

Radosław Machlarz
Politechnika Lubelska, Lublin

BADANIA SYMULACYJNE METODY BEZPOŚREDNIEGO STEROWANIA MOMENTEM I STRUMIENIEM SYNCHRONICZNEGO SILNIKA RELUKTANCYJNEGO

COMPUTER-BASED SIMULATIONS OF DIRECT TORQUE AND FLUX CONTROL OF SYNCHRONOUS RELUCTANCE MOTOR

Abstract: The paper deals with computer simulations of dynamic performance of synchronous reluctance motor with axially laminated anisotropic rotor. Direct torque and flux control method was investigated. The mathematical model of the motor in d-q rotor coordinates was used for simulation in Matlab-Simulink environment. Simulations results show, that the method features a good transient response, good load disturbance response and speed tracking facility. The drawbacks of the method were also revealed, like torque and flux pulsations and highly non-sinusoidal current waveforms. The possible further research on dealing with this drawbacks were proposed.

1. Wstęp

Synchroniczne silniki reluktancyjne stają się obecnie coraz bardziej konkurencyjne w stosunku do silników indukcyjnych klatkowych. Ich najważniejszą zaletą jest prosta i względnie tania konstrukcja oraz niezależność prędkości obrotowej od momentu obciążenia. Nie posiadają uzwojeń ani magnesów trwałych na wirniku, co sprzyja redukcji strat mocy oraz podnosi niezawodność tych maszyn [1].

Praca stanowi kontynuację prowadzonych od kilku lat badań zmierzających do znalezienia optymalnej strategii sterowania synchronicznego silnika reluktancyjnego z wirnikiem anizotropowym pakietowanym poosiowo. W poprzednich opracowaniach analizowano wpływ różnych metod sterowania wektorowego na właściwości silnika w stanach dynamicznych. W pracy [3] przedstawiono analizę wpływu zastosowanej strategii sterowania wektorowego przy stałym kącie wymuszenia na właściwości silnika reluktancyjnego w stanach dynamicznych. Wykazano wówczas, że praca silnika przy stałym kącie wymuszenia $\gamma = \pi/4$ nie zapewnia maksymalnego wykorzystania maszyny pod względem momentu choć odbywa się z maksymalną sprawnością, natomiast sterowanie przy $\gamma = \arctg(L_d/L_q)$ umożliwia zwiększenie rozwijanego momentu i poprawę właściwości dynamicznych maszyny przy jednoczesnym pogorszeniu sprawności.

W pracy [4] poddano analizie strategię sterowania wektorowego oparte na zmiennym kącie wymuszenia. Do takich strategii można zaliczyć

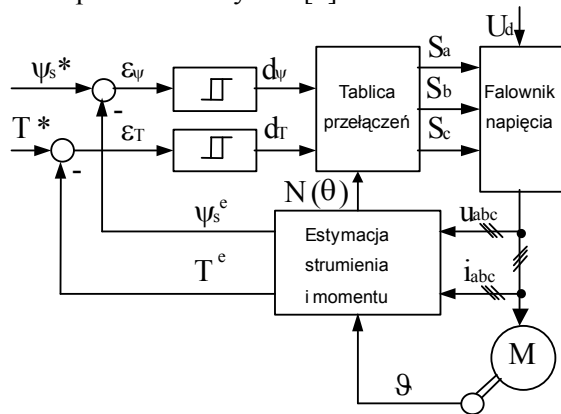
sterowanie przy stałej składowej podłużnej prądu $i_d = const.$ oraz sterowanie przy stałym strumieniu $\Psi_{dq} = const.$ Badano wpływ zastosowanej strategii sterowania na właściwości maszyny w stanach dynamicznych. Wyniki symulacji wskazują m.in. na przydatność metody sterowania $i_d = const.$ w stanach dynamicznych przy małych prędkościach, poniżej prędkości bazowej.

