

Beata ZIĘBA, Igor KOROTYEV

UNIwersytet Zielonogórski, Instytut Inżynierii Elektrycznej,
ul. Podgórna 50, 65-246 Zielona Góra

Zastosowanie podwójnego szeregu Fouriera do analizy matrycowo-reaktancyjnego przekształtnika częstotliwości prądu przemiennego

Mgr Beata ZIĘBA

Absolwentka Wydziału Podstawowych Problemów Techniki Politechniki Zielonogórskiej kierunku matematyka. Od 2006 r. studentka studiów doktoranckich na Uniwersytecie Zielonogórskim na kierunku elektrotechnika. Zajmuje się modelowaniem matematycznym układów przekształtnikowych prądu przemiennego.



e-mail: B.Zieba@weit.uz.zgora.pl

Prof. dr hab. inż. Igor KOROTYEV

Absolwent Wydziału Techniki Elektronicznej Politechniki Kijowskiej, stopień doktora nauk technicznych uzyskał w 1979r., a stopień doktora habilitowanego w 1994 r. Tytuł profesora nadała mu w 1995r. Rada Naukowa Politechniki Kijowskiej. Tytuł ten został nostryfikowany w Polsce w 1999r. Pracuje jako profesor nadzwyczajny w Instytucie Inżynierii Elektrycznej Uniwersytetu Zielonogórskiego. Zajmuje się analizą układów przekształtnikowych i ich wykorzystaniem przy projektowaniu systemów zasilania.



e-mail: I.Korotjev@iee.uz.zgora.pl

Streszczenie

W artykule rozpatrzona została metoda przeznaczona do wyznaczania stanu ustalonego w matrycowo-reaktancyjnych przekształtnikach częstotliwości prądu przemiennego (MRFC z ang. matrix-reactance frequency converters). Metoda polega na rozszerzeniu niestacjonarnych równań różniczkowych opisujących przekształtnik o dodatkowe zmienne czasu, odpowiadające różnym częstotliwościom pracy obwodu. Aproksymacja rozwiązania jest otrzymana przy zastosowaniu metody Galerkina oraz wykorzystaniu podwójnych szeregów Fouriera, za pomocą których otrzymywane są prądy i napięcia w obwodzie. Rezultaty obliczeń zaprezentowane zostały na przykładzie MRFC i porównane z metodą numeryczną.

Słowa kluczowe: matrycowo-reaktancyjny przekształtnik prądu przemiennego, modelowanie matematyczne, podwójny szereg Fouriera, metoda Galerkina

Application of the double Fourier series to analysis of AC matrix-reactance frequency converters

Abstract

The purpose of this paper is to present a method for calculation of steady-state processes in AC/AC three-phase, matrix-reactance, frequency converters (MRFC) that are described by nonstationary periodical differential equations (1). The proposed method is based on extension of nonstationary differential equations and use of the Galerkin's method [1]. The differential equations are extended by additional, independent variables of time, corresponding to different pulsations in the circuit [2]. There is assumed that the ratio of the supply source and control signal periods is incommensurable. The solution is found by the Galerkin's method with basis functions described by a double Fourier series [3]. The calculation results were verified by a numerical method. The calculations were obtained for steady-state processes in the three-phase MRFC with an RL load (Fig. 1). The calculation results are presented in the form of a double Fourier series. To verify the results obtained there was calculated the steady state in which both time variables were the same. The results were compared with the those obtained by the numerical method embedded in the program Mathematica (Figs. 5 and 6). A new method for solving nonstationary differential equations is presented. The method can be applied directly to finding the steady-state solution without any additional transformation of equations. Moreover, the steady state solution is obtained immediately, without any transient state.

Keywords: AC/AC matrix-reactance frequency converter, mathematical modelling, double Fourier series, Galerkin's method.

