

Michał JELEŃ
Jarosław MICHALAK

ANALIZA WYBRANYCH STRUKTUR BEZPOŚREDNIEGO STEROWANIA MOMENTU I STRUMIENIA

Streszczenie. W artykule przeanalizowano cztery wybrane struktury układu sterowania w metodzie bezpośredniego sterowania momentu i strumienia silnika indukcyjnego klatkowego. Dwie z nich są klasycznymi strukturami opisanymi w literaturze, natomiast dwie kolejne to zaproponowane przez autorów ich modyfikacje. Analizę przeprowadzono pod kątem możliwości poprawy pracy napędu przy niskich prędkościach. Jako wskaźniki, względem których dokonywana jest analiza, przyjęto: problemy z generacją strumienia stojana w silniku przy niskich prędkościach oraz zniekształcenia prądów stojana. Przedstawiono również wady i zalety badanych struktur sterowania. Analizę poparto wynikami badań symulacyjnych.

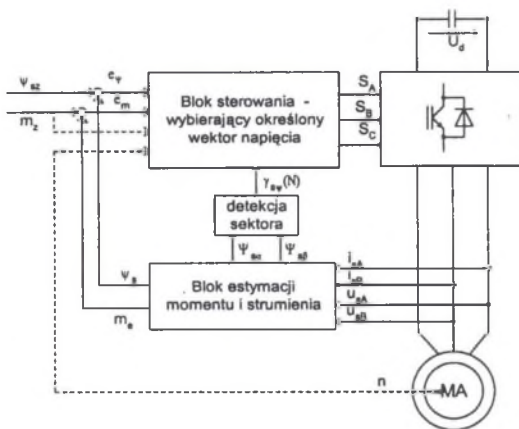
ANALYSIS OF SELECTED DIRECT TORQUE CONTROL STRUCTURES

Summary. Four selected structures of control systems in DTC method for induction motor are analyzed in this paper. Two of them are classical structures and the others are their modifications proposed by the authors. The main goal of analysis is to show problems connected with work at low speed like flux excitation and distortion of a stator current. The advantages and disadvantages of control structures are also described in the paper. The analysis is supported by results of simulation tests.

1. WPROWADZENIE

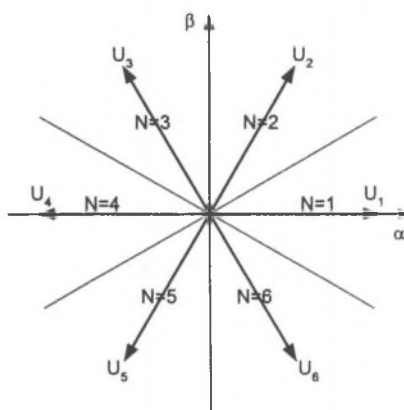
Metoda bezpośredniego sterowania momentu i strumienia (DTC - Direct Torque Control), w odróżnieniu od metod polowo zorientowanych, nie wymaga stosowania nieliniowych transformacji współrzędnych. Dodatkowo jedynym parametrem maszyny, który należy znać, jest rezystancja stojana silnika. Schemat ogólny układu sterowania przedstawiono na rys. 1 (linią przerywaną zaznaczono dodatkowe sygnały potrzebne w niektórych strukturach).

Metoda ta jest oparta na sterowaniu typu przekąźnikowego, a jej idea polega na wyborze odpowiedniego wektora napięcia zasilającego silnik w zależności od stanu komparatorów, porównujących wartości zadane i rzeczywiste momentu i strumienia stojana silnika, oraz sektora, w jakim znajduje się w danej chwili strumień stojana. Podział układu α, β na sektory pokazano na rys. 2. Szczegółowy opis metody można znaleźć między innymi w [1, 2, 3]. W artykule skupiono się na porównaniu poszczególnych struktur sterowania pod kątem parametrów jakości pracy przy niskich prędkościach.



