

Przeмиenniki częstotliwości bez magazynu energii prądu stałego z przekształtnikiem matrycowym zasilanym ze źródła prądowego

Streszczenie. W artykule zostały omówione układy przeмиenników częstotliwości bez magazynu energii prądu stałego, z przekształtnikiem matrycowym, który jest zasilany ze źródła prądowego. Omówione zostały zależności napięciowe, w postaci charakterystyk wzmocnienia napięciowego, dla układów: przekształtnika matrycowego prądu, matrycowo-reaktancyjnych przeмиenników częstotliwości typu buck-boost II i boost.

Abstract. In this article the frequency converters without DC energy storage and with the matrix converter fed by a current source are discussed. The voltage relations in the form of static characteristics of voltage gain are presented for three converters: current source matrix converter, matrix-reactance frequency converter with buck-boost II and boost topology. (**Frequency converters without DC energy storage with matrix converter fed from the current source**).

Słowa kluczowe: przekształtnik matrycowy, modulacja wektora przestrzennego, źródło prądowe.

Keywords: matrix converter, space vector modulation, current source.

Wstęp

Przeмиenniki częstotliwości (PC) są to układy energoelektroniczne, które przekształcają energię prądu przemiennego (AC) o zadanych parametrach w energię prądu przemiennego o żądanych parametrach [1]. Jedną z najbardziej pożądanych cech PC, jest generacja napięcia bądź prądu wyjściowego o dowolnej amplitudzie i częstotliwości. W zastosowaniach przemysłowych najbardziej rozpowszechnione są układy pośrednich PC z magazynem energii prądu stałego w postaci kondensatora elektrolitycznego oraz wyjściowym falownikiem napięcia (VSI – Voltage Source Inverter) [1, 2]. Innymi rozwiązaniami pośrednich PC są układy z magazynem prądu stałego w postaci dławika oraz wyjściowym falownikiem prądu (CSI – Current Source Inverter) [1, 2]. Układy PC z falownikami napięcia są powszechnie stosowane w przemyśle, głównie w napędzie elektrycznym [1], sprzęganiu odnawialnych źródeł energii [3, 4] oraz w układach typu FACTS [5]. Istnieje kilkanaście rozwiązań układowych falowników napięcia, obejmujących układy wielofazowe jak również o różnej liczbie poziomów napięcia wyjściowego tzw. falowniki wielopoziomowe [1]. Układy PC z falownikami prądu nie znalazły powszechnego zastosowania w aplikacjach przemysłowych. Głównym problemem była realizacja źródła prądowego w postaci dławika oraz jego duże gabaryty i waga. Kolejnym aspektem technicznym do rozwiązania były elementy przełączające stosowane w falownikach prądów. Rozwój technologii elementów półprzewodnikowych mocy w postaci tranzystorów IGBT dał nowe możliwości zastosowania układów z falownikami prądu. Powstało, na razie w fazie badań laboratoryjnych, kilka rozwiązań topologicznych falowników prądu [6].

Alternatywnym rozwiązaniem do pośrednich PC są bezpośrednie PC. Najbardziej znanym rozwiązaniem takiego układu jest bezpośredni przekształtnik matrycowy (z ang. Matrix Converter - MC) [7]. Przekształtnik ten zbudowany jest z matrycy łączników dwukierunkowych włączonych pomiędzy zaciski wejściowe i wyjściowe. Dodatkowo, w celu eliminacji wyższych harmonicznych prądu źródła stosowany jest dolnoprzepustowy filtr bierny LC [7]. Podstawowa topologia bezpośredniego PM zasilana jest ze źródła napięciowego i w analogii do pośrednich PC może być nazwana przekształtnikiem matrycowym napięcia (z ang. Voltage Source Matrix Converter - VSMC) [8, 9]. Tego typu konfiguracja PM ma znaczącą wadę w postaci niskiego wzmocnienia napięcia wyjściowego, które osiąga wartość maksymalną równą $K_{Umax} = 0.866$, dla nieodkształconego prądu obciążenia [9]. Właściwość ta

ogranicza lub stwarza poważne ograniczenia aplikacyjne w potencjalnych zastosowaniach PM. Przykładowo, przy aplikacji PM w napędzie elektrycznym o regulowanej prędkości konieczne jest stosowanie silników o niższym napięciu znamionowym lub stosowanie układów podwyższania napięcia zasilania. Brak tych rozwiązań będzie skutkowało obniżeniem momentu znamionowego silnika, który zależy od napięcia zasilania. Podobnie jak dla pośrednich PC przekształtnik matrycowy ma kilka rozwiązań zawierających topologie pośrednie (bez magazynu prądu stałego) [7] oraz wielopoziomowe [9, 10].

