + \alpha_0)}{[s^3 + s^2\alpha_2\omega_0^2 + s\alpha_1\omega_0^2 + \alpha_0\omega_0^2]} \quad (6)$$

gdzie:

$$\alpha_2 = (R_o L_z C + R_z L_o C)/L_o, \quad \alpha_1 = (R_o R_o C + L_o + L_o)/L_o, \quad \alpha_0 = (R_o + R_o)/L_o$$

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

$$G'_K(s) = \frac{K_z(s + 2\alpha\omega_0)}{s^2 + 2\alpha\omega_0(1 - \beta/a)s + (1 - \beta)\omega_0^2} \quad (7)$$

a pełną postać korektora wyrażenie:

$$G_K(s) = \frac{G'_K(s)}{G_M(s)G_F(s)} \quad (8)$$

Dla przyjętych modeli falownika i demodulatora obiekt jest dość wysokiego rzędu, szczególnie przy uwzględnieniu filtra wyjściowego falownika. Zgodnie z założeniem, przyjęto wstępnie niski rząd korektora w postaci funkcji wymiernej rzędu drugiego w postaci:

$$G_K(s) = K_K \frac{s^2 + b_1s + b_0}{s^2 + a_1s + a_0} \quad (9)$$

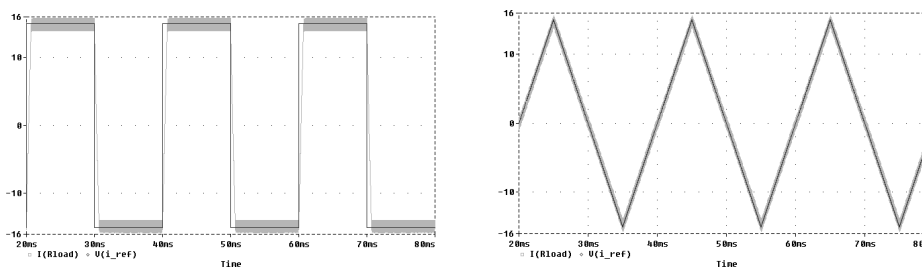
gdzie współczynniki licznika i mianownika są wielkościami aproksymującymi pełną postać korektora (8) w pasmie ok. 2 kHz [7, 8].

#### 4. BADANIA SYMULACYJNE

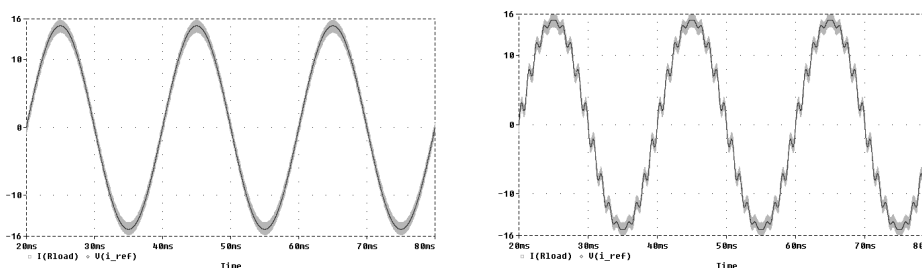
Badania tych struktur miały na celu określenie skuteczności odwzorowania sygnału zadanego (prądu i napięcia odbiornika pasywnego) dla różnych kształtów sygnału zadanego (prostokątnego, trójkątnego, sinusoidalnego, harmonicznego) oraz dwóch typów modulacji MSI – bipolarnej oraz unipolarnej. Kompleksowe badania symulacyjne w środowisku OrCAD® przeprowadzono dla następujących parametrów układu: napięcie zasilania falownika 400 [V], częstotliwość nośna modulacji MSI (unipolarnej i bipolarnej)  $f_{MSI} = 12,5$  kHz. Przyjęte parametry dławika sprzęgającego wynoszą  $R_z = 0,09$  [ $\Omega$ ],  $L_z = 1,1$  [mH], natomiast filtra:  $R_L = 0,05$  [ $\Omega$ ],  $L_L = 440$  [ $\mu$ H],  $C = 44$  [ $\mu$ F] dla modulacji bipolarnej oraz  $R_L = 0,025$  [ $\Omega$ ],  $L_L = 220$  [ $\mu$ H],  $C = 22$  [ $\mu$ F]; przyjęte jednolicie amplitudy: prądu 15 A oraz napięcia 325 V odnoszą się do każdego kształtu sygnału zadanego, przy częstotliwości 50 Hz. Parametry filtra dolnoprzepustowego określono na podstawie metodyki przedstawionej w [9]. Wyniki badań przedstawiono na poniższych rysunkach, na których zastosowano jednakowe oznaczenia: linia czerwona – sygnał zadany, linia zielona – sygnał wyjściowy falownika.