Rys. 1. Schemat ogólny układu sterowania opartego na metodzie DTC

Fig. 1. Control system in DTC method



Rys. 2. Podział nieruchomego układu współrzędnych na sektory

Fig. 2. Sectors on α, β -plane, using in DTC method

1.1. Stan dotychczasowy tematyki

Zainteresowanie metodą bezpośredniego sterowania momentu i strumienia wynika z jej korzystnych właściwości, takich jak prostota układu sterowania oraz bardzo dobre właściwości dynamiczne napędu [1,3]. Jednak oprócz zalet metoda ta ma również wady, szczególnie związane z pracą przy niskich prędkościach kątowych - można do nich zaliczyć problemy z generacją strumienia stojana (szczególnie przy pracy hamulcowej) oraz zniekształcenia prądów wynikające z zasilania silnika w tym stanie pracy napięciem, w którym bezpośrednio po sobie pojawiają się wektory odpowiadające za oba kierunki wirowania pola.

W literaturze istnieje wiele rozwiązań, zapewniających poprawę pracy napędu przy niskich prędkościach, np.:

- w pracy [3] zastosowano dodatkowy sygnał pobudzający komparator momentu,
- w pracy [4] zaproponowano skorygowanie strategii łączeń dla niskich prędkości,
- w pracy [5] opisano inną, różniącą się od metody opartej o komparatory, metodę wyboru wektora napięcia.

Dodatkowo w pracy [6] pokazano możliwość zastosowania sterownika neuro-fuzzy w metodzie DTC, dzięki czemu wyżej opisane problemy nie występują.

Artykuł przedstawia dwie, nie opisane jeszcze dotąd, struktury układu sterowania w metodzie DTC, które pozwalają na częściowe wyeliminowanie istniejących wad przy niskich prędkościach obrotowych. Dodatkowo dla jednej z nich uzyskano w tym stanie pracy redukcję częstotliwości łączeń zaworów.

1.2. Motywacja

Motywacją do podjęcia badań nad metodą DTC jest fakt, iż metoda ta ma wymienione wady, które powodują, że nie jest ona najchętniej stosowana w rozwiązaniach przemysłowych (istnieje dotychczas dopiero jedno rozwiązanie komercyjne oparte na metodzie DTC – firma ABB). Prace nad rozwinięciem tej metody mogą pozwolić na uzyskanie zadowalających właściwości napędu z silnikiem indukcyjnym klatkowym przy równocześnie stosunkowo niedrogiej realizacji układu sterowania.

1.3. Cel pracy

Celem pracy jest przeanalizowanie właściwości dwóch podstawowych struktur sterowania w metodzie DTC, jak również dwóch zaproponowanych przez autorów artykułu ich modyfikacji. Głównym zadaniem jest pokazanie zalet i wad poszczególnych struktur, szczególnie przy niskich prędkościach kątowych i pracy hamulcowej.

1.4. Założenia

W rozważaniach założono dyskretną realizację struktury sterowania. Dzięki temu w komparatorach nie trzeba stosować pętli histerezy, ponieważ maksymalną częstotliwości łączeń określa przyjęta częstotliwość próbkowania. Badania przeprowadzono przy założeniu stałej prędkości wirowania wału oraz przy zastosowaniu regulatora prędkości typu PI.

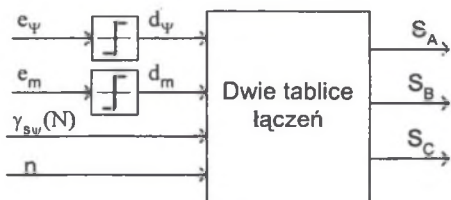
2. OMÓWIENIE POSZCZEGÓLNYCH STRUKTUR STEROWANIA

Poniżej zostaną opisane dwie podstawowe struktury sterowania, a następnie dwie proponowane ich modyfikacje. Mają one na celu uzyskanie lepszych właściwości napędu przy niskich prędkościach, takich jak zmniejszenie zawartości wyższych harmonicznych w prądach stojana oraz rozwiązanie problemu z generacją strumienia. Na rysunkach przedstawiono tylko blok określający odpowiedni wektor napięcia zasilającego silnik, pozostałe elementy napędu są takie, jak na rys. 1. Wszystkie poniższe tablice pisują strategie wyboru wektora napięcia dla strumienia znajdującego się w sektorze N.

