

Michał JELEŃ, Kazimierz GIERLOTKA
Katedra Energoelektroniki, Napędu Elektrycznego i Robotyki

MODYFIKACJA STRATEGII PRZEŁĄCZEŃ W METODZIE DTC UŻYTEJ DO STEROWANIA MASZYNY INDUKCYJNEJ DWUSTRONNIE ZASILANEJ

Streszczenie. W artykule opisano układ bezpośredniego sterowania momentu (DTC) maszyny indukcyjnej dwustronnie zasilanej. Podano zasady sterowania momentu elektromagnetycznego silnika i mocy biernej w obwodzie stojana maszyny. Omówiono zalety i wady metody DTC oraz przedstawiono modyfikację metody, polepszającą właściwości układu. Przedstawiono wybrane wyniki badań symulacyjnych oraz laboratoryjnych.

MODIFICATION OF SWITCHING STRATEGY IN DTC METHOD USED FOR CONTROL OF DOUBLE-FED INDUCTION MACHINE

Summary. The direct torque control system of a double-fed induction machine is described in the paper. The principles of the control of the motor torque and of the reactive power in the stator circuit are presented. Advantages and faults of the DTC method are discussed and a modified algorithm, ensuring better quality of the machine operation is proposed. The chosen results of simulation and experimental tests of the machine controlled according to the described method are presented in the paper.

1. WPROWADZENIE

Maszyna asynchroniczna dwustronnie zasilana z falownikami napięciowymi w obwodzie wirnika jest układem znajdującym zastosowanie zarówno w układach generacyjnych (elektrownie wiatrowe [1, 6, 7], wodne [5]), jak i napędowych. W przypadku sterowania maszyny asynchronicznej pierścieniowej „od strony wirnika” przekształtnik wirnikowy zwymiarowany jest na maksymalną moc poślizgu. Jeżeli zakres sterowania prędkości, a tym samym maksymalny poślizg, z jakim pracuje maszyna asynchroniczna, jest niewielki, uzasadnione jest sterowanie prędkości silnika „od strony wirnika”. Niekiedy sterowanie prędkości w ten sposób jest jedyną alternatywą - dzieje się tak w przypadku maszyn dużej mocy, pracujących przy napięciu 6 kV, ponieważ falowniki na takie napięcie są obecnie bardzo drogie. Napięcie wirnika jest niższe, zatem możliwe jest zastosowanie standardowego falownika podłączonego do wirnika. Jednocześnie w przypadku maszyny dwustronnie zasilanej istnieje możliwość sterowania wartości mocy biernej pobieranej przez maszynę asynchroniczną z sieci zasilającej.

Sterowanie maszyny indukcyjnej dwustronnie zasilanej może się odbywać wg metody orientacji wektora pola [5, 7], metod multiskalarnych [6] lub metody DTC [1, 2, 3]. Jedną z wad klasycznej metody DTC w zastosowaniu do sterowania maszyny dwustronnie zasilanej jest niemożność utrzymania zadanej wartości amplitudy strumienia wirnika, a tym samym

mocy biernej, podczas pracy z małym poślizgiem. Wyeliminowanie tej wady i zapewnienie poprawnej pracy maszyny w całym zakresie zmian prędkości obrotowej można uzyskać przez modyfikację strategii wyboru wektora napięcia [8] bądź też zastosowanie do sterowania silnika pierścieniowego dwustronnie zasilanego metody bezpośredniego sterowania momentu z modulatorem wektorowym [9, 10].

2. BEZPOŚREDNIE STEROWANIE MOMENTU I STRUMIENIA WIRNIKA MASZyny ASYNCHRONICZNEJ DWUSTRONNIE ZASILANEJ

2.1. Sterowanie momentu elektromagnetycznego

Moment maszyny indukcyjnej można opisać zależnością [4]:

$$\tau = \frac{1}{l_\sigma} \frac{l_M}{l_r} \psi_s \psi_r \sin \delta_\psi, \quad (1)$$

gdzie:

$$l_\sigma = \frac{l_s l_r - l_M^2}{l_s l_r} l_s = \sigma l_s, \quad (2)$$

a δ_ψ jest kątem między wektorami przestrzennymi strumieni skojarzonych stojana ψ_s i wirnika ψ_r .

