

## **ZASTOSOWANIE METODY POŁOWO – OBWODOWEJ DO OBLICZANIA PARAMETRÓW SILNIKÓW SYNCHRONICZNYCH Z MAGNESAMI TRWAŁYMI PRZY PRACY SYNCHRONICZNEJ**

### **THE USE OF FIELD – CIRCUIT METHOD FOR THE CALCULATION OF PMSM PARAMETERS AT SYNCHRONOUS OPERATION**

**Abstract:** In the paper one of the methods for calculation of lumped synchronous parameters of PMSM is described. This method, called usually the loading method, was introduced by M. A. Rahman and P. Zhou at the beginning of 90's. The method is based on a finite element analysis of magnetic field inside the machine and simultaneous solving of PMSM equivalent circuit equations for a range of loads. Actually at the Research And Development Centre Of Electric Machines "Komel", the software for analysis and evaluation of PMSM performance at synchronous operation is developed on the basis of described method. This software, as intended, should enable the investigation of PMSM performance for both, current and voltage source supply.

#### **Wstęp**

Silniki synchroniczne z magnesami trwałymi (skrót ang. PMSM od Permanent Magnet Synchronous Motor) zdobywają coraz większą popularność w napędzie przemysłowym. Głównie dzięki wyższej sprawności i wyższemu współczynnikowi mocy, w wielu zastosowaniach silniki PMSM wypierają stosowane dotychczas silniki indukcyjne. Są one też bardzo chętnie stosowane w napędzie trakcyjnym, gdzie wraz z silnikami bezszczotkowymi prądu stałego (skrót ang. BLDC) wypierają również silniki indukcyjne oraz klasyczne silniki prądu stałego z komutatorem mechanicznym.

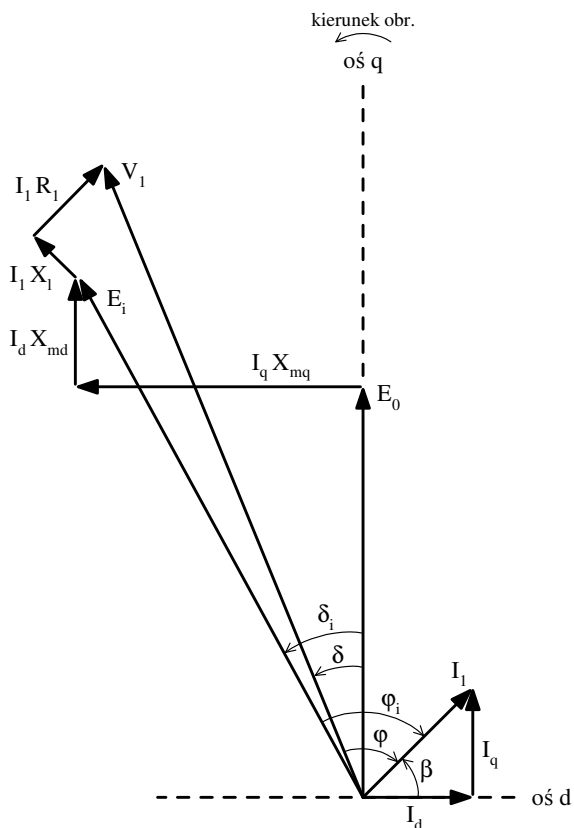
Dość skomplikowane struktury obwodów magnetycznych wielu rozwiązań silników PMSM, zwłaszcza stosowane nowe wykroje blach, (głównie wirników) powodują, że do obliczania parametrów elektromagnetycznych tych silników powszechnie wykorzystywana jest analiza oparta na metodzie elementów skończonych (MES). Uwzględnienie np. wpływu zmiany lokalnych nasyceń w obwodzie magnetycznym na parametry elektromagnetyczne silnika przy różnych stanach jego obciążenia jest często bardzo trudne do uwzględnienia przy wykorzystaniu jedynie klasycznych metod analitycznych. Zwykle w początkowym etapie projektowania silników PMSM przeprowadzane są obliczenia mające na celu zapewnienie wymaganych parametrów silników przy pracy synchronicznej. Dopiero po spełnieniu wymagań dla pracy synchronicznej (tzn. po zagwarantowaniu odpowiednio wysokiego maksymalnego mo

