

Radosław Machlarz
Politechnika Lubelska, Lublin

BADANIA SYMULACYJNE WŁAŚCIWOŚCI DYNAMICZNYCH SYNCHRONICZNEGO SILNIKA RELUKTANCYJNEGO

SIMULATION ANALYSIS OF TRANSIENT STATE PERFORMANCE OF SYNCHRONOUS RELUCTANCE MOTOR

Abstract: The paper presents an approach to simulation analysis of synchronous reluctance motor transients by means of indirect field-circuit method. Dynamic performance of two pole synchronous reluctance motor with axially laminated, anisotropic rotor with modified magnetic circuit was investigated. Asymmetrical equivalent rotor damping cage and skin effects in aluminum layers were taken into account. An indirect field-circuit model including frequency dependent parameters of damping circuit was derived and implemented in Matlab/Simulink environment. A series of simulation were performed for different start up parameters (initial voltage, initial frequency, start-up duration), shaft torque step and moment of inertia. The simulation results confirmed good dynamic performance of the motor with modified rotor structure and the reliability of proposed simulation method, although some improvements are still necessary.

1. Wstęp

Realną alternatywę dla silników indukcyjnych klatkowych, szczególnie w napędach grupowych małej mocy oraz tanich napędach indywidualnych wymagających stałej prędkości obrotowej, stanowią obecnie synchroniczne silniki reluktancyjne o rozruchu bezpośrednim. Ich zaletą jest prosta i stosunkowo tania konstrukcja oraz niezależność prędkości obrotowej od momentu obciążenia. Znaczącą poprawę kluczowych parametrów eksploatacyjnych silnika reluktancyjnego, a w szczególności maksymalnego momentu reluktancyjnego oraz współczynnika mocy, osiąga się dzięki zastosowaniu wirnika o rozłożonej anizotropii magnetycznej pakietowanego poosiowo, typu ALA (ang. *axially laminated anisotropic*) [2].

Poosiowe pakietowanie blach pozwala na uzyskanie dużo większych wartości współczynnika asymetrii magnetycznej niż w przypadku pakietowania poprzecznego (TL - *transversally laminated*), ale stwarza również większe trudności w jego praktycznej realizacji (utrzymanie odpowiednio niskiej wartości szczeliny powietrznej i wymaganej sztywności mechanicznej) [1]. Konstrukcja wirnika typu ALA praktycznie uniemożliwia umieszczenie na nim konwencjonalnej klatki rozruchowej bez wyraźnego pogorszenia współczynnika asymetrii. Oznacza to, że silnik taki może pracować jedynie przy zasilaniu z przemiennika częstotliwości, który zapewniłby częstotliwościowy rozruch i regulację prędkości.

Duża wartość współczynnika asymetrii w połączeniu z brakiem klatki rozruchowo-tłumiącej prowadzi jednak do pogorszenia stabilności pracy maszyny w stanach dynamicznych przy zasilaniu w układzie otwartym, co wykazano w pracy [4]. Sposobem poprawy stabilności pracy silnika reluktancyjnego jest wprowadzenie warstw przewodzących do anizotropowej struktury uwarstwionego osiowo pakietu blach wirnika [1].

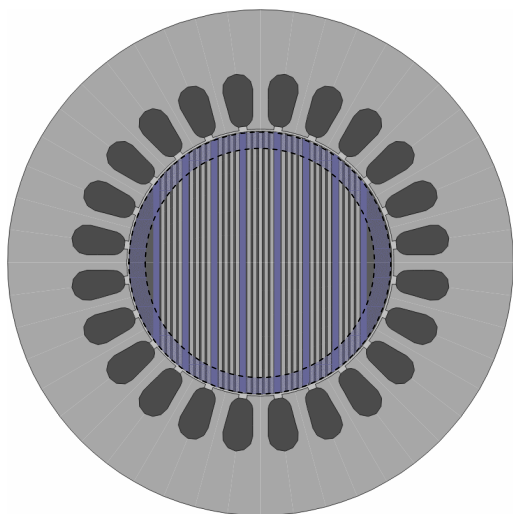
Przedstawiona w pracy [5] przybliżona analiza, oparta na uproszczonym modelu obwodowym wykazała, że zastosowanie takiej konstrukcji wirnika wpływa pozytywnie na właściwości silnika w stanach dynamicznych – nie występują już problemy z rozruchem częstotliwościowym, a przy skokowych zmianach momentu obciążenia silnik nie ma tendencji do wypadania z synchronizmu. Wniosek ten sformułowano jednak w oparciu o analizę uproszczonego modelu matematycznego, przy założeniu stałych wartości parametrów obwodów tłumiących.