W przypadku maszyny dwustronnie zasilanej stojan silnika zasilany jest z sieci trójfazowej napięciem o przebiegu sinusoidalnym i stałej częstotliwości, zatem można założyć, że wektor przestrzenny strumienia skojarzonego stojana ψ_s ma stałą amplitudę i wiruje względem wirnika ruchem jednostajnym z prędkością poślizgu. Wektor przestrzenny strumienia skojarzonego wirnika ψ_r może być w przypadku silnika dwustronnie zasilanego sterowany napięciem wirnika. W układzie współrzędnych α_r, β_r związanym z wirnikiem, przy pominięciu rezystancji uzwojeń wirnika, otrzymuje się:

$$\underline{\psi}_r = \frac{1}{T_N} \int \underline{u}_r dt. \quad (3)$$

Przy zasilaniu wirnika silnika pierścieniowego z falownika napięcia można uzyskać 6 aktywnych wektorów przestrzennych napięcia i 2 zerowe. Wybierając odpowiedni wektor przestrzenny napięcia można więc oddziaływać na amplitudę wektora przestrzennego strumienia skojarzonego wirnika oraz na jego położenie, a w konsekwencji na wartość kąta δ_ψ , czyli na wartość momentu elektromagnetycznego silnika.

2.2. Sterowanie mocy biernej

Moc bierna pobierana z sieci przez maszynę asynchroniczną wyrażona jest zależnością [11]:

$$q = \text{Im}(\underline{u}_s \underline{i}_s^*) = u_{sy} i_{sx} - u_{sx} i_{sy}, \quad (4)$$

Uzależniając składowe napięcia i prądu stojana maszyny od strumienia skojarzonych stojana i wirnika otrzymuje się [3]:

$$q = \frac{\omega_s}{l_\sigma} \left(\psi_s^2 - \frac{l_M}{l_r} \psi_{sx} \psi_r \right) + \frac{T_N}{l_\sigma} \left[\left(\psi_{sx} - \frac{l_M}{l_r} \psi_r \right) \frac{d\psi_{sy}}{dt} - \psi_{sy} \frac{d\psi_{sx}}{dt} \right]. \quad (5)$$

Z zależności (5) wynika, że w stanie ustalonym moc bierna w obwodzie stojana maszyny zależy od amplitudy strumienia skojarzonego wirnika. Zatem biorąc pod uwagę równania 1–5 i stosując podobne zasady, co w klasycznym DTC, do sterowania falownika zasilającego wirnik maszyny dwustronnie zasilanej, uzyskujemy:

- sterowanie momentem maszyny poprzez zmianę kąta pomiędzy wektorami skojarzonymi wirnika i stojana,
- sterowanie mocą bierną poprzez zmianę amplitudy strumienia wirnika.

3. UKŁAD STEROWANIA MASZYNY DWUSTRONNIE ZASILANEJ

Schemat układu sterowania maszyny indukcyjnej dwustronnie zasilanej wg metody DTC został przedstawiony na rys. 1.

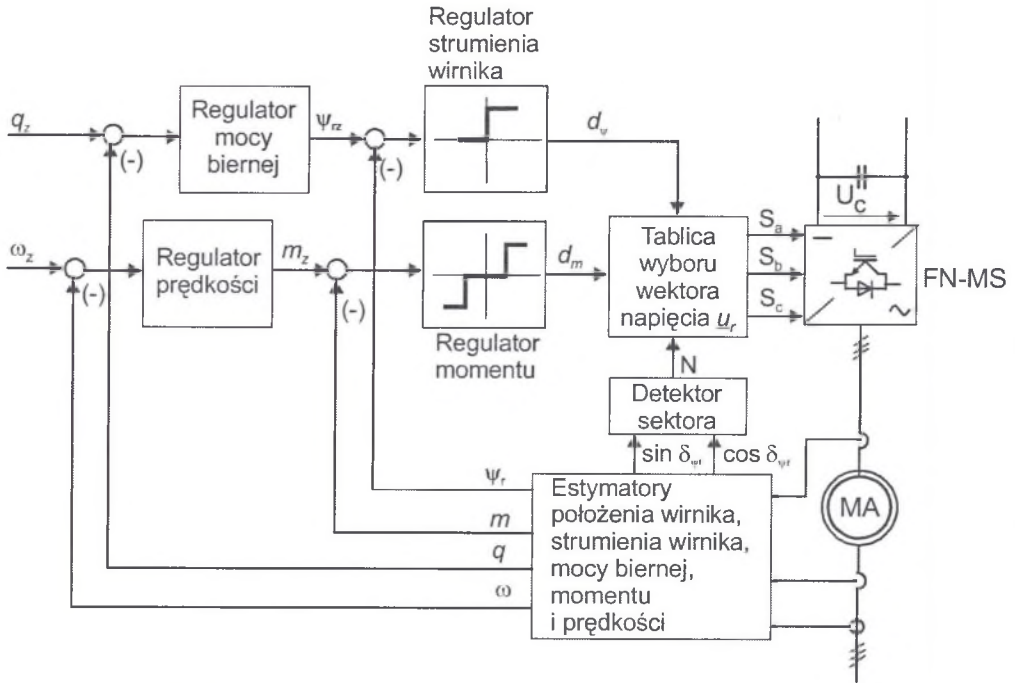
Uzwojenia stojana maszyny podłączone są bezpośrednio do sieci, natomiast uzwojenia wirnika zasilane są z falownika napięcia. Układ sterowania falownika wirnikowego, oparty na metodzie DTC, składa się z następujących elementów:

