

## **Analiza i badania właściwości układu napędowego z matrycowo reaktancyjnym przemiennikiem częstotliwości o modulacji Venturiniego**

**Streszczenie.** *Przedmiotem artykułu jest aplikacja matrycowo-reaktancyjnego przemiennika częstotliwości (MRPC) bazującego na sterowniku matrycowo-reaktancyjnym (SMR) o topologii typu buck-boost, w układzie napędowym z silnikiem asynchronicznym klatkowym. Artykuł zawiera wstępne wyniki badań symulacyjnych i eksperymentalnych układu napędowego z matrycowo reaktancyjnym przemiennikiem częstotliwości.*

**Abstract.** *This paper deals with application of three-phase matrix-reactance frequency converter (MRFC) based on AC matrix-reactance choppers with buck-boost topology, in drive system with asynchronous cage motor. Article including initial simulation and experimental test results of drive system with matrix-reactance frequency converter. (Analysis and property study of drive system with matrix-reactance frequency converter and Venturini modulation)*

**Słowa kluczowe:** Napęd elektryczny, matrycowo-reaktancyjny przemiennik częstotliwości.

**Keywords:** Drive system, matrix-reactance frequency converter.

### **Wstęp**

W ostatnich latach przemienniki częstotliwości (PC) prądu przemiennego bez elementów gromadzących energię elektryczną prądu stałego DC, stały się alternatywnym rozwiązaniem do powszechnie stosowanych przez kształtników pośrednich typu PWM VSI [1] – [4]. Rozwój tego typu przekształtników głównie obejmował bezpośrednie oraz pośrednie przekształtniki matrycowe (PM) [1] - [4]. Wadą PM jest niski współczynnik transformacji napięciowej (wzmocnienia napięciowego), który jest ograniczony do 0,866 wartości skutecznej napięcia zasilania, dla większości metod sterowania [1] – [4]. Wada ta ogranicza obszar potencjalnych aplikacji. W systemach napędowych, zmniejszenie napięcia zasilania silnika indukcyjnego o 10% powoduje około 20% zmniejszenie maksymalnego momentu napędowego, co nie może być zaakceptowane w większości przypadków praktycznych.

Układy PC bez magazynu energii typu DC, przedstawione w pracach [5] – [9] pozwalają na uzyskanie wzmocnienia napięciowego większego od jedności, i noszą nazwę matrycowo-reaktancyjne przemienniki częstotliwości (MRPC). Opis topologii całej rodziny MRPC (9 topologii) jest przedstawiony w pracy [6]. Prezentowane dotychczas wyniki modelowania oraz badań symulacyjnych oraz eksperymentalnych dotyczyły pracy układów z obciążeniem rezystancyjnym [5], [7], [8], [9]. Głównym celem niniejszego artykułu jest przedstawienie wstępnej analizy właściwości układów napędowych zawierających wybrany MRPC oraz silnik indukcyjny klatkowy. W artykule przedstawione zostały wyniki badań symulacyjnych modelu silnika zasilanego z MRPC, oraz wstępne wyniki badań eksperymentalnych modelu laboratoryjnego MRPC w układzie napędowym przy strategii sterowania według Venturiniego.

### Opis omawianego układu

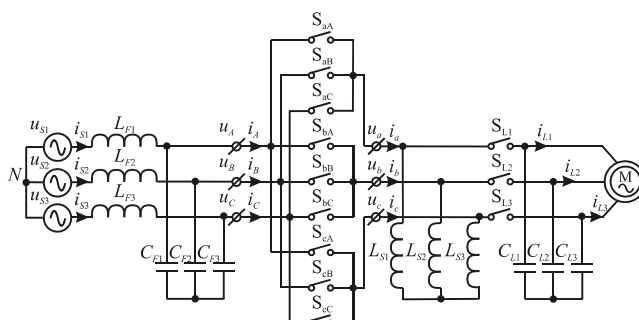
Schemat ideowy MRPC bazującego na SMR o topologii typu buck-boost, oraz silnikiem asynchronicznym klatkowym pokazany jest na rys. 1 [5]. Strategia sterowania układu MRPC bazuje na modyfikacji metody sterowania PM według Venturini'ego [1]. Niskoczęstotliwościowa macierz transformacji opisuje zależność (1) [5] – [9].

$$(1) \quad \mathbf{M} = \begin{bmatrix} d_{aA} & d_{bA} & d_{cA} \\ d_{aB} & d_{bB} & d_{cB} \\ d_{aC} & d_{bC} & d_{cC} \end{bmatrix},$$

gdzie:

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

$d_{jk}$  – niskoczęstotliwościowy składnik reprezentacji częstotliwościowej funkcji stanu łącznika matrycy,  $D_S = t_s / T_{seq}$  – współczynnik wypełnienia impulsu,  $\omega_m = \omega_L - \omega$ ,  $q$  – wzmacnienie napięciowe matrycy łączników ( $0 \leq q \leq 0,5$ ).