Konfiguracja łączników energoelektronicznych dla bezpośredniego PM jest symetryczna i umożliwia dwukierunkowy przepływ energii elektrycznej ze źródła zasilania do obciążenia i z obciążenia do źródła zasilania [7-10]. Obciążenie ma przeważnie charakter źródła prądowego (np. maszyna indukcyjna), a obwód zasilania ma charakter źródła napięciowego. Dla takiej konfiguracji źródeł, PM można również rozpatrywać jako układ zasilany ze źródła prądowego z obciążeniem o charakterze źródła napięciowego. Charakter napięciowy obciążenia może spełniać kondensator wyjściowego filtra napięcia, a obciążeniem może być również maszyna indukcyjna. Ponieważ sieć elektroenergetyczna dostarcza nam stabilnego źródła napięcia, to praktyczna realizacja źródła prądowego jest szeregowym połączeniem przemiennego źródła napięcia AC z dławikiem o dużej indukcyjności [11]. Tak skonfigurowany PM nazywany jest przekształtnikiem matrycowym prądu (z ang. Current Source Matrix Converter - CSMC) [11].

PM zasilany ze źródła prądowego daje możliwość podwyższania napięcia na zaciskach obciążenia. Wadami tego rozwiązania jest konieczność stosowania dużych dławików wejściowych oraz zależność charakterystyki wzmocnienia napięciowego od zmiany obciążenia [11]. Uzyskanie wzmocnienia napięciowego większego od jedności możliwe jest również w układach Matrycowo-Reaktancyjnych Przeмиenników Częstotliwości (MRPC) [8, 9]. Rodzina MRPC zawiera 9 różnych topologii szczegółowo omówionych w pracach [8, 9, 12]. MRPC o topologii typu boost, buck-boost II, SEPIC I oraz II mają w swojej strukturze PM zasilany ze źródła prądowego (zaciski wejściowe matrycy łączników podłączone są do dławików wejściowych). W układach tych ilość elementów reaktancyjnych (dławików oraz pojemności) jest zwiększona w stosunku do układu PM. Zastosowane dławiki mają znacznie mniejsze indukcyjności niż dławiki stosowane w PM prądu. Niestety charakterystyka napięciowa MRPC

również silnie zależy od obciążenia oraz parametrów elementów reaktancyjnych [9, 12].

Głównym celem artykułu jest pokazanie podstawowych charakterystyk statycznych wybranych układów przemienników częstotliwości bez magazynu energii prądu stałego z przekształtnikiem matrycowym zasilanym ze źródła prądowego z wektorową modulacją funkcji stanu łączników (z ang. SVM – Space Vector Modulation) [13]. Szczegółowo zostaną omówione układy PM prądu, MRPC typu boost i buck-boost II.