- bloku estymacji,
- układu detekcji sektora,
- regulatorów: prędkości i mocy biernej,
- dwupoziomowego komparatora strumienia,
- trójpoziomowego komparatora momentu,
- tablicy przełączeń.

Wyestymowane wartości strumienia wirnika i momentu porównywane są z wartościami zadanymi ψ_r i m_z za pomocą komparatorów histerezowych. Na podstawie ich sygnałów wyjściowych d_m , d_ψ oraz numeru sektora, w którym aktualnie znajduje się wektor strumienia wirnika, wybierany jest wektor napięcia z tablicy przełączeń. Wartości zadane momentu oraz strumienia maszyny są sygnałami wyjściowymi dwóch regulatorów PI, odpowiednio regulatora prędkości oraz regulatora mocy biernej.

Klasyczna strategia wyboru wektora napięcia zasilającego wirnik przedstawiona została w tabeli 1. Szerokość środkowej strefy komparatora momentu (odpowiadającej momentowi „dobremu”, czyli zbliżonemu do zadanego) dobiera się w taki sposób, by – w zależności od poślizgu, z jakim pracuje maszyna – korzystać z części tablicy zawierającej wektory napięcia odpowiadające za dany kierunek wirowania pola. Przykładowo, jeśli maszyna pracuje z prędkością podsynchroniczną ($s > 0$), do redukcji momentu (w sytuacji, gdy $d_m = -1$, czyli moment za duży) korzysta się z wektorów U_{N+2} lub U_{N+1} (w zależności od sygnału błędny komparatora strumienia), natomiast w celu zwiększenia momentu ($d_m = 0$ – moment dobry) wybierany jest wektor zerowy. Pomija się w tym stanie pracy wektory napięcia U_{N-2} i U_{N-1} , które odpowiadają za ruch wektora przestrzennego strumienia skojarzonego wirnika w przeciwnym kierunku wirowania. Takie sterowanie zapewnia unipolarny kształt napięcia zasilającego wirnik, pozwala na zachowanie lepszego współczynnika THD prądów, zmniejsza tętnienia w momencie generowanym przez maszynę i nie powoduje nadmiernego zwiększania częstotliwości przełą-

czeń zaworów. Aby wektory U_{N-2} i U_{N-1} nie były wybierane, konieczne jest właściwe dobranie szerokości strefy odpowiadającej za moment dobry ($d_m=0$).