Niniejsze opracowanie dotyczy analizy właściwości dynamicznych synchronicznego silnika reluktancyjnego pracującego w układzie bezpośredniego sterowania momentem i strumieniem (DTC). Symulacji dokonano w środowisku Matlab/Simulink w oparciu o model obwodowy silnika w układzie wirującym $d-q$. W pętach regulacji momentu i strumienia zastosowano regulatory proporcjonalne z histerezą oraz estymatory oparte na równaniach modelu obwodowego silnika.

2. Metoda bezpośredniego sterowania momentem i strumieniem (DTC)

W metodzie DTC sterowanie momentem i strumieniem skojarzonym stojana odbywa się w sposób bezpośredni, bez konieczności kontroli prądu stojana. Wymagane stany zaworów falownika określane są bezpośrednio na podstawie wyjść regulatorów histerezowych momentu elektromagnetycznego, strumienia skojarzonego stojana oraz informacji o aktualnym położeniu w przestrzeni wektora strumienia. Wartości dyskretne wyjść komparatorów mo-

mentu i strumienia oraz wskaźnik aktualnego położenia wektora strumienia są podstawą do wyboru odpowiedniej kombinacji stanów kłuczy falownika z predefiniowanej tablicy przełączeń. Strukturę układu sterowania w metodzie DTC przedstawia rys. 1. [2]



Rys. 1. Struktura sterowania metodą DTC

Wartości zadane momentu T^* i strumienia Ψ_s^* porównywane są z wartościami estymowanymi T^e i Ψ_s^e . Uchyby ε_T i ε_Ψ podawane są na wejścia komparatorów histerezowych: dwupołożeniowego dla strumienia i trójpołożeniowego dla momentu.

Wyjście komparatora strumienia d_Ψ opisane jest zależnością:

$$d_\Psi = \begin{cases} 1, & \text{gdy } \Psi_s^* - \Psi_s^e > H_\Psi \\ 0, & \text{gdy } \Psi_s^* - \Psi_s^e < -H_\Psi \end{cases} \quad (1)$$

gdzie H_Ψ - strefa histerezy w torze regulacji strumienia. Wartość 1 oznacza konieczność zwiększenia strumienia (wartość aktualna jest mniejsza od zadanej), wartość 0 natomiast konieczność jego zmniejszenia (wartość aktualna przewyższa zadana).

Wyjście komparatora momentu d_T opisane jest zależnością:

$$d_T = \begin{cases} 1, & \text{gdy } T^* - T^e > H_T \\ 0, & \text{gdy } |T^* - T^e| < H_T \\ -1, & \text{gdy } T^* - T^e < -H_T \end{cases} \quad (2)$$

gdzie H_T - strefa histerezy w torze regulacji momentu. Wartość 1 oznacza konieczność zwiększenia momentu (wartość aktualna jest mniejsza od zadanej), wartość -1 oznacza konieczność zmniejszenia momentu (wartość aktualna przewyższa zadana), natomiast wartość 0 oznacza stan w którym moment może pozostać

niezmieniony (wartość aktualna odpowiada zadanej z dokładnością strefy histerezy).

Estymacja wartości strumienia skojarzonego stojana odbywa się na podstawie równania napięciowego silnika w nieruchomym układzie współrzędnych związanym ze stojanem:

$$\frac{d\vec{\psi}_s}{dt} = \vec{u}_s - R_s \vec{i}_s. \quad (3)$$

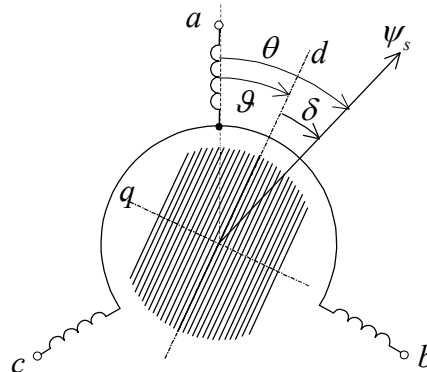
Po scałkowaniu otrzymuje się zależność na strumień w postaci:

