

Robert Rossa
BOBRME Komel, Katowice

OBLICZANIE CHARAKTERYSTYK ELEKTROMECHANICZNYCH SILNIKA RELUKTANCYJNEGO DOWZBUDZANEGO MAGNESAMI TRWAŁYMI

CALCULATION OF ELECTROMECHANICAL CHARACTERISTIC CURVES OF PERMANENT MAGNET ASSISTED SYNCHRONOUS RELUCTANCE MOTOR

Abstract: In the paper one of the methods for calculation of lumped synchronous parameters of PMSM, LSPMSM and PMSynRM is described. This method, called usually the loading method, was introduced by M.A. Rahman and P. Zhou at the beginning of 90's [1, 2, 3]. The method is based on a finite element analysis of magnetic field inside the machine and simultaneous solving equivalent circuit equations of synchronous motor for a range of loads. At the Research And Development Centre Of Electric Machines "Komel", the software for analysis and evaluation of LSPMSM and PMSynRM performance at synchronous operation was developed on the basis of loading method. The examples of electromechanical characteristic curves calculated for PMSynRM using loading method and developed software are presented in the paper.

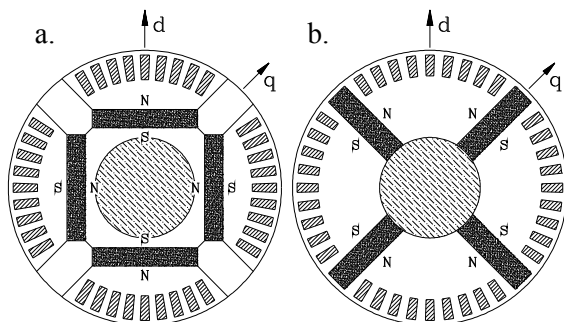
Wstęp

W niniejszym artykule przedstawiono w skrócie konstrukcję synchronicznego silnika reluktancyjnego dowzbudzanego magnesami trwałymi (skrót ang. PMSynRM od Permanent Magnet assisted Synchronous Reluctance Motor). Silnik ten jest odmianą silnika synchronicznego z magnesami trwałymi o rozruchu bezpośrednim (skrót ang. LSPMSM od Line Start Permanent Magnet Synchronous Motor). Następnie omówiono podstawowe zależności na których bazuje metoda polowo – obwodowa obciążeniowa obliczania parametrów skupionych schematu zastępczego tego typu silników (X_{md} , X_{mq} , E_0) oraz parametrów elektromagnetycznych (moc wejściowa P_1 , moment elektromagnetyczny T_{el} , $\cos\varphi$, sprawność η) z uwzględnieniem wpływu prądu obciążenia na stan magnetyczny silnika. Metodę tą opracowano i opisano w literaturze angielskojęzycznej na początku lat 90. [1, 2, 3]. Zaprezentowano przykładowe wyniki obliczeń charakterystyk elektromechanicznych silnika PMSynRM o konstrukcji opracowanej w BOBRME „Komel”.

Zalety silników LSPMSM

Ciągły wzrost kosztów energii elektrycznej powoduje, że w napędzie elektrycznym coraz częściej stosowane są nie te silniki, które charakteryzują się niską ceną zakupu, lecz te które charakteryzują się najwyższą sprawnością. Przy wieloletnim okresie użytkowania napędu koszt energii zaoszczędzonej dzięki wyższej spr-

wności silnika może znacznie przekroczyć dodatkowy koszt wynikający z zakupu droższego silnika. Dla najpowszechniej obecnie stosowanych w przemyśle silników indukcyjnych, nawet tych wysokosprawnych spełniających wymagania norm „EFF1” czy „NEMA Premium Efficiency Electric Motors”, alternatywnym bardziej energooszczędnym rozwiązaniem jest zastosowanie silników synchronicznych z magnesami trwałymi o rozruchu bezpośrednim LSPMSM. Są to silniki przeznaczone do pracy przy zasilaniu bezpośrednio z sieci przemysłowej o określonym napięciu i częstotliwości. Dzięki uzwojeniu klatkowemu w wirniku (Rys. 1), rozruch tych silników odbywa się podobnie jak rozruch silników indukcyjnych poprzez bezpośrednie przyłączenie uzwojenia twornika do sieci, bez konieczności stosowania przekształtników energoelektronicznych czy układów synchronizacyjnych. Po przyłączeniu uzwojenia twornika do sieci, w wyniku działania asynchronicznego momentu rozruchowego, wirnik silnika rusza i zwiększa prędkość obrotową w kierunku prędkości synchronicznej. W pobliżu prędkości synchronicznej, uśredniony moment asynchroniczny klatki rozruchowej szybko maleje i zanika przy poślizgu $s=0$, jednak w wyniku bezwładności rozpędzonych mas wirujących oraz pojawiającego się przy $s=0$ momentu synchronicznego, następuje proces synchronizacji prędkości kątowych wirnika i pola magnetycznego od prądu twornika.



Rys. 1. Podstawowe konfiguracje wirników silników LSPMSM:

- a) magnesowanie promieniowe;
b) magnesowanie okrężne.

Oprócz klatki rozruchowej, w wirnikach silników LSPMSM zamocowane są magnesy trwałe zapewniające stały strumień wzbudzenia. Pod koniec rozruchu silnika następuje proces zsynchronizowania prędkości kątowej pola magnetycznego wytworzonego przez magnesy trwałe z prędkością kątową synchroniczną pola magnetycznego od prądu twornika. Za rozruch silnika LSPMSM odpowiada zatem moment asynchroniczny zapewniany przez uzwojenie klatkowe w wirniku, natomiast moment roboczy silnika jest momentem synchronicznym zapewnianym przez magnesy trwałe.

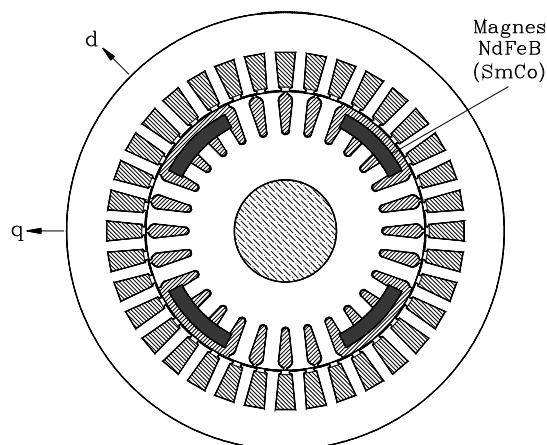
Wyższa sprawność silników LSPMSM w stosunku do sprawności silników indukcyjnych wynika głównie z dwóch powodów:

- wyeliminowania strat rezystancyjnych ΔP_{I2} w klatce wirnika dzięki pracy z prędkością obrotową synchroniczną;
- ograniczenia prądu magnesującego pobieranego z sieci, gdyż w dobrze zaprojektowanym silniku LSPMSM większość strumienia magnetycznego jest wytwarzana przez magnesy trwałe, co np. uwidacznia się w postaci wysokiego współczynnika mocy $\cos\varphi$ w całym zakresie obciążeń silnika, także przy pracy na biegu jałowym (zwykle $\cos\varphi_0 \approx 1$).

Przewaga pod względem sprawności silników LSPMSM nad silnikami indukcyjnymi uwidacznia się szczególnie w przypadku silników małej mocy, do kilkunastu kW. W przypadku takich mocy, wg źródeł literaturowych iloczyn sprawności i współczynnika mocy $\cos\varphi \cdot \eta$ może być dla silnika LSPMSM nawet o kilkadziesiąt procent większy niż taki sam iloczyn dla odpowiedniego silnika indukcyjnego [4, 5]. Jest to szczególnie widoczne przy porównaniu silników o większej liczbie biegunów ($2p \geq 6$).