mentu synchronicznego, odpowiedniej mocy silnika przy pracy ciągłej, odpowiedniej sprawności i współczynnika mocy  $\cos \varphi$ ) przeprowadzane są obliczenia mające np. na celu przeanalizowanie i ograniczenie pulsacji momentu czy dobór odpowiedniej klatki wirnika, gwarantującej pewny rozruch w określonych warunkach w przypadku silników synchronicznych z magnesami trwałymi o rozruchu bezpośrednim LSPMSM (skrót od ang. Line Start Permanent Magnet Synchronous Motor). W niniejszym artykule przedstawiono jedną z metod polowo – obwodowych, pozwalającą na obliczanie parametrów skupionych schematu zastępczego silników PMSM ( $X_{md}$ ,  $X_{mq}$ ,  $E_0$ ) oraz parametrów elektromagnetycznych (moc wejściowa  $P_1$ , moment elektromagnetyczny  $T_{el}$ ,  $\cos \varphi$ , sprawność  $\eta$ ) z uwzględnieniem wpływu prądu obciążenia na stan magnetyczny silnika. Metodę tą opracowano i opisano w literaturze angielskojęzycznej na początku lat 90. [1], [2]. Aktualnie w Ośrodku „Komel” opracowywane jest oprogramowanie do obliczania parametrów silników PMSM w oparciu o tę właśnie metodę.

#### **OGÓLNA CHARAKTERYSTYKA OMAWIANEJ METODY OBWODOWO - POŁOWEJ**

W przedstawionej tutaj metodzie, parametry silnika PMSM dla pracy synchronicznej obliczane są w oparciu o klasyczne równania silnika synchronicznego, wynikające z jego ogólnie znanego schematu zastępczego i wykresu

wektorowego dla układu współrzędnych d-q (Rys. 1).



Rys. 1. Wykres wektorowy silnika synchronicznego (w tym także silnika PMSM)

Parametry wykresu wektorowego mające zasadniczy wpływ na pracę silnika PMSM: reaktancja magnesująca w osi podłużnej  $X_{md}$ , reaktancja magnesująca w osi 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 wykresu wektorowego, uwzględniana jest zmienność tych parametrów w funkcji zmiany obciążenia (zmiana prądu stojana  $I_1$ , zmiana kąta mocy). Tzn. dla każdego analizowanego punktu pracy silnika uwzględniany jest w obliczeniach indywidualny dla danego punktu pracy rozkład pola magnetycznego w silniku, czyli nasycień występujących w poszczególnych fragmentach obwodu magnetycznego silnika.

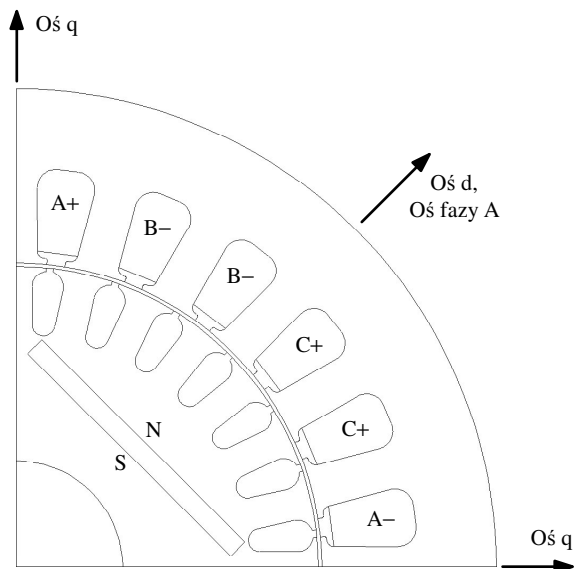
W celu uwzględnienia napięciowego charakteru źródła zasilania silnika, w algorytmie zaimplementowano iteracyjne obliczanie prądu fazowego  $I_1$ , gwarantującego spełnienie równań sil-

nika przy z góry zadanym napięciu zasilania  $V_1$  i zadanym kącie fazowym  $\beta$  wektora prądu  $I_1$  (Rys. 1). Iterację prądu  $I_1$  zrealizować można np. metodą Newtona – Raphsona lub inną ze znanych metod iteracyjnych, np. tzw. metodą siecznych (ang. nazwa Secant Method).