Rys. 1. Układ sterowania maszyny dwustronnie zasilanej oparty na metodzie DTC
Fig. 1. DTC-based control system of the double-fed induction machine

W klasycznej metodzie wyboru wektora napięcia, w przypadku gdy sygnał komparatora momentu wynosi $d_m=0$, wybierany jest wektor zerowy niezależnie od stanu komparatora strumienia. Wybranie wektora zerowego powoduje zatrzymanie wektora przestrzennego strumienia skojarzonego wirnika, dzięki czemu następuje stosunkowo powolne (w porównaniu do wybrania wektora napięcia U_{N-2} lub U_{N-1}) zwiększanie momentu generowanego przez maszynę na skutek jednostajnego ruchu wektora przestrzennego strumienia skojarzonego stojana, który oddala się od zatrzymanego wektora przestrzennego strumienia skojarzonego wirnika, powodując zwiększanie kąta pomiędzy wektorami strumieni. Jednakże w takim przypadku amplituda strumienia skojarzonego wirnika powoli maleje ze względu na rezystancję uzwojeń wirnika. W sytuacji, gdy wektory przestrzenne strumieni skojarzonych w układzie α_r , β_r wirują z małą prędkością (poślizg zbliżony do zera, czyli prędkość maszyny zbliżona do prędkości synchronicznej), wektor zerowy napięcia wirnika utrzymywany jest przez stosunkowo długi czas, co prowadzi do znacznego zmniejszenia amplitudy strumienia skojarzonego wirnika. Z uwagi na to, że moc bierna pobierana z sieci zależy od amplitudy strumienia skojarzonego wirnika maszyny (zależność 5), sytuacja ta jest równoznaczna z utratą kontroli nad regulacją mocy biernej. Zjawisko to występuje w szczególności przy pracy maszyny z prędkością, z jaką pracowałyby napęd przy zwartych pierścieniach – wtedy komparator momentu na stałe wystawia sygnał $d_m=0$ (moment dobry). Wylimitowanie wyżej opisaney wady możliwe jest przez modyfikację strategii wyboru wektora napięcia.

Tabela 1

Klasyczna tablica przełączeń tranzystorów w metodzie DTC

d_m	d_ψ	wektor napięcia
-1	0	U_{N+2}
	1	U_{N+1}
0	0	wektor zerowy
	1	
1	0	U_{N-2}
	1	U_{N-1}

Modyfikację strategii wyboru wektora napięcia można zrealizować na dwa sposoby:

- zmniejszenie szerokości środkowej strefy komparatora momentu, dzięki czemu wybierane będą wektory napięcia odpowiadające za oba kierunki wirowania pola. Takie działanie zapewnia utrzymanie momentu i strumienia na zadanym poziomie w całym zakresie zmian prędkości obrotowej, jednak powoduje jednocześnie znaczne zwiększenie częstotliwości przełączeń zaworów, prowadzi do bipolarnego kształtu napięć (bezpośrednio po sobie pojawiają się wektory przeciwne), pogarsza współczynnik THD w prądach oraz powoduje zwiększenie tętnień w momencie,
- modyfikacja strategii przełączeń. Metoda ta nie ma wyżej wymienionych wad. Zmodyfikowana tablica przełączeń przedstawiona została w tabeli 2.

Tabela 2

Zmodyfikowana tablica przełączeń tranzystorów w metodzie DTC

d_m	d_ψ	wektor napięcia
-1	0	U_{N+2}
	1	U_{N+1}
0	0	wektor zerowy
	1	
1	0	U_{N-2}
	1	U_{N-1}

Różnica pomiędzy zmodyfikowaną a klasyczną tablicą przełączeń polega na użyciu wektora napięcia znajdującego się w aktualnym sektorze w przypadku, gdy moment jest dobry, a strumień za mały. Wybranie tego wektora powoduje zwiększenie amplitudy strumienia skojarzonego wirnika bez istotnej zmiany momentu generowanego przez maszynę. Dzięki temu możliwe jest zachowanie kontroli nad amplitudą strumienia skojarzonego wirnika, a więc i nad mocą bierną, w całym zakresie pracy maszyny, a w szczególności podczas pracy z małym

poślizgiem. Negatywnym skutkiem modyfikacji jest niewielki wzrost częstotliwości przełączeń zaworów falownika, zwłaszcza podczas pracy z prędkością zbliżoną do prędkości synchronicznej.

4. WYNIKI BADAŃ SYMULACYJNYCH I LABORATORYJNYCH

Badania symulacyjne zostały przeprowadzone w środowisku Matlab-Simulink. Układ sterowania maszyny indukcyjnej dwustronnie zasilanej został zrealizowany jako cyfrowy z czasem dyskretyzacji wynoszącym 30 μs . Badania laboratoryjne, ze względu na ograniczoną moc obliczeniową układu mikroprocesorowego, zostały wykonane z czasem dyskretyzacji wynoszącym 75 μs .