Rys. 1. Schemat MRPC o topologii typu buck-boost z silnikiem indukcyjnym klatkowym

### Model silnika

W opisie matematycznym układów napędowych powszechnie stosowane są modele obwodowe, w skład których wchodzi silnik, przekształtnik energoelektroniczny oraz układ sterowania. Ujęcie obwodowe opisu układu napędowego, jest prostsze i bardziej uniwersalne od ujęcia polowego, i znacznie skraca czas symulacji. Jednocześnie takie podejście zapewnia wystarczającą dokładność otrzymywanych wyników symulacji.

Modele obwodowe maszyn elektrycznych prądu przemiennego wyznaczane są przy przyjęciu następujących założeń uproszczających [10], [11]:

- symetryczność rozpatrywanego silnika trójfazowego,
- uzwojenia stojana i wirnika o rozłożeniu przestrzennym są zastąpione uzwojeniami o parametrach skupionych,
- równość szczeliny powietrznej,
- pomija się wpływ zjawiska anizotropii, nasycenia magnetycznego, histerezy magnetycznej i prądów wirowych
- uwzględnia się tylko harmoniczną podstawową przestrzennego rozkładu pola w szczelinie powietrznej,
- wszystkie rezystancje i reaktancje mają stałą wartość,

## VI Lubuska Konferencja Naukowo-Techniczna – i-MITEL 2010

- układ mechaniczny maszyny jest idealnie sztywny, a jego stałymi skupionymi są momentu bezwładności oraz współczynnik tarcia lepkiego.

Stosując powyższe założenia model matematyczny maszyny elektrycznej jest opisany następującymi układami równań [10], [11]:

$$(3) \quad \mathbf{u}_{abcs} = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_{abcs} + \frac{d}{dt} \Psi_{abcs},$$

$$(4) \quad \mathbf{u}_{abcr} = \mathbf{R}_r \mathbf{i}_{abcr} + \frac{d}{dt} \Psi_{abcr},$$

gdzie:

$\mathbf{u}_{abcs}^T = [u_{as} \ u_{bs} \ u_{cs}]$ ,  $\mathbf{u}_{abcr}^T = [u_{ar} \ u_{br} \ u_{cr}]$  - wektor napięć stojana oraz wirnika,

$\mathbf{i}_{abcs}^T = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]$ ,  $\mathbf{i}_{abcr}^T = [i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr}]$  - wektor prądów stojana oraz wirnika,

$\Psi_{abcs}^T = [\psi_{as} \ \psi_{bs} \ \psi_{cs}]$ ,

$\Psi_{abcr}^T = [\psi_{ar} \ \psi_{br} \ \psi_{cr}]$  - wektor przestrzennych strumieni skojarzonych z układem uzwojeń stojana oraz wirnika,  $\mathbf{R}_s = \text{diag}[R_s \ R_s \ R_s]$ ,  $\mathbf{R}_r = \text{diag}[R_r \ R_r \ R_r]$  - macierze rezystancji uzwojeń stojana oraz wirnika.

Układ mechaniczny jest opisany równaniem (5).

$$(5) \quad T_e = \frac{2}{P} J \omega_r + \frac{2}{P} B_m \omega_r + T_L,$$

gdzie:  $T_e$  – moment elektromagnetyczny,  $J$  – moment bezwładności układu mechanicznego,  $P$  – liczba biegunów,  $\omega_r$  – elektryczna prędkość kątowna wirnika,  $T_L$  – moment obciążenia,  $B_m$  – współczynnik tarcia lepkiego.