W niniejszym artykule podjęto próbę przeprowadzenia badań symulacyjnych właściwości dynamicznych silnika z uwzględnieniem zmian parametrów obwodów tłumiących, spowodowanych zmienną geometrią poszczególnych warstw aluminium w pakiecie wirnika. Dokonano także częściowej analizy efektu wypierania prądu w warstwach aluminiowych. Symulacji dokonano w środowisku Matlab/Simulink

w oparciu o model polowo-obwodowy z uwzględnieniem nieliniowej charakterystyki magnesowania rdzenia.

2. Konstrukcja magnetowodu wirnika

Istotą zaproponowanej konstrukcji obwodu magnetycznego wirnika jest podział pakietu blach wirnika na segmenty i umieszczenie pomiędzy nimi warstw aluminium (Rys. 1). Aby umożliwić przepływ prądów w strefie przyszczeliny warstw aluminiowych, zakłada się umieszczenie dwóch pierścieni zwierających na obydwu płaszczyznach czołowych walca wirnika.



Rys. 1. Przekrój poprzeczny zmodyfikowanego wirnika z zaznaczonym konturem pierścieni zwierających

W przedstawionym rozwiązaniu zastosowano łącznie 8 warstw aluminium (6 wewnątrz pakietu i 2 w płaszczyznach bocznych), co odpowiada asymetrycznej klatce tłumiącej o łącznej liczbie prętów $Q_r = 16$. Działanie otrzymanej w ten sposób „klatki” będzie odbiegać od znanych właściwości klasycznych uzwojeń tłumiących stosowanych w maszynach synchronicznych. Powodem jest zmienna struktura geometryczna pojedynczego „pręta”, uzależniona od położenia danej warstwy na wirniku, oraz od zmian głębokości wnikania składowej zmiennej pola magnetycznego w głąb wirnika (efekt naszkórkowości). Sprawia to, że parametry oporowe i indukcyjności charakteryzujące obwody tłumiące wirnika są nieliniowymi funkcjami prądów wymuszenia oraz ich częstotliwości.

3. Model matematyczny

Analizy właściwości silnika w stanach dynamicznych dokonano w oparciu o układ równań

napięciowych w prostokątnym układzie współrzędnych $d-q$ z dołączonym równaniem momentu elektromagnetycznego i równaniem dynamiki (1).

$$\left\{ \begin{array}{l} u_d = R_s i_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \Omega_r \Psi_q \\ u_q = R_s i_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + \Omega_r \Psi_d \\ 0 = R_D i_D + \frac{d\Psi_D}{dt} \\ 0 = R_Q i_Q + \frac{d\Psi_Q}{dt} \\ T_e = \frac{3}{2} p (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} + T_d + T_0 = T_e \end{array} \right. \quad (1)$$