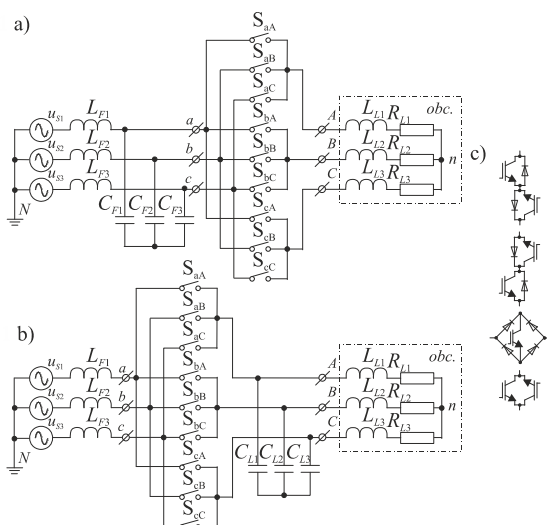
Opis analizowanych układów

Schemat ideowy PM napięcia, pokazany jest na Rys. 1a [7]. Układ tworzy matryca dwukierunkowych łączników energoelektronicznych włączonych pomiędzy zaciski wejściowe i wyjściowe, w taki sposób aby każdy zacisk wejściowy był połączony z każdym zaciskiem wyjściowym. Dodatkowo od strony wejścia włączony jest dolnoprzepustowy filtr bierny LC, w celu eliminacji wyższych harmonicznych prądu źródła. Obciążenie PM napięciowego ma charakter obciążenia RL, np. silnik elektryczny.

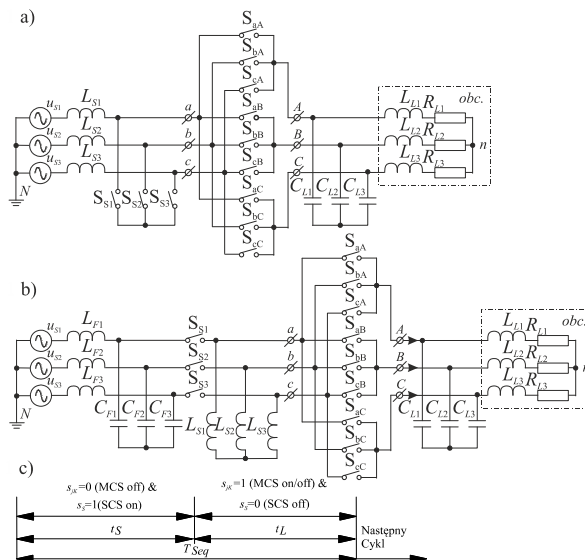
Schemat ideowy PM prądu pokazany jest na Rys. 1b [11], gdzie do zacisków wejściowych matrycy łączników podłączone są dławiki wejściowe źródła prądowego. Do zacisków obciążenia przyłączone są pojemności wyjściowe, w celu zachowania charakteru obciążenia jako źródła napięciowego. Konfiguracje dwukierunkowych łączników stosowanych we wszystkich prezentowanych w artykule układach przedstawione są na Rys. 1c [9]. Schematy ideowe MRPC o topologii typu boost oraz buck-boost II przedstawione są kolejno na Rys. 2a oraz 2b [8, 9, 12]. Układy te posiadają w swojej strukturze trzy dodatkowe, jednokierunkowe łączniki energoelektroniczne. Uwzględniając czasy włączenia tych dodatkowych łączników, uproszczony schemat przełączania pokazany jest na rys. 2c [9, 12]. Praktyczna realizacja przedstawionych układów, wymaga zastosowania elementów reaktancyjnych o różnych wartościach. Parametry tych elementów zestawione są w Tabeli 1.

Tabela 1. Parametry elementów reaktancyjnych

Parametr	PM napięcia	PM prądu	MRPC boost	MRPC buck-boost
$L_{F1}-L_{F3}$	1 mH	-	-	1 mH
$C_{F1}-C_{F3}$	30 μ F	-	-	30 μ F
$L_{S1}-L_{S3}$	-	10 mH	1 mH	-
$L_{L1}-L_{L3}$	-	-	-	1 mH
$C_{L1}-C_{L3}$	-	30 μ F	30 μ F	30 μ F



Rys. 1. Przekształtnik matrycowy: a) napięcia, b) prądu, c) konfiguracje łączników dwukierunkowych



Rys. 2. Matrycowo-reaktancyjne przemienniki częstotliwości typu: a) boost, b) buck-boost II, c) uproszczony schemat przełączania

