

Radosław MACHLARZ¹⁾

METODA OPTIMALIZACJI KSZTAŁTU GEOMETRII WIRNIKA W SYNCHRONICZNYM SILNIKU RELUKTANCYJNYM

Streszczenie. W artykule zaproponowano metodę przeglądu systematycznego do optymalizacji obwodu magnetycznego dwubiegunowej maszyny reluktancyjnej synchronicznej z wirnikiem anizotropowym o uwarstwieniu poosiowym według kryterium maksymalnego momentu obrotowego. Przedstawiono podstawy teoretyczne metody, jej założenia, ograniczenia oraz właściwości. W oparciu o wyniki optymalizacji przeprowadzonej z wykorzystaniem zaproponowanej metody zbudowano model fizyczny silnika reluktancyjnego na bazie stojana dwubiegunowego silnika asynchronicznego klatkowego. Dokonano pomiarów charakterystyki kątowej momentu w stanie zatrzymanym oraz pomiarów statycznych charakterystyk obciążenia.

ROTOR GEOMETRY OPTIMISATION METHOD IN SYNCHRONOUS RELUCTANCE MOTOR

Summary: In the paper an original method of optimisation of rotor magnetic circuit geometry of a synchronous reluctance machine under the criterion of maximum torque was described. Theoretical basis of the method was derived, its limitations and advantages were outlined. A rotor of two-pole axially laminated anisotropic synchronous reluctance motor was optimised using this method, and its physical model was built and tested. Measurements of the model steady-state characteristic proved that the proposed method is a suitable tool for solving some optimal design problems in electrical machines.

Key words: synchronous reluctance motor, optimisation

1. WSTĘP

Zagadnienia konstrukcyjne silników reluktancyjnych są od kilku lat przedmiotem intensywnych badań. Synchroniczny silnik reluktancyjny z wirnikiem biernym o rozłożonej anizotropii magnetycznej (*ALA - axially-laminated anisotropic*) staje się obecnie coraz bardziej realną alternatywą dla silnika indukcyjnego szczególnie w napędach małych mocy o dużych wymaganiach odnośnie do regulacji prędkości, dynamiki i niezawodności [1]. Silnik ten wymaga znacznie prostszego i tańszego układu sterowania, zapewniając własności ruchowe napędu podobne jak bardziej skomplikowany i dużo droższy układ z silnikiem indukcyjnym sterowanym wektorowo. Jednym z ważniejszych parametrów silnika reluktancyjnego jest stosunek wartości rozwijanego momentu obrotowego do wartości wymuszenia prądowego. Duże możliwości poprawy tego parametru leżą w odpowiednim ukształtowaniu obwodu magnetycznego wirnika [2]. Wirnik takiego silnika, wykonany w postaci pakietu blach o uwarstwieniu wzdłużnym, charakteryzuje się dużym współczynnikiem asymetrii magnetycznej, co umożliwia uzyskanie dużego momentu reluktancyjnego, współczynnika mocy i dobrej dynamiki przy niewielkich stratach mocy i mało skomplikowanym układzie sterowania. Najprostszą strukturę geometryczną posiada wirnik o jednej parze biegunów - stanowi on bowiem pakiet ułożonych równolegle do osi maszyny blach prądnicowych poprzedzielanych niemagnetyczną izolacją. W pracy zaproponowano prostą i skuteczną metodę optymalizacji takiej struktury pod kątem maksymalizacji momentu obrotowego silnika dla danego wymuszenia prądowego.