Silniki PMSynRM

Jedną z odmian silników LSPMSM są synchroniczne silniki reluktancyjne dowzbudowane magnesami trwałymi PMSynRM. Przykład rozwiązania konstrukcyjnego silnika PMSynRM opracowanego w BOBRME „Komet” pokazano na Rys. 2. Silnik ten jest rozwinięciem konstrukcji produkowanych w Polsce zwykłych synchronicznych silników reluktancyjnych (skrót ang. SynRM) [6, 7].



Rys. 2. Przekrój poprzeczny silnika reluktancyjnego dowzbudowanego magnesami trwałymi

Stojan silnika PMSynRM z Rys. 2 jest konstrukcyjnie identyczny jak stojan silnika indukcyjnego. Dotyczy to zarówno wykończenia blachy jak i uzwojenia. Blacha wirnika ma wycięte kilka zębów na każdej podziałce biegunowej, a w miejscach po wyciętych zębach wstawiono magnesy trwałe NdFeB (lub SmCo). Wirnik posiada ponadto uzwojenie klatkowe odlewane z aluminium, zapewniające asynchroniczny moment rozruchowy. W wirniku silnika z Rys. 2 można wyróżnić dwie osie magnetyczne:

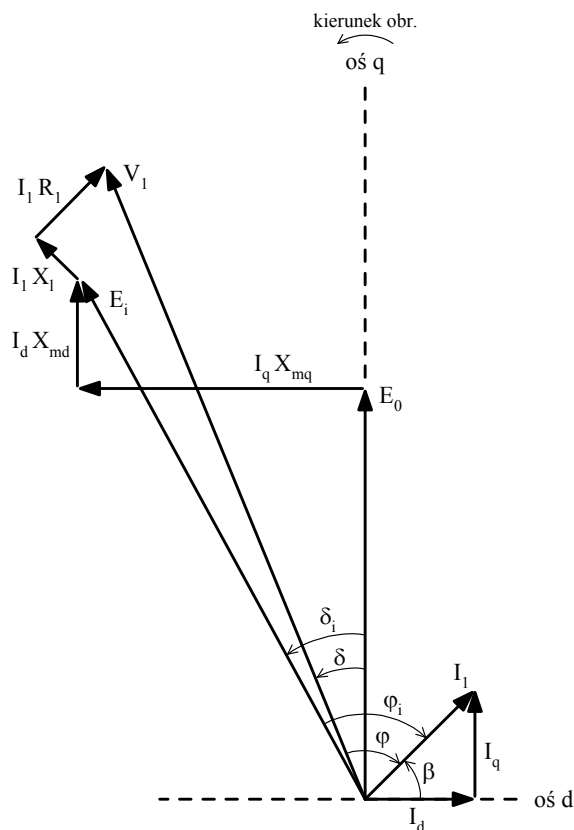
- oś „d” leżąca na kierunku wyciętych zębów i magnesów trwałych, jest to oś w której obwód magnetyczny ma dużą reluktancję $1/\Lambda_d$ (przenikalność magnetyczna względna aluminium oraz magnesów NdFeB lub SmCo jest w przybliżeniu równa jedności);
- oś „q” leżąca na kierunku pozostawionych zębów wirnika, jest to oś w której obwód magnetyczny ma małą reluktancję $1/\Lambda_q$.

Wprowadzenie wysokoenergetycznych magnesów trwałych do obwodu wirnika jak to pokazano na Rys. 2, powinno przyczynić się do znacznej poprawy charakterystyk elektromechanicznych silnika PMSynRM przy pracy synchronicznej w stosunku do zwykłego silnika

SynRM o tej samej wielkości mechanicznej oraz prędkości synchronicznej (m.in. poprawa omówionych dalej charakterystyk: $P_{ei} = f(\delta_i)$, $\cos\varphi = f(P_m)$, $\eta = f(P_m)$).

Obliczanie charakterystyk elektromechanicznych silników LSPMSM i PMSynRM metodą polowo – obwodową obciążeniową

Dość skomplikowane struktury obwodów magnetycznych wirników w silnikach LSPMSM i PMSynRM powodują, że do obliczania parametrów elektromagnetycznych tych silników powszechnie wykorzystywana jest analiza oparta na metodzie elementów skończonych (MES). Uwzględnienie np. wpływu zmiany lokalnych nasycień w obwodzie magnetycznym na parametry elektromagnetyczne silnika przy różnych stanach jego obciążenia jest często bardzo trudne do uwzględnienia przy wykorzystaniu jedynie klasycznych metod analitycznych.

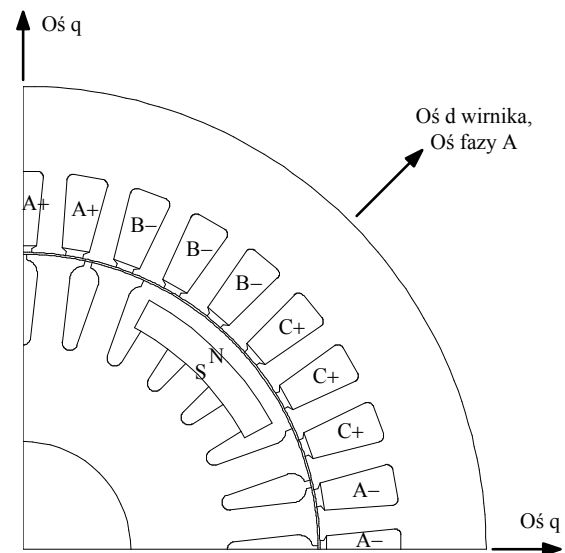


Rys.3. Wykres wskazowy silnika synchronicznego (w tym LSPMSM i PMSynRM)

W metodzie polowo – obwodowej obciążeniowej, charakterystyki elektromechaniczne silnika LSPMSM dla pracy synchronicznej obliczane są w oparciu o klasyczne równania silnika syn-

chronicznego, wynikające z jego schematu zastępczego oraz wykresu wskazowego dla układu współrzędnych d-q (Rys. 3). Parametry skupione wykresu wskazowego mające zasadniczy wpływ na pracę silnika synchronicznego: reakcja magnesująca w osi podłużnej X_{md} i poprzecznej X_{mq} oraz napięcie E_0 indukowane w uzwojeniu twornika przez wirujące magnesy trwałe, obliczane są dla poszczególnych punktów pracy silnika z wykorzystaniem stałoprądowej, dwuwymiarowej analizy MES rozkładu pola magnetycznego na przekroju poprzecznym maszyny. Przy obliczaniu w/w parametrów skupionych uwzględniana jest ich zależność od aktualnego obciążenia silnika. Tzn. dla każdego analizowanego punktu pracy silnika uwzględniany jest w obliczeniach indywidualny dla tegoż punktu rozkład pola magnetycznego.

Główna idea metody polowo – obwodowej obciążeniowej bazuje na możliwości obliczenia, z wykorzystaniem modelu silnika w dziedzinie MES, modułu wskazu napięcia szczelinowego E_i oraz kąta fazowego $\delta_i + \pi/2$ tegoż wskazu, odpowiadających aktualnemu przy danym obciążeniu rozkładowi pola magnetycznego w silniku, zakładając że znany jest moduł I_1 oraz kąt fazowy β wskazu prądu stojana (patrz Rys. 3).



