

Ryszard PORADA*
Adam GULCZYŃSKI*

ZMODYFIKOWANE STEROWANIE DYSKRETNE ENERGOELEKTRONICZNYM ŹRÓDŁEM PRĄDU

W pracy przedstawiono zmodyfikowany sposób określania korektora (regulatora) dla układu zamkniętego niezależnego energoelektronicznego źródła prądu z modulacją MSI. Zaproponowano wykorzystanie transmitancji wzorcowej układu zamkniętego do wyznaczenia tego korektora. Ze względu na potencjalne wykorzystanie badanego źródła prądu jako energoelektronicznego sprzęgu alternatywnego źródła energii z siecią elektroenergetyczną założono, że wolnozmiennie procesy przekazywania energii do sieci nie wymuszają dużej dynamiki układu zamkniętego. Wyznaczono korektor w postaci dyskretnej. Przedstawiono wybrane wyniki badań symulacyjnych dla sinusoidalnego kształtu sygnałów zadanych.

SŁOWA KLUCZOWE: energoelektronika, falowniki, sterowanie dyskretne

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/prądu 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, a także źródła prądu stosowane w magneto-terapii [4, 6]. Obecnie często są wykorzystywane jako sprzęgi alternatywnych źródeł energii z siecią elektroenergetyczną.

Sterowanie układami energoelektronicznymi pracującymi jako układy niezależne jest zagadnieniem trudnym ze względu na wykorzystywanie metod modulacji dyskretnej (np. MSI [6]). Sterowanie takimi układami metodami analogo-

* Politechnika Poznańska.

wymi jest realizowane 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) [3, 6], dla uzyskania optymalnych odpowiedzi obiektu.

W pracy przedstawiono zmodyfikowany sposób określania regulatora dla układu zamkniętego niezależnego energoelektronicznego źródła prądu z modulacją MSI. Zaproponowano wykorzystanie transmitancji wzorcowej układu zamkniętego do wyznaczania tego korektora. Ze względu na potencjalne wykorzystanie badanego źródła prądu jako energoelektronicznego sprzęgu alternatywne źródła energii z siecią elektroenergetyczną założono, że wolnozmiennne procesy przekazywania energii do sieci nie wymuszają dużej dynamiki układu zamkniętego. Wyznaczono korektor w postaci dyskretnej. Przedstawiono wybrane wyniki badań symulacyjnych dla sinusoidalnego kształtu sygnałów zadanych.

2. STRUKTURA ŹRÓDŁA PRĄDU

Energoelektroniczne niezależne źródła prądu są obecnie stosowane także jako układy sprzęgające alternatywne źródła energii z siecią elektroenergetyczną. Ponieważ głównym celem pracy takiego układu jest przekazywanie energii do sieci w sposób statyczny założono, że dynamika układu może być ograniczona. Niezależnie od tego, sposób sterowania takim układem energoelektronicznym nastęca duże trudności ze względu na silną nieliniowość i dyskretną pracę falownika [6].

Tradycyjnie, postacie sterowników (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. Podstawowe cele sterowania, tzn. stabilizacja zamkniętego układu sterowania, kształtowanie pożądanej szybkości przejściowych procesów sterowania czy dążenie do zapewnienia zadanej statycznej dokładności sterowania można zrealizować, posługując się tymi prototypowymi członami sterującymi.

Proponowane są korektory o transmitancjach pierwszego lub drugiego rzędu czy bardzo popularne regulatory z rodziny PID. Synteza takich regulatorów jest bardzo dobrze przedstawiona w klasycznej literaturze dotyczącej sterowania automatycznego [1, 2, 3, 5].

Inną możliwością jest synteza układu sterowania na podstawie prototypowej transmitancji układu zamkniętego. Jest to prosta metoda projektowania struktury oraz parametrów sterownika dla zadanej postaci transmitancji zamkniętego układu sterowania. Transmitancja taka nazywana jest transmitancją prototypową (wzorcową).