¹⁾ Dr inż, Katedra Maszyn Elektrycznych Politechniki Lubelskiej, 20-618 Lublin, ul. Nadbystrzycka 38a, tel. (+48)(+81) 5381606, fax (+48)(+81) 5381342, e-mail: radek@elektron.pol.lublin.pl

2. OPTIMALIZACJA KSZTAŁTU WIRNIKA SRM METODĄ PRZEGLĄDU SYSTEMATYCZNEGO

W procesie optymalnego projektowania maszyn elektrycznych korzysta się obecnie coraz częściej z numerycznych metod poszukiwania rozwiązań konstrukcyjnych spełniających założone kryteria. Dotyczy to przede wszystkim metod programowania matematycznego. Nieliniowy charakter zjawisk zachodzących w maszynie elektrycznej wskazuje na przydatność metod programowania nieliniowego. W obrębie programowania nieliniowego występuje wiele metod poszukiwania punktu optymalnego, różniących się sposobem doboru kierunku wektora kolejnego kroku optymalizacji, sposobem wyznaczenia optymalnej długości kroku oraz oceny stopnia zbliżenia do punktu optymalnego. Wśród metod poszukiwania punktu ekstremalizującego przyjęta funkcję celu wyróżnia się metody bezpośrednie oraz metody gradientowe, wymagające obliczenia pochodnych funkcji celu. Jedną z najprostszych metod optymalizacji, choć wymagającą dużej liczby obliczeń, jest metoda bezpośredniego wyznaczania wartości funkcji celu na zasadzie przeglądu systematycznego dla wszystkich elementów zbioru rozwiązań dopuszczalnych. Metoda ta wymaga dyskretyzacji wszystkich zmiennych i przy trafnym doborze zakresu ich zmienności może być bardzo użyteczna. Dokonując systematycznego „przecheszywania” całego obszaru rozwiązań dopuszczalnych można mieć pewność, że znalezione rozwiązanie ekstremalizujące daną funkcję celu jest w istocie jej ekstremum globalnym w rozpatrywanym obszarze.

2.1. Podstawy teoretyczne metody

Zadanie znalezienia optymalnego rozwiązania konstrukcyjnego maszyny elektrycznej, tzn. maszyny najlepszej pod określonym względem przy zadanych warunkach, polega na poszukiwaniu zbioru wartości wektora zmiennych decyzyjnych:

$$\mathbf{x} = (x_1, x_2, \dots, x_n) \in \mathbf{X}, \quad (1)$$

gdzie: $\mathbf{X} \subset \mathbb{R}^n$ - przestrzeń decyzyjna zawarta w n -wymiarowej przestrzeni Euklidesa, które ekstremalizują daną skalarną funkcję celu:

$$F = f(x_1, x_2, \dots, x_n) \quad (2)$$

i spełniają zadane ograniczenia wyrażone nierównościami:

$$g_i(\mathbf{x}) \leq 0 \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (3a)$$

oraz równaniami:

$$h_j(\mathbf{x}) = 0 \quad i = 1, 2, \dots, k. \quad (3b)$$

Zbiór

$$D = \{ \mathbf{x} : g_i(\mathbf{x}) \leq 0, h_j(\mathbf{x}) = 0, g_i : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^m, h_j : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^k \} \quad (4)$$

nazywa się obszarem rozwiązań dopuszczalnych w przestrzeni decyzyjnej.

W metodzie przeglądu systematycznego cały obszar rozwiązań dopuszczalnych sprowadza się do n -wymiarowej hiperkostki utworzonej przez zbiór punktów leżących w węzłach sieci prostokątnej poprzez dyskretyzację zmiennych decyzyjnych. Zwykle postępuje się w ten sposób, że każdą zmienną x_i wyraża się w wartościach względnych x_i^r unormowanych do przedziału $(0,1)$ według zależności

$$x_i^r = \frac{x_i - (x_i)_{\min}}{(x_i)_{\max} - (x_i)_{\min}}, \quad (5)$$

gdzie $(x_i)_{\min}$, $(x_i)_{\max}$ - granice obszarów dozwolonych każdej ze zmiennych.

Obszar dopuszczalny przyjmuje wówczas postać n -wymiarowej kostki o boku jednostkowym, z jednym narożem w początku układu współrzędnych. Dyskretyzacja takiego obszaru polega na podziale przedziału $(0,1)$ na k jednakowych podprzedziałów o długości $\lambda = 1/k$, tak że w obszarze kostki otrzymuje się regularny zbiór $(k+1)^n$ punktów leżących w węzłach utworzonej sieci. We wszystkich punktach sieci oblicza się wartości funkcji celu i znajduje węzeł, w którym osiąga ona wartość ekstremalną. Następnie zagęszcza się siatkę w otoczeniu tego punktu i ponawia obliczenia

poszukując kolejnej poprawy funkcji celu aż do osiągnięcia założonej dokładności lokalizacji punktu ekstremalnego.