Opis modulacji

Do modulacji funkcji stanu łączników została wykorzystana modulacja wektora wypadkowego (SVM) [13]. Ponieważ omawiane przekształtniki są układami bezpośrednimi, to jednocześnie kształtowane są dwa wektory wypadkowe napięcia i prądu. Dla PM napięcia kształtowane są wektory wypadkowe napięcia na zaciskach wyjściowych matrycy łączników, oraz prądu na zaciskach wejściowych. PM napięcia był wielokrotnie analizowany w licznej literaturze naukowej i nie będzie analizowany w dalszej części artykułu. Przedstawione informacje wskazują tylko na analogię przyjętej strategii sterowania omawianych przekształtników do PM napięcia. W PM prądu sytuacja jest odwrotna. Kształtowane są wektory wypadkowe prądów na zaciskach wyjściowych matrycy łączników oraz napięcia na zaciskach wejściowych, za pomocą wzoru (1). Analogicznie jak dla PM prądu są wyznaczone wektory wypadkowe w układach MRPC typu boost oraz buck-boost II.

$$(1) \quad \underline{x} = 2/3(x_1 + x_2 e^{j(2\pi/3)} + x_3 e^{j(4\pi/3)})$$

W dwukierunkowej matrycy łączników dozwolonych jest tylko 27 konfiguracji [13]. W modulacji wektora przestrzennego używanych jedynie 21. Pierwsze 18 konfiguracji tworzy tzw. konfiguracje aktywne, w wyniku których otrzymujemy niezerowe wartości napięć. Pozostałe konfiguracje są nazywane zerowymi, gdyż otrzymywane są zerowe wartości kształtowanego napięcia. Zestawienie tabelaryczne dozwolonych konfiguracji łączników i odpowiadające im wartości napięć i prądów zaprezentowane są m.in. w pracach [9, 11, 13]. Zestawienie wektorów bazowych na przestrzeni zespolonej dla poszczególnych konfiguracji aktywnych pokazane jest na Rys. 3 [11]. Przestrzeń zespolona podzielona jest na sześć sektorów. Do kształtowania wypadkowych wektorów napięcia i prądów w omawianych przekształtnikach, w danej sekwencji przełączania wykorzystywane są cztery konfiguracje aktywne i jedna zerowa. Względne czasy załączenia poszczególnych konfiguracji są określone zależnością (2) i zależą one od numerów sektorów, w których znajduje się wypadkowy wektor napięcia i prądu oraz kątów położenia wektora w danym sektorze (β_0 , α_i). Dodatkowo możemy kontrolować wejściowy współczynnik mocy poprzez sterowanie kątem ϕ_i . Wartości kątów są określane względem środka danego sektora i zmieniają się w zakresie $-\pi/6 < \alpha_1 < \pi/6$, $-\pi/6 < \beta_0 < \pi/6$. W zależności (2) współczynnik

D_S dla PM prądu wynosi 0, natomiast dla MRPC typu boost i buck-boost II jest określony zależnością $D_S = t_S / T_{Seq}$ (Rys. 2c).

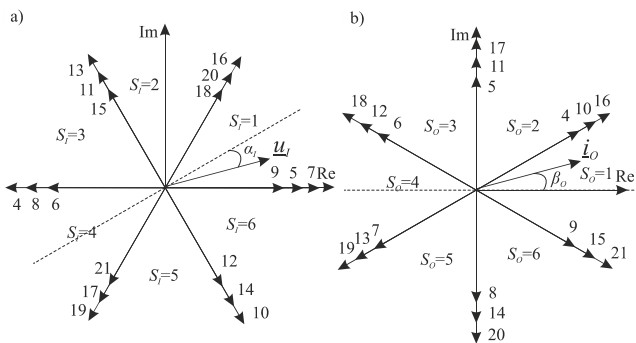
$$d_I = (1 - D_S)(-1)^{S_0 + S_i + 1} \frac{2}{\sqrt{3}} q \frac{\cos(\alpha_I - \pi/3) \cos(\beta_O - \pi/3)}{\cos \varphi_i}$$

$$d_{II} = (1 - D_S)(-1)^{S_0 + S_i} \frac{2}{\sqrt{3}} q \frac{\cos(\alpha_I - \pi/3) \cos(\beta_O + \pi/3)}{\cos \varphi_i}$$

$$(2) d_{III} = (1 - D_S)(-1)^{S_0 + S_i} \frac{2}{\sqrt{3}} q \frac{\cos(\alpha_I + \pi/3) \cos(\beta_O - \pi/3)}{\cos \varphi_i}$$

$$d_{IV} = (1 - D_S)(-1)^{S_0 + S_i + 1} \frac{2}{\sqrt{3}} q \frac{\cos(\alpha_I + \pi/3) \cos(\beta_O + \pi/3)}{\cos \varphi_i}$$

$$d_0 = 1 - d_I - d_{II} - d_{III} - d_{IV}$$



Rys. 3. Graficzna interpretacja wektorów aktywnych a) napięcia wyjściowego, b) prądu obciążenia