Transmitancję tę wyznacza się w oparciu o wymagania projektowe (specyfi-

kacje) – określające pożądane cechy układu sterowania, przykładowo charakterystyki stabilnościowe, dokładnościowe oraz szybkościowe tego układu. Często są to typowe transmitancje związane np. z kryterium optimum modułu lub optimum symetrycznego [1,2]. Transmitancję sterownika, na podstawie transmitancji układu zamkniętego $G_z(s)$ z ujemnym sprzężeniem zwrotnym:

$$G_z(s) = \frac{G_R(s)G_o(s)}{1 + \beta(s)G_R(s)G_o(s)} \quad (1)$$

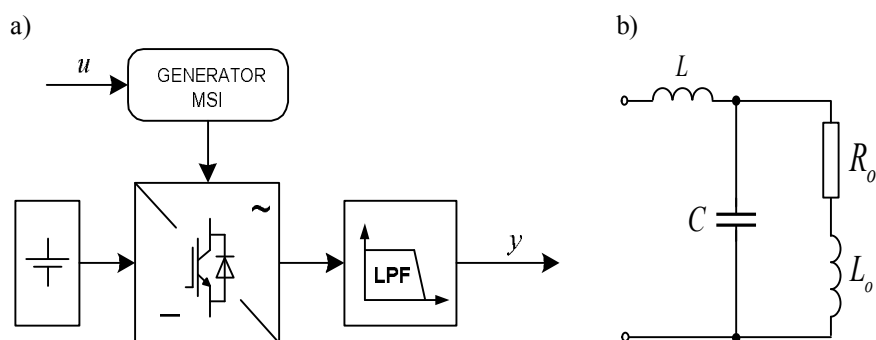
wyznacza się z równania:

$$G_R(s) = \frac{G_z(s)}{1 - \beta(s)G_z(s)} \frac{1}{G_o(s)} = G'_R(s) \frac{1}{G_o(s)} \quad (2)$$

gdzie odpowiednio transmitancje: $G_o(s)$ – obiektu, $G_R(s)$ – sterownika, $\beta(s)$ – toru sprzężenia zwrotnego.

Tak zaprojektowany sterownik powinien całkowicie skompensować dynamiczne działanie sterowanego obiektu (w transmitancji sterownika występuje odwracanie transmitancji obiektu). Takie „kompensacyjnie zorientowane” postępowanie ma jednak wady, związane m.in. z wewnętrzną stabilnością oraz dobrą określonością projektowanego układu, (dotyczy to zwłaszcza obiektów o wysokim względnym rzędzie, niestabilnych czy nieminimalnofazowych) [1, 2, 3, 5]. Dodatkowe trudności mogą pojawić się przy kompensacji wpływu dużych stałych czasowych sterowanego obiektu, co może prowadzić do wzrostu wymagań na niezbędny zakres zmienności sygnałów sterujących.

Ze względu na potencjalne wykorzystanie badanego źródła prądu jako energoelektronicznego sprzęgu alternatywnego źródła energii z siecią elektroenergetyczną założono, że wolnozmiennie procesy przekazywania energii do sieci nie wymuszają dużej dynamiki układu zamkniętego. Powoduje to możliwość ograniczenia pasma przenoszenia układu.



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

Przedstawiony sposób doboru sterownika przetestowano na przykładzie 1-fazowego niezależnego energoelektronicznego źródła prądu, którego schemat blokowy pokazano na rysunku 1. W badaniach wstępnych układu, 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 sinusoidalnego sygnału zadanego (prądu gałęzi R_oL_o) dla następujących parametrów układu: napięcie zasilania falownika 400 V, częstotliwość nośna modulacji MSI (unipolarnej i bipolarnej) $f_{MSI} = 12,5$ kHz. Przyjęte parametry filtra i gałęzi odbiornikowej (rys. 1b) wynoszą: $L = 440$ μ H, $C = 44$ μ F, $R_o = 0,5$ Ω , $L_o = 1$ mH.

3. REGULATOR CYFROWY

Regulator cyfrowy określono na podstawie znajomości modelu sterownika analogowego, wyznaczonego na podstawie transmitancji układu wzorcowego. Transmitancję analogową sterownika wyznaczono na podstawie wzoru (2). 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 wraz z gałęzią odbiornikową w postaci szeregowej gałęzi R_oL_o .

Jako transmitancję wzorcową przyjęto postać zaproponowaną w [7]:

$$G_z(s) = K_z \frac{s \pm 2\alpha\omega_0}{s^2 + 2\alpha\omega_0s + \omega_0^2} \quad (3)$$

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).