1. Wprowadzenie

W układach prądu przemiennego powszechnie stosowane są przekształtniki elektroenergetyczne, wykorzystywane do sterowania napięć przemiennych. Przekształtniki te umożliwiają ekonomiczne przekształcanie i sterowanie przepływem energii do odbiorców. Przy analizie sterowania układów elektroenergetycznych

wymaga się aby układ przekształtnikowy zapewniał pożądane przekształcanie energii oraz wyeliminował lub ograniczył niekorzystne oddziaływanie na sieć zasilającą. Rozwiązania takie można znaleźć analizując jedno- i trójfazowe układy bazujące na strukturach impulsowych sterowników matrycowo-reaktancyjnych [4] prądu przemiennego. Układy MRFC umożliwiają regulację zarówno częstotliwości napięcia wyjściowego jak również wartości tego napięcia, z możliwością jego podwyższania [5, 6, 7].

Modele matematyczne przekształtników impulsowych są szeroko wykorzystywane do analizy teoretycznej właściwości takich układów. Analiza stanów ustalonych i przejściowych dla układów przekształtników sprowadza się do rozwiązywania niestacjonarnych układów równań różniczkowych tej postaci:

$$\frac{dX(t)}{dt} = A(t)X(t) + B(t), \quad (1)$$

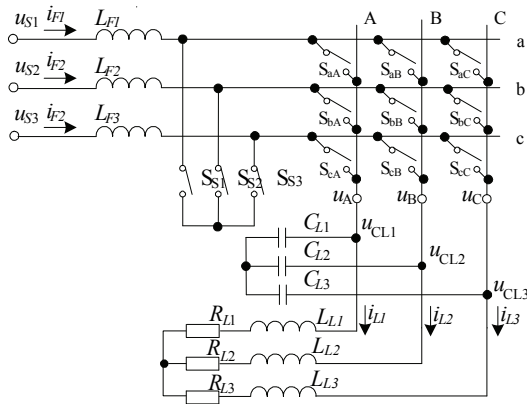
gdzie $X(t)$ to wektor zmiennych stanu, $A(t)$ macierz obwodu, a $B(t)$ wektor wymuszeń.

Rozwiązanie (1) można znaleźć za pomocą metod analitycznych [8, 9, 10], jak również za pomocą metod numerycznych, poprzez symulacje analizy komputerowej. Metody numeryczne mają jednak swoje ograniczenia, otrzymywane za ich pomocą rezultaty określają co najwyżej kilka przebiegów pracy przekształtnika. Dopiero rezultaty uzyskiwane w metodach analitycznych pozwalają na dokładne określenie procesów zachodzących w układzie.

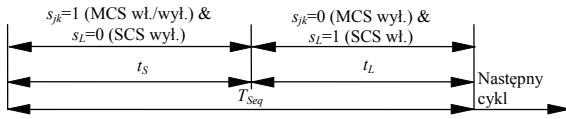
Artykuł dotyczy przedstawienia metody modelowania matematycznego MRFC w stanie ustalonym z wykorzystaniem podwójnych szeregów Fouriera [3]. Rozwiązanie niestacjonarnych równań różniczkowych (1) jest otrzymane przy wykorzystaniu metody Galerkina i rozszerzeniu przestrzeni równań do dwóch zmiennych czasu. Rozszerzenie to zostaje wprowadzone przy założeniu, że łącznik na wejściu i wyjściu źródeł prądowych i napięciowych, działają z różnymi pulsacjami i nie istnieje między okresami ich pracy wymierna zależność. Rezultaty obliczeń zaprezentowane zostały na przykładzie MRFC i porównane ze znaną metodą numeryczną.

2. Model matematyczny

W celu przedstawienia zaproponowanej metody zostanie przeprowadzona analiza wybranego przekształtnika MRFC z obciążeniem RL, pokazanego na rysunku 1. W każdym okresie T_{Seq} istnieją dwa przedziały czasu, t_S i t_L . W przedziale t_S łączniki o połączeniu synchronicznym (SCS z ang. synchronous connected switches) są wyłączone, natomiast łączniki o połączeniu matrycowym (MCS z ang. matrix connected switches) działają zgodnie ze strategią sterowania rysunek 2.