#### 4.1. Źródło prądu

Dla źródła prądu o strukturze przedstawionej na rysunku 2a), przy modulacji bipolarnej wyniki badań przedstawiono na rysunkach 3 i 4.



Rys. 3. Przebiegi prądu wyjściowego dla prostokątnego i trójkątnego sygnału zadanego

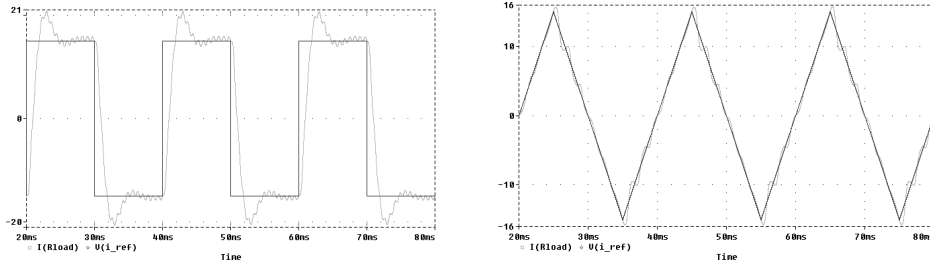


Rys. 4. Przebiegi prądu wyjściowego dla sinusoidalnego i harmonicznego sygnału zadanego

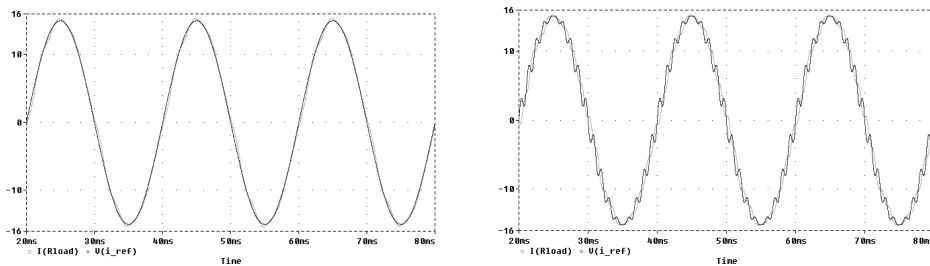
Uzyskane wyniki świadczą o dobrej dynamice układu oraz stosunkowo szerokim pasmie. Dokładność odwzorowania poszczególnych kształtów sygnałów w pasmie 2 kHz wynoszą odpowiednio: prostokątny – 5%, trójkątny – 0,35%, sinusoidalny – 0,2%, harmoniczny (z zawartością 17- i 19-tej harmonicznej) – 0,35%. Dokładność statyczna odwzorowania każdego z przebiegów nie przekracza 0,2%. W tym przypadku ujawniły się składowe wysokoczęstotliwościowe związane z częstotliwością modulacji.

Dla przypadku źródła prądu o strukturze przedstawionej na rysunku 2b) wyniki badań przedstawiono na rysunkach 5 i 6.

Dokładność odwzorowania poszczególnych kształtów sygnałów w pasmie 2 kHz wynoszą odpowiednio: prostokątny – 7%, trójkątny – 4%, sinusoidalny – 1,7%, harmoniczny (z zawartością 17- i 19-tej harmonicznej) – 3%. Dokładność statyczna odwzorowania każdego z przebiegów nie przekracza 0,2%. W tym przypadku praktycznie nie występują składowe wysokoczęstotliwościowe związane z częstotliwością modulacji. Uzyskane wyniki wyraźnie świadczą o niezbyt dużej dynamice (odpowiedź układu na przebieg prostokątny).