2.1. Struktura podstawowa z dwoma komparatorami dwupołożeniowymi ($2K^2$) [1]

Strukturę układu sterowania pokazano na rys. 3. Wykorzystuje się w nim dwa komparatory dwupołożeniowe, sygnał położenia wektora strumienia oraz sygnał znaku prędkości. Układ, w zależności o kierunku wirowania wału silnika, korzysta z dwóch różnych strategii łączeń. W metodzie tej następuje blokowanie wektorów napięcia odpowiadających za przeciwny kierunek wirowania pola. W tabelicy 1 przedstawiono sposób wyboru wektora napięcia w zależności od stanu komparatorów i znaku prędkości. Wyjścia komparatorów przyjmują stany: 1-gdy błąd jest większy od zera i 0-gdy błąd jest mniejszy od zera.

Cechą charakterystyczną tej metody jest fakt, że napięcie zasilające silnik ma kształt unipolarny, dzięki czemu zmniejsza się zniekształcenia momentu silnika oraz ogranicza udział wyższych harmonicznych w prądzie stojana i moc strat w silniku. Metoda ta nie pozwala jednak na pracę napędu jako hamulca bez wcześniejszego wytworzenia strumienia elektromagnetycznego oraz w przypadku pracy przy niskich prędkościach nie pozwala na szybką redukcję momentu rozwijanego przez silnik.



Rys. 3. Podstawowy układ sterowania z komparatorami dwupoł. ($2K^2$)

Fig. 3. Basic control system with two-level comparators ($2K^2$)

Tablica 1
Strategia przełączeń dla układu pokazanego na rys. 3

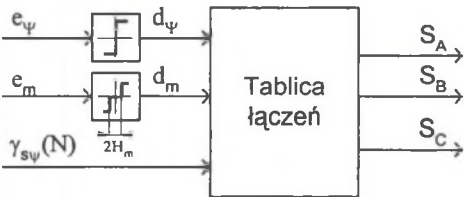
$n > 0$			$n < 0$		
d_m	d_ψ	Wektor napięcia	d_m	d_ψ	Wektor napięcia
0	0	Wektor zerowy	0	0	U_{N-2}
	1		1	U_{N-1}	
1	0	U_{N+2}	1	0	Wektor zerowy
	1	U_{N+1}	1	1	Wektor zerowy

2.2. Struktura podstawowa z dwu- i trójpołożeniowym komparatorem (K^2K^3) [1]

Strukturę układu sterowania pokazano na rys. 4. Jest to najczęściej opisywana w literaturze struktura. W układzie występuje dwupołożeniowy komparator strumienia i trójpołożeniowy komparator momentu, w którym należy określić szerokość strefy odpowiadającej za generowanie wektorów zerowych ($2H_m$). Układ zawiera jedną tablicę łączeń, w której do wyboru wektora napięcia potrzebna jest informacja o stanach komparatorów oraz informacja o położeniu strumienia stojana. Strategię wyboru wektora napięcia przedstawiono w tabeli 2. Wyjścia komparatorów przyjmują wartości opisane zależnością (1).

$$d_\psi = \begin{cases} 1, & \text{gdye}_\psi \geq 0 \\ 0, & \text{gdye}_\psi < 0 \end{cases} \quad d_m = \begin{cases} 1, & \text{gdye}_\psi \geq H_m, \\ 0, & \text{gdye}_\psi - H_m < e_\psi < H_m, \\ -1, & \text{gdye}_\psi \leq -H_m. \end{cases} \quad (1)$$

