

Ryszard PORADA\*  
Adam GULCZYŃSKI\*

## **STEROWANIE ENERGOELEKTRONICZNYM ŹRÓDŁEM PRĄDU Z ZASTOSOWANIEM DYSKRETYCH REGULATORÓW UŁAMKOWYCH**

Tradycyjne metody sterowania układów energoelektronicznych nie umożliwiają uzyskania wymaganej obecnie jakości sygnałów wyjściowych. W pracy przedstawiono ogólną charakterystykę klasycznych oraz współczesnych metod wykorzystujących w sterowaniu regulatory ułamkowe. Omówiono algorytmy tych regulatorów i opisano możliwości ich zastosowania do sterowania niezależnym energoelektronicznym źródłem prądu. Przedstawiono wybrane wyniki badań symulacyjnych takiego układu, dla różnych typów sygnałów zadanych.

### **1. WPROWADZENIE**

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. Przekształtniki powinny kształtować sygnały wyjściowe napięcia w sposób optymalny ze względu na zadania realizowane przez odbiornik.

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 [10], a także źródła prądu stosowane w magnetoterapii [9].

Sterowanie takimi układami jest obecnie realizowane z wykorzystaniem klasycznych regulatorów PID (szczególnie w wersji cyfrowej) jako dobrze znanych i szeroko stosowanych w praktycznych rozwiązaniach ze względu na skuteczność, odporność oraz stosunkowo proste metody strojenia parametrów regulatora dla uzyskania optymalnych odpowiedzi obiektu. Obecnie coraz częściej do sterowania układów stosowana jest niekonwencjonalna technika sterowania, znana jako sterowanie rzędu ułamkowego [5, 6, 8] ze względu na możliwość zwiększenia

---

\* Politechnika Poznańska.

jakości sterowania, a tym samym polepszenia jakości sygnałów wyjściowych.

W pracy przedstawiono badania układu zamkniętego niezależnego energoelektronicznego źródła prądu. Porównanie regulatora klasycznego (dobranego według kryterium modułu) z regulatorem ułamkowym wykonano dla tego samego układu, o tych samych parametrach. Przedstawiono wybrane wyniki badań symulacyjnych dla dwóch typów filtrów wyjściowych oraz różnych typów sygnałów zadanych.

## 2. REGULATORY UŁAMKOWE $PI^{(\nu)}D^{(\mu)}$

Od kilkudziesięciu lat z powodzeniem stosowane są w układach automatycznej regulacji strategie sterowania generowane przez klasyczne regulatory o działaniu proporcjonalno-całkująco-różniczkującym (PID) [1,2,3]. Regulatory te, w idealnej postaci, opisane są transmitancją:

$$G_R(s) = K_p \left( 1 + \frac{1}{sT_I} + sT_D \right) \quad (1)$$

gdzie:  $K_p$  – współczynnik wzmocnienia,  $T_I$  – stała całkowania (czas zdwojenia),  $T_D$  – stała różniczkowania (czas wyprzedzenia).

Klasyczne regulatory PID są strojone (tzn. dobierane są ich parametry) według kryteriów jakości regulacji [1, 2], do których należą m.in: kryteria zapasu stabilności, kryteria rozkładu pierwiastków równania charakterystycznego, kryteria czasowe, kryteria częstotliwościowe czy kryteria całkowite.

Obecnie coraz większe zainteresowanie budzą regulatory PID, w których procedury całkowania i różniczkowania odbywają się według algorytmów niecałkowitych rzędów [5, 6, 8]. Takie regulatory opisuje transmitancja niecałkowitego rzędu:

$$G_R^{PI^{\nu}D^{\mu}}(s) = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_I s^{\nu}} + T_D s^{\mu} \right) \quad (2)$$

gdzie oprócz wyżej wymienionych parametrów  $K_p, T_I$  oraz  $T_D$  dochodzą jeszcze dwa:  $\nu$  – rząd całkowania oraz  $\mu$  – rząd różniczkowania. Podstawą ich zastosowania jest możliwość uogólnienia operacji całkowania i różniczkowania dla niecałkowitego (ułamkowego) rzędu.