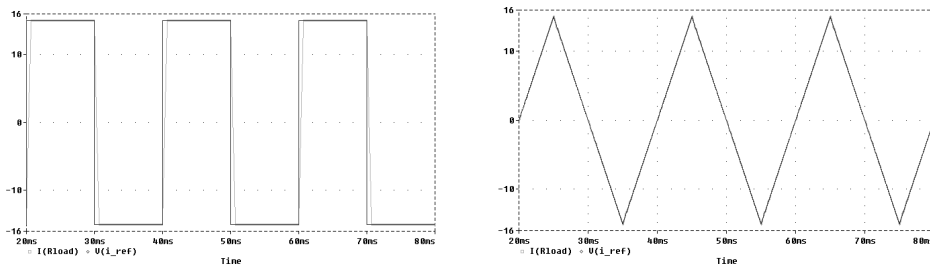
Rys. 5. Przebiegi prądu wyjściowego dla prostokątnego i trójkątnego sygnału zadanego



Rys. 6. Przebiegi prądu wyjściowego dla sinusoidalnego i harmonicznego sygnału zadanego

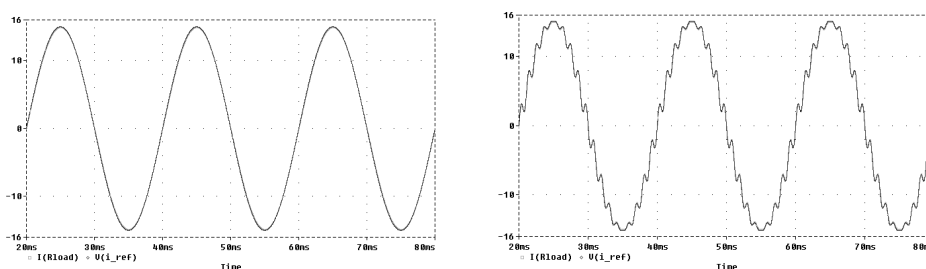
Przyczyną tych zjawisk jest położenie biegunów transmitancji obiektu (szczególnie demodulatora wraz z odbiornikiem) blisko osi urojonej, zatem wnoszone przez niego drgania o małym współczynniku tłumienia ujawniają się przy dynamicznych sygnałach zadanych, a tak prosta postać korektora niezbyt skutecznie kompensuje te niekorzystne zjawiska. Konieczne może być zwiększenie rzędu korektora lub zmiana metody syntezy jego parametrów, np. wykorzystanie metody lokowania biegunów i zer [6]. Wymaga to przeprowadzenia dalszych badań.

Dla źródła prądu o strukturze przedstawionej na rysunku 2a), przy modulacji unipolarnej wyniki badań przedstawiono na rysunkach 7 i 8.



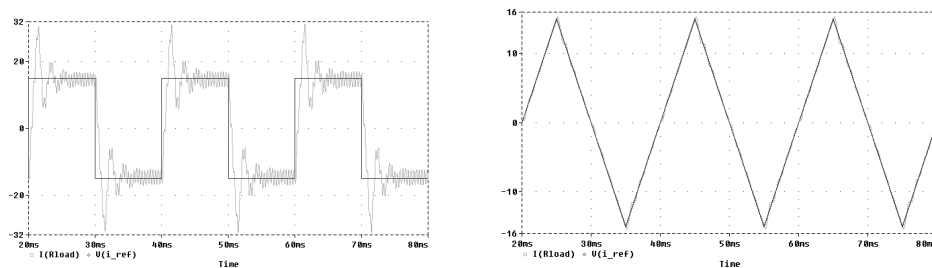
Rys. 7. Przebiegi prądu wyjściowego dla prostokątnego i trójkątnego sygnału zadanego

Dokładność odwzorowania poszczególnych kształtów sygnałów w pasmie 2 kHz wynoszą odpowiednio: prostokątny – 5%, trójkątny – 0,4%, sinusoidalny – 0,25%, harmoniczny (z zawartością 17- i 19-tej harmonicznej) – 0.2%. Dokładność statyczna odwzorowania każdego z przebiegów jest różna, w najgorszym przypadku sygnału harmonicznego wynosi ok. 50%. Uzyskane wyniki wyraźnie świadczą o niezbyt dużej dynamice (odpowieź układu na przebieg prostokątny).

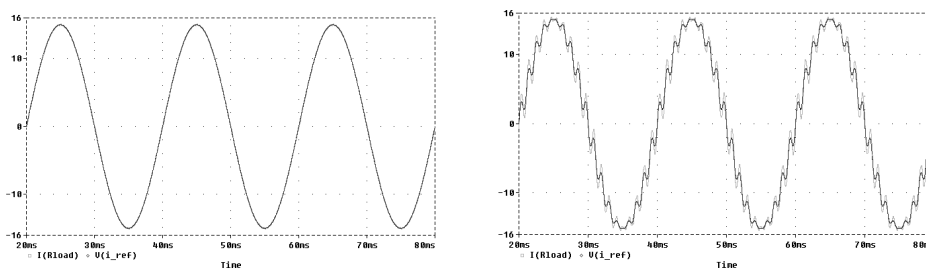


Rys. 8. Przebiegi prądu wyjściowego dla sinusoidalnego i harmonicznego sygnału zadanego

Dla przypadku źródła prądu o strukturze przedstawionej na rysunku 2b) wyniki badań przedstawiono na rysunkach 9 i 10.