O przebiegu napięcia zasilającego silnik decyduje w dużej mierze dobór szerokości strefy $2H_m$ (rys. 4). Powinna być ona na tyle szeroka, aby dla dużych wartości prędkości w napięciu zasilającym silnik nie następowały bezpośrednio po sobie wektory o przeciwnej polaryzacji. Z drugiej jednak strony strefa ta powinna być jak najwęższa, aby zapewnić minimalny błąd ustalony przy generowaniu momentu oraz zapewnić jak najwyższą czułość na momenty zadane - metoda jest nieczuła na momenty z przedziału $\{-H_m, H_m\}$. W metodzie tej maszyna może pracować zarówno jako silnik, jak i hamulec (w obu przypadkach z błędem ustalonym w generowanym momencie). Jeśli układ pracuje przy małej prędkości, to w napięciu zasilającym silnik występują bezpośrednio po sobie wektory odpowiedzialne za oba kierunki wirowania pola oraz dodatkowo istnieją w niej problemy z bezpośrednim wytworzeniem strumienia stojana.



Rys. 4. Podstawowy układ sterowania z komparatorem dwu- i trójstanowym (K^2K^3)
 Fig. 4. Basic control system with two- and tree-level comparators (K^2K^3)

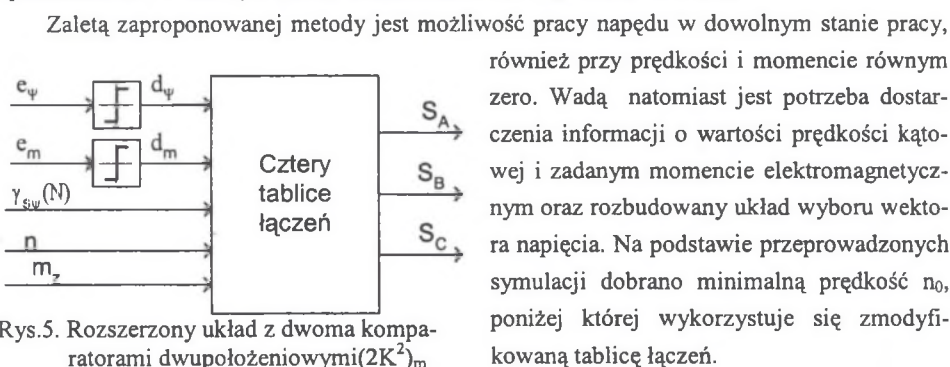
Tablica 2
 Strategia przełączeń dla struktury z rys. 4

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}

2.3. Struktura rozszerzona z dwoma komparatorami dwupołożeniowymi ($2K^2$)_m

Analiza struktury ($2K^2$), opisaney w podrozdziale 2.1, pokazuje, że nie pozwala ona na stabilną pracę maszyny asynchronicznej przy niskich prędkościach (rzędu kilku procent prędkości synchronicznej). W celu rozwiązania tego problemu autorzy artykułu proponują strukturę układu sterowania jak na rys. 5.

W układzie tym występują cztery tablice określające wyjściowy wektor napięcia w zależności od następujących wielkości: stanu komparatorów, położenia wektora strumienia, prędkości oraz wartości momentu zadanego. Na podstawie badań określono, jak powinny wyglądać poszczególne tablice i w jakich warunkach powinno się z nich korzystać. Zostały one przedstawione w tablicy 3 (stany komparatorów jak w podrozdziale 2.1).



Rys.5. Rozszerzony układ z dwoma komparatorami dwupołożeniowymi($2K^2$)_m

Fig. 5. Modified control system with two-level comparators ($2K^2$)_m

Zaletą zaproponowanej metody jest możliwość pracy napędu w dowolnym stanie pracy, również przy prędkości i momencie równym zero. Wadą natomiast jest potrzeba dostarczenia informacji o wartości prędkości kątowej i zadanym momencie elektromagnetycznym oraz rozbudowany układ wyboru wektora napięcia. Na podstawie przeprowadzonych symulacji dobrano minimalną prędkość n_0 , poniżej której wykorzystuje się zmodyfikowaną tablicę łączń.