$$\vec{\psi}_s = \int_0^t (\vec{u}_s - R_s \vec{i}_s) dt. \quad (4)$$

Estymacja momentu opiera się na podstawowej zależności na moment elektromagnetyczny w układzie wirującym związanym z wirnikiem:

$$T_{ei} = \frac{3}{2} p \vec{\psi}_s \times \vec{i}_s. \quad (5)$$

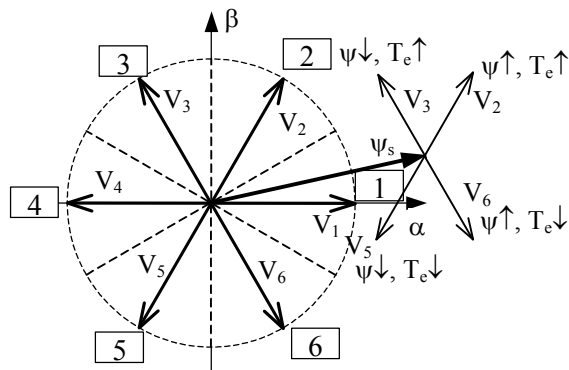
Znając kąt δ , jaki tworzy fazon strumienia względem osi podłużnej wirnika i uwzględniając aktualne położenie kątowe wirnika ϑ , można określić aktualne położenie kątowe fazora strumienia względem stojana.



Rys. 2. Położenie kątowe fazora strumienia skojarzonego stojana względem wirnika

Położenie to można przypisać do jednego z 6 sektorów wyznaczonych przez położenia niezerowych wektorów napięcia $V_1 \div V_6$, generowanych przez kolejne kombinacje stanów trzech par zaworów falownika. Stan 1 oznacza że zamknięty jest zawór górny gałęzi mostka, a otwarty dolny. Dwa wektory zerowe odpowiadają następującym stanom par zaworów: V_0 - wszystkie górne zamknięte (dolne otwarte) oraz V_7 - wszystkie dolne zamknięte (górne otwarte). Zasadę wyboru optymalnego wektora napięcia przedstawia rys. 3. Liczby w ramkach oznaczają numery sektorów odpowiadających poszczególnym niezerowym wektorom napięć.

W przypadku gdy strumień stojana znajduje się w sektorze 1, wektory napięć V_2 i V_6 powodują przyrost wartości bezwzględnej strumienia przy odpowiednio dodatnim i ujemnym kierunku zmiany momentu, natomiast wektory napięć V_3 i V_5 powodują zmniejszenie strumienia i analogiczne kierunki zmian momentu. Podanie któregoś z wektorów zerowego (V_0 lub V_7) nie powoduje zmiany wartości strumienia ani jego położenia względem stojana, niemniej jednak moment będzie ulegał zmianom wskutek obracania się wirnika pod wpływem momentu bezwładności.



Rys. 3. Zasada wyboru optymalnego wektora napięcia

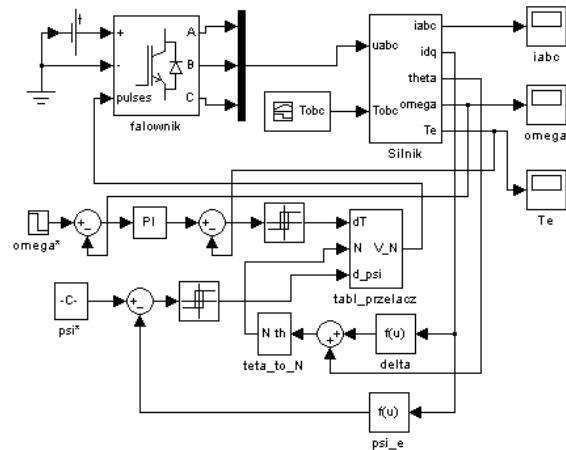
Sygnaly d_T i d_ψ , oznaczające konieczność zwiększenia lub zmniejszenia momentu i strumienia, wraz ze wskaźnikiem sektora w którym aktualnie znajduje się fazor strumienia stojana $N(\theta)$, podawane są na wejścia tablicy przełączeń. Na tej podstawie z tablicy wybierany jest odpowiedni wektor napięcia $V_0 \div V_7$, scharakteryzowany przez stany par zaworów falownika S_a, S_b, S_c . Na rys. 4 przedstawiono kompletną tablicę przełączeń wektorów napięcia w zależności od sygnałów d_T i d_ψ oraz N .