Rys.4. Model silnika PMSynRM w dziedzinie MES. Ze względu na symetrię obwodu magnetycznego model obejmuje 1/4 przekroju poprzecznego

Model MES silnika jest tak przygotowywany, że oś fazy A uzwojenia stojana (obrana jako faza odniesienia) pokrywa się z osią d wirnika (Rys. 4). Dzięki temu w modelu MES silnika bardzo upraszcza się pozycjonowanie przepły-

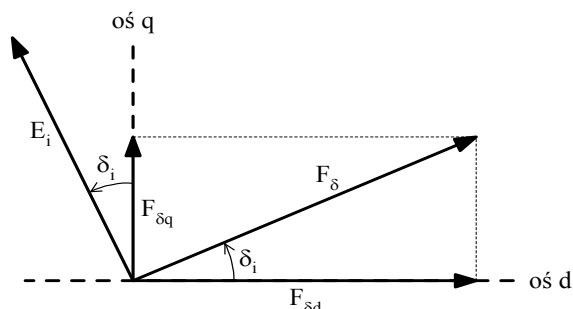
wu stojana F_s względem przepływu wzbudzenia F_f (względem osi d), gdyż sprowadza się ono, przy znanych I_1 oraz β , do zadania jako wymuszeń w modelu MES wartości prądów fazowych stojana obliczonych ze wzorów (1):

$$\begin{cases} I_A = \sqrt{2} \cdot I_1 \cdot \cos(\beta) \\ I_B = \sqrt{2} \cdot I_1 \cdot \cos(\beta - 120^\circ) \\ I_C = \sqrt{2} \cdot I_1 \cdot \cos(\beta + 120^\circ) \end{cases} \quad (1)$$

Ze względu na symetrię obwodu magnetycznego model MES obejmuje tylko jedną podziałkę biegunową silnika.

Po obliczeniu w MES rozkładu pola magnetycznego na przekroju poprzecznym silnika dla zadanego modułu prądu I_1 i kąta β , obliczany jest następnie rozkład przestrzenny wzdłuż szczeliny powietrznej wektorowego potencjału magnetycznego $A_Z(x)$, gdzie x oznacza pozycję wzdłuż obwodu szczeliny powietrznej. Rozkład ten odpowiada wypadkowemu dla danego punktu pracy silnika przepływowi w szczelinie powietrznej F_δ , wynikającemu ze współdziałania przepływu wzbudzenia F_f oraz przepływu stojana F_s . Obliczony rozkład potencjału magnetycznego $A_Z(x)$ poddawany jest analizie harmonicznej w celu wydzielenia jego podstawowej harmonicznej A_{Z1} .

$$\begin{aligned} A_{Z1}(x) &= a_1 \cdot \cos\left(\frac{x}{T_x} \cdot 2\pi\right) + b_1 \cdot \sin\left(\frac{x}{T_x} \cdot 2\pi\right) = \\ &= A_1 \cdot \cos\left(\frac{x}{T_x} \cdot 2\pi - \arctg\left(\frac{b_1}{a_1}\right)\right) \end{aligned} \quad (2)$$



Rys.5. Wykres wektorowy składowych $F_{\delta d}$ i $F_{\delta q}$ przepływu wypadkowego F_δ w szczelinie silnika PMSM

Obliczane w wyniku analizy harmonicznej rozkładu potencjału $A_Z(x)$ współczynniki a_1 i b_1 są proporcjonalne odpowiednio do składowych $F_{\delta d}$ i $F_{\delta q}$ przepływu wypadkowego F_δ , pokazanych na Rys. 5. i reprezentują odpowiednio połowę

strumienia magnetycznego w osi d silnika oraz połowę strumienia w osi q.

Znając współczynniki a_1 i b_1 obliczany jest wypadkowy strumień magnetyczny Φ w szczelinie silnika powietrznej, odpowiadający zadanemu modułowi prądu I_1 oraz zadanemu kątowi fazowemu wskazu prądu β :

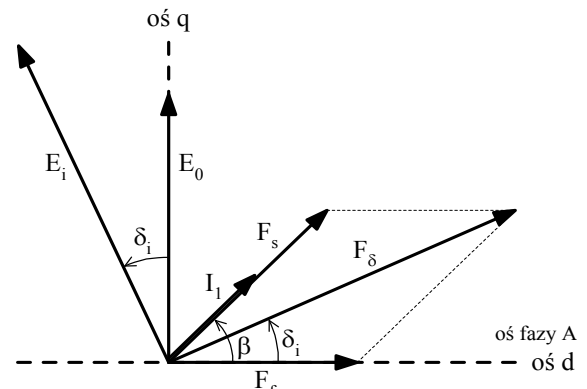
$$\Phi = 2 \cdot L_{Fe} \cdot \sqrt{a_1^2 + b_1^2} \quad (3)$$

gdzie L_{Fe} to długość czynna pakietu żelaza. Następnie obliczane jest napięcie szczelinowe E_i oraz kąt fazowy δ_i wektora przepływu wypadkowego F_δ w szczelinie powietrznej:

$$E_i = 4.44 \cdot f_1 \cdot \Phi \cdot z_1 \cdot k_{u1} \cdot k_s \quad (4)$$

$$\delta_i = \arctg(b_1/a_1) \quad (5)$$

We wzorze (4) f_1 oznacza częstotliwość prądu stojana, z_1 liczbę zwojów szeregowych w fazie uzwojenia, k_{u1} i k_s odpowiednio współczynnik uzwojenia oraz współczynnik skosu.



Rys.6. Wykres wskazowy przepływów z zaznaczeniem kątów β i δ_i

Znając moduł napięcia szczelinowego E_i oraz kąt fazowy δ_i oblicza się na podstawie zależności (6) reaktancję magnesującą w osi poprzecznej X_{mq} dla danego punktu pracy silnika (I_1 , β):

$$X_{mq} = \frac{E_i \cdot \sin \delta_i}{I_1 \cdot \sin \beta} \quad (6)$$

Na podstawie wykresu wektorowego można także wyprowadzić zależność (7) na reaktancję magnesującą w osi podłużnej X_{md} :

$$X_{md} = \frac{E_i \cdot \cos \delta_i - E_0}{I_1 \cdot \cos \beta} \quad (7)$$

W zależności (7) występują dwie niewiadome, X_{md} oraz E_0 . W celu obliczenia reaktancji X_{md} i napięcia E_0 zakłada się liniowość równań ma-

szyny wokół obliczanego punktu pracy. Przy takim założeniu można nieznacznie ($2 \div 5\%$) zwiększyć prąd obciążenia I_1 o przyrost ΔI_1 w modelu MES silnika, przyjmując że zmiana ta nie wpłynie na zmianę stanu nasycenia obwodu magnetycznego. Wówczas można napisać kolejne równanie (9) obowiązujące dla zwiększonego prądu I_1' :

$$E_i' \cdot \cos \delta_i' = E_0 + I_1' \cdot \cos \beta \cdot X_{md} \quad (9)$$

Po dodatkowym obliczeniu w MES rozkładu pola w silniku dla I_1' oraz po obliczeniu E_i' i δ_i' można już, na podstawie równań (10) i (11), obliczyć zarówno X_{md} jak i E_0 , odpowiadające danemu punktowi pracy silnika:

$$X_{md} = \frac{E_i \cdot \cos \delta_i - E_i' \cdot \cos \delta_i'}{I_1 \cdot \cos \beta - I_1' \cdot \cos \beta} \quad (10)$$

$$E_0 = E_i \cdot \cos \delta_i - I_1 \cdot \cos \beta \cdot X_{md} \quad (11)$$

W przedstawionej metodzie kąt fazowy β wskaźnika prądu fazowego jest wielkością zadaną. Jeśli analizowany silnik jest zasilany ze źródła prądowego to znany jest również moduł prądu fazowego I_1 . Natomiast w przypadku zasilania silnika ze źródła napięciowego moduł prądu fazowego I_1 musi być obliczony iteracyjnie, w celu takiego dopasowania jego wartości, aby spełnione było równanie napięciowe silnika. Obliczenia iteracyjne można wykonać metodą Newtona – Raphsona lub metodą siecznych.