Modele matematyczne analizowanych przekształtników

Model matematyczny został zaproponowany w pracy [14] i był dalej rozwijany w pracach [9, 12]. Bazuje on na metodzie uśrednionych zmiennych stanu, którą dla omawianych przekształtników w sposób ogólny można zapisać zależnością (3) [9]. W celu uzyskania stacjonarnych równań zmiennych stanu stosuje się dwuczęstotliwościową transformatę $d-q$ (4). Szczegółowe informacje o tworzeniu powyższych modeli można uzyskać w pracach [9, 14, 12] dla uproszczonej modulacji według Venturiniego oraz w pracach [13, 15] dla modulacji wektora przestrzennego SVM. Dla SVM w modelach matematycznych należy uwzględnić napięcie niezrównoważenia pomiędzy punktem gwiazdowym zasilania i obciążenia U_{Nn} [13, 15].

$$(3) \quad \frac{d\bar{\mathbf{x}}}{dt} = \mathbf{A}(d, t)\bar{\mathbf{x}} + \mathbf{B}(d, t),$$

$$(4) \quad \bar{\mathbf{x}} = \mathbf{K}\mathbf{Y}, \quad \mathbf{K} = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_S & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \mathbf{K}_L \end{bmatrix}$$

$$(5) \quad \begin{bmatrix} \frac{d\bar{i}_{S1}}{dt} \\ \frac{d\bar{i}_{S2}}{dt} \\ \frac{d\bar{i}_{S3}}{dt} \\ \frac{d\bar{u}_{L1}}{dt} \\ \frac{d\bar{u}_{L2}}{dt} \\ \frac{d\bar{u}_{L3}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{LS1}}{L_{S1}} & 0 & 0 & \frac{-(d_{aA}-s_1)}{L_{S1}} & \frac{-(d_{bA}-s_2)}{L_{S1}} & \frac{-(d_{cA}-s_3)}{L_{S1}} \\ 0 & -\frac{R_{LS2}}{L_{S2}} & 0 & \frac{-(d_{aB}-s_1)}{L_{S2}} & \frac{-(d_{bB}-s_2)}{L_{S2}} & \frac{-(d_{cB}-s_3)}{L_{S2}} \\ 0 & 0 & -\frac{R_{LS3}}{L_{S3}} & \frac{-(d_{aC}-s_1)}{L_{S3}} & \frac{-(d_{bC}-s_2)}{L_{S3}} & \frac{-(d_{cC}-s_3)}{L_{S3}} \\ \frac{d_{aA}}{C_{L1}} & \frac{d_{aB}}{C_{L1}} & \frac{d_{aC}}{C_{L1}} & -\frac{1}{R_{L1}C_{L1}} & 0 & 0 \\ \frac{d_{aB}}{C_{L2}} & \frac{d_{bB}}{C_{L2}} & \frac{d_{cB}}{C_{L2}} & 0 & -\frac{1}{R_{L2}C_{L2}} & 0 \\ \frac{d_{aC}}{C_{L3}} & \frac{d_{bC}}{C_{L3}} & \frac{d_{cC}}{C_{L3}} & 0 & 0 & -\frac{1}{R_{L3}C_{L3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_{S1} \\ \bar{i}_{S2} \\ \bar{i}_{S3} \\ \bar{u}_{L1} \\ \bar{u}_{L2} \\ \bar{u}_{L3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{S1} \\ u_{S2} \\ u_{S3} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix};$$