Występujące w równaniach składowe strumieni skojarzonych z uzwojeniami stojana Ψ_d i Ψ_q oraz z obwodami tłumiącymi wirnika Ψ_D i Ψ_Q są nieliniowymi funkcjami odpowiednich składowych prądu stojana i prądu w obwodach tłumiących wirnika. Wprowadzając dodatkowo założenie o braku sprzężeń poprzecznych pomiędzy osiami d i q , składowe strumieni skojarzonych z odpowiednimi uzwojeniami wyrażą się wzorami:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Psi_d(i_d) = L_d(i_d)i_d + M_d(i_d)i_D \\ \Psi_q(i_q) = L_q(i_q)i_q + M_q(i_q)i_Q \\ \Psi_D(i_d) = L_D(i_d)i_D + M_d(i_d)i_d \\ \Psi_Q(i_q) = L_Q(i_q)i_Q + M_q(i_q)i_q \end{array} \right. \quad (2)$$

gdzie: $L_d(i_d)$, $L_D(i_d)$ – nieliniowe funkcje indukcyjności synchronicznych w osi d , odpowiednio stojana i wirnika, $L_q(i_q)$, $L_Q(i_q)$ – nieliniowe funkcje indukcyjności synchronicznych w osi q , odpowiednio stojana i wirnika, $M_d(i_d)$, $M_q(i_q)$ – nieliniowe funkcje indukcyjności wzajemnych uzwojeń stojana i zastępczych obwodów tłumiących wirnika, odpowiednio w osi d i q .

Występujące w równaniach (1) rezystancje zastępcze obwodów tłumiących R_D i R_Q zależą silnie od głębokości wnikania pola magnetycznego w głąb wirnika, która z kolei jest funkcją częstotliwości zmian pola w wirniku. Rzeczy-

wiste wartości odpowiednich rezystancji będą zatem nieliniowymi funkcjami częstotliwości w obwodzie wirnika f_r :

$$R_D = R_D(f_r), R_Q = R_Q(f_r), \quad (3)$$

przy czym:

$$f_r = f_s - \frac{\Omega_r}{2\pi}, \quad (4)$$

gdzie: f_s – częstotliwość napięcia zasilania, Ω_r – prędkość kątowna wirnika.

Uwzględniając zależności (2) i (3) w równaniach modelu matematycznego (1) otrzymuje się:

$$\left\{ \begin{array}{l} u_d = R_s i_d + L_d(i_d) \frac{di_d}{dt} + M_d(i_d) \frac{di_D}{dt} - \\ \quad - \Omega_r [L_q(i_q) i_q + M_q(i_q) i_Q] \\ u_q = R_s i_q + L_q(i_q) \frac{di_q}{dt} + M_q(i_q) \frac{di_Q}{dt} + \\ \quad + \Omega_r [L_d(i_d) i_d + M_d(i_d) i_D] \\ 0 = R_D(f_r) i_D + L_D(i_d) \frac{di_D}{dt} + M_d(i_d) \frac{di_d}{dt} \\ 0 = R_Q(f_r) i_Q + L_Q(i_q) \frac{di_Q}{dt} + M_q(i_q) \frac{di_q}{dt} \\ T_e = \frac{3}{2} [L_d(i_d) - L_q(i_q)] i_d i_q + \\ \quad + \frac{3}{2} (M_d(i_d) i_D i_q - M_q(i_q) i_Q i_d) \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} + T_d + T_0 = T_e \end{array} \right. \quad (5)$$

Pozostałe symbole użyte w równaniach (1) ÷ (5) oznaczają: u_d, u_q – składowe napięcia zasilania w osiach d i q , i_d, i_q – składowe prądu stojana w osiach d i q , i_D, i_Q – prądy w zastępczych obwodach tłumiących wirnika osiach d i q , R_s – rezystancja stojana, T_e – moment elektromagnetyczny, T_0 – moment obciążenia, T_d – moment tarcia lepkiego, m – liczba faz, p – liczba par biegunów ($p = 1$).