4.1. Układ sterowania z klasyczną tablicą przełączeń

Na rys. 2 przedstawiono wyniki badań symulacyjnych podczas pracy maszyny z momentem obciążenia $M_o = 10 \text{ N}\cdot\text{m}$ (połowa momentu znamionowego) i skokowej zmianie prędkości zadanej od prędkości podsynchronicznej ($n = 1100 \text{ obr/min}$) do prędkości nadsynchronicznej ($n = 1900 \text{ obr/min}$). Jak widać, przy pracy z małym poślizgiem, oprócz utraty kontroli nad amplitudą strumienia skojarzonego wirnika (czyli nad mocą bierną pobieraną z sieci zasilającej) dużemu zniekształceniu ulegają również prądy wirnika. Po przekroczeniu pewnej granicznej prędkości, poniżej której częstotliwość wirowania pola w układzie α_r, β_r jest mała, następuje powrót do normalnej pracy maszyny i odzyskanie kontroli nad amplitudą strumienia skojarzonego wirnika.

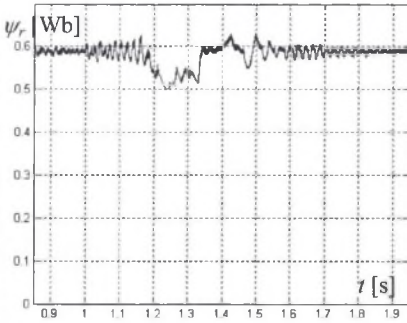
4.2. Układ sterowania ze zmodyfikowaną tablicą przełączeń

Wyniki badań symulacyjnych przy pracy napędu ze zmodyfikowaną tablicą przełączeń (tab. 2) przedstawione zostały na rys. 3. W tym przypadku maszyna pracuje poprawnie w pełnym zakresie zmian prędkości obrotowej. Pełną kontrolę nad amplitudą strumienia skojarzonego wirnika maszyny zapewnia użycie wektorów napięcia znajdujących się w aktualnym sektorze. Zastosowana modyfikacja powoduje niewielkie zwiększenie częstotliwości przełączeń zaworów i pozwala na zachowanie unipolarnego kształtu napięcia (rys. 4e).

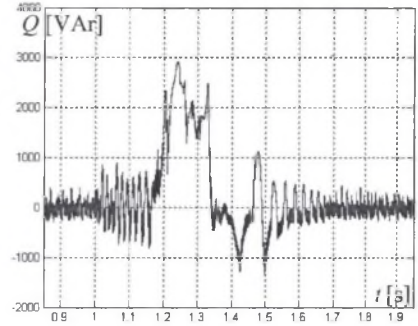
4.3. Badania laboratoryjne układu

Na rys. 4 i 5 przedstawiono wyniki badań laboratoryjnych układu pracującego prędkością $n = 1450 \text{ obr/min}$, momentem obciążenia $M_o = 10 \text{ N}\cdot\text{m}$ i mocą bierną zadaną $Q_z = 0$. W przypadku pracy z klasyczną tablicą przełączeń i szerokością środkowej strefy komparatora momentu $H_m = 0,5 \text{ N}\cdot\text{m}$ (rys. 4a) układ sterowania wybiera wektory odpowiadające za oba kierunki wirowania pola i w związku z tym jest w stanie utrzymywać moc bierną na zadanym poziomie. Napięcie ma kształt bipolarny, częstotliwość przełączeń zaworów jest stosunkowo wysoka.

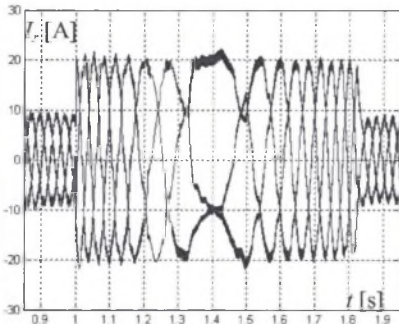
Na rys. 4b pokazano pracę układu przy zmianie szerokości strefy na $H_m = 2 \text{ N}\cdot\text{m}$. Układ wybiera wektory napięcia odpowiadające za jeden kierunek wirowania pola i z tego powodu nie jest w stanie utrzymać mocy biernej na poziomie zera. Moc bierna pobierana jest z sieci zasilającej, w związku z tym amplituda prądu wirnika zmniejsza się. Częstotliwość przełączeń zaworów, jak i napięcie w wirniku są niskie (duży udział wektorów zerowych), napięcie ma kształt unipolarny.



