

Radosław Machlarz
Politechnika Lubelska, Lublin

ANALIZA SYMULACYJNA METOD STEROWANIA WEKTOROWEGO SYNCHRONICZNEGO SILNIKA RELUKTANCYJNEGO PRZY ZMIENNYM KĄCIE WYMUSZENIA

SIMULATION ANALYSIS OF VARIABLE CURRENT ANGLE VECTOR CONTROL STRATEGIES OF SYNCHRONOUS RELUCTANCE MOTOR

Abstract: The paper, being a continuation of previous work, deals with computer simulations of dynamic performance of vector controlled synchronous reluctance motor with axially laminated anisotropic rotor, operating upon two variable current angle vector control strategies: constant d-axis current component strategy and constant flux linkage strategy. The simulation model in Matlab-Simulink environment was derived, based on mathematical model of the motor in d-q rotor coordinates. The simulation results show, that both analyzed control strategies offer good dynamic response of the motor below base speed, although constant d-axis current component strategy is numerically less complex and appears to be better solution for applications with low speed and high dynamic demand.

1. Wstęp

Zagadnienia dotyczące optymalizacji rozwiązań konstrukcyjnych i algorytmów sterowania synchronicznych silników reluktancyjnych są od kilku lat przedmiotem intensywnych badań. Silniki te stają się obecnie coraz bardziej konkurencyjne w stosunku do silników indukcyjnych klatkowych, także w napędach o dużych wymaganiach odnośnie regulacji prędkości i dynamiki. Ich najważniejszą zaletą jest prosta i względnie tania konstrukcja oraz niezależność prędkości obrotowej od momentu obciążenia. Nie posiadają żadnych uzwojeń ani magnesów trwałych na wirniku, co sprzyja redukcji strat mocy oraz podnosi niezawodność tych maszyn. [1]. Niniejsza praca dotyczy wyboru optymalnej strategii sterowania silnika reluktancyjnego synchronicznego i stanowi kontynuację badań prowadzonych w latach poprzednich w odniesieniu do silnika z wirnikiem anizotropowym pakietowanym poosiowo. W pracy [4] przedstawiono analizę wpływu zastosowanej strategii sterowania wektorowego przy stałym kącie wymuszenia na właściwości silnika reluktancyjnego w stanach dynamicznych. Badania symulacyjne przeprowadzono dla dwóch strategii sterowania: maksymalizacji momentu przy danym prądzie (kąt wymuszenia $\gamma = \pi/4$) oraz maksymalizacji momentu przy danym strumieniu ($\gamma = \arctg(L_d/L_q)$). Wykazano wówczas, że praca silnika przy stałym kącie wymuszenia $\gamma = \pi/4$ nie zapewnia maksymalnego wykorzystania maszyny pod względem mo-

mentu 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 niniejszej pracy 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. Symulacje dokonano, podobnie jak poprzednio, w oparciu o pośredni model połowo-obwodowy. Równania napięciowe modelu obwodowego w układzie $d-q$ zaimplementowano w środowisku Matlab/Simulink, wykorzystując wyznaczone wcześniej na drodze obliczeń połowych i stabilizowane nieliniowe funkcje strumieni $\Psi_d(i_d)$ i $\Psi_q(i_q)$. Wyniki symulacji wskazują m.in. na przydatność metody sterowania $i_d = const.$ w stanach dynamicznych przy małych prędkościach, poniżej prędkości bazowej.

2. Model matematyczny

Równania modelu matematycznego synchronicznego silnika reluktancyjnego z symetrycznym, trójfazowym uzwojeniem rozłożonym równomiernie w żłobkach stojana i asymetrycznym magnetycznie wirnikiem bez obwo-

dów tłumiących, z pominięciem strat w żelazie, w układzie wirującym d - q , mają postać: [2]

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \Omega_r \Psi_q(i_q) \\ u_q = R_s i_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + \Omega_r \Psi_d(i_d) \\ T_e = \frac{3}{2} p (\Psi_d(i_d) i_q - \Psi_q(i_q) i_d) \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} + T_d + T_0 = T_e \end{cases} \quad (1)$$

Występujące w tych równaniach składowe strumienia skojarzonego $\Psi_d(i_d)$ oraz $\Psi_q(i_q)$ są nieliniowymi funkcjami odpowiednich składowych prądu. Szczegółowy opis sposobu wyznaczenia nieliniowych funkcji strumieni w osi d i q w zależności od odpowiednich wymuszeń prądowych znajduje się w pracy [3].