Po iteracyjnym obliczeniu prądu obciążenia I_1 oraz odpowiadających temu prądowi parametrów E_i , δ_i , obliczane są następnie:

- kąt mocy δ w oparciu o zależność:

$$V_1 \cdot \sin \delta = E_i \cdot \sin \delta_i + I_1 \cdot \sin \beta \cdot X_1 - I_1 \cdot \cos \beta \cdot R_1 \quad (12)$$

- współczynnik mocy $\cos \varphi$ na podstawie zależności (13) wyprowadzonej w [8]:

$$\cos \varphi = \sin \beta \cdot \cos \delta - \cos \beta \cdot \sin \delta \quad (13)$$

- moc elektryczna P_{ei} w szczeliny powietrznej silnika:

$$P_{ei} = 3 \cdot E_i \cdot (I_1 \cdot \sin \beta \cdot \cos \delta_i - I_1 \cdot \cos \beta \cdot \sin \delta_i) \quad (14)$$

- moc elektryczna wejściowa P_1 :

$$P_1 = 3 \cdot V_1 \cdot (I_1 \cdot \sin \beta \cdot \cos \delta - I_1 \cdot \cos \beta \cdot \sin \delta) \quad (15)$$

- moc mechaniczna na wale P_m :

$$P_m = P_{ei} - \Delta P_m \quad (16)$$

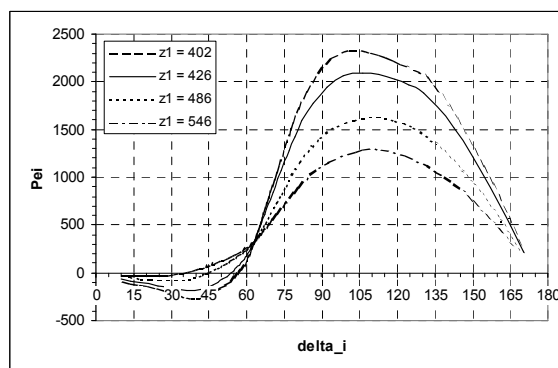
- sprawność η :

$$\eta = P_m / P_1 \quad (17)$$

W przedstawionym algorytmie obliczeń charakterystyk elektromechanicznych można uwzględnić także wpływ strat w żelazie ΔP_{Fe} . Straty ΔP_{Fe} są obliczone osobno metodami klasycznymi lub z wykorzystaniem MES i następnie są uwzględnione w schemacie zastępczym silnika jako dodatkowa rezystancja [9].

Charakterystyki elektromechaniczne silnika PMSynRM

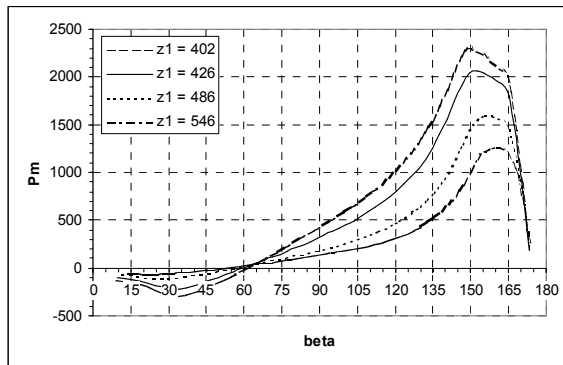
Na następnych rysunkach zaprezentowano obliczone charakterystyki elektromechaniczne silnika PMSynRM z Rys. 2. Podstawowe dane konstrukcyjne silnika są następujące: wielkość mechaniczna kadłuba 80 mm, $2p = 4$, napięcie fazowe zasilania $V_1 = 230$ V, częstotliwość $f = 50$ Hz, długość pakietu blach $L_{Fe} = 80$ mm, średnica wewnętrzna stojana $D = 86$ mm, wysokość szczeliny powietrznej $h_\delta = 0.25$ mm, wysokość magnesów $h_{PM} = 3.5$ mm. Parametrami konstrukcyjnymi zmienianymi w czasie obliczeń były liczba zwojów szeregowych na fazę z_1 oraz kąt łuku magnesów trwałych α . W pierwszych wariantach silnika kąt ten wynosił $\alpha = 36.2^\circ$ el. przy liczbie wyciętych zębów wirnika 3 na każdej podziałce biegunowej (jak pokazano na Rys. 2, wykorzystane blachy wirnika silnika indukcyjnego posiadały pierwotnie 28 zębów). Następnie kąt łuku magnesu został zwiększony do $\alpha = 49.1^\circ$ el., przy liczbie wyciętych zębów wirnika 4 na każdej podziałce biegunowej.



Rys 7. Wpływ liczby zwojów z_1 na charakterystykę $P_{ei} = f(\delta_i)$ przy $V_1 = 230$ V

Na Rys. 7 pokazano obliczone dla silnika PMSynRM z Rys. 2 charakterystyki mocy elektro-

magnetycznej szczelinowej P_{ei} w funkcji wewnętrznego kąta mocy δ_i przy różnych liczbach zwojów z_1 . Kształt obliczonych charakterystyk $P_{ei} = f(\delta_i)$ jest charakterystyczny dla większości silników LSPMSM. Fakt, iż dla tego typu silników reluktancja na drodze strumienia magnetycznego w osi d wirnika jest praktycznie zawsze znacznie większa niż reluktancja w osi q powoduje, że maksymalny moment elektromagnetyczny T_{ei} silniki tego typu uzyskują przy kącie $\delta_i > 90^\circ \text{el.}$ W pewnym zakresie kątów δ_i obliczona moc szczelinowa P_{ei} (czyli także moment elektromagnetyczny T_{ei}) jest ujemna. Na biegu jałowym silnik PMSynRM pracuje więc przy wewnętrznym kącie mocy $\delta_{i0} > 0^\circ \text{el.}$ Dla silnika z Rys. 2, przy $z_1 = 426$, kąt ten wynosi ok. 55°el. (Rys. 7). Związane jest to z tym, iż z jednej strony magnesy trwale próbują ustawić wirnik w pozycji wynikającej z oddziaływania strumienia wzbudzenia magnesów ze strumieniem od prądu twornika, a z drugiej strony na wirnik oddziałuje moment reluktancyjny próbujący ustawić oś q wirnika na kierunku działania strumienia twornika [10].