		Numer sektora N					
		1	2	3	4	5	6
$d_\psi = 1$	$d_T = 1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	$d_T = 0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	$d_T = -1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
$d_\psi = 0$	$d_T = 1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	$d_T = 0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	$d_T = -1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Rys. 4. Tablica przełączeń

3. Model symulacyjny

Badania symulacyjne przeprowadzono w środowisku Matlab-Simulink. Uproszczony schemat ideowy modelu symulacyjnego przedstawia rys. 5.



Rys. 5. Schemat ideowy modelu symulacyjnego

Sygnal zadający momentu T_e^* wypracowywany jest w regulatorze prędkości (typu PI z ograniczeniem wyjścia) na podstawie różnicy między wartością zadaną prędkości Ω_r^* , a rzeczywistą prędkością wirnika Ω_r .

Podsystem Silnik zawiera model matematyczny synchronicznego silnika reluktancyjnego oparty na równaniach napięciowych silnika w układzie $d-q$, opisany szczegółowo w pracy [4]. Moduł fazora strumienia skojarzonego stojana obliczany jest z zależności:

$$\Psi_{dq} = \sqrt{L_d^2 i_d^2 + L_q^2 i_q^2}, \quad (6)$$

natomiast kąt, jaki tworzy on z osią podłużną wirnika z zależności:

$$\theta = \arcsin \frac{L_q i_q}{\Psi_{dq}}. \quad (7)$$

Moment elektromagnetyczny zatem może być wyznaczony również w zależności od składowych prądu i strumienia w osiach d i q :

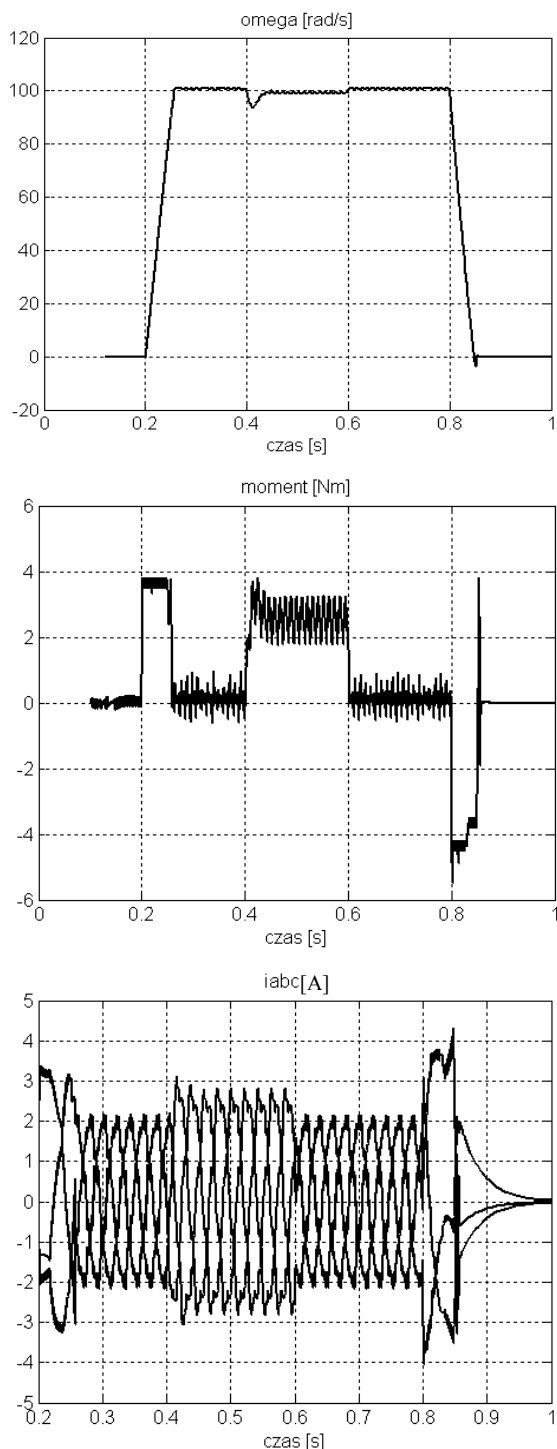
$$T_e = \frac{3}{2} p (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (8)$$