Dla zastosowań praktycznych w automatyce stosowane są metody transformaty Laplace'a. Transformata ułamkowa Laplace'a w sensie definicji pochodnych i całek niecałkowitego rzędu, wymaga zastosowania odpowiednich metod aproksymacji [7, 8]. Proponowane są różne metody aproksymacji takiego wyrażenia w czasie ciągłym oraz oraz dyskretnym [8, 10, 11].

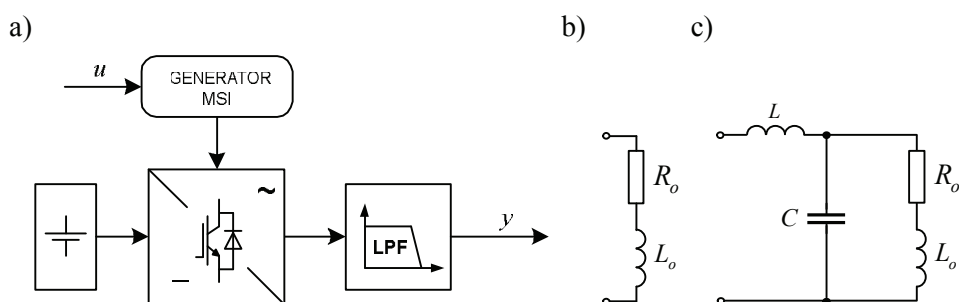
Dla takich regulatorów nie opracowano jeszcze jednoznacznych reguł strojenia.

Najczęściej dla ilościowej oceny właściwości dynamicznych układu bada się odpowiedź na skok jednostkowy przy uwzględnieniu następujących wskaźników: zerowy błąd stacjonarny, zapas fazy i wzmocnienia, odporność na zmiany wzmocnienia obiektu, odporność na szумы wysokiej częstotliwości czy minimalne odkształcenia sygnału wyjściowego [6, 7, 9].

### 3. BADANIA SYMULACYJNE

Badania symulacyjne dla 1-fazowego niezależnego źródła prądu oraz różnych sygnałów zadanych przeprowadzono w środowisku Matlab®/Simulink®.

Części składowe energoelektronicznego źródła prądu pokazano na rysunku 2. Na wyjściu falownika zastosowano filtr dolnoprzepustowy LPF o dwóch strukturach (rysunek 2b,c), umożliwiającą jego pracę jako źródła prądu. Sygnał sterujący  $u$  jest generowany przez regulator; sygnał  $y$  jest sygnałem na wyjściu energetycznym falownika.



Rys. 2. Struktura blokowa części energetycznej niezależnego źródła prądu a) oraz warianty filtra wyjściowego układu LPF: 1-szego rzędu b), 3-ciego rzędu c)

Badania miały na celu określenie skuteczności odwzorowania sygnału zadanego dla następujących parametrów pracy układu: napięcie zasilania falownika 100 [V], częstotliwość nośna modulacji  $MSI$ ,  $f_{PWM} = 12,5$  kHz, dla dwóch typów modulacji  $MSI$  – unipolarnego oraz bipolarnego, a także dwóch rodzajów dolnoprzepustowego filtra wyjściowego – rysunek 2b,c oraz parametrów fitru wyjściowego:  $R_o = 0,1$  [ $\Omega$ ],  $L_o = 1$  [mH],  $L = 250$  [ $\mu$ H],  $C = 15$  [ $\mu$ F].

#### 3.1. Źródło prądu z filtrem 1-szego rzędu

Przedmiotem badań będzie przekształtnik przedstawiony blokowo na rysunku 2. Dobór regulatora przeprowadzono dla kryterium optimum modułu [1, 2] (dla obu wariantów filtra wyjściowego). dla którego transmitancja układu zamkniętego ma postać:

$$G_z(s) = \frac{1}{2\sigma^2 s^2 + 2\sigma s + 1} \quad (3)$$

gdzie  $\sigma$  jest najmniejszą stałą czasową układu. Transmitancję obiektu z filtrem wyjściowym 1-szego rzędu oraz przekształtnikiem modelowanym jako człon opóźniający wyraża wzór:

$$G_o(s) = \frac{E}{L_o s + R_o} e^{-s\tau} \quad (4)$$

gdzie  $\tau$  jest czasem opóźnienia wnoszonym przez przekształtnik.