Na podstawie równań (3)–(5) wyznaczony został model trójfazowego silnika indukcyjnego, zasilanego z sieci trójprzewodowej, opisany w układzie współrzędnych wieloosiowych, wirującym z prędkością kontową  $\omega$ , zwanym układem współrzędnych  $\alpha\beta\gamma$ . Szczegółowy opis wyznaczenia tego modelu został przedstawiony w pracy [11]. Równania opisujące podstawowe zależności w modelu silnika wyrażone są wzorami (6)–(17) [11].

$$(6) \quad u_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \omega (\psi_{s\gamma} - \psi_{s\beta}) / \sqrt{3} + \frac{d}{dt} \psi_{s\alpha},$$

$$(7) \quad u_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \omega (\psi_{s\alpha} - \psi_{s\gamma}) / \sqrt{3} + \frac{d}{dt} \psi_{s\beta},$$

$$(8) \quad u_{s\gamma} = R_s i_{s\gamma} + \omega (\psi_{s\beta} - \psi_{s\alpha}) / \sqrt{3} + \frac{d}{dt} \psi_{s\gamma},$$

$$(9) \quad u'_{r\alpha} = R_r i'_{r\alpha} + (\omega - \omega_r) (\psi'_{r\gamma} - \psi'_{r\beta}) / \sqrt{3} + \frac{d}{dt} \psi'_{r\alpha},$$

$$(10) \quad u'_{r\beta} = R'_r i'_{r\beta} + (\omega - \omega_r)(\psi'_{r\alpha} - \psi'_{r\gamma})/\sqrt{3} + \frac{d}{dt}\psi'_{r\beta},$$

$$(11) \quad u'_{r\gamma} = R'_r i'_{r\gamma} + (\omega - \omega_r)(\psi'_{r\beta} - \psi'_{r\alpha})/\sqrt{3} + \frac{d}{dt}\psi'_{r\gamma},$$

$$(12) \quad \psi'_{s\alpha} = L_{sl} i'_{s\alpha} + M(i'_{s\alpha} + i'_{r\alpha}),$$

$$(13) \quad \psi'_{s\beta} = L_{sl} i'_{s\beta} + M(i'_{s\beta} + i'_{r\beta}),$$

$$(14) \quad \psi'_{s\gamma} = L_{sl} i'_{s\gamma} + M(i'_{s\gamma} + i'_{r\gamma}),$$

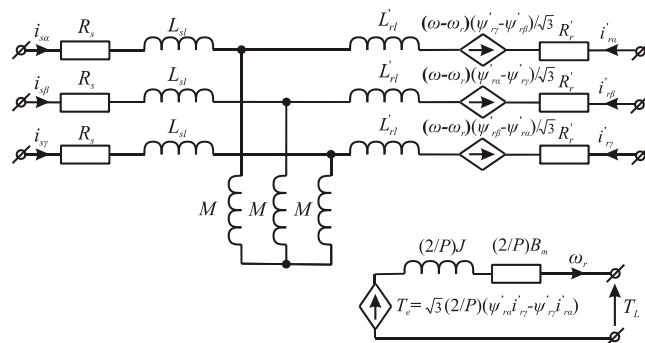
$$(15) \quad \psi'_{r\alpha} = L_{rl} i'_{r\alpha} + M(i'_{s\alpha} + i'_{r\alpha}),$$

$$(16) \quad \psi'_{r\beta} = L_{rl} i'_{r\beta} + M(i'_{s\beta} + i'_{r\beta}),$$

$$(17) \quad \psi'_{r\gamma} = L_{rl} i'_{r\gamma} + M(i'_{s\gamma} + i'_{r\gamma}),$$

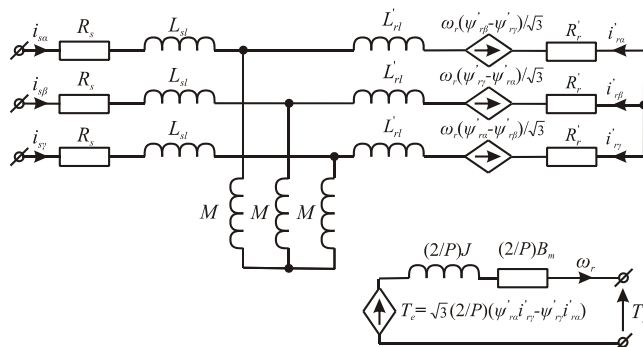
gdzie indeks „'” oznacza wielkość wirnika zredukowaną do liczby zwojów stojana, oraz  $L_{sl}$ ,  $L_{rl}$  – indukcyjność rozproszenia uzwojenia stojana oraz uzwojenia wirnika,  $M$  – indukcyjność magnesująca ( $M=3/2L_{sm}$ ,  $L_{sm}$  – indukcyjność magnesująca uzwojenia stojana). Układ mechaniczny opisany jest zależnością (18). Ogólny model obwodowy silnika indukcyjnego utworzony na podstawie zależności (5)–(18) przedstawiony jest na rys. 2 [11].