Po wprowadzeniu indukcyjności synchronicznych L_d i L_q takich, że:

$$\begin{cases} \Psi_d(i_d) = L_d(i_d) i_d \\ \Psi_q(i_q) = L_q(i_q) i_q \end{cases}, \quad (2)$$

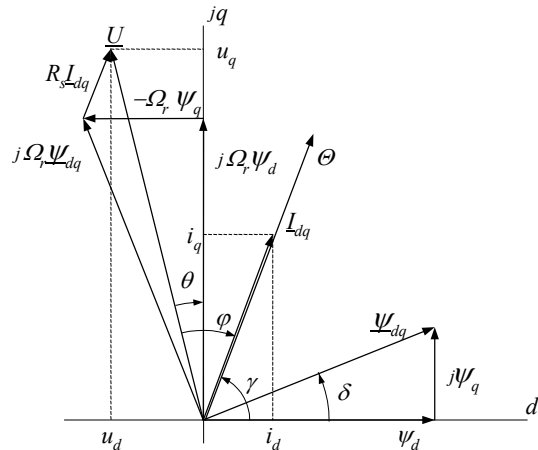
równania modelu matematycznego przybierają postać:

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \Omega_r L_q(i_q) i_q \\ u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \Omega_r L_d(i_d) i_d \\ T_e = \frac{3}{2} p (L_d(i_d) - L_q(i_q)) i_d i_q \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} + T_d + T_0 = T_e \end{cases} \quad (3)$$

Symbole użyte w równaniach (1) do (3) oznaczają: u_d, u_q – składowe napięcia w osiach d i q , i_d, i_q – składowe prądy w osiach d i q , R_s – rezystancja stojana, Ω_r – prędkość kątowna wirnika, $\Psi_d(i_d), \Psi_q(i_q)$ – składowe strumienia skojarzonego w osiach d i q , $L_d(i_d), L_q(i_q)$ – indukcyjności synchroniczne osiach d i q , będące nieliniowymi funkcjami odpowiednich prądów, T_e – moment elektromagnetyczny, T_0 – moment obciążenia, T_d – moment tarcia lepkiego.

Zależności przestrzenno-czasowe zachodzące pomiędzy wielkościami uwzględnionymi

w modelu, w stanie ustalonym, ilustruje wykres fazorowy przedstawiony na rys. 1.



Rys. 1. Wykres fazorowy synchronicznego silnika reluktancyjnego

W celu uproszczenia analizy teoretycznej dotyczącej metod sterowania silnika reluktancyjnego założono, że wymuszenie prądowe silnika będzie ograniczone do poziomu nie powodującego nasycania się obwodu magnetycznego maszyny. Dzięki temu indukcyjności L_d i L_q można uważać w przybliżeniu za wielkości stałe.

3. Strategie sterowania SynRM przy zmiennym kącie wymuszenia

W poprzedniej pracy badano metody sterowania wektorowego SynRM, w których kąt wymuszenia pozostawał stały. Celowym wydaje się wszakże zbadanie możliwości, jakie dają strategie sterowania, w których kąt wymuszenia prądowego może się zmieniać.

Jedną z takich strategii jest sterowanie przy stałej składowej prądu w osi podłużnej $i_d = const$. Podstawą tej metody jest dość oczywisty fakt, że dominującą składową całkowitego strumienia maszyny Ψ_{dq} jest jego składowa w osi podłużnej Ψ_d , jako że wzdłuż tej osi przewodność obwodu magnetycznego jest największa. Utrzymując zatem stałą wartość prądu w osi podłużnej $i_d = I_d$ ustala się jednocześnie główną składową strumienia. Strumień w osi poprzecznej, z uwagi na dużą reluktancję obwodu magnetycznego, jest przy porównywalnym poziomie wymuszenia znacznie mniejszy, a więc zmiany składowej poprzecznej prądu i_q nie wpływają znacząco na strumień całkowity. Jednakże kontrolując wartość prądu i_q można wpływać bezpośrednio i, co jest bardzo korzystne, w sposób liniowy na moment elektromagnetyczny wytwarzany przez silnik:

$$T_{ei} = \frac{3}{2} p(L_d - L_q) I_d i_q = f(i_q) \quad (4)$$

Poza tym nie bez znaczenia jest fakt, że z uwagi na bardzo małą indukcyjność w osi poprzecznej L_q , można spodziewać się korzystnych właściwości dynamicznych regulacji prądu i_q , a więc również momentu. Drugą rozważaną strategią sterowania SynRM przy zmiennym kącie wymuszenia jest sterowanie przy stałym strumieniu $\psi_{dq} = const$. Opiera się na założeniu, że amplituda strumienia magnetycznego w maszynie pozostaje stała, a regulację momentu realizuje się przez zmianę kąta δ , jaki tworzy wektor strumienia z osią podłużną, według zależności (5).