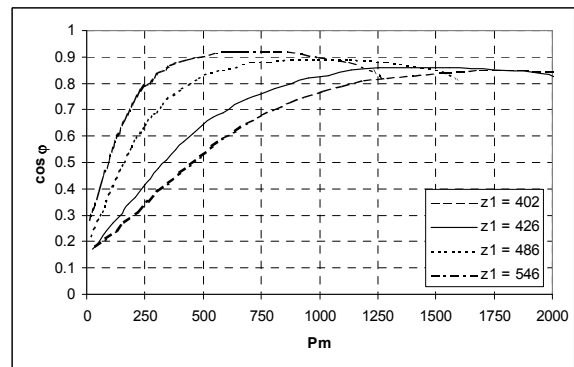


Rys. 8. Wpływ liczby zwojów z_1 na charakterystykę $P_m = f(\beta)$ przy $V_1 = 230 \text{ V}$, $\alpha = 36.2^\circ \text{el.}$

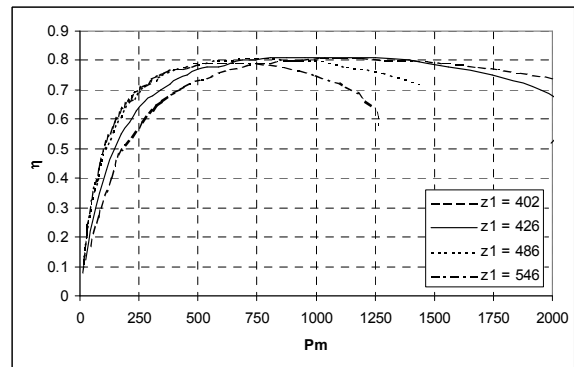
Praca silnika PMSynRM przy małych obciążeniach odbywa się przy dodatniej, domagnesowującej podłużnej reakcji twornika (kąt $\beta < 90^\circ \text{el.}$), natomiast przy obciążeniach średnich oraz dużych przy ujemnej, rozmagnesowującej podłużnej reakcji twornika (kąt $\beta > 90^\circ \text{el.}$). Jak widać na Rys. 8, silnik w wariantcie o liczbie zwojów $z_1 = 426$, pracuje z ujemną podłużną reakcją twornika już przy obciążeniach mocą na wale $P_m > 300 \text{ W}$, podczas gdy założona moc znamionowa na wale wynosi $P_N = 750 \text{ W}$, a obliczona moc maksymalna na wale silnika wynosi dla tego wariantu $P_{m, \max} = 2063 \text{ W}$.

Silniki LSPMSM są przeważnie tak projektowane, aby ich praca przy obciążeniu mocą zna-

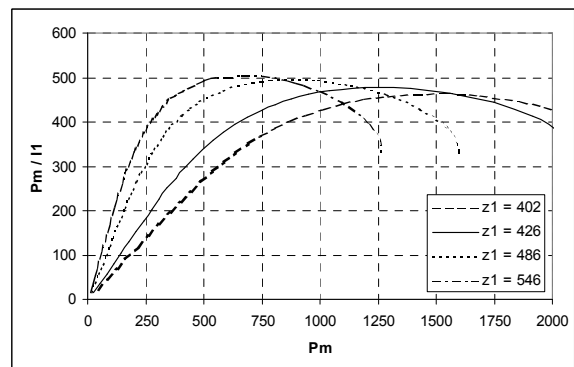
mionową P_N odbywała się przy maksimum ilorazu mocy mechanicznej na wale do prądu zasilania P_m/I_1 (co jest równoznaczne z maksimum ilorazu momentu synchronicznego na wale do prądu zasilania T_S/I_1). Takiemu punktowi pracy silnika odpowiada również maksimum iloczynu współczynnika mocy i sprawności $\cos \varphi * \eta$ (patrz Rys. 9 ÷ 12)



Rys. 9. Wpływ liczby zwojów z_1 na charakterystykę $\cos \varphi = f(P_m)$ dla $V_1 = 230 \text{ V}$, $\alpha = 36.2^\circ \text{el.}$



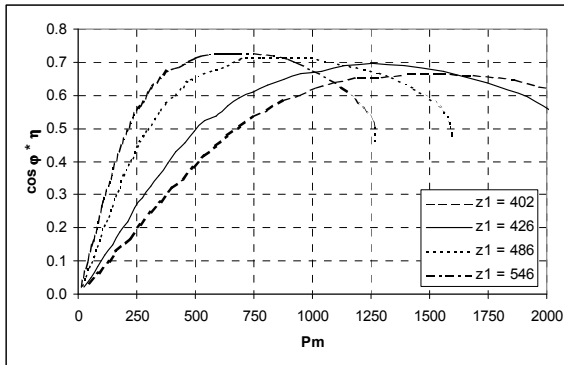
Rys. 10. Wpływ liczby zwojów z_1 na charakterystykę $\eta = f(P_m)$ przy $V_1 = 230 \text{ V}$, $\alpha = 36.2^\circ \text{el.}$



Rys. 11. Iloraz $P_m/I_1 = f(P_m)$ dla różnych z_1

Dla większości konstrukcji LSPMSM, optymalny iloraz P_m/I_1 jest uzyskiwany przy niewielkiej, odmagnesowującej podłużnej reakcji twornika, tzn. przy niewielkiej ujemnej składowej podłużnej I_d prądu twornika I_1 w porównaniu ze składową poprzeczną I_q . W zaproponowanym

rozwiązaniu silnika PMSynRM z Rys. 2, optymalny iloraz P_m/I_1 jest także uzyskiwany przy odmagnesowującej podłużnej reakcji twornika, lecz przy wartościach modułu prądu I_d zbliżonych lub nieco większych od wartości modułu prądu I_q .



Rys. 12. Iloczyn $\cos \varphi * \eta = f(P_m)$ dla różnych z_1

Dla analizowanego silnika PMSynRM $2p = 4$ z Rys. 2, maksimum iloczynu $\cos \varphi * \eta$ jest uzyskiwane przy praktycznie tym samym kącie $\delta_i = 75^\circ \text{el.}$, niezależnie od liczby zwojów z_1 . Temu samemu kątowi δ_i odpowiadają jednak przy zmianie z_1 różne wartości momentu elektromagnetycznego T_{el} i mocy elektrycznej P_{ei} w szczelinie powietrznej silnika (Rys. 7), czyli tym samym różne wartości momentu synchronicznego T_S i mocy na wale P_m (Tabela 1).

Tabela 1. Zestawienie mocy P_m , momentów T_S oraz prądów I_d , I_q przy maksymalnej wartości iloczynu $\cos \varphi * \eta$, w zależności od liczby zwojów szeregowych z_1 , dla silnika PMSynRM

z_1 ---	P_m W	T_S Nm	I_d A	I_q A	$\cos \varphi * \eta$ ---
402	1535	9.77	2.30	2.34	0.664
426	1255	7.99	1.83	1.84	0.696
486	875	5.57	1.28	1.16	0.714
546	700	4.46	1.08	0.82	504

Tabela 2. Wybrane obliczone parametry silnika PMSynRM z Rys. 2, $2p = 4$, przy mocy na wale $P_m = 750 \text{ W}$, w zależności od z_1

z_1 ---	P_m/I_1 ---	$\Sigma \Delta P$ W	I_1 A	$\cos \varphi$ ---	η ---
402	368	203.3	2.04	0.68	0.79
426	426	181.6	1.76	0.76	0.80
486	493	179.2	1.52	0.88	0.81
546	503	202.1	1.49	0.92	0.79

Przewidywana moc znamionowa silnika PMSynRM $2p=4$, dla którego przeprowadzono powyższe obliczenia, wynosi $P_N = 750 \text{ W}$. Jest to moc identyczna jak dla silnika indukcyjnego $2p = 4$ o takich samych wymiarach gabarytowych. W Tabeli 2 zestawiono wartości ilorazu P_m/I_1 , sumy strat poszczególnych $\Sigma \Delta P$, prądu zasilania I_1 , współczynnika mocy $\cos \varphi$ oraz sprawności η , odpowiadające obciążeniu silnika PMSynRM $2p = 4$ mocą $P_m = 750 \text{ W}$, obliczone ponownie dla czterech wariantów liczby zwojów z_1 . Natomiast w Tabeli 3 zestawiono obliczone wartości maksymalnego momentu synchronicznego T_{S_max} i współczynnika krotności momentu maksymalnego T_{S_max}/T_N , przy założeniu $T_N = 4.78 \text{ Nm}$. Silnik PMSynRM w wersji o liczbie zwojów $z_1 = 546$ pracuje przy najmniejszym strumieniu głównym Φ w obwodzie magnetycznym, w stosunku do pozostałych wersji o mniejszej liczbie zwojów z_1 . Zmniejszenie strumienia głównego skutkuje mniejszym prądem biegu jałowego I_0 i wyższym $\cos \varphi_0$, ale także mniejszymi współczynnikami przeciążalności momentem T_{S_max}/T_N .