Wartości chwilowe napięć u_d i u_q zależą od wzajemnego położenia osi podłużnej wirnika d i wektora przestrzennego napięcia stojana U_m

(rys. 2). Zachodzą przy tym następujące związki:

$$u_d = \frac{3}{2} U_{\max} \cos(\gamma - \theta) \quad (6)$$

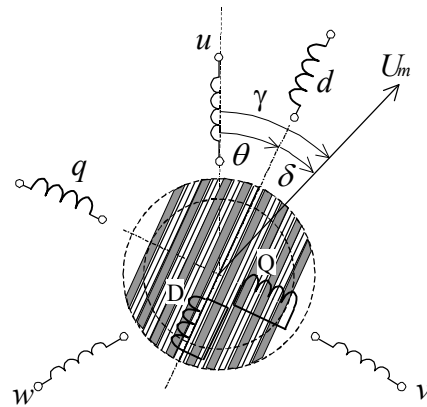
$$u_q = \frac{3}{2} U_{\max} \sin(\gamma - \theta)$$

oraz:

$$\theta = \int_0^t \Omega_r dt + \theta_0, \quad \gamma = \int_0^t 2\pi f_s dt + \gamma_0 \quad (7)$$

gdzie: θ_0 – początkowe położenie osi d wirnika względem osi fazy u stojana,

γ_0 – początkowe położenie wektora przestrzennego napięcia względem osi fazy u stojana.



Rys. 2. Zależności przestrzenno-czasowe w silniku reluktancyjnym

Założono, że moment tarcia lepkiego jest funkcją prędkości kątowej w pierwszej potęgze:

$$T_d = D\Omega_r, \quad (8)$$

przy czym współczynnik D obliczono na podstawie wartości wyznaczonych uprzednio strat mechanicznych silnika.

4. Obliczenia polowe

Wyznaczenie nieliniowych funkcji występujących w równaniach (5) dla spodziewanych zakresów amplitud wymuszeń prądowych i ich częstotliwości wymagało przeprowadzenia szeregu analiz rozkładu pola magnetycznego w przekroju poprzecznym maszyny metodą elementów skończonych. Obliczeń polowych dokonano przy użyciu programu FEMM 4.0 przy wymuszeniu harmonicznym, z uwzględnieniem nieliniowej charakterystyki magnesowania rdzenia.

Równanie ogólne opisujące rozkład potencjału pola magnetycznego w środowisku przewodzącym o przewodności γ , w obecności sinusoidalnie zmiennego wymuszenia, ma postać:

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu_{eff}(B)} \nabla \times \underline{A} \right) = -j\omega\gamma \underline{A} + \underline{J}_z, \quad (9)$$

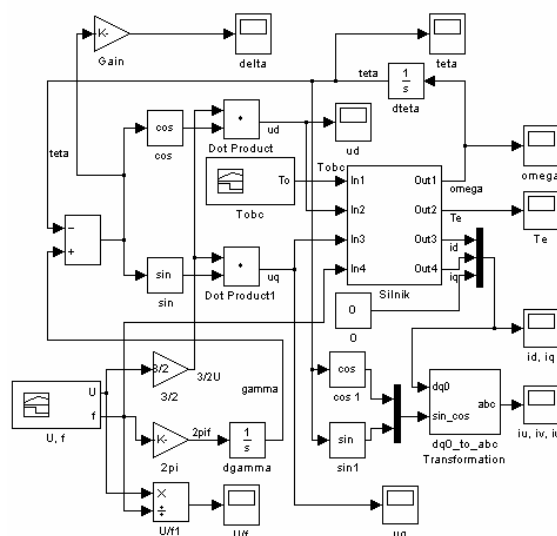
gdzie: \underline{A} – fazy składowej z-owej potencjału wektorowego, \underline{J}_z – fazy gęstości prądu wymuszającego, $\omega = 2\pi f_r$ – pulsacja prądu wymuszenia, $\mu_{eff}(B)$ – efektywna przenikalność magnetyczna dla wymuszeń harmonicznych, będąca nieliniową funkcją indukcji.

Wartość przenikalności μ_{eff} jest obliczana na podstawie charakterystyki magnesowania w taki sposób, aby dla sinusoidalnego wymuszenia amplituda podstawowej harmonicznej przebiegu indukcji B odpowiadała wartości indukcji otrzymanej dla analogicznego wymuszenia stałoprądowego.