2.2. Określenie funkcji celu i zmiennych decyzyjnych

Aby w synchronicznym silniku reluktancyjnym uzyskać maksimum momentu przy założonym wymuszeniu prądowym, należy zmaksymalizować konstrukcyjny wskaźnik momentu, czyli różnicę indukcyjności w osi podłużnej i poprzecznej ($L_d - L_q$) [2]. Wskaźnik ten zależy od przewodności drogi magnetycznej dla strumienia przy wymuszeniu działającym w osi podłużnej i poprzecznej, a więc od kształtu obwodu magnetycznego wirnika. W przypadku silnika dwubiegunowego z wirnikiem o równomiernie rozłożonej anizotropii magnetycznej (rys.1) obwód magnetyczny wirnika stanowi pakiet odizolowanych magnetycznie blach elektrotechnicznych, uwarstwiony w kierunku osiowym. Kierunek osi podłużnej wyznaczony jest przez płaszczyznę blach, a oś poprzeczna jest do nich prostopadła. W celu jednoznacznego określenia kształtu obwodu magnetycznego zdefiniowano następujące parametry geometryczne wirnika:

1. Grubość blachy magnetycznej wirnika b_{Fe} .
2. Współczynnik zapelnienia pakietu wirnika:

$$k_{Fe} = \frac{b_{Fe}}{b_{Fe} + b_i}, \quad (6)$$

gdzie: b_i - grubość niemagnetycznej warstwy izolacyjnej.

3. Względna szerokość pakietu, tj. stosunek szerokości pakietu do średnicy wirnika:

$$b = \frac{b_p}{d_r}, \quad (7)$$

gdzie: b_p - szerokość pakietu wirnika,
 d_r - średnica wirnika.

4. Wartość szczeliny powietrznej δ .

Parametry te pełnią funkcję zmiennych decyzyjnych (zmiennych sterujących optymalizacją).

Jako funkcję celu przyjęto konstrukcyjny wskaźnik momentu, tj. różnicę indukcyjności w osi podłużnej i poprzecznej ($L_d - L_q$). Rozważane zagadnienie optymalizacyjne polega

Rys. 1. Parametry struktury geometrycznej wirnika
Fig. 1. Rotor geometry parameters

zatem na poszukiwaniu zbioru wartości parametrów geometrycznych wirnika synchronicznego silnika reluktancyjnego, które przy założonych parametrach stojana maksymalizują konstrukcyjny wskaźnik momentu elektromagnetycznego. Zarówno charakter zdefiniowanych wyżej zmiennych decyzyjnych, jak i przedziały wartości dozwolonych podlegają ograniczeniom wynikającym z uwarunkowań technologicznych i konstrukcyjnych rozpatrywanej maszyny. Zagadnienia te zostały przedstawione szczegółowo w pracy [2]. Zestawienie definicji współrzędnych wektora zmiennych decyzyjnych wraz z przedziałami wartości dozwolonych poszczególnych zmiennych przedstawia tabela 1.

Funkcja kryterialna została zdefiniowana następująco:

$$F = \max f(\mathbf{x}), \quad (8)$$

$$f(\mathbf{x}) = L_d - L_q, \quad (9)$$

gdzie L_d, L_q są niejawnymi funkcjami zmiennych x_1, \dots, x_4 .