Rys. 1. Matrycowo – reaktancyjny przekształtnik częstotliwości z obciążeniem RL
Fig. 1. Matrix reactance frequency converter with RL load



Rys. 2. Ogólna postać strategii sterowania
Fig. 2. General form of control strategy description

Funkcja stanu łączników jest zdefiniowana, w taki sposób, że $s_{jk}=1$ gdy łącznik jest wyłączony i $s_{jk}=0$ gdy łącznik jest włączony, gdzie $j = \{a, b, c\}$, $k = \{A, B, C\}$.

W tego typu MRFC wykorzystuje się strategię sterowania bazującą na koncepcji niskoczęstotliwościowej macierzy transformacji według Venturiniego [4]. Zmodyfikowana macierz transformacji przyjmuje postać [5]:

$$M(t) = \begin{bmatrix} d_{aA} & d_{aB} & d_{aC} \\ d_{bA} & d_{bB} & d_{bC} \\ d_{cA} & d_{cB} & d_{cC} \end{bmatrix} \quad (3)$$

gdzie:

$$\begin{aligned} d_{aA} &= d_{bB} = d_{cC} = (1 - D_S)(1 + 2q \cos(\omega_m t)) / 3, \\ d_{aB} &= d_{cA} = d_{bC} = (1 - D_S)(1 + 2q \cos(\omega_m t - 2\pi/3)) / 3, \\ d_{aC} &= d_{bA} = d_{cB} = (1 - D_S)(1 + 2q \cos(\omega_m t - 4\pi/3)) / 3, \end{aligned}$$

$D_S = t_s / T_{seq}$ - współczynnik wypełnienia impulsu, $\omega_m = \omega_L - \omega$, ω , ω_L - pulsacje napięcia odpowiednio na wejściu i wyjściu, q - współczynnik wzmocnienia.

W celu przeprowadzenia badań dla różnych pulsacji obwodu, macierz $M(t)$ przedstawimy w formie sumy macierzy:

$$M(t) = M_{\omega_m}(t) + M_{\omega_\sigma}(t) \quad (4)$$

gdzie $M_{\omega_m}(t)$ jest macierzą z podstawową częstotliwością ω_m , której współczynniki są takie jak w (3), a druga macierz $M_{\omega_\sigma}(t)$ z częstotliwością ω_σ ma postać

$$M_{\omega_\sigma} = \begin{bmatrix} d'_{aA} & d'_{aB} & d'_{aC} \\ d'_{bA} & d'_{bB} & d'_{bC} \\ d'_{cA} & d'_{cB} & d'_{cC} \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned} d'_{aA} &= d'_{bB} = d'_{cC} = (1 - D_S)(1 + q_\sigma \cos(\omega_\sigma t)) / 3, \\ d'_{aB} &= d'_{cA} = d'_{bC} = (1 - D_S)(1 + q_\sigma \cos(\omega_\sigma t - 2\pi/3)) / 3, \\ d'_{aC} &= d'_{bA} = d'_{cB} = (1 - D_S)(1 + q_\sigma \cos(\omega_\sigma t - 4\pi/3)) / 3, \end{aligned}$$

gdzie $\omega_\sigma = i\omega_L - \omega$; $i = 2, 3, \dots$, q_σ - współczynnik wzmocnienia. Wówczas wejściowe i wyjściowe równania prądów i napięć będą przekształcane przez współczynniki macierzy transformacji $M(t)$ z sumą dwóch różnych pulsacji i przyjmują formę:

$$\begin{aligned} d_{aA} &= d_{bB} = d_{cC} = (1 - D_S)(1 + 2q \cos(\omega_m t) + q_\sigma \cos(\omega_\sigma t)), \\ d_{aB} &= d_{cA} = d_{bC} = (1 - D_S) \\ &\quad (1 + 2q \cos(\omega_m t - 2\pi/3) + q_\sigma \cos(\omega_\sigma t - 2\pi/3)), \\ d_{aC} &= d_{bA} = d_{cB} = (1 - D_S) \\ &\quad (1 + 2q \cos(\omega_m t - 4\pi/3) + q_\sigma \cos(\omega_\sigma t - 4\pi/3)). \end{aligned}$$

Należy zauważyć, że podobnie jak w prostszym przypadku macierzy transformacji (3) transformacja (4) daje możliwości zmiany częstotliwości napięcia wyjściowego w MRFC.