Transmitancję regulatora wyznaczono na podstawie wyrażenia:

$$G_R(s) = \frac{G_z(s)}{(1 - G_z(s))G_o(s)} \quad (5)$$

skąd po uwzględnieniu (3) i (4) uzyskano:

$$G_R(s) = \frac{1}{2E\sigma} \left( \frac{\tau L_o}{\sigma} + \frac{R_o}{s} + \frac{L_o + \tau R_o - \tau L_o / \sigma - \sigma R_o}{\sigma s + 1} \right) \quad (6)$$

Wyrażenie (6) jest ona podstawą do uzyskania postaci ułamkowej regulatora zgodnie z zasadami aproksymacji przedstawionymi w [7, 8].

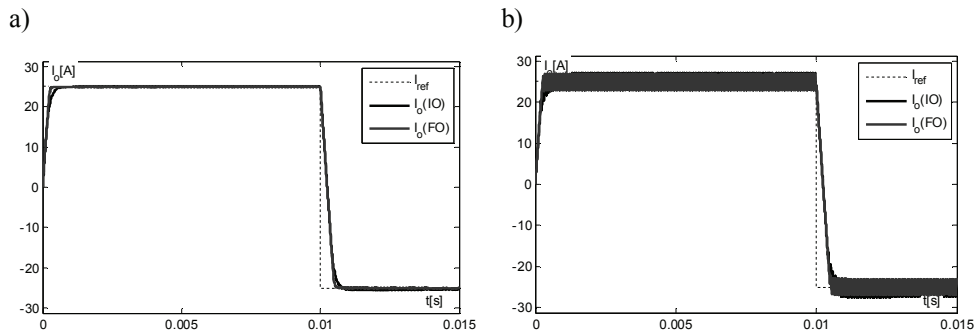
Wyniki symulacji dla układu zamkniętego z regulatorem opisanym transmitancją  $G_{R(IO)}(s)$  oznaczono jako  $I_o(IO)$  gdzie  $IO$  oznacza całkowity rząd regulatora (ang. *Integer Order*). Wyniki symulacji oznaczone przez  $I_o(FO)$  uzyskano w układzie zamkniętym z regulatorem niecałkowitego rzędu ( $FO$  – ang. *Fractional Order*) w którym rząd całkowania przyjęto  $v_i = 1,4$ .

Badania przeprowadzono dla różnych kształtów i parametrów sygnału zadanego. Na wszystkich rysunkach zastosowano jednakowe oznaczenia: linia czarna kropkowana – sygnał zadany; linia czarna ciągła – prąd wyjściowy w układzie z regulatorem ciągłym; linia czerwona ciągła – prąd wyjściowy w układzie z regulatorem ułamkowym.

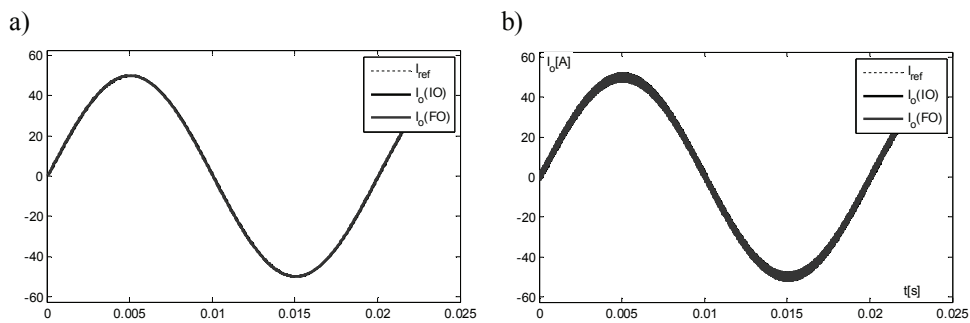
Na rysunkach 2, 3 i 4 pokazano wybrane, nieliczne przebiegi prądu wyjściowego układu dla przypadku sygnałów zadanych, odpowiednio: prostokątnego dla  $f = 50$  Hz,  $I_m = 25$  A, sinusoidalnego o parametrach  $f = 50$  Hz,  $I_m = 50$  A oraz odkształconego sygnału zadanego (1-sza i 17-ta harmoniczna).