$$T_{e\psi} = \frac{3}{2} p(L_d - L_q) \frac{\psi_{dq}^2}{2L_d L_q} \sin 2\delta \quad (5)$$

Łatwo zauważyć, że dla ustalonej amplitudy strumienia silnik będzie rozwijał maksymalny moment jeżeli kąt δ będzie równy $\pi/4$. Oznacza to, że obydwie składowe strumienia będą sobie równe:

$$\psi_d = \psi_q \Leftrightarrow L_d i_d = L_q i_q \quad (6)$$

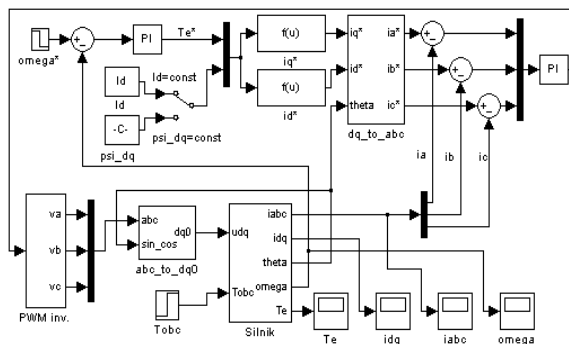
Kąt wymuszenia γ będzie wówczas równy $\arctg(L_d/L_q)$, a składowe prądu będą dane wzorami (7):

$$i_d = \frac{\Psi_{dq}}{\sqrt{2}L_d}, \quad i_q = \frac{\Psi_{dq}}{\sqrt{2}L_q}. \quad (7)$$

Regulacja momentu w tej strategii sterowania wymaga jednoczesnej zmiany obydwu składowych prądu.

4. Model symulacyjny

Badania symulacyjne przeprowadzono w środowisku Matlab-Simulink (rys. 2).



Rys. 2. Schemat ideowy modelu symulacyjnego

Równania napięciowe modelu obwodowego silnika oraz równanie mechaniczne zamodelowano jako podsystem o nazwie *Silnik*, którego

strukturę przedstawiono szczegółowo w pracy [3]. Na podstawie różnicy między wartością zadaną prędkości Ω_r^* , a rzeczywistą prędkością wirnika Ω_r , w regulatorze prędkości (typu PI z ograniczeniem wyjścia) wypracowywany jest sygnał zadający momentu T_e^* . Wybór strategii sterowania następuje w wyniku przyjęcia stałej wartości prądu w osi podłużnej I_d (strategia 1) albo stałej wartości strumienia ψ_{dq} (strategia 2). Następnie, dla aktualnej wartości sygnału T_e^* i w zależności od wybranej strategii sterowania, obliczane są składowe prądu w osiach $d-q$ na podstawie wzorów (8) ÷ (10): dla strategii 1:

$$i_d^* = I_d, \quad i_q^* = \frac{2T_e^*}{3(L_d - L_q)I_d}, \quad (8)$$

dla strategii 2:

$$i_d^* = \frac{\psi_{dq}}{\sqrt{2}L_d} \sqrt{1 + \cos\left(\frac{4}{3} \frac{T_e^*}{\psi_{dq}^2} \frac{L_d L_q}{L_d - L_q}\right)}, \quad (9)$$