Na podstawie metody uśrednionych zmiennych stanu [11], proces w takim układzie można opisać za pomocą niestacjonarnych równań różniczkowych (1), w których wektor zmiennych stanu przyjmuje postać:

$$X(t) = [i_{F1} \ i_{F2} \ i_{F3} \ u_{CL1} \ u_{CL2} \ u_{CL3} \ i_{L1} \ i_{L2} \ i_{L3}]^T$$

oraz macierz obwodu $A(t)$ i wektor wymuszeń $B(t)$ mają postać

$$A(t) = \begin{bmatrix} -\frac{R_{F1}}{L_{F1}} & 0 & 0 & -\frac{d_{aA}}{L_{F1}} & -\frac{d_{bA}}{L_{F1}} & -\frac{d_{cA}}{L_{F1}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_{F2}}{L_{F2}} & 0 & -\frac{d_{aB}}{L_{F2}} & -\frac{d_{bB}}{L_{F2}} & -\frac{d_{cB}}{L_{F2}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_{F3}}{L_{F3}} & -\frac{d_{aC}}{L_{F3}} & -\frac{d_{bC}}{L_{F3}} & -\frac{d_{cC}}{L_{F3}} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{d_{aA}}{C_{L1}} & \frac{d_{aB}}{C_{L1}} & \frac{d_{aC}}{C_{L1}} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_{L1}} & 0 & 0 \\ \frac{d_{bA}}{C_{L2}} & \frac{d_{bB}}{C_{L2}} & \frac{d_{bC}}{C_{L2}} & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_{L2}} & 0 \\ \frac{d_{cA}}{C_{L3}} & \frac{d_{cB}}{C_{L3}} & \frac{d_{cC}}{C_{L3}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_{L3}} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{L1}} & 0 & 0 & -\frac{R_{L1}}{L_{L1}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{L2}} & 0 & 0 & -\frac{R_{L2}}{L_{L2}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{L3}} & 0 & 0 & -\frac{R_{L3}}{L_{L3}} \end{bmatrix},$$

$$B(t) = \left[\frac{E}{L_{F1}} \cos(\omega t), \frac{E}{L_{F2}} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right), \frac{E}{L_{F3}} \cos\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right), 0, 0, 0, 0, 0 \right]^T,$$

gdzie R_{F1} , R_{F2} , R_{F3} rezystancje dławików L_{F1} , L_{F2} , L_{F3} . Łączniki S_{jk} są idealne, włączają się i wyłączają okresowo, czas przewodzenia jest zależny od wartości funkcji macierzy $M(t)$. Łączniki o połączeniu synchronicznym S_{S1} , S_{S2} , S_{S3} mają stałe okresy przewodzenia w zależności od wartości współczynnika D . Należy podkreślić również, że macierz $A(t)$ i wektor $B(t)$ mają różne pulsacje.

3. Metoda obliczeniowa

Aproksymacja rozwiązania za pomocą metody Galerkinia polega na wprowadzeniu residuum zdefiniowanego jako:

$$R_{X(t)} = \frac{dX(t)}{dt} - A(t)X(t) - B(t) \quad (5)$$

w przedziale $0 \leq t \leq T$, gdzie $T = 2\pi / \omega$. W residuum (5) wektor zmiennych stanu $X(t)$ zastępuje się nowym wektorem zmiennych zapisanych w formie szeregu funkcyjnego tzw. funkcji wagowych. Następnie w metodzie obliczane są całki z iloczynu residuum i funkcji wagowych. Otrzymywany jest liniowy układ równań, którego współczynniki są rozwiązywaniem równania (1) [1, 2].