$$\begin{bmatrix} \bar{u}_a \\ \bar{u}_b \\ \bar{u}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{aA} & d_{aB} & d_{aC} \\ d_{bA} & d_{bB} & d_{bC} \\ d_{cA} & d_{cB} & d_{cC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{u}_A \\ \bar{u}_B \\ \bar{u}_C \end{bmatrix}$$

$$s_1 = \frac{d_{aA} + d_{bA} + d_{cA}}{3},$$

$$s_2 = \frac{d_{aB} + d_{bB} + d_{cB}}{3},$$

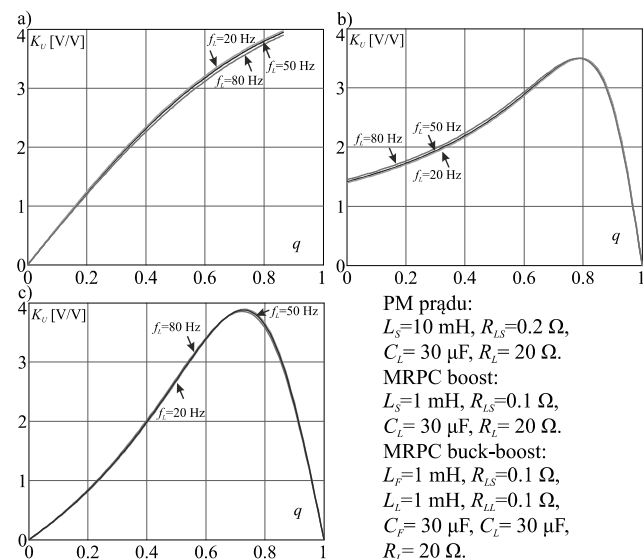
$$s_3 = \frac{d_{aC} + d_{bC} + d_{cC}}{3}$$

$A(d, t)$ —macierz stanu, $B(d, t)$ —macierz wymuszeń, $\bar{\mathbf{x}}$ —wektor zmiennych stanu, K_S, K_L —macierze transformacji $d-q$ odpowiednio dla częstotliwości sieci oraz wyjściowej f_s, f_L .

W artykule przedstawiono jedynie model matematyczny dla układu PM prądu oraz MRPC typu boost (5), który jest identyczny pod względem zapisu dla obu tych układów. Jediną różnicą są funkcje modulujące opisane zależnością (2). Model matematyczny dla układu MRPC typu buck-boost II jest tworzony w identyczny sposób z uwzględnieniem większej liczby zmiennych stanu (12-zmiennych stanu) [9, 12]. Przedstawiony model uwzględni uproszczone obciążenie rezystancyjne ($R_{L1}-R_{L3}$).

Analiza właściwości badanych układów

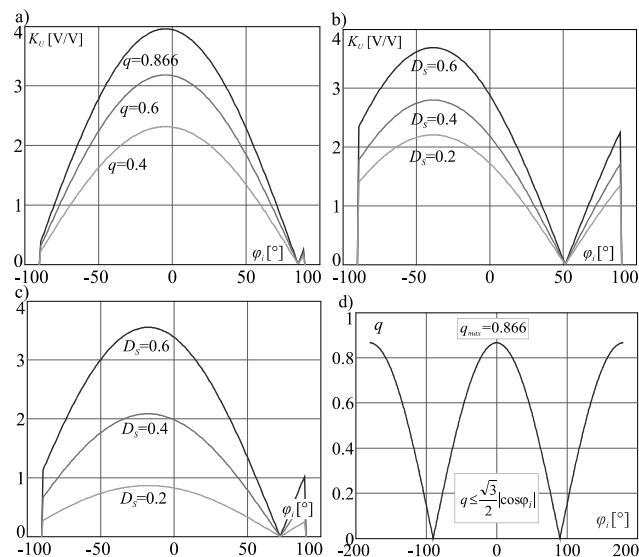
Na podstawie modelu matematycznego opisanego w poprzednim rozdziale zostały wyznaczone charakterystyki statyczne opisujące właściwości układów dla modulacji typu SVM. Na Rys. 4 zostały pokazane charakterystyki wzmocnienia napięciowego w funkcji współczynnika q (dla PM prądu) oraz D_S (dla MRPC), przy różnych zadanych częstotliwościach napięcia wyjściowego. Jak widać z otrzymanych wyników możliwe jest uzyskanie dużego wzmocnienia napięciowego (powyżej 3). Wzmocnienie napięciowe tylko nieznacznie zależy od częstotliwości napięć wyjściowych. Jak można zauważyć dla MRPC typu boost, praktycznie nie można pracować ze wzmocnieniem mniejszym od jedności. Jedinie na nieliniowej części charakterystyki ($D_S > 0.7$) jest taka możliwość. Jednakże ze względów praktycznych praca w tej części charakterystyki nie powinna być wykorzystywana (duże wartości prądów powodujące nasycanie się rdzeni dławików).