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

$$G_M(s) \approx K_M \frac{(2 + sT_N)}{(2 + s\tau)(4 + sT_G)} \quad (4)$$

gdzie: $K_M = E(2\tau T_G)/T_N$, T_N – okres modulacji, T_G – okres sygnału wyjściowego, τ – uśredniony czas modulacji w okresie modulacji (odpowiadający współczynnikowi wypełnienia).

Transmitancję filtra wyjściowego łącznie z gałęzią odbiornikową opisuje wyrażenie:

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

przy czym:

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

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

Część strukturalna korektora, na podstawie zależności (2), wynosi:

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

a jego pełna postać:

$$G_k(s) = \frac{K_z(s + 2\alpha\omega_0)}{s^2 + 2\alpha\omega_0(1 - \beta/a)s + (1 - \beta)\omega_0^2} \frac{1}{G_o(s)} \quad (6)$$

Transmitancja opisująca obiekt jest dość wysokiego rzędu, co znacząco utrudnia jego pełną kompensację. Dlatego, przy założeniu ograniczonego pasma przenoszenia układu zamkniętego, zaproponowano prostą aproksymację postaci (6) następującym wyrażeniem:

$$G_{ka}(s) = K_\kappa \frac{s^2 + l_1s + l_0}{s^2 + m_1s + m_0} \quad (7)$$

gdzie współczynniki licznika i mianownika:

$$l_1 = (K_I + K_D)/K_D T_I, \quad l_0 = K_I/K_D T_I T_D, \quad m_1 = (T_I + T_D)/T_I T_D, \quad m_0 = 1/T_I T_D$$

przy czym K_I, K_D, T_I, T_D są wielkościami aproksymującymi pełną postać korektora w pasmie ok. 1 kHz.

W literaturze podawanych jest wiele wzorów na algorytmy regulatorów cyfrowych uzyskiwanych na podstawie ich odpowiedników analogowych. W prezentowanych badaniach dla wyznaczenia postaci cyfrowej regulatora zastosowano metodę residuum [1, 3].

Ostatecznie korektor dyskretny uzyskany na podstawie korektora analogowego (7) ma postać:

$$G_k(z) = K_\kappa \frac{z^2 + b_1z + b_0}{z^2 + a_1z + a_0} \quad (8)$$

przy czym:

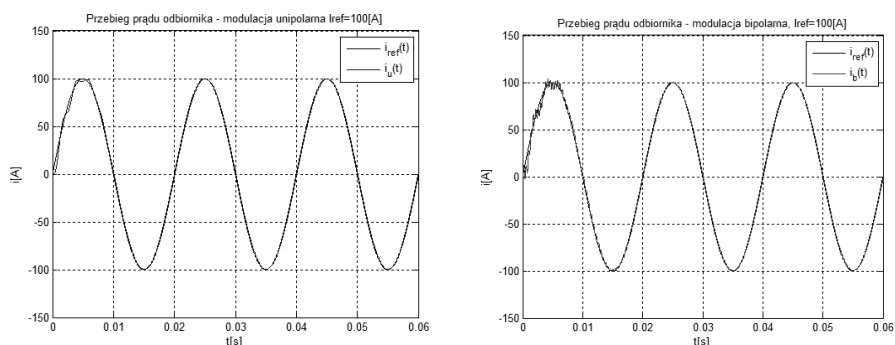
$$\begin{aligned} b_0 &= e^{-T/T_I} - (K_I/K_D)e^{-T/T_D}(1 - e^{-T/T_I}) \\ b_1 &= [(K_I/K_D) - 1] - [(K_I/K_D) + 1]e^{-T/T_I} \\ a_0 &= e^{-T/T_I}e^{-T/T_D}, \quad a_1 = -(e^{-T/T_I} + e^{-T/T_D}) \end{aligned}$$

gdzie T jest okresem próbkowania.