Obwód jest przełączany z dwoma różnymi częstotliwościami pracy łączników i ich okresy nie są wielokrotnościami. Na tej

podstawie uzasadnione jest wprowadzenie drugiej zmiennej czasu τ odpowiadającej drugiej pulsacji obwodu.

Wówczas równania (1) z dwoma niezależnymi zmiennymi czasu t i τ przyjmuje postać:

$$\frac{\partial X(t, \tau)}{\partial t} + \frac{\partial X(t, \tau)}{\partial \tau} = A(t, \tau)X(t, \tau) + B(t). \quad (6)$$

W układzie (6) macierz $A(t, \tau)$ odpowiada macierzy $A(t)$, w której wyrażenie $\omega_m t$ jest zastąpione przez wyrażenie

$$\omega_L t - \omega \tau$$

oraz wyrażenie $\omega_s t$ przez wyrażenie

$$i \omega_L t - \omega \tau,$$

gdzie $i=2,3,\dots$

Wówczas residuum (5) przyjmuje w przestrzeni dwóch zmiennych postać:

$$R_{X(t, \tau)} = \frac{\partial X(t, \tau)}{\partial t} + \frac{\partial X(t, \tau)}{\partial \tau} - A(t, \tau)X(t, \tau) - B(t)$$

w przedziałach $0 \leq t \leq T$, $0 \leq \tau \leq \Theta$, $\Theta = 2\pi / \omega_L$. W tym wyrażeniu Θ określa okres napięcia na wyjściu, a T okres napięcia na wejściu obwodu. W celu rozwiązania stanu ustalonego dla badanego przekształtnika określamy funkcje wagowe w formie trygonometrycznej:

$$\begin{aligned} \phi_{nk}(t, \tau) &= \sin(n\omega t) \sin(k\omega_L \tau), \\ \psi_{nk}(t, \tau) &= \sin(n\omega t) \cos(k\omega_L \tau), \\ \theta_{nk}(t, \tau) &= \cos(n\omega t) \sin(k\omega_L \tau), \\ \xi_{nk}(t, \tau) &= \cos(n\omega t) \cos(k\omega_L \tau), \end{aligned} \quad (7)$$

gdzie $n=0,1,2,\dots$, $k=0,1,2,\dots$

Równania opisujące stan ustalony w przestrzeni dwóch zmiennych są funkcjami okresowymi, zatem aproksymacja rozwiązania będzie otrzymana za pomocą szeregu funkcji okresowych. W tym celu zamieniamy wektor zmiennych stanu $X(t, \tau)$ nowym wektorem $\tilde{X}(t, \tau)$, którego komponenty są postaci podwójnych szeregów Fouriera:

$$\begin{aligned} \tilde{X}^{(z)}(t, \tau) &= \sum_{k=0}^N \sum_{n=0}^N [a_{kn}^{(z)} \phi_{kn}(t, \tau) + b_{kn}^{(z)} \psi_{kn}(t, \tau) + \\ & c_{kn}^{(z)} \theta_{kn}(t, \tau) + d_{kn}^{(z)} \xi_{kn}(t, \tau)], \end{aligned} \quad (8)$$

gdzie $a_{kn}^{(z)}, b_{kn}^{(z)}, c_{kn}^{(z)}, d_{kn}^{(z)}$ są współczynnikami podwójnych szeregów Fouriera dla napięć i prądów obwodu oraz $z=1,\dots,9$ odpowiada elementom w wektorze $X(t, \tau)$. Metoda Galerkin polega na określeniu współczynników $a_{kn}^{(z)}, b_{kn}^{(z)}, c_{kn}^{(z)}, d_{kn}^{(z)}$ tak, aby residuum (9) z nowym wektorem zmiennych stanu:

$$R_{\tilde{X}(t, \tau)} = \frac{\partial \tilde{X}(t, \tau)}{\partial t} + \frac{\partial \tilde{X}(t, \tau)}{\partial \tau} - A(t, \tau)\tilde{X}(t, \tau) - B(t)$$