Dla przebiegu prostokątnego układ z regulatorem niecałkowitego rzędu wykazuje nieco większą dynamikę oraz mniejszy uchyb ustalony; tłumienie składowych o wyższych częstotliwościach jest zbliżone.

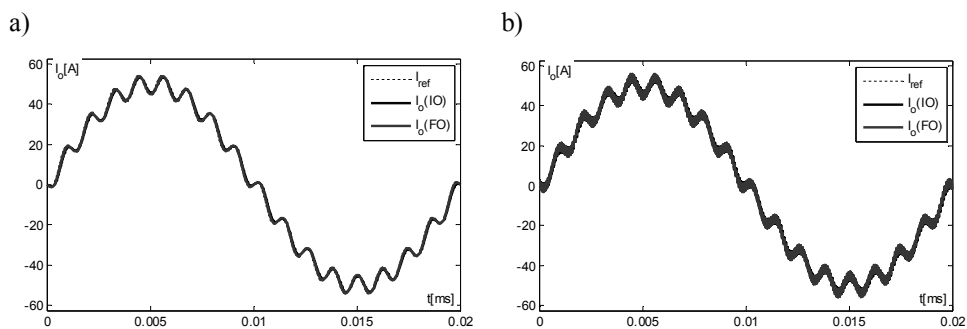
Dla przebiegu sinusoidalnego o częstotliwości 50Hz działanie układu z regulatorem całkowitego rzędu oraz z regulatorem niecałkowitego rzędu jest zbliżone.



Rys. 2. Przebiegi prądu wyjściowego źródła prądu dla prostokątnego sygnału zadanego:  $f = 50$  Hz;  $I_m = 25$  A; a) sterowanie unipolarne, b) sterowanie bipolarne



Rys. 3. Przebiegi prądu wyjściowego źródła prądu dla sinusoidalnego sygnału zadanego:  $f = 50$  Hz;  $I_m = 50$  A; a) sterowanie unipolarne, b) sterowanie bipolarne



Rys. 4. Przebiegi prądu wyjściowego źródła prądu dla harmonicznego (1-sza i 17-ta) sygnału zadanego:  $f = 50$  Hz;  $I_m = 50$  A; a) sterowanie unipolarne, b) sterowanie bipolarne

#### 4.2. Źródło prądu z filtrem 3-ciego rzędu

Dla przypadku wyjściowego filtra 3-ciego rzędu (rys. 1c)) transmitancję sterowanego obiektu wyraża zależność:

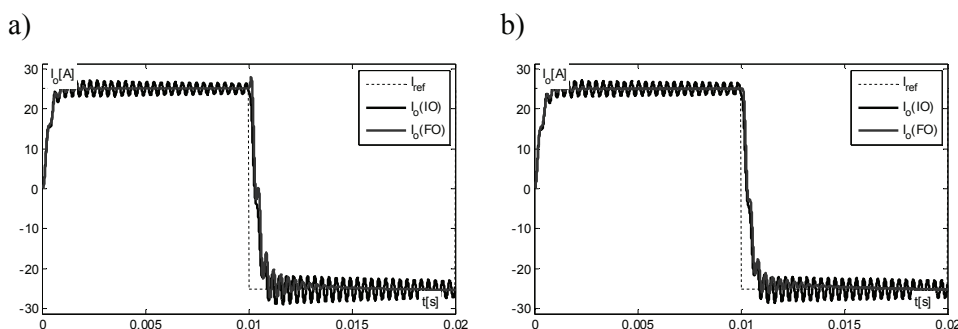
$$G_o(s) = \frac{1}{LL_oCs^3 + LCR_o s^2 + (L + L_o)s + R_o} e^{-s\tau} \quad (7)$$

Na tej podstawie wyznaczona transmitancja regulatora z uwzględnieniem wyrażeń (3) oraz (5) ma postać:

$$G_{R(10)}(s) = \frac{1}{2E\sigma} \left[ s^2 A_1 + s A_2 + A_3 + \frac{A_4}{\sigma s + 1} + \frac{A_5}{\sigma s^2 + s} \right] \quad (8)$$

przy czym współczynniki  $A_1 \div A_5$  są funkcją odpowiednich parametrów układu. Wyrażenie (8) jest ona podstawą do uzyskania postaci ułamkowej regulatora zgodnie z zasadami aproksymacji przedstawionymi w [7,8]. Rząd różniczkowania zwiększono o  $v_d = 0,1$ .