Aktualne położenie kątowe wirnika:

$$\vartheta = \int_0^t \Omega_r dt + \vartheta_0. \quad (9)$$

4. Wyniki symulacji

Badania symulacyjne sterowania DTC przeprowadzono dla synchronicznego silnika reluktancyjnego z dwubiegunowym wirnikiem typu ALA, dla którego stosunek indukcyjności podłużnej do indukcyjności poprzecznej w stanie nienasyconym wynosi $L_d/L_q = 5$.



Rys. 6. Wybrane przebiegi czasowe prędkości, momentu i prądu

Wyznaczono przebiegi zmian prędkości obrotowej, momentu elektromagnetycznego oraz prądu stojana dla sytuacji, gdy silnik dokonuje rozruchu bez obciążenia do zadanej wartości prędkości, po upływie 0,4s następuje załączenie momentu obciążenia o zadanej wartości na okres 0,2s, a po upływie kolejnych 0,2s skokowe zmniejszenie prędkości zadanej do zera.

Przykładowe przebiegi prędkości obrotowej, momentu elektromagnetycznego i prądu stojana przedstawiono na rys.6.

5. Wnioski

1. Metoda bezpośredniego sterowania momentem i strumieniem zastosowana w układzie sterowania synchronicznego silnika reluktancyjnego charakteryzuje się dobrymi właściwościami dynamicznymi, krótkimi czasami reakcji na zmiany momentu obciążenia i małym uchybem statycznym regulacji prędkości.
2. Do wad metody DTC należy zaliczyć duże pulsacje momentu i strumienia, zależne od szerokości stref histerezy odpowiednich komparatorów oraz znaczne odkształcenie prądów fazowych od sinusoidy.
3. Wprowadzenie modyfikacji, polegających np. na zwiększeniu liczby niezerowych wektorów napięcia lub zastosowaniu wielopoziomowego falownika napięcia [5], stwarza możliwości minimalizacji niektórych mankamentów tej metody sterowania i będzie przedmiotem dalszych badań.

6. Literatura

- [1]. Boldea I.: *Synchronous reluctance machines and drives*, Clarendon Press, Oxford, 1996.
- [2]. Kaźmierkowski M. P., Krishnan R., Blaabjerg F.: *Control in power electronics. Selected problems*. Elsevier Science, 2002.
- [3]. Machlarz R.: *Badania symulacyjne wpływu metody sterowania synchronicznego silnika reluktancyjnego na jego parametry eksploatacyjne*. Zeszyty Problemowe - Maszyny Elektryczne, Nr 82/2009, BOBRME Komel, ss. 21-26.
- [4]. Machlarz R.: *Analiza symulacyjna metod sterowania wektorowego synchronicznego silnika reluktancyjnego przy zmiennym kącie wymuszenia*. Zeszyty Problemowe - Maszyny Elektryczne, Nr 86/2010, BOBRME Komel, ss. 101-104.
- [5]. Boldea I., Janosi L., Blaabjerg F.: *A modified direct torque control (DTC) of reluctance synchronous motor sensorless drive*. Electric Machines and Power systems, Nr 28/2000, pp. 115-128.

Autor

dr inż. Radosław Machlarz
 Politechnika Lubelska
 Wydział Elektrotechniki i Informatyki
 Katedra Napędów i Maszyn Elektrycznych