Dla każdej wartości częstotliwości wymuszenia i amplitudy prądu (z założonych uprzednio zbiorów ich wartości) dokonano oddzielnych analiz rozkładu pola przy wymuszeniu działającym w osi d i w osi q . Następnie w oparciu o wbudowane procedury postprocesora programu Femm wyznaczono wartości indukcyjności synchronicznej, indukcyjności wzajemnej oraz rezystancji obwodu tłumiącego dla wszystkich otrzymanych uprzednio wyników przeprowadzonych analiz połowych. Rezultaty obliczeń zapisano w postaci tablic tak, aby mogły być wykorzystane przez program Matlab w procesie rozwiązywania równań modelu matematycznego.

5. Model symulacyjny

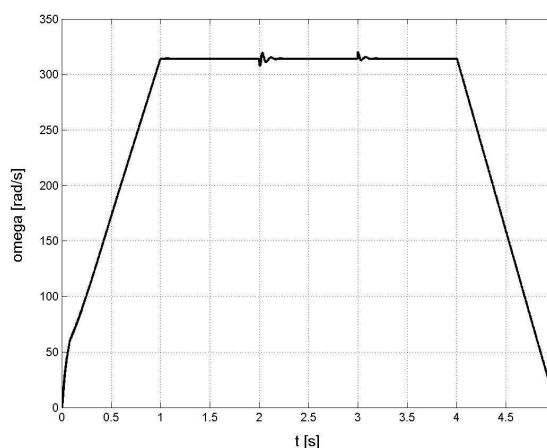
Na podstawie równań (5) ÷ (8) zbudowano model symulacyjny silnika, który zaimplementowano w środowisku Matlab-Simulink (rys. 3). Równania napięciowe i równanie mechaniczne zamodelowano jako podsystem o nazwie *silnik*. W celu odwzorowania nieliniowych funkcji $L_d(i_d)$, $L_D(i_d)$, $L_q(i_q)$, $L_Q(i_q)$, $R_D(f_r)$, $R_Q(f_r)$, wyznaczonych na drodze analiz połowych, wykorzystano blok *Look-up table*. Amplitudę i częstotliwość napięcia zasilającego zadawano niezależnie, z wykorzystaniem bloku *Signal builder*.



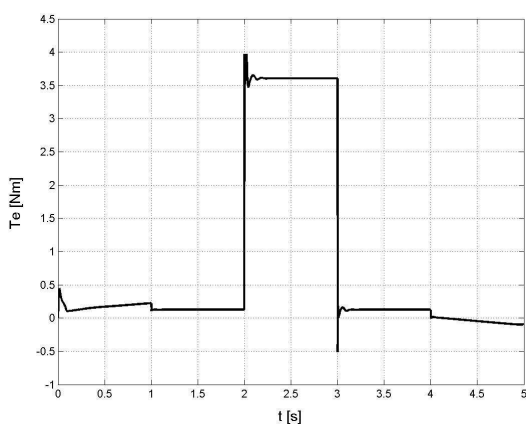
Rys. 3. Postać graficzna modelu symulacyjnego w środowisku Matlab-Simulink

6. Wyniki symulacji

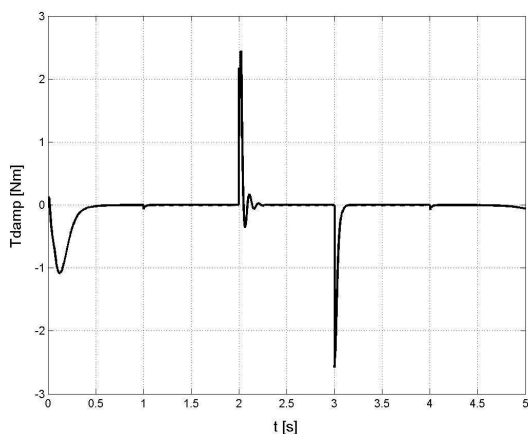
Dokonano serii symulacji stanów dynamicznych silnika obejmujących rozruch częstotliwościowy przy $U/f = \text{const.}$, skokową zmianę momentu obciążenia (w górę i w dół) oraz zatrzymanie silnika. Badania przeprowadzono dla różnych kombinacji wartości następujących parametrów: czas rozruchu, moment obciążenia, wypadkowy moment bezwładności, początkowa wartość napięcia i częstotliwości. Przykładowe przebiegi czasowe prędkości, momentu elektromagnetycznego i momentu pochodzącego od obwodów tłumiących przedstawiono na rys. 4, 5 i 6.