$$(18) \quad T_e = \sqrt{3} \frac{P}{2} (\psi'_{r\alpha} i'_{r\gamma} - \psi'_{r\gamma} i'_{r\alpha}).$$



Rys. 2. Ogólny model obwodowy silnika indukcyjnego

Dla silnika indukcyjnego zasilanego od strony stojana, przyjmuje się nieruchomy układ współrzędnych  $\alpha\beta\gamma$  wówczas w sterowanych źródłach napięciowych należy ustawić  $\omega=0$ . Ponadto dla silnika klatkowego zwraca się zaciski uzwojeń wirnika. Wówczas model obwodowy silnika klatkowego ma postać przedstawioną na rys. 3 [11].

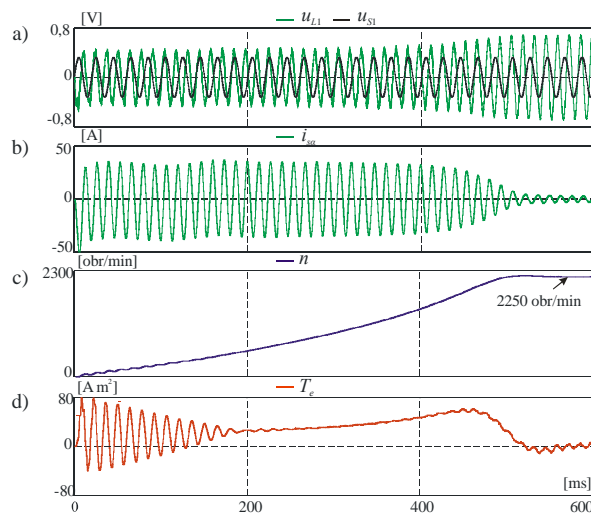


Rys. 3 Model silnika asynchronicznego klatkowego

### Wyniki badań symulacyjnych

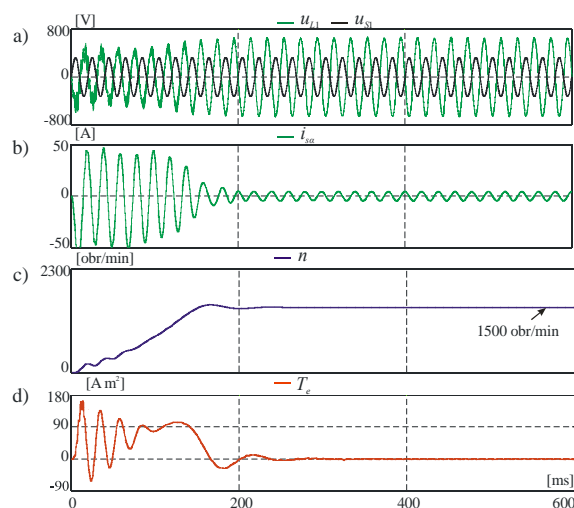
Badania symulacyjne układu napędowego z MRPC o topologii bazującej na SMR typu buck-boost oraz silnikiem asynchronicznym klatkowym (rys. 1), zostały przeprowadzone przy pomocy programu PSpice. Model obwodowy silnika klatkowego użyty podczas symulacji, wyznaczony na podstawie zależności (5) – (18), pokazany jest na rys. 3. Parametry modelu symulacyjnego badanego układu napędowego zestawione są w Tabeli 1, która znajduje się w Dodatku A. Do sterowania układu MRPC zastosowano zmodyfikowaną strategię sterowania według Venturini, opisaną zależnościami (1) oraz (2) [5] – [9]. Badania zostały przeprowadzone w otwartym układzie sterowania, z możliwością skokowego zadawania parametrów napięcia obciążenia układu MRPC.

Na rysunkach 4 - 6 zostały przedstawione wybrane symulacyjne przebiegi czasowe sygnałów w badanym układzie napędowym z rys. 1, podczas rozruchu silnika, dla trzech wartości częstotliwości napięć obciążenia  $f_L = 75, 50, 25$  Hz.