było możliwie najmniejsze. Mnożymy residuum (9) przez funkcje wagowe (7) i całkujemy otrzymane wyrażenie w przedziałach: $0 \leq t \leq T$, $0 \leq \tau \leq \Theta$,

$$\int_0^T \int_0^\Theta \phi_{kn}(t, \tau) R_{\tilde{X}(t, \tau)} d\tau dt = 0, \quad \int_0^T \int_0^\Theta \psi_{kn}(t, \tau) R_{\tilde{X}(t, \tau)} d\tau dt = 0,$$

$$\int_0^T \int_0^\Theta \theta_{kn}(t, \tau) R_{\tilde{X}(t, \tau)} d\tau dt = 0, \quad \int_0^T \int_0^\Theta \xi_{kn}(t, \tau) R_{\tilde{X}(t, \tau)} d\tau dt = 0.$$

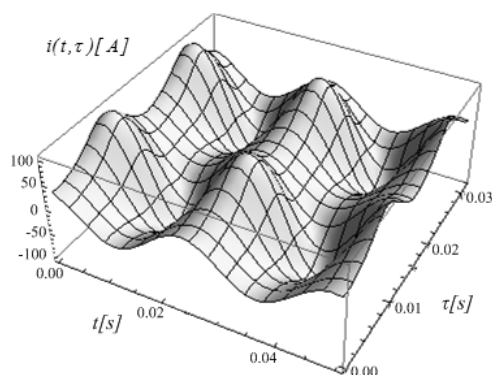
Po obliczeniu całek otrzymujemy rezultaty w formie liniowego układu równań. Rozwiązaniem tych równań są współczynniki podwójnego szeregu Fouriera, wyznaczające równania prądów i napięć obwodu.

4. Rezultaty obliczeń

Rozwiązanie stanu ustalonego dla MRFC z obciążeniem RL zostało wykonane za pomocą programu Mathematica, przy następujących parametrach modelu:

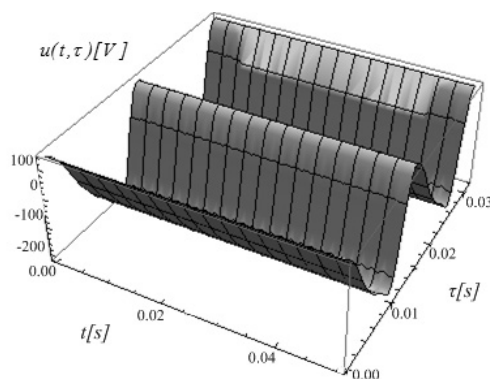
$$\begin{aligned} R_F &= 0,1 \Omega, R_L = 10 \Omega, C_L = 100 \mu F, L_L = 100 mH \\ E &= 50V, \omega_L = 2\pi / \Theta = 400 \text{ rad/s}, \\ \omega &= 2\pi / T = 250 \text{ rad/s}, D_S = 0,3, q = 0,4, q_\sigma = 0,3. \end{aligned}$$

Współczynniki podwójnego szeregu Fouriera zostały obliczone dla $n=4$ i $k=4$. Na rysunkach 3 i 4 są przedstawione przykładowe przebiegi prądu w dławiku L_{FI} i napięcia na kondensatorze C_{LI} dla dwóch okresów, tzn. $0 \leq \tau \leq 2\Theta$, $0 \leq t \leq 2T$.