Tabela 3. Porównanie krotności momentu maksymalnego do znamionowego T_{S_max}/T_N przy $T_N = 4.78 \text{ Nm}$, w zależności od liczby zwojów z_1 , dla silnika PMSynRM z Rys. 2

z_1 ---	P_{m_max} W	T_{S_max} Nm	T_{S_max}/T_N ---
402	2304	14.67	3.07
426	2063	13.13	2.75
486	1593	10.14	2.12
546	1264	8.05	1.69

Obliczony maksymalny moment synchroniczny na wale wariantu silnika PMSynRM o liczbie zwojów $z_1 = 546$ wynosi $T_{S_max} = 8.05 \text{ Nm}$ (Tabela 3). Krotność momentu maksymalnego wynosi w tym wypadku $T_{S_max}/T_N = 1.69$ i przekracza minimalnie, o 5.6% wartość 1.6, która jest wymagana dla silników indukcyjnych ogólnego przeznaczenia. Ze względu na niedokładność metody obliczeniowej, jak i ze względu na rozrzut produkcyjny parametrów elektromagnetycznych silnika, związany z niedoskonałością technologii produkcji jak i z rozrzutem parametrów magnetycznych magnesów trwałych i blach elektrotechnicznych, konieczne jest przyjęcie pewnego obliczeniowego marginesu bezpieczeństwa, który zagwarantuje spełnienie wymagania $T_{S_max}/T_N = 1.6$, jeśli analizowany

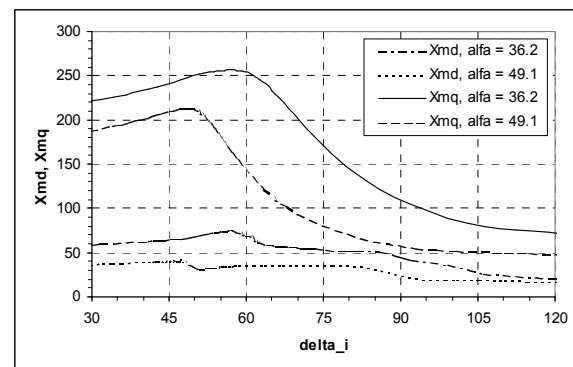
silnik PMSynRM miałby być stosowany jako zamiennik dla silnika indukcyjnego. W przypadku wariantu silnika PMSynRM o liczbie zwojów $z_1 = 546$, margines ten wynosi jedynie 5.6 %. Dlatego ten wariant wykonania nie powinien być raczej brany pod uwagę jako ewentualny zamiennik dla silnika indukcyjnego typu Sh80-4B, o takiej samej mocy znamionowej, prędkości synchronicznej oraz wymiarach gabarytowych. Wariant silnika PMSynRM $2p = 4$ o liczbie zwojów $z_1 = 486$ charakteryzuje się obliczoną krotnością momentu maksymalnego $T_{S_{max}}/T_N = 2.12$, czyli margines bezpieczeństwa wynosi w tym wypadku 32%, natomiast współczynniki P_m/I_1 oraz $\cos\varphi * \eta$ są dla tego wariantu przy $P_N = 750$ W tylko minimalnie gorsze niż dla wariantu $z_1 = 546$ (Tabela 1 i 2). Zatem spośród rozpatrzonych wariantów liczby zwojów z_1 w analizowanym silniku PMSynRM $2p = 4$, wariant $z_1 = 486$ można wytypować jako najbardziej odpowiedni do zastosowania jako zamiennik dla silnika indukcyjnego typu Sh80-4B, pod warunkiem spełnienia wymagań odnośnie parametrów rozruchowych silnika. W Tabeli 4 zestawiono dla porównania podstawowe parametry katalogowe silnika indukcyjnego Sh80-4B oraz obliczone parametry silnika PMSynRM w.m. 80 mm $2p = 4$, w wariantcie wykonania $z_1 = 486$. W stosunku do silnika indukcyjnego, silnik PMSynRM charakteryzuje się przy pracy znamionowej sprawnością η wyższą o 8 % oraz współczynnikiem mocy $\cos\varphi$ wyższym o ponad 20 %. Wartość iloczynu $\cos\varphi * \eta$ wzrosła aż o 30 %.

Tabela 4. Porównanie obliczonych parametrów silnika PMSynRM $2p = 4$ z parametrami katalogowymi silnika indukcyjnego Sh80-4B

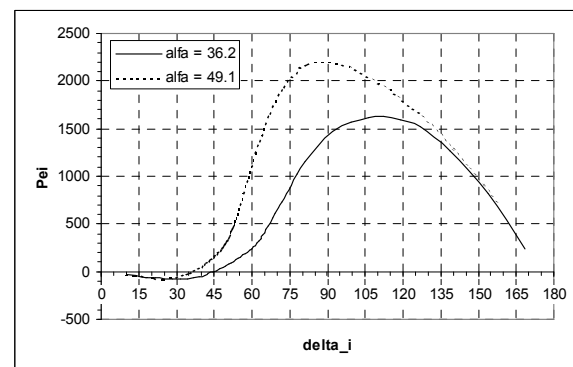
		Sh80-4B	PMSynRM 2p=4 w.m. 80 mm
P_N	W	750	750
n_N	min^{-1}	1390	1500
T_N	Nm	5.15	4.78
T_{max}	Nm	10.81	10.14
$\cos\varphi$	---	0.73	0.88
η	---	0.75	0.81
$\cos\varphi * \eta$	---	0.55	0.71

Poniżej przedstawiono wyniki obliczeń wybranych charakterystyk elektromechanicznych silnika PMSynRM $2p = 4$, w.m. 80 mm, bazującego na tych samych wykrojach blach jak

dotychczas, lecz o liczbie wyciętych zębów wirnika zwiększonej z 12 do 16 (wycięte 4 zęby wirnika na każdą podziałkę biegunową) oraz o kącie mechanicznym łuku magnesów trwałych zwiększonym o jedną podziałkę zębów wirnika, z $\alpha = 36.2^\circ$ na 49.1° . Odpowiada to zwiększeniu współczynnika pokrycia podziałki biegunowej magnesem z 40.2 na 54.6 %. Obliczenia przeprowadzono przyjmując te same parametry B_r i H_{CB} magnesów trwałych NdFeB. Obliczone charakterystyki elektromechaniczne wariantu silnika PMSynRM ze zwiększonym kątem łuku magnesów α porównano z charakterystykami obliczonymi dla wariantu o kącie $\alpha = 36.2^\circ$. Do porównania wybrano silniki o tej samej liczbie zwojów szeregowych w fazie uzwojenia twornika $z_1 = 486$.