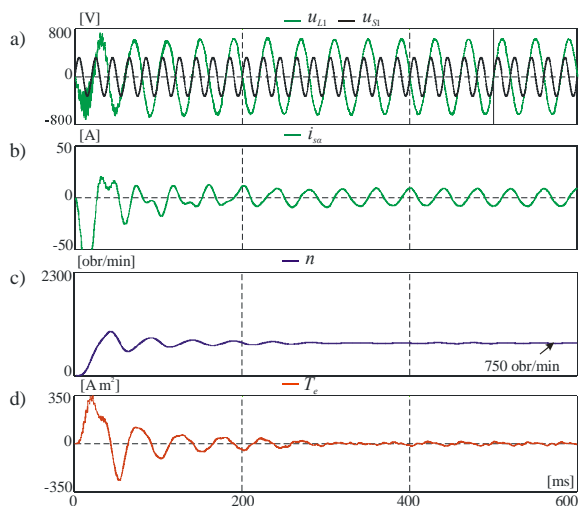
Rys. 4. Przebiegi czasowe: a) napięcia obciążenia MRPC, b) prądu stojana, c) prędkości obrotowej, d) momentu elektromagnetycznego, podczas rozruchu silnika, dla  $f_L=75$  Hz,  $D_S=0,8$

Przedstawiono przebiegi czasowe napięć zasilania oraz napięć obciążenia układu MRPC, prądu stojana dla jednej wybranej fazy, prędkości obrotowej oraz momentu elektromagnetycznego.



Rys. 5. Przebiegi czasowe: a) napięcia obciążenia MRPC, b) prądu stojana, c) prędkości obrotowej, d) momentu elektromagnetycznego, podczas rozruchu silnika, dla  $f_L=50$  Hz,  $D_S=0,8$

Zaletą MRPC jest możliwość podwyższania napięć obciążenia [9]. Jak widać z rysunków 4 – 6 napięcia obciążenia MRPC dla układu napędowego z silnikiem klatkowym przyjmują wartości większe od napięć zasilania. Napięcia te są wrażliwe na zmianę obciążenia, co widać podczas rozruchu silnika, gdy występuje zwiększony pobór prądu. Wówczas następuje niewielki spadek wartości tych napięć. Jednakże są one ciągle większe od napięć zasilania.

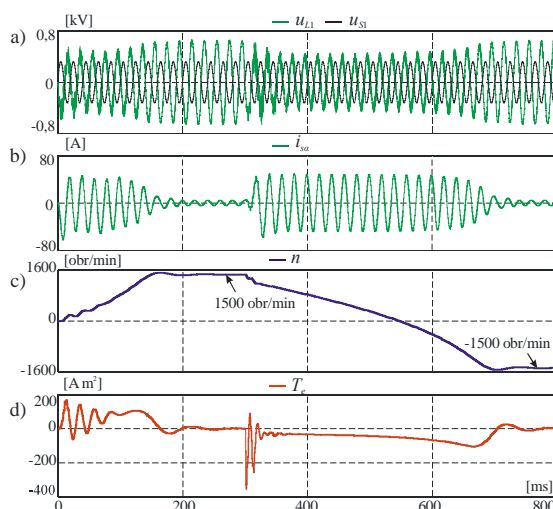


Rys. 6. Przebiegi czasowe: a) napięcia obciążenia MRPC, b) prądu stojana, c) prędkości obrotowej, d) momentu elektromagnetycznego, podczas rozruchu silnika, dla  $f_L=25$  Hz,  $D_S=0,8$

## VI Lubuska Konferencja Naukowo-Techniczna – i-MITEL 2010

Dopiero po ustaleniu się prędkości wirowania również ustalają się napięcia obciążenia MRPC. Możliwość uzyskania większych poziomów napięć zasilających silnik powoduje zwiększenie się momentu elektromagnetycznego, oraz uzyskanie większej dynamiki układu napędowego (szybszy rozruch) niż podczas bezpośredniego zasilania z sieci. Ponadto pozwala na zwiększenie obszaru pracy silnika przy stałym momencie [10], który jest osiągany przy większych częstotliwościach napięć obciążenia MRPC.