Rys. 3. Przykładowy przebieg stanu ustalonego prądu w dławiku dla dwóch zmiennych czasu

Fig. 3. Exemplary steady-state current in the inductor

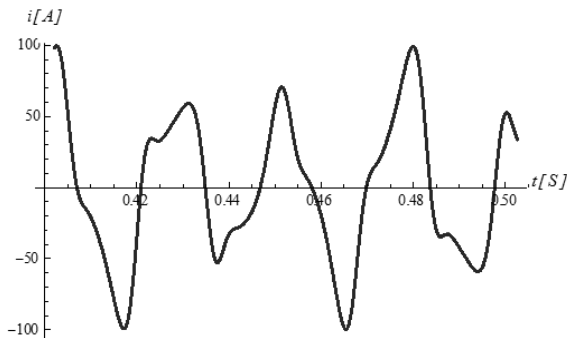


Rys. 4. Przykładowy przebieg stanu ustalonego napięcia na kondensatorze

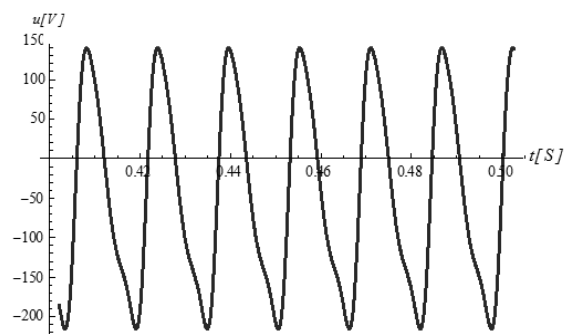
Fig. 4. Exemplary steady-state voltage across the capacitor

Aby zweryfikować otrzymane rezultaty został obliczony stan ustalony dla $t = \tau$. Porównano otrzymane wyniki z wynikami uzyskiwanymi w metodzie numerycznej, wbudowanej w programie Mathematica. W tym celu została wykorzystana standardowa funkcja NDSolve, która jest przeznaczona do rozwiązywania równań różniczkowych. Przebiegi czasowe dla przykładowego prądu i napięcia zostały przedstawione i porównane na rysunkach 5 i 6. Przy liczbie funkcji aproksymującej $n=4$ i $k=4$ otrzymane

rezultaty w opracowanej metodzie są już zupełnie zbliżone z metodą numeryczną.

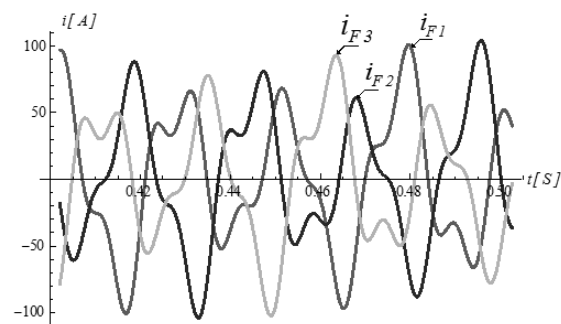


Rys. 5. Przykładowy przebieg stanu ustalonego prądu w dławiku
Fig. 5. Exemplary steady-state current in the inductor

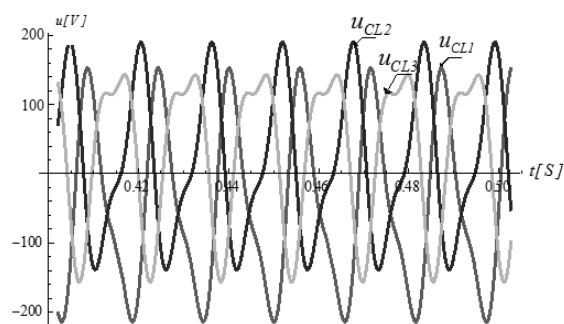


Rys. 6. Przykładowy przebieg stanu ustalonego napięcia na kondensatorze
Fig. 6. Exemplary steady-state voltage across the capacitor

Otrzymane rozwiązania stanu ustalonego prądów i napięć badanego trójfazowego przekształtnika MRFC zostały zaprezentowane na rysunkach 7 i 8.



Rys. 7. Stan ustalony prądu w dławikach L_{F1} , L_{F2} , L_{F3}
Fig. 7. Steady-state currents in the inductors L_{F1} , L_{F2} , L_{F3}



Rys. 8. Stan ustalony napięcia na kondensatorach C_{L1} , C_{L2} , C_{L3}
Fig. 8. Steady-state voltages across the capacitors C_{L1} , C_{L2} , C_{L3}

Takie same rezultaty zostały otrzymane w metodzie numerycznej. Należy podkreślić, że za pomocą zaproponowanej metody otrzymujemy rozwiązania z pominięciem stanu przejściowego.