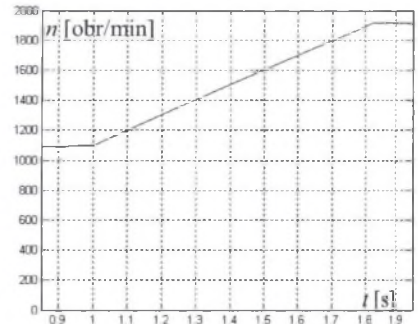
a)



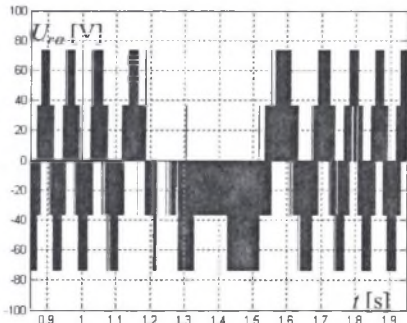
b)



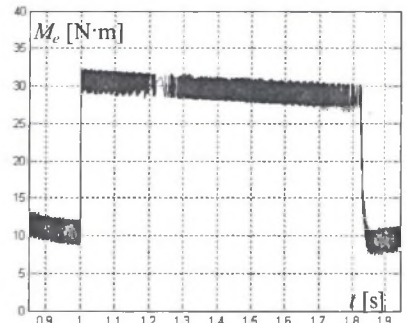
c)



d)



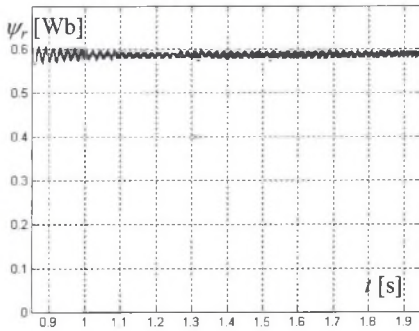
e)



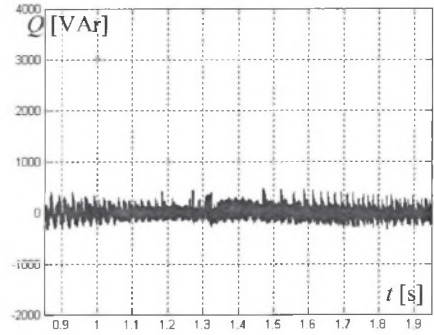
f)

Rys. 2. Amplituda strumienia wirnika (a), moc bierna (b), prądy wirnika (c), prędkość (d), napięcie fazowe wirnika (e) oraz moment elektromagnetyczny (f) przy pracy z klasyczną tablicą przełączeń i zmianie prędkości zadanej z $n = 1100$ obr/min na $n = 1900$ obr/min

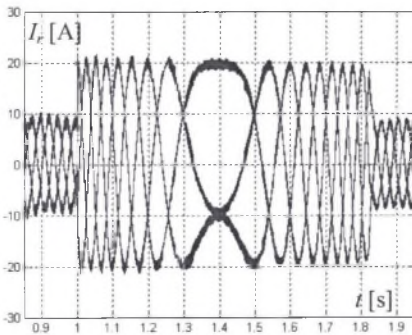
Fig. 2. Rotor flux amplitude (a), reactive power (b), rotor currents (c) speed (d), rotor phase voltage (e) and electromagnetic torque (f) for classic switching table and a step change of the given speed from $n = 1100$ rpm to $n = 1900$ rpm



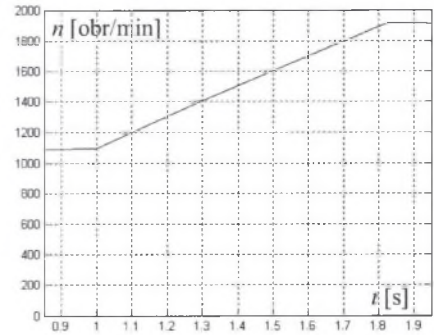
a)