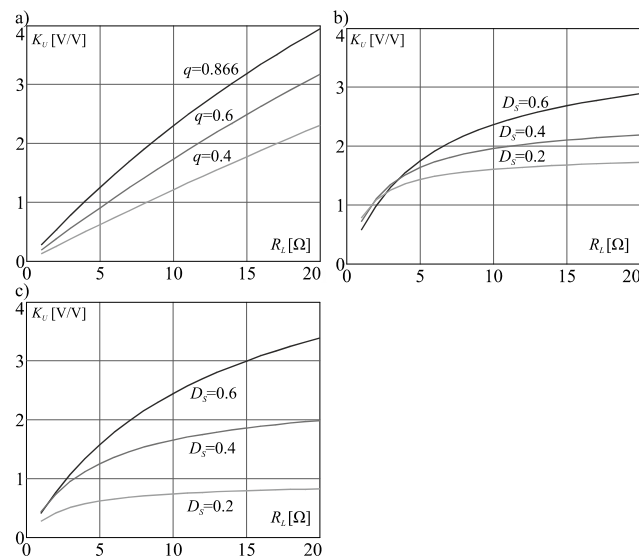
Rys. 4. Charakterystyki statyczne wzmocnienia napięciowego: a) PM prądu w funkcji współczynnika q , b) MRPC typu boost oraz c) MRPC typu buck-boost, w funkcji współczynnika D_S

Stosując modulację SVM w PM napięcia możemy wpływać na wejściowy współczynnik mocy poprzez regulację położenia wektora wypadkowego prądu na zaciskach wejściowych. Dla układów z PM prądu nie możemy bezpośrednio wpływać na wejściowy współczynnik mocy, tylko w sposób pośredni poprzez regulację kąta położenia wypadkowego wektora napięć na zaciskach wejściowych. Rysunek 5 ilustruje zależność wzmocnienia napięciowego w zależności od zadanego przesunięcia fazowego φ_i . Wraz ze zmianą φ_i zmienia się również wartość wzmocnienia napięciowego (Rys. 5d). Jak widać, dla prezentowanych układów wzmocnienie napięciowe osiąga wartość zero dla kąta $\varphi_i = 90^\circ$ oraz dodatkowo w innym punkcie (inny dla różnych topologii). Nieliniowość charakterystyki regulacyjnej jest niekorzystna i zależy prawdopodobnie od rezonansów zachodzących pomiędzy elementami reaktancyjnymi w układzie. Właściwość ta wymaga w przyszłości szerszych, szczegółowych badań.

Jak zostało wspomniane we wstępie, wzmocnienie napięciowe dla układów PM prądu oraz MRPC zależy mocno od zmiany obciążenia. Przykładowe charakterystyki pokazujące te właściwości zostały pokazane na Rys. 6.



Rys. 5. Charakterystyki statyczne wzmocnienia napięciowego w funkcji zadanego przesunięcia fazowego φ_i napięcia na zaciskach wejściowych matrycy łączników: a) PM prądu, b) MRPC typu boost, c) MRPC typu buck-boost, d) zależność zmiany q od zadanego φ_i



Rys. 6. Charakterystyki statyczne wzmocnienia napięciowego w funkcji zmiany obciążenia R_L : a) PM prądu, b) MRPC typu boost, c) MRPC typu buck-boost

Wnioski

W artykule zostały zaprezentowane wyniki badań właściwości układów PC bez magazynu energii prądu stałego, w których matryca łączników dwukierunkowych zasilana jest ze źródła prądowego (realizowanego poprzez połączenie dławika i źródła napięciowego). Układy te nie były szeroko analizowane w literaturze naukowej. Posiadają one szereg ograniczeń takich jak duża liczba elementów reaktancyjnych oraz zależność napięcia wyjściowego od zmiany obciążenia. W artykule tym zostały zaprezentowane charakterystyki statyczne opisujące zależności napięciowe przy zastosowaniu modulacji typu SVM.