Tabela 1

Zestawienie definicji zmiennych decyzyjnych

Zmienna	Parametr geometrii wirnika		Przedział wartości dozwolonych	Uwagi
	symbol	opis		
x_1	k_{Fe}	współczynnik zapelnienia pakietu wirnika	$0.5 \leq k_{Fe} \leq 0.9$	zmienna ciągła
x_2	b	względna szerokość pakietu wirnika	$0.75 \leq b \leq 0.95$	zmienna ciągła
x_3	b_{Fe}	grubość blachy	$(0.27 \leq b_{Fe} \leq 0.65)\text{mm}$	zmienna dyskretna
x_4	δ	szczelina powietrzna	$(0.25 \leq \delta \leq 0.5)\text{mm}$	zmienna ciągła

Obszar rozwiązań dopuszczalnych D należy następnie sprowadzić się do n -wymiarowej hiperkostki. Wymaga to dyskretyzacji wszystkich zmiennych występujących w procesie optymalizacji. Z definicji zmiennych x_1 i x_2 w rozpatrywanym zagadnieniu optymalizacyjnym wynika, że ich dziedziną jest przedział $(0, 1)$, zrezygnowano zatem z unormowania ich przedziałów wartości dozwolonych operując wartościami rzeczywistymi. Długość kroku dyskretyzacji λ przyjęto równą 0.05. W związku z tym tolerancja wyznaczenia wartości optymalnych tych zmiennych wynosi 5%. Zmienna x_3 (grubość blachy magnetycznej) jest zmienną dyskretną o niejednakowej długości kroku, gdyż przy jej dyskretyzacji brano pod uwagę jedynie dostępne grubości blach. Zmienną x_4 (szczelina powietrzna), po uprzedniej dyskretyzacji przedziału jej wartości dozwolonych, potraktowano jako wyróżnik wariantów rozwiązań konstrukcyjnych wirnika.

Zdyskretyzowane przedziały wartości dozwolonych dla poszczególnych zmiennych decyzyjnych przedstawia tabela 2.

Tabela 2

Dyskretyzacja zmiennych decyzyjnych

Zmienna	Parametr geometrii wirnika	Zbiór dyskretnych wartości dozwolonych
$x_1^i \in D_1, i = 1, \dots, 9$	k_{Fe}	$D_1 = (0.5, 0.55, 0.6, 0.65, 0.7, 0.75, 0.8, 0.85, 0.9)$
$x_2^j \in D_2, j = 1, \dots, 5$	b	$D_2 = (0.75, 0.8, 0.85, 0.9, 0.95)$
$x_3^k \in D_3, k = 1, \dots, 4$	$b_{Fe} [\text{mm}]$	$D_3 = (0.27, 0.35, 0.5, 0.65)$
$x_4^l \in D_4, j = 1, \dots, 4$	$\delta [\text{mm}]$	$D_4 = (0.25, 0.3, 0.4, 0.5)$

Wobec powyższego obszar rozwiązań dopuszczalnych D został określony następująco:

$$D = \bigcup_{l=1}^4 \bigcup_{k=1}^4 \bigcup_{j=1}^5 \bigcup_{i=1}^9 x^{i,j,k,l} = \bigcup_{l=1}^4 \bigcup_{k=1}^4 \bigcup_{j=1}^5 \bigcup_{i=1}^9 \{x_1^i, x_2^j, x_3^k, x_4^l\}; x_\xi^\alpha \in D_\xi, \xi = 1, 2, 3, 4, \alpha = i, j, k, l. \quad (10)$$

Poszczególne elementy zbioru D można utożsamiać z wszystkimi możliwymi konfiguracjami kształtu magnetowodu wirnika przy zdefiniowanych uprzednio wartościach ustalonych parametrów geometrycznych.

Wyznaczenie wartości różnicy indukcyjności w osi podłużnej i poprzecznej dla danej struktury geometrii wirnika odbywa się na podstawie numerycznej analizy pola magnetycznego i wymaga przeprowadzenia dwóch rozkładów pola: przy wymuszeniu działającym w osi podłużnej i przy wymuszeniu działającym w osi poprzecznej. Obliczeń wartości funkcji celu w kolejnych etapach procesu maksymalizacji konstrukcyjnego wskaźnika momentu dokonano w oparciu o numeryczną analizę rozkładu pola magnetycznego metodą elementów skończonych. Wykorzystano w tym celu pakiet inżynierski PC-Opera.