Rys. 9. Przebiegi prądu wyjściowego dla prostokątnego i trójkątnego sygnału zadanego



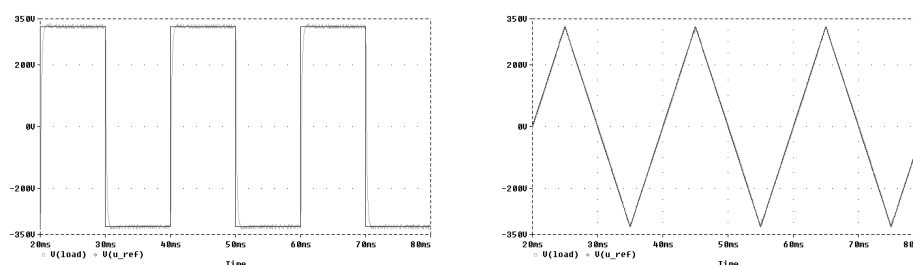
Rys. 10. Przebiegi prądu wyjściowego dla sinusoidalnego i harmonicznego sygnału zadanego



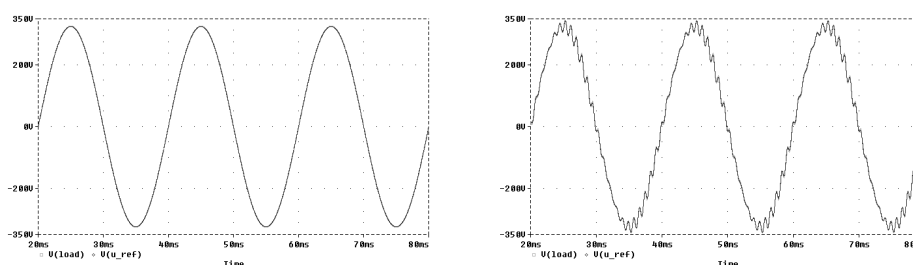
Dokładność odwzorowania poszczególnych kształtów sygnałów w pasmie 2 kHz wynoszą odpowiednio: prostokątny – 11%, trójkątny – 1,5%, sinusoidalny – 1,1%, harmoniczny (z zawartością 17- i 19-tej harmonicznej) – 7%. Dokładność statyczna odwzorowania każdego z przebiegów jest różna, w najgorszym przypadku sygnału harmonicznego wynosi ok. 50%. Można także sformułować podobne wnioski dotyczące ograniczonej dynamiki układu.

#### 4.2. Źródło napięcia

Dla źródła napięcia o strukturze przedstawionej na rysunku 2b), przy modulacji bipolarnej wyniki badań przedstawiono na rysunkach 11 i 12.



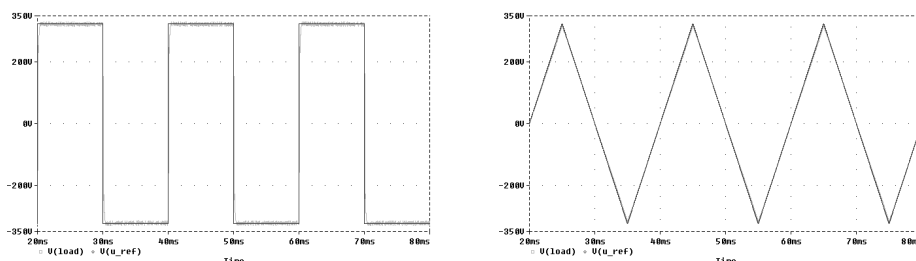
Rys. 11. Przebiegi napięcia wyjściowego dla prostokątnego i trójkątnego sygnału zadanego



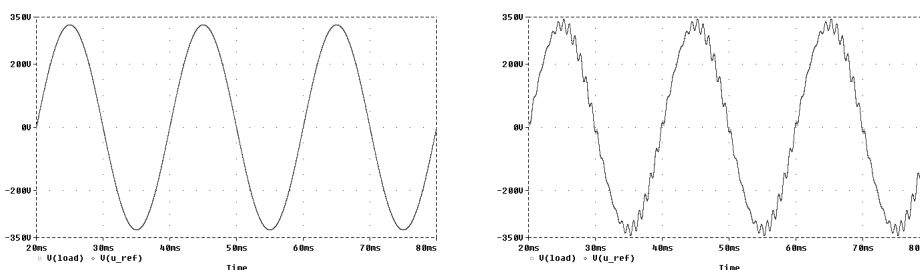
Rys. 12. Przebiegi napięcia wyjściowego dla sinusoidalnego i harmonicznego sygnału zadanego