Tablica 3

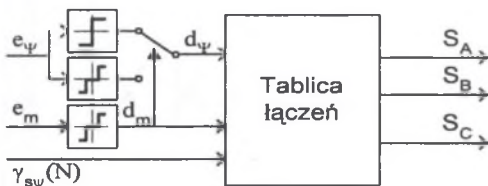
Strategia przełączeń dla rozszerzonej struktury z dwoma komparatorami dwupołożeniowymi

$n > n_0$ i $m_z > 0$			$n < -n_0$ i $m_z < 0$			$n > n_0$ i $m_z \leq 0$ $0 < n \leq n_0$ $n = 0$ i $m_z \geq 0$			$n < -n_0$ i $m_z > 0$ $-n_0 \leq n < 0$ $n = 0$ i $m_z < 0$		
d_m	d_ψ	Wektor napięcia	d_m	d_ψ	Wektor napięcia	d_m	d_ψ	Wektor napięcia	d_m	d_ψ	Wektor napięcia
0	0	Wektor zerowy	0	0	U_{N-2}	0	0	Wektor zerowy	0	0	U_{N-2}
	1			U_{N-1}			1			U_N	
1	0	U_{N+2}	1	0	Wektor zerowy	1	0	U_{N+2}	1	0	Wektor zerowy
	1			U_{N+1}			1			U_{N+1}	

2.4. Struktura rozszerzona z trójpołożeniowym komparatorem strumienia (K^2K^3)_m

Badania symulacyjne struktury (K^2K^3), opisaney w podrozdziale 2.2 pokazały, że dla niskich prędkości istnieje problem z wytworzeniem strumienia stojana silnika przy zadaniu ujemnego momentu elektromagnetycznego (praca prądnicowa). W celu rozwiązania tego problemu autorzy niniejszej pracy proponują strukturę układu sterowania pokazaną na rys. 6 oraz strategię łączeń przedstawioną w tabelicy 4.

Układ sterowania składa się z trójpołożeniowego komparatora momentu i dwu- lub trójpołożeniowego komparatora strumienia. Komparatory mogą przyjmować stany opisane w podrozdziale 2.2. Wybór rodzaju komparatora strumienia następuje na podstawie sygnału d_m . Jeśli sygnał d_m jest równy zero, to wybierany jest komparator trójpołożeniowy, w przeciwnym przypadku - dwupołożeniowy. Odpowiedni dobór stref $2H_m$ i $2H_\psi$ (patrz podrozdział 2.2) zapewnia unipolarne napięcie zasilające silnik dla dużych prędkości. Zasadniczą wadą tego rozwiązania jest występowanie błędów ustalonych w momencie i strumieniu elektromagnetycznym silnika (w strumieniu tylko dla małych wartości momentu) oraz nieczułość na momenty zadane z przedziału $\{-H_m, H_m\}$. Zaletą jest natomiast prostsza struktura układu sterowania oraz brak dodatkowych sygnałów (w porównaniu z $(2K^2)_m$).



Rys. 6. Rozszerzona struktura z trójstanowym komparatorem momentu (K^2K^3)_m

Fig. 6. Modified control system with two- and three-level comparators (K^2K^3)_m

Tablica 4

Strategia przełączeń dla układu z rys. 6

d_m	d_ψ	Wektor napięcia
-1	0	U_{N-2}
	1	U_{N-1}
0	-1	U_{N+3}
	0	Wektor zerowy
	1	U_N
1	0	U_{N+2}
	1	U_{N+1}