2.3. Algorytm procesu optymalizacji

Postępowanie zmierzające do wyznaczenia wartości funkcji celu dla wszystkich elementów zbioru rozwiązań dopuszczalnych przeprowadzono według następującego algorytmu:

1. Przygotowanie danych do obliczeń - utworzenie modeli obszaru analizy pola dla wszystkich struktur geometrii wirnika $x^{i,j,k,l}$, należących do zbioru rozwiązań optymalnych i obydwu kierunków działania wymuszenia. Ponieważ kierunek działania wymuszenia magnetycznego pokrywa się z osią symetrii obszaru (analiza rozkładu pola w maszynie odbywa się przy wymuszeniu działającym tylko w osi podłużnej lub tylko w osi poprzecznej), obraz pola jest symetryczny względem osi działania wymuszenia oraz osi do niej prostopadłej. Wystarczy zatem w rozpatrywanym zagadnieniu wyznaczyć rozkład pola w obszarze będącym jedną czwartą przekroju poprzecznego maszyny, ograniczonym osiami symetrii wirnika. Jedną z osi symetrii stojana (przechodząca przez środek żłobka lub zęba) powinna również pokrywać się z kierunkiem działania wymuszenia.
2. Rozwiązanie równań MES dla wszystkich przygotowanych wcześniej modeli i wygenerowanie plików z danymi rozkładu pola z uwzględnieniem skalowania wymuszeń.
3. Wyznaczenie przebiegu indukcji w szczelinie i obliczenie amplitudy podstawowej harmonicznej przestrzennej rozkładu indukcji na obwodzie wirnika B_{md1} i B_{mq1} dla wszystkich analizowanych modeli i obydwu kierunków działania wymuszenia.
4. Obliczenie wartości funkcji celu (różnicy $L_d - L_q$) dla wszystkich struktur geometrii wirnika i wskazanie struktury, dla której przybiera ona wartość maksymalną.

Wynikiem obliczeń wartości funkcji celu dla wszystkich rozwiązań dopuszczalnych jest czterowymiarowa tablica wartości konstrukcyjnego wskaźnika momentu $L_d - L_q = f(x^{i,j,k,l})$. Szukanym optymalnym rozwiązaniem geometrii wirnika ze względu na maksimum momentu jest $x_{opt}^{i,j,k,l}$ taki, że

$$f(x_{opt}^{i,j,k,l}) = F_{max} = \sup\{f(x^{i,j,k,l}) : x^{i,j,k,l} \in D\}. \quad (11)$$

2.4. Wyznaczanie wartości funkcji celu na podstawie wyników obliczeń polowych

Wyznaczenie wartości funkcji celu dla każdego elementu zbioru rozwiązań dopuszczalnych sprowadza się do obliczenia różnicy indukcyjności w osi podłużnej i w osi poprzecznej $L_d - L_q$, związanych ze składowymi Ψ_d i Ψ_q całkowitego strumienia skojarzonego z uzwojeniem stojana. Zakładając, że strumienie rozproszenia są dla obydwu kierunków działania wymuszenia takie same, można zapisać:

$$L_d - L_q = (L_{md} + L_\sigma) - (L_{mq} + L_\sigma) = L_{md} - L_{mq}, \quad (12)$$

gdzie: L_σ - indukcyjność rozproszenia,

L_{md} , L_{mq} - indukcyjności magnesujące odpowiednio w osi podłużnej i w osi poprzecznej.

Indukcyjności magnesujące L_{md} oraz L_{mq} są związane z odpowiednimi strumieniami ϕ_{md1} i ϕ_{mq1} , pochodzącymi od podstawowych harmonicznych przestrzennych rozkładu indukcji w szczelinie B_{md1} i B_{mq1} , i wyrażają się zależnościami:

$$L_{md} = \frac{k_w N \phi_{md1}}{i_d} = \frac{k_w N}{i_d} \frac{2}{\pi} B_{md1} \tau_p l_e, \quad (13)$$

$$L_{mq} = \frac{k_w N \phi_{mq1}}{i_q} = \frac{k_w N}{i_q} \frac{2}{\pi} B_{mq1} \tau_p l_e. \quad (14)$$