Rys.13. Wpływ kąta łuku magnesów α na wartości reaktancji magnesujących X_{md} , X_{mq}



Rys.14. Wpływ kąta łuku magnesów α na charakterystykę $P_{ci} = f(\delta)$ dla $V_1 = 230$ V, $z_1 = 486$

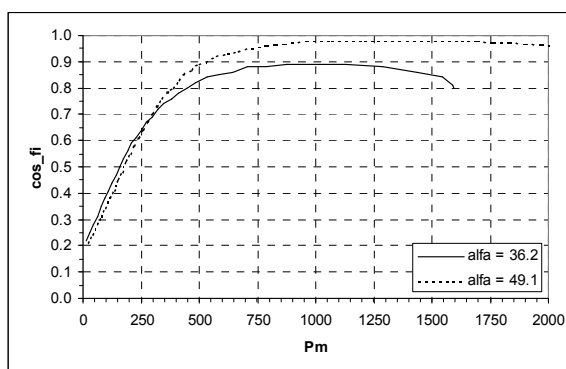
Zwiększenie kąta łuku magnesów trwałych α przy zachowaniu ich parametrów (B_r , H_{CB}), skutkuje zwiększeniem przepływu wzbudzenia od magnesów trwałych F_f (patrz Rys. 6). Przy zachowaniu tej samej liczby zwojów szeregowych z_1 , zwiększenie przepływu F_f powoduje zwiększenie napięcia E_0 indukowanego przez wirujące magnesy trwałe w uzwojeniu twornika. Drugim istotnym skutkiem zwiększenia

kąta łuku magnesów α jest zwiększenie reluktancji magnetycznych w osi podłużnej d i poprzecznej q wirnika i tym samym zmniejszenie reaktancji magnesujących X_{md} , X_{mq} (Rys. 13).

Na Rys. 14 porównano charakterystyki mocy elektrycznej szczelinowej w funkcji wewnętrznego kąta mocy $P_{ei} = f(\delta_i)$, obliczone dla obu wariantów kąta łuku magnesów α . Jak można się było spodziewać, zwiększenie kąta α spowodowało wzrost maksymalnego momentu synchronicznego T_{S_max} i wzrost maksymalnej osiągalnej mocy na wale silnika P_{m_max} . Ze względu na zmianę proporcji pomiędzy składową momentu synchronicznego pochodzącą od magnesów trwałych T_{SPM} a składową reluktancyjną T_{SRel} (większy udział składowej T_{SPM} w wytwarzanym momencie synchronicznym T_S), maksimum charakterystyki $P_{ei} = f(\delta_i)$ przesunęło się w kierunku mniejszych kątów δ_i . Obliczona maksymalna moc na wale wzrosła aż o ok. 35 %, z $P_{m_max} = 1594$ W dla $\alpha = 36.2^\circ$ na $P_{m_max} = 2152$ W dla $\alpha = 49.1^\circ$. Odpowiednio wzrosły zatem krotności momentu maksymalnego do znamionowego (Tabela 5).

Tabela 5. Porównanie krotności momentu maksymalnego do znamionowego T_{S_max}/T_N w zależności od kąta łuku magnesów α ($z_1 = 486$)

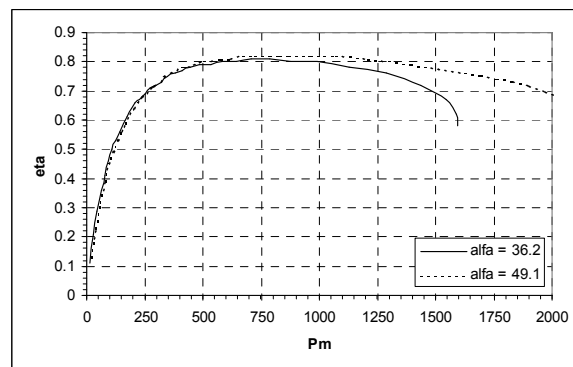
α °mech.	P_{m_max} W	T_{S_max} Nm	T_{S_max}/T_N ---
36.2	1593	10.14	2.12
49.1	2152	13.70	2.87



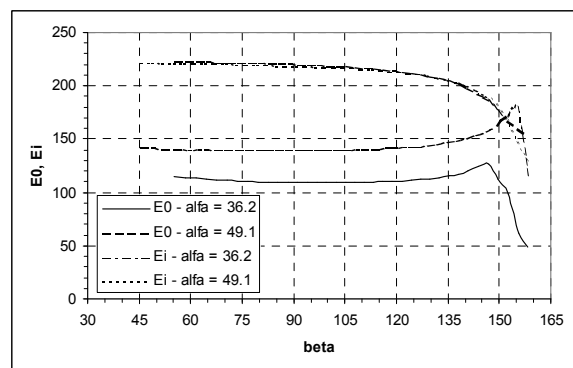
Rys.15. Wpływ kąta łuku magnesów α na charakterystykę $\cos\varphi = f(P_m)$

Na Rys. 15 i Rys. 16 porównano obliczone dla dwóch kątów łuku magnesów α charakterystyki współczynnika mocy $\cos\varphi$ oraz sprawności η w funkcji mocy na wale P_m , przy tym samym napięciu fazowym zasilania $V_1 = 230$ V oraz przy tej samej liczbie zwojów szeregowych z_1 .

Zwiększenie kąta łuku magnesów α spowodowało poprawę tych charakterystyk, zwłaszcza jednak charakterystyki $\cos\varphi = f(P_m)$. Poprawa współczynnika mocy $\cos\varphi$ przy zwiększaniu kąta łuku magnesów α jest związana ze zwiększaniem się przepływu wzbudzenia od magnesów trwałych F_f (Rys. 6). Ponieważ napięcie fazowe zasilania V_1 oraz liczba zwojów szeregowych z_1 uzwojenia twornika pozostały bez zmian, zatem przy tym samym kącie fazowym β położenia wektora przepływu F_s pochodzącego od prądu twornika, moduł wektora przepływu wypadkowego w szczelinie powietrznej F_δ , jak i moduł wskazu napięcia szczelinowego E_i , powinny w przybliżeniu pozostać także niezmienione (patrz Rys. 6 oraz Rys. 17).



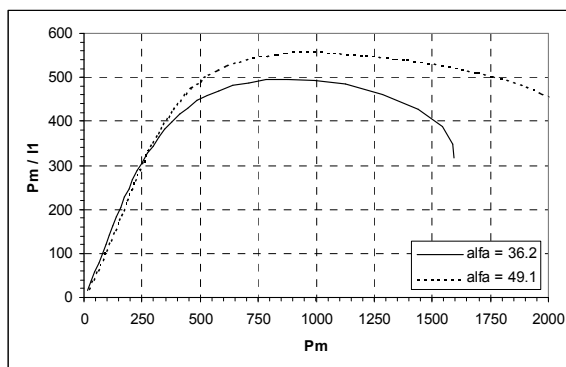
Rys.16. Wpływ kąta łuku magnesów α na charakterystykę $\eta = f(P_m)$



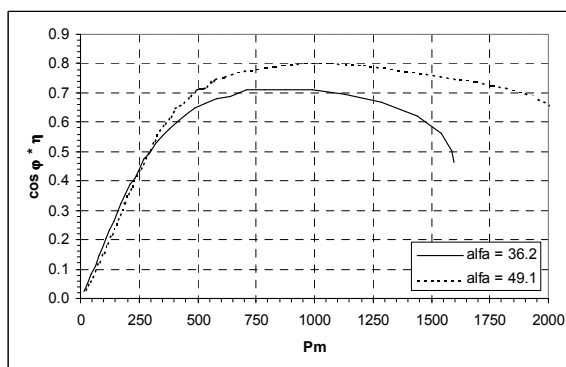
Rys.17. Wpływ kąta łuku magnesów α na charakterystyki: $E_0 = f(\beta)$, $E_i = f(\beta)$