Na rysunkach 5, 6 i 7 pokazano wybrane, nieliczne przebiegi prądu wyjściowego układu dla przypadku sygnałów zadanych, odpowiednio: prostokątnego dla  $f = 50$  Hz,  $I_m = 25$  A, sinusoidalnego o parametrach  $f = 50$  Hz,  $I_m = 50$  A oraz odkształconego sygnału zadanego (1-sza i 17-ta harmoniczna).

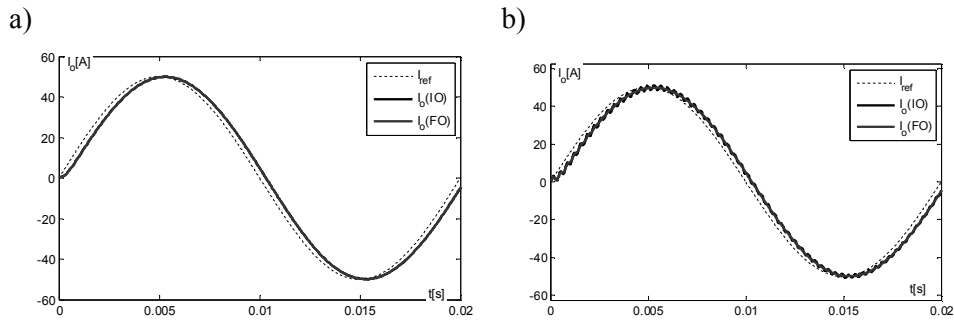


Rys. 5. Przebiegi prądu wyjściowego źródła prądu dla prostokątnego sygnału zadanego:  $f = 50$  Hz;  $I_m = 25$  A; a) sterowanie unipolarne, b) sterowanie bipolarne

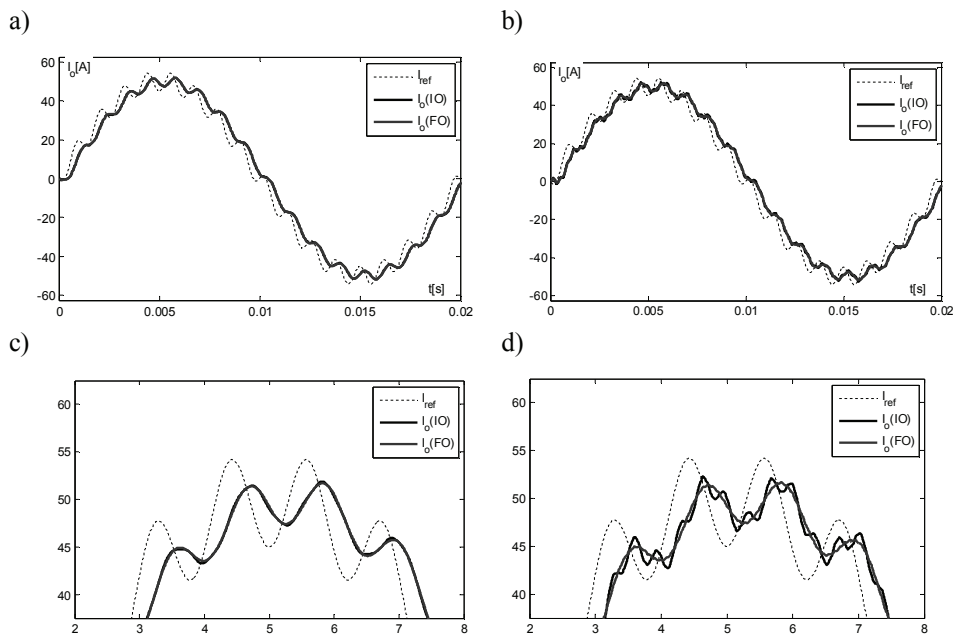
Dla zadanego przebiegu prostokątnego układ z regulatorem niecałkowitego rzędu wykazuje podobną dynamikę oraz mniejszy uchyb ustalony; tłumienie składowych o wyższych częstotliwościach jest znacznie większe, co potwierdza większą skuteczność działania regulatora ułamkowego w uzyskaniu lepszej jakości prądu wyjściowego układu.