4. BADANIA SYMULACYJNE

Skuteczność działania proponowanego sterownika w postaci dyskretnej przetestowano na przykładzie 1-fazowego niezależnego źródła prądu (jako układu autonomicznego) w środowisku Matlab®/Simulink®, pracującego z dwoma typami modulacji – unipolarną i bipolarną. Badania przeprowadzono dla kształtu

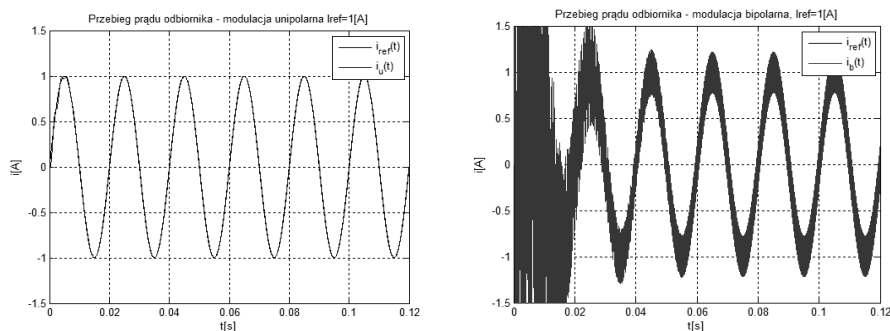
sinusoidalnego i znamionowej wartości amplitudy $I_m = 100$ A prądu zadanego. Przebiegi tego prądu dla źródła pracującego jako układ autonomiczny pokazano na rysunku 2.



Rys. 2. Przebiegi prądu wyjściowego dla częstotliwości $f = 50$ Hz i amplitudzie $I_m = 100$ A (modulacja unipolarna i bipolarna)

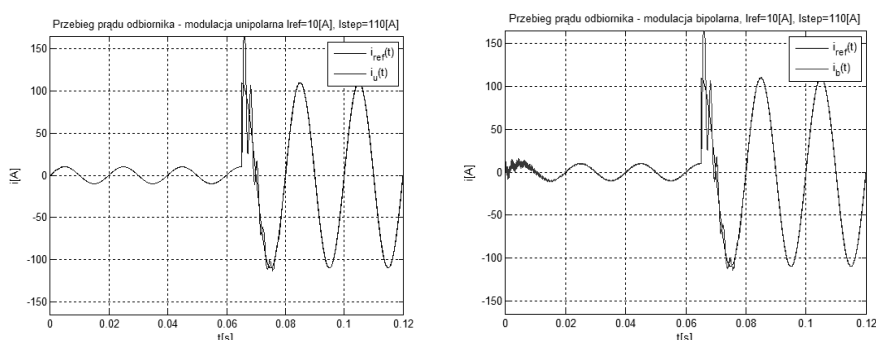
Dla obu typów modulacji, na początku generowania prądu występują drgania gasnące po ok. połowie okresu; mniejsze tłumienie procesów przejściowych jest bardziej widoczne w przypadku modulacji bipolarnej. Sygnał prądu zawiera oprócz harmonicznnej podstawowej wyższe harmoniczne niższego rzędu, których znaczące wartości występują w pasmie 1 kHz. Współczynnik odkształcenia prądu w tym pasmie wynosi ok. 0,5% dla modulacji unipolarnej oraz ok. 0,7% – bipolarnej.

Na rysunku 3 pokazano przebiegi prądu o amplitudzie $I_m = 1$ A. Mniejszą wartość harmonicznnych wykazuje przebieg prądu uzyskany przy modulacji unipolarnej. Wartość współczynnika odkształcenia prądu w pasmie 1 kHz wynosi, dla modulacji unipolarnej ok. 1,2%, natomiast ok. 1,7% – bipolarnej, dla której pojawiły się także składowe wysokoczęstotliwościowe.



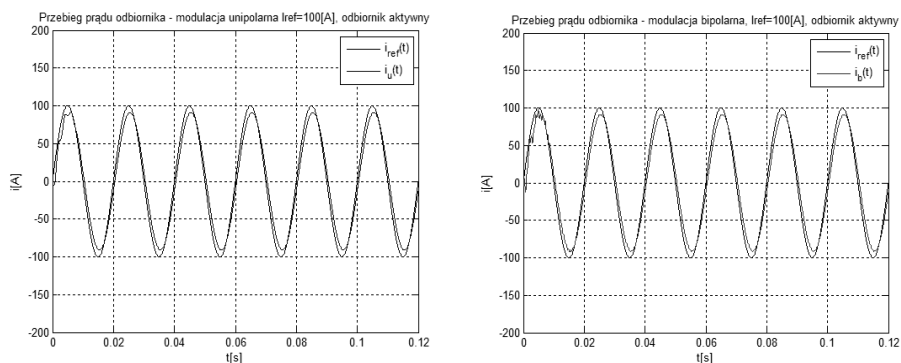
Rys. 3. Przebiegi prądu wyjściowego dla częstotliwości $f = 50$ Hz i amplitudzie $I_m = 1$ A (modulacja unipolarna i bipolarna)