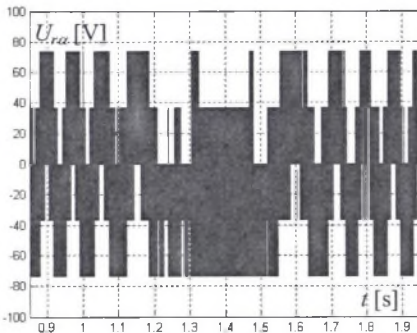
b)



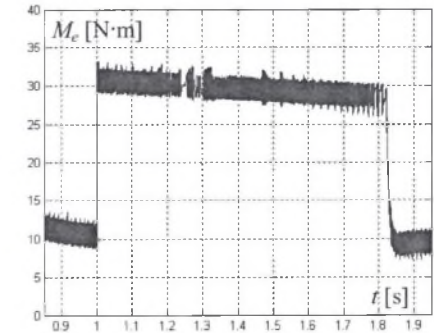
c)



d)



e)

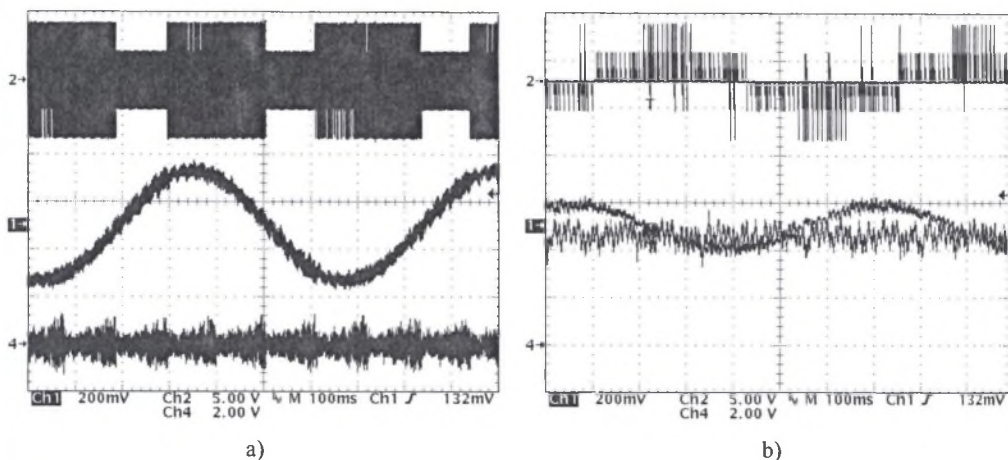


f)

Rys. 3. Amplituda strumienia wirnika (a), moc bierna (b), prądy wirnika (c), prędkość (d), napięcie fazowe wirnika (e) oraz moment elektromagnetyczny (f) przy pracy ze zmodyfikowaną tablicą przełączeń i zmianie prędkości zadanej z $n = 1100$ obr/min na $n = 1900$ obr/min

Fig. 3. Rotor flux amplitude (a), reactive power (b), rotor currents (c) speed (d), rotor phase voltage (e) and electromagnetic torque (f) for modified switching table and a step change of the given speed from $n = 1100$ rpm to $n = 1900$ rpm

Na rys. 5 pokazano pracę układu ze zmodyfikowaną tablicą przełączeń. Układ utrzymuje moc bierną na zadanym poziomie i pracuje z pośrednią częstotliwością przełączeń zaworów w stosunku do przypadków opisanych powyżej. Tętnienia prądu i mocy biernej są najmniejsze.



Rys. 4. Napięcie fazowe wirnika, prąd wirnika oraz moc bierna przy pracy z prędkością $n = 1450$ obr./min i klasyczną tablicą przełączeń. Szerokość środkowej strefy komparatora momentu $H_m = 0,5 \text{ N}\cdot\text{m}$ (a) i $H_m = 2 \text{ N}\cdot\text{m}$ (b)