Rys. 4. Przebieg prędkości obrotowej dla $U_0 = 30V$, $f_0 = 5Hz$, $t_r = 1s$, $T_{obc} = 3.5Nm$



Rys. 5. Przebieg momentu elektromagnetycznego dla $U_0=30V$, $f_0=5Hz$, $t_r=1s$, $T_{obc}=3.5Nm$



Rys. 5. Przebieg momentu pochodzącego od obwodów tłumiących

Na przebiegu prędkości (rys. 4) widoczne są niewielkie oscylacje podczas skokowych zmian momentu obciążenia. W porównaniu z przebiegiem otrzymanym na podstawie modelu liniowego, przedstawionym w pracy [5], amplituda oscylacji i czas trwania są nieco większe, nie stwarzają jednak zagrożenia utraty stabilności pracy maszyny. W przypadku przebiegu momentu tłumiącego (rys. 6) widoczne „piki” w chwilach załączania i wyłączenia obciążenia są znacznie większe niż otrzymane w wyniku analizy modelu liniowego, co może wskazywać na bardziej dokładne odwzorowanie stabilizującego działania momentu generowanego przez obwody tłumiące warstw aluminiowych w pakiecie wirnika poprzez zastosowany model polowo-obwodowy. Przebieg wypadkowego momentu elektromagnetycznego (rys. 5) jest również bardziej korzystny, widoczne oscylacje są wyraźnie mniejsze, przez co praca silnika staje się bardziej stabilna.

7. Wnioski

Wyniki symulacji wskazują, że wprowadzenie warstw przewodzących do pakietu wirnika istotnie poprawia właściwości synchronicznego silnika reluktancyjnego w stanach dynamicznych, a zastosowanie pośredniej metody polowo-obwodowej pozwala na przeprowadzanie dość wiarygodnych badań symulacyjnych. Należy jednak zaznaczyć, że w analizie nie uwzględniono wpływu wyższych harmonicznych przestrzennych rozkładu indukcji w szczelinie na indukowane prądy wirowe. Najwłaściwsze byłoby zatem zastosowanie metody polowo-obwodowej z analizą zmiennoprądową pola magnetycznego z uwzględnieniem ruchu obrotowego wirnika. Niemniej jednak uzyskane wyniki są dobrym punktem wyjścia do dalszych badań i dokładniejszej analizy tego zagadnienia.

8. Literatura

- [1]. Boldea I.: *Synchronous reluctance machines and drives*. Clarendon Press, Oxford, 1996.
- [2]. 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.
- [3]. Warzecha A.: *Polowe metody wyznaczania parametrów elektromagnetycznych modeli obwodowych maszyn elektrycznych*. Proceedings of XLII International Symposium on Electrical Machines SME 2006, 3-6 lipiec 2006, Kraków, pp. 235-238.
- [4]. Machlarz R.: *Analiza wybranych stanów przejściowych podczas rozruchu częstotliwościowego synchronicznego silnika reluktancyjnego*. Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne, Nr. 75/2006, BOBRME Komel, pp. 21-24.
- [5]. Machlarz R., *Wpływ kształtu obwodu magnetycznego wirnika na właściwości synchronicznego silnika reluktancyjnego w stanach dynamicznych*. Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne, Nr 77/2007, BOBRME Komel, pp. 33-37.

Autor

dr inż. Radosław Machlarz.
Katedra Maszyn Elektrycznych, Wydział Elektrotechniki i Informatyki, Politechnika Lubelska
ul. Nadbystrzycka 38a
20-950 Lublin
tel. (81)5381606
r.machlarz@pollub.pl