Uzyskane wyniki świadczą o dobrej dynamice układu oraz szerokim pasmie. Dokładność odwzorowania poszczególnych kształtów sygnałów w pasmie 2 kHz wynoszą odpowiednio: prostokątny – 1,5%, trójkątny – 0,35%, sinusoidalny – 0,1%, harmoniczny (z zawartością 23- i 25-tej harmonicznych) – 0,35%. Dokładność statyczna odwzorowania każdego z przebiegów nie przekracza 0,1%. W przebiegach napięć występują niewielkie składowe wysokoczęstotliwościowe związane z częstotliwością modulacji.

Dla źródła napięcia o tej samej strukturze i modulacji unipolarnej wyniki badań przedstawiono na rysunkach 9 i 10.



Rys. 13. Przebiegi napięcia wyjściowego dla prostokątnego i trójkątnego sygnału zadanego



Rys. 14. Przebiegi napięcia wyjściowego dla sinusoidalnego i harmonicznego sygnału zadanego

Również w tym przypadku uzyskane wyniki świadczą o dobrej dynamice układu oraz szerokim pasmie. Dokładność odwzorowania poszczególnych kształtów sygnałów w pasmie 2 kHz wynoszą odpowiednio: prostokątny – 1,2%, trójkątny – 0,4%, sinusoidalny – 0,1%, harmoniczny (z zawartością 23- i 25-tej harmonicznej) – 0,2%. Dokładność statyczna odwzorowania każdego z przebiegów nie przekracza 0,1%. W tym przypadku praktycznie nie występują składowe wysokoczęstotliwościowe związane z częstotliwością modulacji.

## 5. PODSUMOWANIE

W pracy przedstawiono badania energoelektronicznego falownika napięcia pracującego jako autonomiczne źródło prądu/napięcia, w strukturze zamkniętej. Zaprezentowano dwa przypadki demodulatora pasywnego w postaci indukcyjności sprzęgającej oraz dolnoprzepustowego filtra LC. Zależnie od zastosowanego rodzaju sprzężenia zwrotnego – prądowego lub napięciowego – układ pracuje jako źródło napięcia lub prądu. Przeprowadzono kompleksowe badania dla obu typów źródeł. Dla autonomicznego źródła prądu uzyskano bardzo dobre wyniki w odwzorowaniu różnych kształtów sygnałów (prostokątnego, trójkątnego, sinusoidalnego oraz harmonicznego). W przypadku dodatkowego filtra LC dla sygnału o dużej dynamice (prostokąt) proponowany korektor w niewystarczający sposób kompensuje dynamikę sygnału zadanego. Eliminacja tego zjawia-

ska wymaga korekty w metodzie syntezy korektora. Dla źródła napięcia uzyskano bardzo dobre odwzorowanie wszystkich typów sygnałów. Uzyskane wyniki stanowią dobrą podstawę do określenia wersji cyfrowej korektora i zastosowania w układzie fizycznym sterowanym mikroprocesorowo.

### 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] Kaczorek T.: Teoria sterowania i systemów. PWN, Warszawa 1999.
- [5] Mohan N., Undeland T.M., Robbins W.P.: Power Electronics: Converters, Application and Design. John Wiley&Sons, New York 2001.
- [6] Niederliński A., Mościński J., Ogonowski Z.: Regulacja adaptacyjna. PWN, Warszawa 1995.
- [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.
- [9] Porada R.: Filtry pasywne w falownikach napięcia. Mat. XVI Konf. „Zastosowanie Komputerów w Elektrotechnice”, ZKwE'15, PUT, Academic Journal, Electrical Engineering, Poznań 2015, No. 84, ss. 29–35.

### AUTONOMOUS OF POWER ELECTRONICS VOLTAGE AND CURRENT SOURCES

In the case of power electronics systems, selection of equalisers (regulators) may be difficult because of strong nonlinearity and their discreet work. The paper provides general characteristics of methods in synthesis of closed systems and resulting from them algorithms and possibilities of their use to control independent power electronics current/voltage sources. Selected simulation results of such system for different type of reference signals are also included.

*(Received: 13. 02. 2017, revised: 27. 02. 2017)*