Na rysunku 4 przedstawiono przebiegi prądu wyjściowego układu dla przypadku skoku sygnału zadanego od wartości $I_m = 10$ A do wartości $I_m = 100$ A. Widoczna jest ograniczona dynamika (duże przeregulowanie) związana z założeniem wąskopasmowości układu. Jednak w postulowanym zastosowaniu układu jako energoelektronicznego sprzęgu alternatywnych źródeł energii z siecią elektroenergetyczną nie ma to istotnego znaczenia ze względu na wolnozmienny charakter zmian wartości przetwarzanej energii.



Rys. 4. Przebiegi prądu wyjściowego dla prostokątnego sygnału zadanego: amplituda prądu $I_m = 100$ A; a) częstotliwość $f = 50$ Hz, b) częstotliwość $f = 300$ Hz

Przeprowadzono także badania wstępne związane z oddawaniem energii do sieci elektroenergetycznej po stronie n/n transformatora o mocy 1 MVA i napięciu 15/0,4 kV, dołączonego do linii 15 kV o mocy zwarcia $S_{zw} = 24$ MVA. Badania wykonano w celu sprawdzenia wpływu niskoczęstotliwościowych składowych prądu generowanego przez badany sprzęg energoelektroniczny na wywołaną nimi wartość współczynnika odkształcenia napięcia. W analizowanym przypadku nie przekracza on ok. 0,5%.



Rys. 5. Przebiegi prądu sieci elektroenergetycznej w węzle n/n

Na rysunku 5 pokazano przebieg prądu sieci, generowany przez źródło prądu (dla obu przypadków modulacji). Widoczny jest efekt wpływu napięcia sieci oraz innych odbiorców energii na różnicę między prądem zadany a generowanym na wyjściu fizycznym źródła prądu. Wynika to ze zmiany charakteru gałęzi odbiornikowej, co może wymagać np. adaptacyjnego dostrajania parametrów sterownika do aktualnych warunków pracy. Problem ten wymaga dalszych badań.

5. PODSUMOWANIE

W pracy przedstawiono badania niezależnego energoelektronicznego źródła prądu z prądowym sprzężeniem zwrotnym w pracy autonomicznej oraz jako sprzęg pomiędzy alternatywnym źródłem energii i siecią elektroenergetyczną, sterowanego za pomocą sterownika dyskretnego. Zaproponowano wykorzystanie transmitancji wzorcowej układu zamkniętego do wyznaczenia tego sterownika. Ze względu na potencjalne wykorzystanie badanego źródła prądu jako energoelektronicznego sprzęgu alternatywnego źródła energii z siecią elektroenergetyczną założono, że wolnozmiennie procesy przekazywania energii do sieci nie wymuszają dużej dynamiki układu zamkniętego. Uzyskane wyniki badań symulacyjnych potwierdzają przyjęte założenia co do możliwości skutecznego wpływu sterownika dyskretnego na jakość generowanego sinusoidalnego prądu na wyjściu układu. Wskazują także na potrzebę dalszych badań związanych ze współpracą badanego źródła prądu z siecią elektroenergetyczną.

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] 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.

THE MODIFIED DISCREET CONTROL OF POWER ELECTRONICS CURRENT SOURCE

The work presents a modified way of determining an equaliser (regulator) for closed independent power electronics current source system with PWM modulation. One proposed to use the reference transmittance of the closed system to designate such equaliser. Due to the potential application of the investigated current source as a power electronics interconnector of alternative energy source with the power network it is assumed that slowchangeable processes of transmit energy to the power network does not extort large dynamics of the closed system. In the paper the equaliser is determined in discreet form. Selected simulation results of such system for sinusoidal shape of reference signals given are also included.

(Received: 9. 02. 2016, revised: 5. 03. 2016)