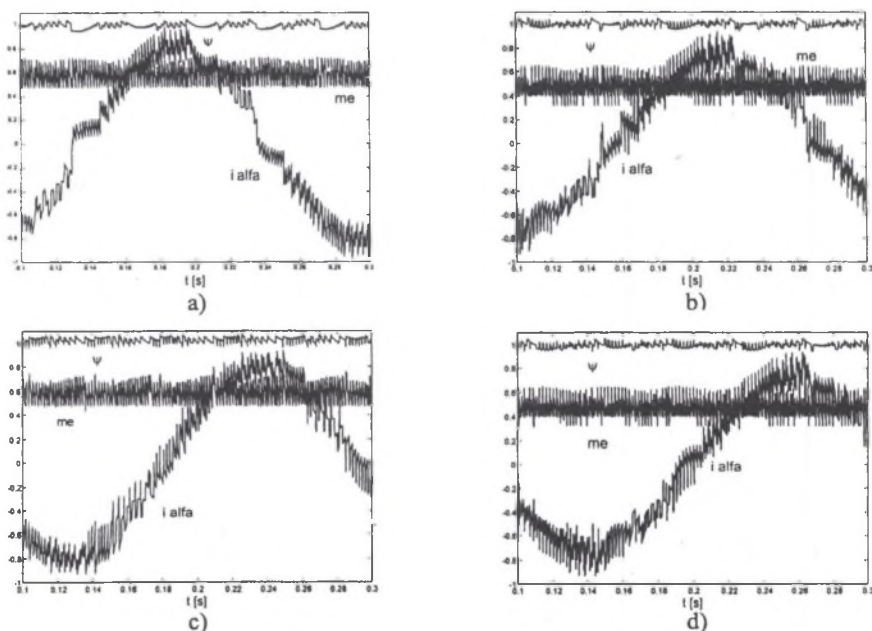
3. BADANIA SYMULACYJNE POSZCZEGÓLNYCH STRUKTUR STEROWANIA

Badania symulacyjne poszczególnych struktur sterowania przeprowadzono w programie MATLAB-SIMULINK, przy czym założono mikroprocesorową realizację układu sterowania o czasie wykonywania pętli programu równym 100 μs (czas ten wynika z możliwości technicznych typowego mikroprocesora).

Na rysunkach pokazano przebiegi modułu strumienia stojana, prądu stojana oraz momentu elektromagnetycznego dla każdej z opisanych powyżej struktur sterowania. Przy symulacjach przyjęto stałą prędkość obrotową wału silnika, natomiast jako wielkość zadawaną przyjęto moment elektromagnetyczny silnika. Wszystkie wielkości wyrażono w jednostkach względnych.

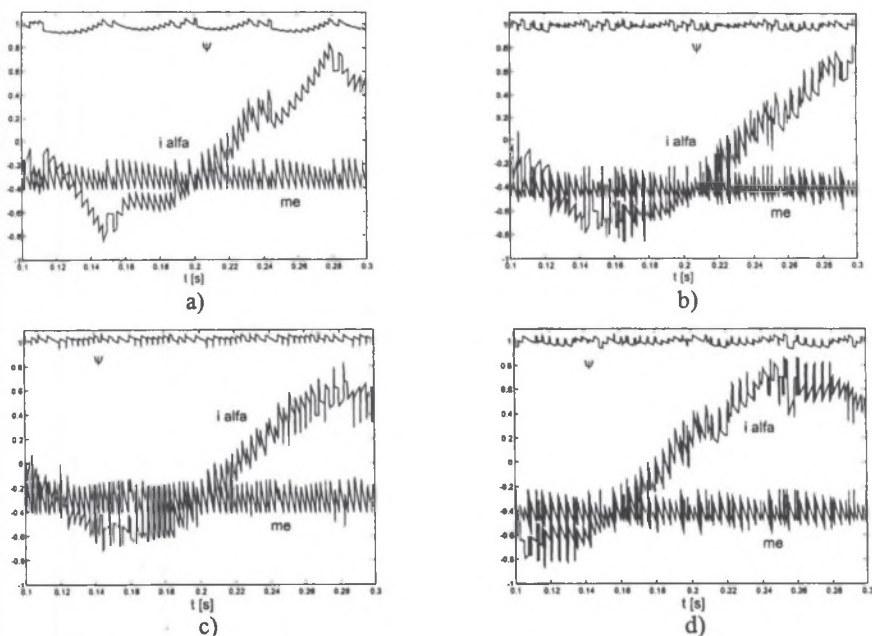
Symulacje pokazują, że dla prędkości większych od $n=0.1$ dla wszystkich struktur uzyskujemy zbliżone przebiegi poszczególnych wielkości i stabilną pracę napędu. Na poniższych rysunkach pokazano różnicę w przebiegach, występującą przy niskich prędkościach.