Na rys. 7. Pokazano dodatkowo symulacyjne przebiegi czasowe dla układu napędowego z rys.1 podczas rozruchu silnika oraz zmiany prędkości wirowania dla częstotliwości napięć zasilających silnik  $f_L=50$  Hz. Jak widać z rys. 7 możliwość uzyskania napięć obciążenia o większej wartości niż napięcia sieci zasilającej zwiększa dynamikę prezentowanego układu napędowego.



Rys. 7. Przebiegi czasowe: a) napięcia obciążenia MRPC, b) prądu stojana, c) prędkości obrotowej, d) momentu elektromagnetycznego, podczas rozruchu silnika oraz zmiany kierunku wirowania wirnika, dla  $f_L=50$  Hz,  $D_S=0,8$

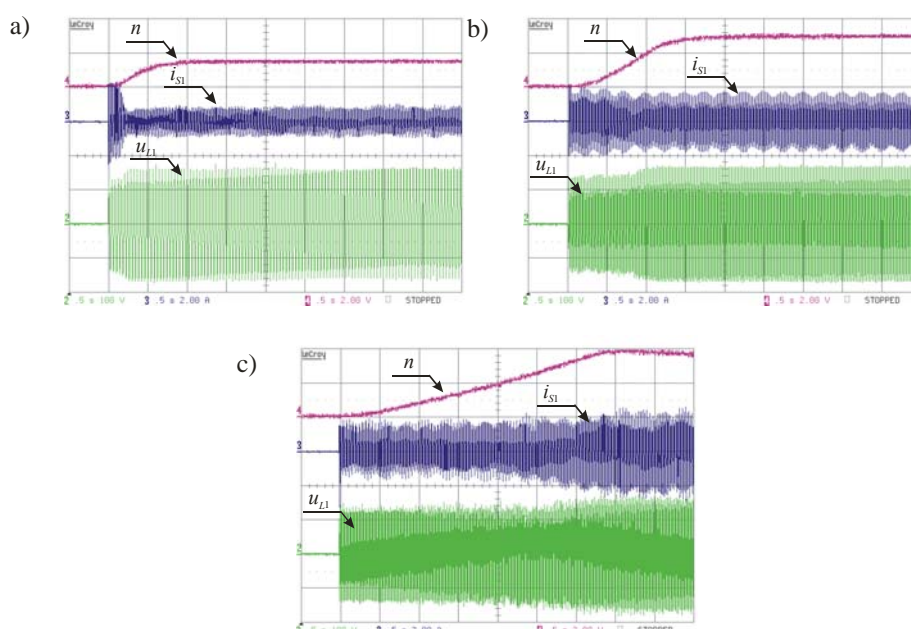
### Wyniki badań eksperymentalnych

Badania eksperymentalne zostały przeprowadzone na podstawie modelu laboratoryjnego układu MRPC bazującego na SMR o topologii typu buck-boost z silnikiem indukcyjnym klatkowym o mocy 0,4 kW [7], [9]. Widok stanowiska do badań eksperymentalnych pokazany jest na rys 8. Przykładowe wyniki badań eksperymentalnych w postaci przebiegów czasowych napięcia wyjściowego MRPC, prądu sieci, prędkości obrotowej wirnika, przy skokowym załączeniu napięcia zasilania, pokazane są na rys. 9. Badania zostały przeprowadzone w otwartym układzie sterowania, dla parametrów układu MRPC oraz silnika zestawionych w Tabeli 1.

Uzyskane przebiegi czasowe z rys. 9 potwierdzają, że w prezentowanym układzie napędowym, możliwe jest uzyskanie napięć obciążenia MRPC większych od napięcia źródła, co zwiększa dynamikę układu napędowego. Podobnie jak dla badań symulacyjnych występuje obniżenie napięcia w momencie rozruchu silnika.



Rys. 8 Widok stanowiska do badań eksperymentalnych układu napędowego z MRPC



Rys. 9. Eksperymentalne przebiegi czasowe, 2-napięcia obciążenia MRPC, 3-prądu źródła oraz 4-prędkości obrotowej wirnika, podczas rozruchu silnika, ( $D_s=0,8$ ), dla: a)  $f_L=25$  Hz, b)  $f_L=50$  Hz, c)  $f_L=75$  Hz

### Podsumowanie

W artykule przedstawiono wstępne wyniki badań układu napędowego z MRPC bazującym na SMR o topologii typu buck-boost oraz silnikiem asynchronicznym klatkowym. Wstępne wyniki badań symulacyjnych i eksperymentalnych potwierdzają, że w układach napędowych również mamy możliwość uzyskania napięć obciążenia MRPC większych od napięć zasilania. Ta korzystna właściwość pozwala na zwiększenie dynamiki (rozruch, nawrót itp.) układów napędowych z silnikami asynchronicznymi. Dalsze badania będą dotyczyły implementacji strategii sterowania MRPC bazujących na modulacji wektora przestrzennego połączonych ze strategiami sterowania silników indukcyjnych.