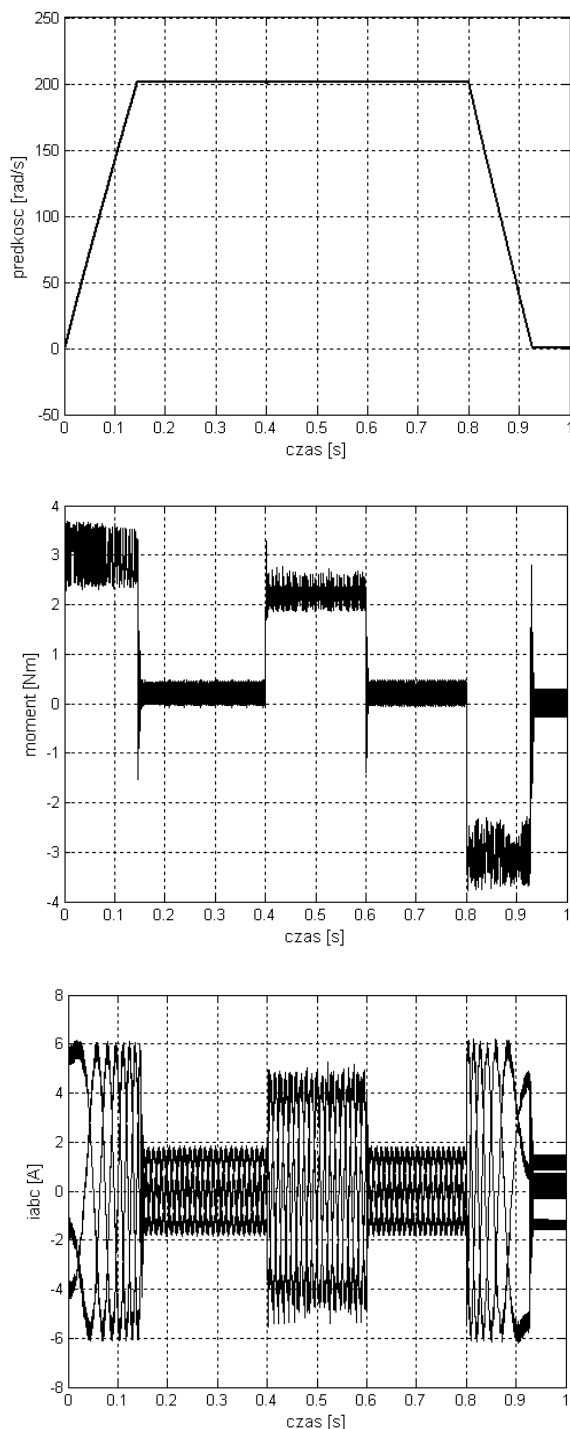
$$i_q^* = \frac{\psi_{dq}}{\sqrt{2}L_q} \sqrt{1 - \cos\left(\frac{4}{3} \frac{T_e^*}{\psi_{dq}^2} \frac{L_d L_q}{L_d - L_q}\right)} \operatorname{sgn} T_e^* \quad (10)$$

Po transformacji prądów z układu wirującego $d-q$ do układu naturalnego abc i porównaniu ich z aktualnymi prądami obliczonymi na podstawie równań modelu matematycznego silnika, w kolejnym regulatorze PI wypracowywane są sygnały wejściowe dla modułu inwertera - falownika napięciowego z modulacją szerokości impulsów.

5. Wyniki symulacji

Badania symulacyjne sterowania wektorowego z użyciem przedstawionego wcześniej modelu przeprowadzono dla synchronicznego silnika reluktancyjnego z dwubiegunowym wirnikiem typu ALA, dla którego stosunek indukcyjności podłużnej do indukcyjności poprzecznej w stanie nienasyconym wynosi $L_d/L_q = 5$. 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. Symulacji dokonano dla obydwu omówionych wcześniej strategii sterowania, dla różnych

kombinacji wartości prędkości i momentu obciążenia oraz zadanych wartości prądu w osi podłużnej lub strumienia. Przykładowe przebiegi prędkości obrotowej, momentu elektromagnetycznego i prądu stojana dla strategii 1 przedstawiono na rys.3.



Rys. 3. Wybrane przebiegi czasowe dla sterowania $i_d = const$.

6. Wnioski

1. Właściwości dynamiczne silnika pracującego przy wykorzystaniu obydwu analizowanych strategii sterowania zależą w znacznym stopniu od wyboru wartości wielkości utrzymywanych na stałym poziomie, tj. strumienia bądź składowej podłużnej prądu. Zbyt małe wartości uniemożliwiają osiągnięcie wymaganego momentu i w konsekwencji powodują wypadanie silnika z synchronizmu, natomiast zbyt duże powodują nadmierne nasycenie się obwodu magnetycznego w osi podłużnej. Przy prawidłowo ustalonych wartościach I_d oraz ψ_{dq} obydwie metody sterowania dają podobne szybkości reakcji silnika w stanach dynamicznych.

2. Strategia sterowania przy $i_d = const$ jest znacznie prostsza w realizacji praktycznej (mniejsze zapotrzebowanie na moc obliczeniową) i wydaje się być dobrym wyborem dla aplikacji wymagających dobrej dynamiki maszyny przy prędkościach nie przekraczających prędkości bazowej.

7. Literatura

- [1]. Boldea I., Fu Z. X., Nasar S. A., *Performance evaluation of axially-laminated anisotropic (ALA) rotor reluctance synchronous motors*, IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 30, No. 4, July/August 1994, pp. 977-984.
- [2]. Hrabovcova V., Ličko M., Rafajdus P., Janoušek L.: *Determination of parameters and modeling of the reluctance synchronous motor*. Proc. of PEMC'98, Prague 1998, pp. 166-171.
- [3]. Machlarz R.: *Analiza wybranych stanów przejściowych podczas rozruchu częstotliwościowego synchronicznego silnika reluktancyjnego*. Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne, Nr. 75/2006, BOBRME Komel, ss. 21-24.
- [4]. 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.

Autor

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