Na rys. 7 ($n=0.05$, $m_z=0.5$) można zauważyć, że dla struktury $(2K^2)$ występują duże wahania strumienia i zniekształcenia prądu (rys.7a), natomiast jej modyfikacja $(2K^2)_m$ (rys. 7c) poprawia kształty przebiegów. Struktury (K^2K^3) i $(K^2K^3)_m$ opisane odpowiednio w podrozdziałach 2.2 i 2.4 zachowują się w tym przypadku w sposób zbliżony. Na rys. 8 pokazano hamowanie silnika ($n = 0.1$, $m_{zad} = -0.4$). W tym przypadku struktura $(2K^2)$ cechuje się największymi wahaniami strumienia silnika, a dodatkowo przy dalszym zmniejszaniu prędkości kątowej następuje jego zanik i utrata możliwości generowania momentu. Jeśli chodzi o strukturę (K^2K^3) , w tym stanie pracy występują trudności ze wzbudzeniem strumienia na znamionowym poziomie, bez uprzedniego wytworzenia go w maszynie. Struktury $(2K^2)_m$ i $(K^2K^3)_m$ w tym stanie pracy działają poprawnie i generują zadany moment.



Rys. 7. Przebiegi wybranych wielkości dla $n = 0.05$ i $m_z = 0.5$ przy następujących strukturach układów sterowania: a) $(2K^2)$; b) (K^2K^3) ; c) $(2K^2)_m$; d) $(K^2K^3)_m$

Fig. 7. Waveforms of selected variables for $n = 0.05$ i $t_{ref} = m_z = 0.5$ for described control systems: a) $(2K^2)$; b) (K^2K^3) ; c) $(2K^2)_m$; d) $(K^2K^3)_m$



Rys.8. Przebiegi wybranych wielkości dla $n = 0.1$ i $m_z = -0.4$ przy poszczególnych strukturach układów sterowania: a) $(2K^2)$; b) (K^2K^3) ; c) $(2K^2)_m$; d) $(K^2K^3)_m$
 Fig. 8. Waveforms of selected variables for $n = 0.1$ i $t_{ref} = m_z = -0.4$ for described control systems: a) $(2K^2)$; b) (K^2K^3) ; c) $(2K^2)_m$; d) $(K^2K^3)_m$

Tablica 5

Średnia częstotliwość łączeń i współczynnik THD dla poszczególnych struktur sterowania

Układ sterowania		$m_m=0.5, n=0.5$	$m_m=-0.5, n=0.5$	$m_m=0.2, n=0.05$	$m_m=-0.2, n=0.05$
$(2K^2)$	f_{sr} [Hz]	1022	883	218	-
	THD[%]	15,9	16,2	25,4	-
(K^2K^3)	f_{sr} [Hz]	1024	893	724	476
	THD[%]	15,8	16,6	24,8	24,9
$(2K^2)_m$	f_{sr} [Hz]	1021	863	221	104
	THD[%]	15,8	17,0	21,1	22,0
$(K^2K^3)_m$	f_{sr} [Hz]	1052	873	762	426
	THD[%]	16,0	16,5	25,5	24,9

Ilościową ocenę stanu ustalonego analizowanych struktur zamieszczono w tablicy 5, gdzie pokazano średnią częstotliwość łączeń zaworów oraz wartości współczynnika zniekształceń THD w przebiegach prądu stojana dla poszczególnych metod sterowania w różnych stanach

pracy. Na jej podstawie można stwierdzić, że najlepsze wyniki otrzymano dla struktury sterowania $(2K^2)_m$. W tym przypadku dla $n=0.5$ uzyskujemy wyniki takie, jak dla pozostałych struktur, natomiast dla prędkości $n=0.05$, uzyskano najmniejszą wartość współczynnika THD, przy równoczesnej znacznej redukcji średniej częstotliwości łączeń zaworów.