Dla zadanych sygnałów sinusoidalnego i wieloharmonicznego również jest widoczna większa skuteczność tłumienia składowych o wyższych częstotliwościach.

Przebiegi prądu na rysunkach 7c i d) przedstawiają powiększone fragmenty przebiegów prądu wyjściowego dla sygnału zadanego wieloharmonicznego. Dla obu sposobów sterowania występuje podobne opóźnienie sygnału wyjściowego oraz zbliżony błąd statyczny, przy lepszej skuteczności tłumienia wyższych harmonicznych. Mimo wyższego rzędu filtra wyjściowego układu jakość odwzorowania sygnału wyjściowego jest dobra.



Rys. 6. Przebiegi prądu wyjściowego źródła prądu dla sinusoidalnego sygnału zadanego:  $f = 50 \text{ Hz}$ ;  $I_m = 50 \text{ A}$ ; a) sterowanie unipolarnie, b) sterowanie bipolarne



Rys. 7. Przebiegi prądu wyjściowego źródła prądu dla harmonicznego (1-sza i 17-ta) sygnału zadanego:  $f = 50 \text{ Hz}$ ;  $I_m = 50 \text{ A}$ ; a) sterowanie unipolarnie, b) sterowanie bipolarne

#### 4. PODSUMOWANIE

W pracy przedstawiono badania układu zamkniętego niezależnego energoelektronicznego źródła prądu. Porównanie skuteczności działania regulatora klasycznego z regulatorem ułamkowym (o parametrach dobranych według kryterium modułu) wykonano dla tego samego układu, o tych samych parametrach. Z przeprowadzonych badań wynika możliwość skutecznego sterowania źródła

prądu z zastosowaniem regulatora niecałkowitego rzędu dla obu typów modulacji (unipolarnej oraz bipolarnej) oraz obu wariantów filtra wyjściowego falownika. Brak jednoznacznych reguł strojenia utrudnia jednak prawidłowy dobór rzędu operatorów skutkujący polepszeniem jakości sterowania, jednak opracowanie takich ogólnych kryteriów strojenia wydaje się możliwe i wymaga dalszych prac.

### 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., Porada R.: Utilization of Wideband Power Electronics Current Sources in Generator of Spatial Magnetic Field. Proc. of 15th International Power Electronics & Motion Control Conference and Exposition, 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] Kosztołowicz T., Zastosowanie równań różniczkowych z pochodnymi ułamkowymi do opisu subdyfuzji. Wydawnictwo UH-P, Kielce 2008.
- [6] Ostalczyk P., Zarys rachunku różniczkowo-całkowego ułamkowych rzędów. Teoria i zastosowanie w automatyce. Wydawnictwo Politechniki Łódzkiej, Łódź 2008.
- [7] Petráš I. Fractional-order feedback control of a dc motor. Journal of Electrical Engineering, vol. 60, no. 3, 2009, 117-128.
- [8] Podlubny I., Fractional Differential Equations, Academic Press, San Diego, 1999.
- [9] Porada R., Gulczyński A.: Badania porównawcze regulatorów klasycznych i ułamkowych w sterowaniu obiektów z opóźnieniem. Mat. XV Konf. „Zastosowanie Komputerów w Elektrotechnice”, ZKwE'12, PUT Academic Journal, Electrical Engineering, Poznań 2012, No. 71, ss. 109-116.
- [10] Monje C.A., Vinagre B.M., Feliu V., Chen Y.Q., Tuning and Auto-Tuning of Fractional Order Controllers for Industry Application, Control Engineering Practice 16 (2008), 798-812.
- [11] Vinagre B.M., Podlubny I., Hernandez A., Fe-Liu V., Some Approximations of Fractional Order Operators used in Control Theory and Applications, Fractional Calculus and Applied Analysis 3 No. 3 (2000), 231-248.

#### **THE CONTROL OF POWER ELECTRONICS CURRENT SOURCE WITH APPLICATION OF DISCREET FRACTIONAL REGULATORS**

Traditional methods of control of power electronics systems do not enable obtainments of required currently qualities of output signals. The work presents a general characteristics of classical and modern methods using in the control fractional regulators. We discussed algorithms of these regulators and described possibilities of their use to control of independent power electronics current source. Selected simulation results of the system for different reference signals are also included.