gdzie: k_w - współczynnik uzwojenia,

N - liczba zwojów szeregowych na fazę,

τ_p - podziałka biegunowa,

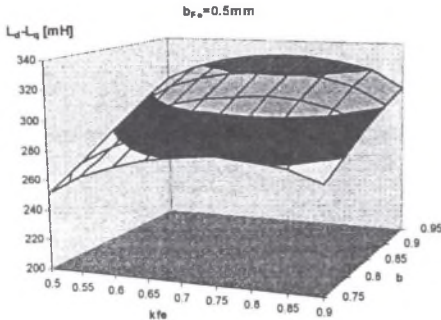
l_e - długość efektywna rdzenia stojana,

i_d , i_q - składowe prądu stojana odpowiednio w osi podłużnej i poprzecznej.

Dokonując analizy harmonicznej rozkładu indukcji w szczelinie dla obydwu wymuszeń otrzymuje się wartości amplitud podstawowych harmonicznych rozkładu indukcji B_{md1} i B_{mq1} , podstawiając je do wzorów (13) i (14) oblicza się odpowiednie indukcyjności magnesujące, a następnie z zależności (12) wartość funkcji celu.

2.5. Wyniki obliczeń

W rezultacie wszystkich przeprowadzonych obliczeń otrzymano czterowymiarową tablicę wartości konstrukcyjnego wskaźnika momentu dla wszystkich rozwiązań obwodu magnetycznego wirnika należących do zbioru rozwiązań dopuszczalnych. W interpretacji geometrycznej wszystkie otrzymane wartości funkcji celu tworzą pięciowymiarową hiperpowierzchnię rozpiętą nad czterowymiarową przestrzenią Euklidesa. W celu przedstawienia uzyskanych wyników w formie graficznej sporządzono trójwymiarowe wykresy wartości różnicy $L_d - L_q$ w płaszczyźnie dwóch zmiennych k_{Fe} i b dla wszystkich kombinacji wartości pozostałych dwóch zmiennych traktowanych jako parametry. Z uwagi na ograniczoną ilość miejsca, przytoczono wykres dla jednej tylko wartości grubości blachy $b_{Fe} = 0.5\text{mm}$ oraz jednej wartości szczeliny $\delta = 0.25\text{mm}$.



Rys. 2. Wykres wartości funkcji celu ($L_d - L_q$) w płaszczyźnie (k_{Fe}, b), dla $b_{Fe} = \text{const}$ i $\delta = \text{const}$
Fig. 2. Objective function ($L_d - L_q$) vs (k_{Fe}, b) plane

Maksymalną wartość konstrukcyjnego wskaźnika momentu uzyskano dla następującej konfiguracji struktury geometrycznej wirnika: $k_{Fe} = 0.7$, $b = 0.95$, $b_{Fe} = 0.27\text{mm}$, $\delta = 0.25\text{mm}$. Poza współczynnikiem zapelnienia pakietu k_{Fe} wszystkie pozostałe parametry przybrały jednak w wyniku przeprowadzonej optymalizacji wartości graniczne w ramach ustalonych uprzednio przedziałów wartości dozwolonych. Niezbędna była zatem szczegółowa analiza możliwości ewentualnego skorygowania ich wartości, tak aby uzyskać poprawę realizowalności technologicznej i kosztów wykonania jej maszyny przy minimalnym zmniejszeniu jej zdolności do wytwarzania momentu.

Dzięki temu, że w metodzie przeglądu systematycznego istnieje możliwość analizy kształtu funkcji celu w całej przestrzeni decyzyjnej, wyznaczono charakterystyki wrażliwościowe dla poszczególnych parametrów geometrii wirnika w otoczeniu punktu optymalnego. W interpretacji geometrycznej odpowiada to sporządzeniu jednowymiarowych przekrojów otrzymanej hiperpowierzchni wyników kolejno względem każdej ze zmiennych przy ustalonych wartościach zmiennych pozostałych.