4. UWAGI I WNIOSKI

Z przeprowadzonej analizy wynikają następujące uwagi i wnioski:

1. Obie proponowane modyfikacje struktur sterowania pozwalają na poprawne generowanie strumienia stojana przy niskich prędkościach i przy pracy hamulcowej.
2. Struktura $(2K^2)_m$ umożliwia uzyskanie dla niskich prędkości obrotowych korzystniejszego współczynnika THD, przy równoczesnej redukcji średniej częstotliwości łączeń zaworów w porównaniu z klasyczną, najczęściej stosowaną strukturą (K^2K^3) . Przykładowo dla prędkości $n=0,05$ uzyskuje się ponad trzykrotną redukcję liczby łączeń.
3. Struktury z komparatorami dwupołożeniowymi cechują się mniejszym błędem pomiędzy wartością średnią momentu zadanego i generowanego w maszynie.
4. Każda z powyższych metod cechuje się błędem ustalonym dla wartości średniej momentu, przy czym jest on mniejszy dla układów bez histerez.
5. We wszystkich strukturach układu sterowania częstotliwość łączeń zaworów i błąd ustalony momentu zależą od prędkości oraz znaku i wartości momentu zadanego.

LITERATURA

1. Kaźmierkowski M., Tunia H.: Automatic Control of Converter-Fed Drives, PWN, Warszawa 1994.
2. Jeleń M.: Zastosowanie metody DTC do sterowania hamownicy indukcyjnej, praca magisterska, Politechnika Śląska, Gliwice 2000.
3. Kasprócz A.: Bezpośrednie sterowanie momentu i strumienia stojana silnika klatkowego zasilanego z falownika napięcia, rozprawa doktorska, Politechnika Warszawska, Wydział Elektryczny, Warszawa 1992.
4. Dębowski A.: O możliwości ulepszenia pewnej metody bezpośredniego sterowania momentem i strumieniem w silnikach indukcyjnych, SENE'99, Łódź-Arturówek 1999.
5. Brandstetter P., Kusyn Q.: Induction Motor Drive with DSP-Based Control System, ISIE'96, Warszawa 1996.
6. Grabowski P., Kaźmierkowski M.: A simple direct torque neuro-fuzzy control of PWM inverter-fed induction motor, SENE'99, Łódź-Arturówek 1999.

Recenzent: Prof. dr hab. inż. Marian Kaźmierkowski

Wpłynęło do Redakcji dnia 15 lipca 2001 r.

Abstract

Comparison of the selected structures of direct torque control (DTC) method for induction motor is the main goal of this paper. Two basic DTC structures and two their modifications proposed by the authors are described and analyzed. The modifications show possibilities of better work of induction machine by changing switching strategy in DTC method. The basic features of DTC method and its digital realization are described in Chapter 1. Basic structure of control system is showed in Fig.1. Chapter 2 contains discussion and analysis of two basic structures of control systems in DTC method and two their modifications proposed by the authors. The advantages and disadvantages of all the described structures are shown. The modified structures have better features of drive at low speed and when the machine works as a brake. Chapter 3 shows the results of simulation which was done with the use of MATLAB-SIMULINK. The results of simulation test at low speed ($n=0,05$) of all the described structures are shown in Figs.7 and 8. Chapter 3 also gives the value of THD coefficient and the average switching frequency at two speeds ($n=0.5$ and $n=0.05$), when the machine works as a motor and as a brake (in this situation PI speed controller was used for speed stabilization). The conclusions of analysis and simulation tests are presented in Chapter 4. The most important conclusion is that owing to using one of the proposed control structures (described in Section 2.3) it is possible to get lower THD coefficient simultaneously with reduction of the switching frequency at low speed of a drive, in comparison with the basic control strategy described in Section 2.2. However, the proposed structure is more complicated than the basic one. Besides the classical signals in DTC: the error of the stator flux and the torque, the signals of the reference torque and speed are also used in this structure. The second proposed modification gives better stator flux excitation at low speed especially when the machine works as a brake. This problem exists in the classical structure of DTC described in Section 2.2. The additional conclusion is that the switching frequency and the error of the generated torque change when the speed and the reference torque change.