Tym samym zwiększenie się udziału przepływu wzbudzenia od magnesów trwałych F_f w sumie wektorowej dającej wypadkowy przepływ F_δ w szczelinie powietrznej powoduje zmniejszenie się udziału przepływu F_s pochodzącego od prądu twornika. W konsekwencji, przede wszystkim maleją wewnętrzne kąty mocy δ_i przy których pracuje silnik w całym zakresie obciążeń (gdyż zmniejsza się kąt fazowy przesunięcia wektora przepływu wypadkowego F_δ

względem osi magnetycznej d wirnika), ale także zmniejsza się kąt φ przesunięcia pomiędzy wskazem prądu twornika I_1 a wskazem napięcia fazowego V_1 , czyli zwiększa się współczynnik mocy $\cos\varphi$. Podwyższenie współczynnika $\cos\varphi$ obserwowane jest jednak dopiero od pewnego poziomu obciążenia mocą na wale, $P_m > 300$ W. Przy biegu jałowym oraz dla małych obciążeń, zarówno współczynnik $\cos\varphi$ jak i sprawność η pozostały na praktycznie tym samym poziomie co przed zwiększeniem kąta łuku magnesu α . Nie nastąpiło też obniżenie prądu biegu jałowego I_0 . Można to wyjaśnić zmniejszeniem się reaktancji magnesujących X_{md} i X_{mq} silnika po zwiększeniu kąta łuku magnesu α co powoduje, że prąd magnesujący silnika nie uległ praktycznej zmianie. Maksymalna wartość współczynnika mocy $\cos\varphi = 0.98$ jest w wariancie silnika $\alpha = 49.1^\circ$ uzyskiwana przy mocy na wale $P_m = 1250$ W (Rys. 15), natomiast maksymalna sprawność $\eta = 0.82$ jest dla tego wariantu uzyskiwana przy mocy $P_m = 770$ W (Rys. 16).



Rys.18. Wpływ kąta łuku magnesów α na charakterystykę $P_m/I_1 = f(P_m)$



Rys.19. Wpływ kąta łuku magnesów α na charakterystykę $\cos\varphi*\eta = f(P_m)$

Wynikająca ze zwiększenia kąta łuku magnesów α , przy zachowanej liczbie zwojów z_1 , poprawa charakterystyk współczynnika mocy $\cos\varphi$ i współczynnika sprawności η , wiąże się

oczywiście z poprawą charakterystyk ilorazu P_m/I_1 oraz iloczynu $\cos\varphi*\eta$, pokazanych na Rys. 18 i 19. Zwiększenie kąta łuku magnesu z $\alpha = 36.2^\circ$ na $\alpha = 49.1^\circ$ spowodowało wzrost iloczynu $\cos\varphi*\eta$ o 12.6%. Optymalne wartości ilorazu P_m/I_1 i iloczynu $\cos\varphi*\eta$ są po zwiększeniu kąta α uzyskiwane przy mocy na wale $P_m = 960$ W, czyli przy mocy P_m większej o 9.7% (Tabela 6).

Tabela 6. Porównanie mocy na wale P_m przy optymalnych wartościach ilorazu P_m/I_1 i iloczynu $\cos\varphi*\eta$, w zależności od kąta łuku magnesów α i przy tej samej liczbie zwojów $z_1 = 486$

α °mech.	P_m W	$\cos\varphi*\eta$ ---	P_m/I_1 ---
36.2	875	0.714	496
49.1	960	0.804	557

Wnioski

W artykule przedstawiono w skrócie opracowaną w BOBRME „Komel” koncepcję synchronicznego silnika reluktancyjnego dowzbudzanego magnesami trwałymi PMSynRM. Silnik ten może być zakwalifikowany do grupy tzw. silników synchronicznych z magnesami trwałymi o rozruchu bezpośrednim LSPMSM. Następnie przedstawiono metodę polowo-obwodową obciążeniową obliczania charakterystyk elektromechanicznych tego typu silników przy pracy synchronicznej. Podstawowe zalety omówionej metody obliczeniowej to:

- parametry skupione schematu zastępczego silnika PMSM: X_{md} , X_{mq} i E_0 , obliczane są z uwzględnieniem wpływu zmian stanu nasycenia magnetycznego przy zmianach obciążenia (punktu pracy) silnika;
- metoda uwzględnia wpływ strumienia w osi podłużnej d silnika na stan nasycenia magnetycznego na drodze strumienia w osi poprzecznej q i odwrotnie, wpływ strumienia w osi q na stan nasycenia w osi d;
- nakład obliczeniowy wymagany do zaprojektowania silnika o wymaganych charakterystykach przy pracy synchronicznej, jest stosunkowo niewielki w porównaniu do innych metod obliczeniowych opartych na MES; niski nakład obliczeniowy umożliwia wykorzystanie tej metody w obliczeniach optymalizacyjnych.

W artykule zaprezentowano wybrane charakterystyki elektromechaniczne silnika PMSynRM

o konstrukcji jak na Rys. 2, obliczone z wykorzystaniem oprogramowania bazującego na omówionej metodzie polowo – obwodowej obciążeniowej.

Literatura

- [1]. Rahman M.A., Zhou P., *Determination of Saturated Parameters of PM Motors Using Loading Magnetic Fields*, IEEE Trans. on Magnetics, Vol. MAG-27, No. 5, Sep. 1991, pp. 3947-3950.
- [2]. Rahman M.A., Zhou P., *Field-Based Analysis for Permanent Magnet Motors*, IEEE Trans. on Magnetics, Vol. MAG-30, No. 5, Sep. 1994, pp. 3664-3667.
- [3]. Zhou P., Rahman M.A., Jabbar M.A., *Field Circuit Analysis of Permanent Magnet Synchronous Motors*, IEEE Trans. on Magnetics, Vol. MAG-30, No. 4, July 1994, pp. 1350-1359.
- [4]. Levran A., Levi E., *Design of Polyphase Motors with PM Excitation*, IEEE Trans. on Magnetics, Vol. MAG-20, No. 3, May 1984, pp. 507-515.
- [5]. Demerdash N., Miller R., Niehl T., Overton B., Ford C., *Comparison between features and performance characteristics of fifteen HP samarium cobalt ferrite based brushless dc motors operated by the same power conditioner*, IEEE Trans. On Power Appar. and Syst., Vol. PAS-103, 1983, pp. 104-112.
- [6]. Glinka T., Jakubiec M., Wieczorek A., *Silnik asynchroniczny synchronizowany momentem reluktancyjnym*, Wiadomości Elektrotech., Nr 2/2001.

[7]. Glinka T., Jakubiec M., Wieczorek A., *Wpływ rozwiązań konstrukcyjnych obwodu elektromagnetycznego na parametry silnika asynchronicznego synchronizowanego momentem reluktancyjnym*, Wiadomości Elektrotechniczne, Nr 6/2001.

[8]. Gieras J.F., Wing M., *Permanent Magnet Motor Technology – Design and Applications*, 2nd edition, Marcel Dekker Inc., New York, 2002.

[9]. Honsinger V.B., *Performance of Polyphase Permanent Magnet Machines*, IEEE Trans. on Power Appar. and Syst., Vol. PAS-99, No. 4, 1980.

[10]. Zhou P., Rahman M.A., Jabbar M.A., *Analysis of Brushless Permanent Magnet Synchronous Motors*, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 43, No. 2, April 1996, pp. 256-267.

Niniejszy artykuł powstał w ramach pracy naukowej finansowanej ze środków budżetowych na naukę w latach 2005 - 2006 jako projekt badawczy nr 3 T10A 041 28.

Autor

mgr inż. R. Rossa,
info@komel.katowice.pl
 Branżowy Ośrodek Badawczo-Rozwojowy
 Maszyn Elektrycznych „KOMEL”
 40-203 Katowice,
 al. Roździeńskiego 188.