„Projekt został sfinansowany ze środków Narodowego Centrum Nauki przyznanych na podstawie decyzji numer DEC-2011/03/B/ST8/06214”

LITERATURA

- [1] Wilamowski B.M., Irwin D.J., Power Electronics and Motor Drives. The Industrial Electronics Handbook. CRC Press, 2011
- [2] Krzemiński Z., Cyfrowe sterowanie maszynami asynchronicznymi, Wydawnictwo Politechniki Gdańskiej, 2001
- [3] Kroposki B, Pink C, DeBlasio R, Thomas H, Simões M, Sen P, Benefits of power electronic interfaces for distributed energy systems, *IEEE Trans. Energy Convers.*, 25 (2010) n.3 901–908
- [4] Cichowski A., Banach P., Śleszyński W., Nieznański J.: Comprehensive distortion compensation of grid-connected inverter currents, *40 Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society IECON 2014*, Dallas, (2014), 1331-1336
- [5] Bifaretti S, Zanchetta P, Watson A, Tarisciotti L, Clare JC, Advanced power electronic conversion and control system for universal and flexible power management, *IEEE Trans. Smart Grid*, 2 2011, n.2, 231-243
- [6] Sahan B, Araújo SV, Nöding C, Zacharias P, Comparative Evaluation of Three-Phase Current Source Inverters for Grid Interfacing of Distributed and Renewable Energy Systems, *IEEE Trans. Power Electron.*, 26 (2011), n.8, 2304-2318
- [7] Kolar JW, Friedli T, Rodriguez J, Wheeler PW, Review of three-phase PWM AC–AC converter topologies. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 58 (2011), n.11, 4988–5006
- [8] Fedyczak Z, Szcześniak P, Korotyejev I, Nowa rodzina przebiegów częstotliwości prądu przemiennego bazujących na topologiach sterowników matrycowo- reaktancyjnych, *Przeгляд Elektrotechniczny*, 84 (2008), n.11, 308-315
- [9] Szcześniak P., Three-Phase AC-AC Power Converters Based on Matrix Converter Topology. Matrix-Reactance Frequency Converters Concept. Berlin – Heidelberg, Springer, (2013)
- [10] Szcześniak P, Kaniewski J, Jarnut M, AC-AC power electronic converters without DC energy storage: a review, *Energy Conversion and Management*, 92 (2015), 483-497
- [11] Fedyczak Z, Tadra G, Klytta M, Implementation of the current source matrix converter with space vector modulation, *EPE-PEMC'2010*, Ohrid, Macedonia, (2010), 97-102
- [12] Fedyczak Z, Szcześniak P, Matrix-reactance frequency converters using an low frequency transfer matrix modulation method, *Electr. Power Syst. Res.*, 83 (2012), n.1, 91-103
- [13] Szcześniak P, A static and dynamic model of a space vector modulated matrix-reactance frequency converter, *Electr. Power Syst. Res.*, 108 (2014), 82-92
- [14] Korotyejev I, Fedyczak Z, Steady and transient states modelling methods of matrix-reactance frequency converter with buck-boost topology, *COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, 28 (2009), n.3, 626-638
- [15] Szcześniak P, Fedyczak Z., Kaniewski J, Dynamic model of a space vector modulated buck-boost matrix-reactance frequency converter, *Przeгляд Elektrotechniczny*, 89 (2013), n.12, 86-89

Autorzy: dr inż. Paweł Szcześniak, Uniwersytet Zielonogórski, Instytut Inżynierii Elektrycznej, ul. Podgórna 50, 65-246 Zielona Góra, E-mail: P.Szczesniak@iee.uz.zgora.pl