5. Podsumowanie

Przedstawiona metoda analityczno-numeryczna przeznaczona jest do wyznaczania procesów ustalonych w przekształtnikach prądu przemiennego, opisywanych niestacjonarnymi i okresowymi równaniami różniczkowymi. Równania różniczkowe są rozszerzone o dodatkowe, niezależne zmienne czasu, odpowiadające różnym pulsacjom w obwodzie. Rozwiązanie jest otrzymane przy założeniu niewymiernej relacji pomiędzy okresem przełączania oraz okresem napięcia zasilającego. Dokładność metody zależy od liczby funkcji aproksymujących. Przeprowadzone zostały obliczenia porównawcze procesu ustalonego w MRFC z obciążeniem RL, za pomocą proponowanej metody oraz metody numerycznej wbudowanej w programie Mathematica. Otrzymane rezultaty obliczeń potwierdzają zgodność zaproponowanej metody z metodą numeryczną.



Autor jest stypendystą w ramach Poddziałania 8.2.2 „Regionalne Strategie Innowacji”, Działania 8.2 „Transfer wiedzy”, Priorytetu VIII „Regionalne Kadry Gospodarki” Programu Operacyjnego Kapitał Ludzki współfinansowanego ze środków Europejskiego Funduszu Społecznego Unii Europejskiej i z budżetu.

6. Literatura

- [1] Korotyeyev I., Zięba B.: Mathematical modelling of steady-state processes in AC/AC converters using Galerkin's method, *Tehnična Elektrodinamika: Silova elektronika ta energoefektivnist'*, 2009, no 3.
- [2] Korotyeyev I., Zięba B.: Modelowanie matematyczne procesów w przekształtnikach prądu przemiennego za pomocą metody Galerkin'a i podwójnych szeregów Fouriera, *Przegląd Elektrotechniczny*, 2010 nr 2.
- [3] Tolstov G. P.: *Szeregi Fouriera*, PWN, 1954.
- [4] Venturini M., Alesina A.: The generalized transformer: a new bi-directional sinusoidal waveform frequency converter with continuously adjustable input power factor, *Conf. Record, PESC'80*, 1980.
- [5] Fedyczak Z., Szcześniak P., Korotyeyev I.: New family of matrix-reactance frequency converters based on unipolar PWM AC matrix-reactance choppers, *Proc. of EPEPEMC'*, 2008.
- [6] Fedyczak Z., Szcześniak P., Klytta M.: Matrix-reactance frequency converter based on buck-boost topology, *Proc. of EPE-PEMC'06*, 2006.
- [7] Fedyczak Z., Szcześniak P., Korotyeyev I.: Generation of matrix-reactance frequency converters based on unipolar matrix-reactance choppers, *Proc. PESC'08*, 2008.
- [8] Korotyeyev I., Fedyczak Z.: Analysis of transient and steady-state processes in three-phase symmetric matrix-reactance converter system, *Tehnična Elektrodinamika: Silova elektronika ta energoefektivnist'*, 2008, no 2.
- [9] Korotyeyev I., Fedyczak Z.: Steady and transient state modelling methods of matrix-reactance frequency converter with buck-boost topology, *COMPEL, The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, 2009.
- [10] Korotyeyev I., Klytta M., Zięba B.: Analize of the steady-state in AC/AC converters, *Tehnična Elektrodinamika: Problemi súčasnoji elektrotehniky*, 2008.
- [11] Middlebrook R. D., Cuk S.: A general unified approach to modelling switching-converter power stages, *IEEE Power Electronics Spec. Conf. Rec.*, 1976.

otrzymano / received: 18.10.2011

przyjęto do druku / accepted: 01.12.2011

artykuł recenzowany / revised paper