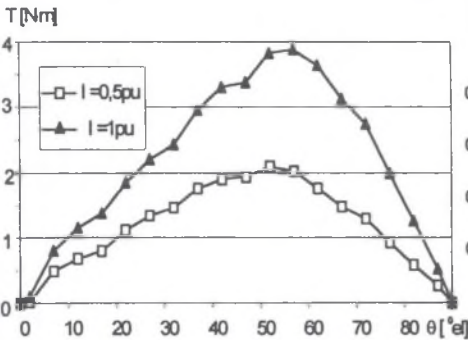
Przyjęte ostatecznie wartości parametrów struktury geometrycznej wirnika są następujące: $k_{Fe} = 0.73$, $b = 0.83$, $b_{Fe} = 0.5\text{ mm}$, $\delta = 0.25\text{ mm}$. W ten sposób określone zostało skorygowane, realizowalne w praktyce i jednocześnie zapewniające maksymalizację momentu, rozwiązanie struktury obwodu magnetycznego wirnika synchronicznego silnika reluktancyjnego.

3. BADANIA DOŚWIADCZALNE MODELU

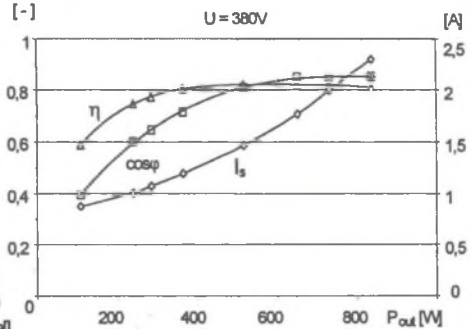
Na podstawie otrzymanych w procesie optymalizacji wartości parametrów struktury geometrycznej wirnika wykonano model fizyczny synchronicznego silnika reluktancyjnego. Wykorzystano stojan dwubiegunowego silnika indukcyjnego klatkowego o mocy 0,75 kW. Obwód magnetyczny wirnika wykonano w postaci uwarstwionego wzdłużnie pakietu blach prądnicowych poprzedzielanych niemagnetycznymi przekładkami. W celu usztywnienia wirnika pakiet zamocowano na wale, co jednak nie spowodowało istotnego obniżenia wartości konstrukcyjnego wskaźnika momentu w stosunku do rozpatrywanej poprzednio konstrukcji bez centralnie umieszczonego wału. Poniżej podano ważniejsze parametry konstrukcyjne modelu silnika:

stojan		wirnik	
średnica zewnętrzna	60 mm	szczelina powietrzna	0.25 mm
średnica wewnętrzna	32 mm	grubość blachy pakietu wirnika	0.5 mm
długość efektywna stojana	50 mm	wsp. wypełnienia pakietu wirnika	0.73
liczba zębów	24	względna szerokość pakietu	
prąd znamionowy uzwojenia	1.8 A	odniesiona do średnicy wirnika	0.83

Dokonano pomiarów charakterystyki kątowej momentu $T = f(\theta)$ w stanie zatrzymanym oraz wyznaczono podstawowe statyczne charakterystyki obciążenia.



Rys. 3. Charakterystyka kątowa momentu
Fig. 3. Torque vs load angle characteristic



Rys. 4. Charakterystyki obciążenia
Fig. 4. Load characteristics

Pomiary momentu obrotowego w stanie zatrzymanym (rys. 3) wykazują dość dobrą zgodność z odpowiednimi wartościami obliczonymi na podstawie wartości różnicy $L_d - L_q$. Sprawność i współczynnik mocy silnika reluktancyjnego (rys. 4) kształtują się korzystnie w porównaniu do parametrów bazowego silnika indukcyjnego, choć występuje niewielkie obniżenie mocy znamionowej.

4. WNIOSKI

Przedstawiona metoda optymalizacji charakteryzuje się prostotą algorytmu obliczeń i łatwością jego implementacji przy niewielkich wymaganiach sprzętowych i programowych, dużą niezawodnością i pewnością działania oraz dokładnością i wiarygodnością uzyskiwanych wyników. Do jej wad należy zaliczyć konieczność dyskretyzacji wszystkich zmiennych decyzyjnych oraz długi czas obliczeń przy większej liczbie zmiennych.