## VI Lubuska Konferencja Naukowo-Techniczna – i-MITEL 2010

### Dodatek A

Tabela 1. Parametry badanego układu

Parametr	Symbol	Wartość	
		Symulacja	Eksperyment
Parametry układu MRPC			
Napięcie zasilania	$U_s / f$	230 V/50 Hz	60 V/50 Hz
Częstotliwość przełączania	$f_s$	5 kHz	5 kHz
Indukcyjności filtru i źródła	$L_{F1} - L_{F3}$ $L_{S1} - L_{S3}$	1,5 mH	1,5 mH
Pojemności filtru i obciążenia	$C_{F1} - C_{L3}$ $C_{L1} - C_{L3}$	10 $\mu$ F	10 $\mu$ F
Parametry silnika			
Moc znamionowa	$P_n$	2,2 kW	0,4 kW
Liczba biegunów	$P$	4	2
Rezystancja uzwojeń stojana i wirnika	$R_s, R_r'$	2,5002 $\Omega$	-
Indukcyjności rozproszenia stojana i wirnika	$L_{st}, L_{rl}'$	0,011 H	-
Indukcyjność magnesująca	$M$	0,4576 H	-
Moment bezwładności	$J$	0,06825 kg m <sup>2</sup>	-
Współczynnik tarcia	$B_m$	1,024 $10^{-3}$	-

### LITERATURA

- [1] 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), 242-252.
- [2] Kolar J. W., Schafmeister F., Round S. D., Ertl H., Novel three-phase AC-AC sparse matrix converter, *IEEE Trans. on Power Electronics*, 22 (2007), n.5, 1649-1661.
- [3] Kolar J. W., Friedli T., Krismer F., Round S. D., The essence of three-phase AC/AC converter system, *Proc. of the 13<sup>th</sup> EPE-PEMC 2008*, pp. 27-42. Poznań 2008.
- [4] Wheeler P.W., Rodriguez J., Clare J.C., Empringham L., Weinstein A., Matrix converters: A technology review, *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, 49 (2002), n.2, 276-288
- [5] Fedyczak Z., Szcześniak P., Study of matrix-reactance frequency converter with buck-boost topology, *PELINCEC 2005*, (2005), CD-ROM.
- [6] Fedyczak Z., Szcześniak P., Korotyeyev I., Generation of matrix-reactance frequency converters based on unipolar matrix-reactance choppers, *Proc. of PESC'08*, (2008), 1821-1827.
- [7] Fedyczak Z., Szcześniak P., Kaniewski J., Tadra G., Implementation of three-phase frequency converters based on PWM AC matrix-reactance chopper with buck-boost topology, *13th European Conference on Power Electronics and Applications-EPE'09*, (2009), Barcelona, Hiszpania, CD-ROM.
- [8] Szcześniak P., Modele matematyczne trójfazowych przemienników częstotliwości prądu przemiennego bazujących na topologii sterownika matrycowo-reaktancyjnego typu buck-boost, *Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym - SENE'09*, Łódź, Polska, 2009, CD-ROM.

- [9] Szczęśniak P., Analiza i badanie matrycowo-reaktancyjnych przemienników częstotliwości, Rozprawa Doktorska, (Praca zakończona i przedstawiona do zamknięcia rozprawy doktorskiej, Grudzień 2009).
- [10] Orłowska-Kowalska T., Bezczujnikowe układy napędowe z silnikami indukcyjnymi, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław, (2003).
- [11] Szczęśny R., Komputerowa symulacja układów energio-elektronicznych, Wydawnictwo Politechniki Gdańskiej (1999).

**Autorzy:** mgr inż. Paweł Szczęśniak, Uniwersytet Zielonogórski, Instytut Inżynierii Elektrycznej, ul. Podgórna 50, 65-246 Zielona Góra, E-mail: [P.Szczesniak@iee.uz.zgora.pl](mailto:P.Szczesniak@iee.uz.zgora.pl)