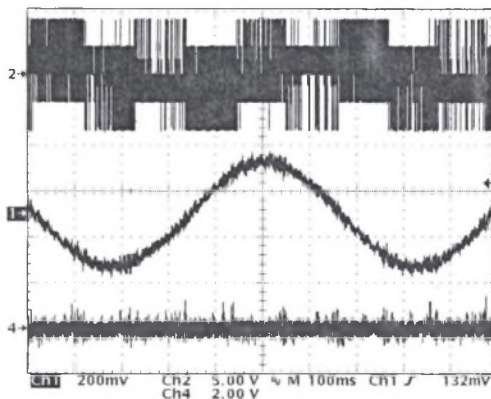
Fig. 4. Rotor phase voltage, rotor current and reactive power at work with speed $n = 1450$ rpm. Middle zone width of torque comparator $H_m = 0,5 \text{ N}\cdot\text{m}$ (a) and $2 \text{ N}\cdot\text{m}$ (b)

5. WNIOSKI

W układzie z maszyną indukcyjną dwustronnie zasilaną, sterowaną za pomocą metody DTC, możliwe jest niezależne sterowanie momentu maszyny i mocy biernej w obwodzie stojana. Maszyna może pracować bez poboru mocy biernej z sieci z jednostkowym współczynnikiem mocy lub z współczynnikiem mocy pojemnościowym – moc bierna indukcyjna konieczna do namagnesowania maszyny dostarczana jest wówczas od strony wirnika. Wiąże się to jednak ze wzrostem obciążeń prądowych wirnika silnika.

Metoda DTC zapewnia bardzo dobre własności dynamiczne napędu z maszyną asynchroniczną dwustronnie zasilaną. Inne zalety tej metody to: prostota, łatwość realizacji w systemie mikroprocesorowym oraz niewielkie zapotrzebowanie na moc obliczeniową.

W odmianie metody DTC bazującej na klasycznej tablicy przełączeń występują problemy z utrzymaniem amplitudy strumienia maszyny na zadanym poziomie w całym zakresie zmian prędkości obrotowej wirnika. Wadę tę można wyeliminować poprzez opisaną modyfikację tablicy przełączeń.



Rys. 5. Praca ze zmodyfikowaną tablicą przełączeń
Fig. 5. Operation with modified switching table

LITERATURA

1. Arnalte S., Burgos J. C., Rodriguez-Amendo J. L.: Direct Torque Control of a Doubly-Fed Induction Generator for Variable Speed Wind Turbines, *Electric Power Components and Systems*, 30: 199-216, 2002.
2. Datta R., Ranganathan V.T.: Direct Power Control of Grid-Connected Wound Rotor Induction Machine Without Rotor Position Sensors, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 16, No. 3, May 2001.
3. Gierlotka K., Jeleń M.: *Zastosowanie metody DTC do sterowania maszyny asynchronicznej dwustronnie zasilanej*, VI Konferencja SENE, Łódź 2003.
4. Kaźmierkowski M., Tunia H.: *Automatic Control of Converter-Fed Drives*, PWN, Warszawa 1994.
5. Kelber Ch. R., Schumacher W.: *Control of double-fed induction machines as an adjustable speed motor/generator*, European Conference "Variable Speed in Small Hydro", Grenoble 2001.
6. Krzemiński Z.: *Sensorless Multiscalar Control of Double Fed Machine for Wind Power Generators*, PCC Osaka 2002, pp. 334-339.
7. Radel U., Navarro D., Berger G., Berg S.: *Sensorless field oriented control of a slipping induction generator for 2.5 MW wind power plant from Nordex Energy GmbH*, 9th Europ. Conf. on Power Electronics and Applic. EPE'2001, Graz 2001.
8. Jeleń M., Michalak J.: *Możliwości poprawy własności metody DTC poprzez zmianę strategii przełączeń*, V Konferencja SENE, Łódź-Arturówek 2001.
9. Buja G., Candela M., Menis R.: *A Novel Direct Control Scheme for SVM Inverter-Fed Induction Motor Drives*, ISIE'99, Bled 1999.
10. Jeleń M., Gierlotka K., Michalak J.: *Zastosowanie metody DTC z modulatorem wektorowym do sterowania maszyny indukcyjnej dwustronnie zasilanej*, *Zeszyty Naukowe Pol. Śląskiej*, ser. Elektryka z.192, Gliwice 2004, s. 65-74.
11. Bogalecka E.: *Wpływ filtru sieciowego na układ sterowania maszyny dwustronnie zasilanej pracującej jako generator*, Mis-3, Kościelisko 2004, s. 39-44.

Wpłynęło do Redakcji dnia 4 października 2005 r.

Recenzent: Prof. dr hab. Zbigniew Krzemiński