Dodatkową i bardzo cenną zaletą tej metody jest możliwość jakościowego i ilościowego ustalenia wpływu poszczególnych zmiennych decyzyjnych na ekstremalizowaną funkcję celu w otoczeniu punktu optymalnego. Ma to szczególne znaczenie w sytuacji, gdy problem optymalizacyjny dotyczy konstrukcji nowych prototypów, dla których nie zostały jeszcze opracowane i sprawdzone procesy technologiczne produkcji. Znajomość kształtu hiperpowierzchni optymalizowanej funkcji celu nad obszarem dopuszczalnym pozwala na precyzyjne określenie rozrzutu oczekiwanych parametrów w przypadku wystąpienia ewentualnych rozbieżności między obliczonym rozwiązaniem optymalnym a praktyczną realizacją modelu fizycznego. Rezultaty badań doświadczalnych modelu fizycznego synchronicznego silnika reluktancyjnego potwierdziły przydatność proponowanej metody jako skutecznego narzędzia do realizacji niektórych zagadnień optymalnego projektowania maszyn elektrycznych.

LITERATURA

1. Boldea I., Fu Z., X., Nasar S., A.: Performance evaluation of axially-laminated anisotropic (ALA) rotor reluctance synchronous motor, *IEEE Trans. of Ind. Appl.* Vol.30, No 4, pp. 997-984, 1994.
2. Machlarz R.: Maksymalizacja momentu obrotowego synchronicznego silnika reluktancyjnego ze względu na kształt obwodu magnetycznego wirnika. Rozprawa doktorska, Lublin 1999.
3. Machlarz R.: „Torque production maximising of axially-laminated anisotropic rotor synchronous reluctance machine”, *Proc. of International Symposium on Electromagnetic Fields in Electrical Engineering ISEF'97*, Gdańsk 1997, pp. 178-181.

Recenzent: Dr hab. inż. Grzegorz Kamiński
 Profesor Politechniki Warszawskiej

Wpłynęło do Redakcji dnia 15 lutego 2001 r.

Abstract

In the paper a simple method of optimisation of rotor geometry of a synchronous reluctance motor was presented. Two-pole axially-laminated anisotropic (ALA) rotor structure was considered and the optimisation criterion was maximum torque per ampere condition. The difference between direct and quadrature induction $L_d - L_q$ was assumed to be an objective function since the value ($L_d - L_q$), called 'torque index', is a direct function of the synchronous reluctance motor torque.

In order to maximise the torque in terms of the rotor geometry a set of four geometric parameters determining complete rotor design was defined (Fig.1). Then the optimisation variables are: iron lamination width b_{Fe} , the ratio of the iron lamination width to the sum of insulation and lamination width k_{Fe} , (rotor iron filling coefficient), the ratio of the rotor package width to the rotor diameter b (relative package width) and air gap δ . Ranges of the permissible values for each variable shown in Tab. 1 were discussed in detail in [2]. Since the proposed method requires discrete values of the optimisation variables, the ranges of the permissible values for each continuous variable were discretised. Classes of the discrete permissible values of the optimisation variables, gathered in Tab. 2, create a complete domain of the permissible solution (Eq. 10).

An algorithm of optimisation process was then described. Objective function calculations were made using the finite element analysis of the magnetic field with direct and quadrature axis excitation. Magnetising inductances were calculated on the basis of the first harmonic of the radial component of the air gap field density distribution.

As a result of all the calculations a set of the objective function values was obtained being a space-like surface in a five-dimensional space. An optimal solution of the rotor geometric structure which maximises the motor torque was found and the dependence of the motor torque on each variable separately was analysed.

For the obtained optimal rotor structure a physical model of the synchronous reluctance motor was designed and constructed. The torque versus load angle characteristic with locked rotor for two excitation levels (Fig. 3) as well as the steady state load characteristics (Fig. 4) were measured.

Measurements of the model proved that the proposed method is a suitable tool for solving some optimal design problems in electrical machines. The main advantage of the method is its simplicity, reliability and effectiveness while a need of great amount of calculations one can consider as its drawback. The additional advantageous feature is that it makes possible the evaluation of each rotor geometric parameter influence on the motor torque.