Dla przeprowadzenia analizy rozkładu pola magnetycznego w projektowanym (analizowanym) silniku wg omawianego tu algorytmu, wykorzystywana jest stałoprądowa analiza MES. W tym celu można wykorzystać któryś z niekomercyjnie dostępnych programów MES do obliczeń pól elektromagnetycznych. Niekomercyjnie dostępne programy do obliczeń MES są jednak wyposażone w języki skryptowe o mocno ograniczonych możliwościach. Konieczne jest więc w takim wypadku, aby zastosowany program MES umożliwiał sterowanie przebiegiem analizy rozkładu pola z poziomu programu nadrzędnego. Takim programem nadrzędnym, w którym zaimplementowany zostanie algorytm obliczeniowy i w którym będą przeprowadzane wszystkie pozostałe wymagane obliczenia matematyczne, nie związane bezpośrednio z MES (np. analiza harmoniczna), może być np. pakiet obliczeniowy Matlab. Inaczej mówiąc, program do analizy MES pola magnetycznego musi umożliwiać dwukierunkową wymianę danych pomiędzy nim samym a nadrzędnym programem sterującym obliczeniami zgodnie z wymaganiami algorytmu. Przykładem dobrze współpracującego duetu – program do obliczeń matematycznych (program nadrzędny) + program do analizy stałoprądowej MES jest duet: GNU Octave (odmiana pakietu Matlab) wraz z programem FEMM wersja 4.0. Przy opracowywaniu oprogramowania realizującego opisywany algorytm obliczeniowy założono, że geometria silnika PMSM oraz właściwości materiałowe elementów jego obwodu magnetycznego (charakterystyki B-H blach, parametry magnesów itp.) będą wprowadzane bezpośrednio w programie MES, zgodnie z jego specyficznymi wymaganiami. Pozostałe wejściowe dane elektryczne wymagane przez opisywany algorytm obliczeniowy, takie jak: rezystancja (fazowa) uzwojenia stojana  $R_1$ , reaktancja rozproszenia uzwojenia stojana  $X_1$ , liczba zwojów szeregowych w fazie  $z_1$ , napięcie zasilania silnika  $V_1$  (fazowe rms), częstotliwość napięcia zasilania  $f_1$  i inne są wprowadzane w programie nadrzędnie sterującym przebiegiem obliczeń.

## Opis algorytmu dla metody połowo – obwodowej

Główna idea opisanej tutaj metody połowo – obwodowej bazuje na możliwości obliczenia, z wykorzystaniem modelu silnika w dziedzinie MES, modułu wektora napięcia szczelinowego  $E_i$  oraz kąta fazowego  $\delta_i + \pi/2$  tegoż wektora, przy wcześniejszej znajomości modułu oraz kąta fazowego  $\beta$  wektora prądu  $I_1$  (Rys. 1).



Rys. 2. Model MES silnika PMSM. Ze względu na symetrię obwodu magnetycznego model obejmuje 1/4 przekroju poprzecznego

Po obliczeniu w MES na odpowiednio przygotowanym modelu silnika (Rys. 2, model odpowiadający jednemu biegunowi magnetycznemu – wykorzystanie symetrii magnetycznej, oś d wirnika pokrywa się z osią fazy A uzwojenia stojana) rozkładu pola magnetycznego na przekroju poprzecznym silnika dla zadanego prądu  $I_1$  i kąta  $\beta$ , obliczany jest następnie rozkład przestrzenny wzdłuż szczeliny powietrznej wektorowego potencjału magnetycznego  $A_z(x)$ , gdzie  $x$  oznacza pozycję wzdłuż obwodu szczeliny powietrznej. Obliczony rozkład potencjału magnetycznego  $A_z(x)$  poddawany jest analizie harmoniczej w celu wydzielenia jego podstawowej harmoniczej  $A_{z1}$ .

$$\begin{aligned} A_{z1}(x) &= a_1 \cdot \cos\left(\frac{x}{T_x} \cdot 2\pi\right) + b_1 \cdot \sin\left(\frac{x}{T_x} \cdot 2\pi\right) = \\ &= A_1 \cdot \cos\left(\frac{x}{T_x} \cdot 2\pi - \arctg\left(\frac{b_1}{a_1}\right)\right) \end{aligned} \quad (1)$$

Zakładając, że model MES silnika przygotowano podobnie jak na Rys. 2, otrzymane z analizy harmoniczej współczynniki  $a_1$  i  $b_1$  reprezentują odpowiednio połowę strumienia magnetycznego w osi d silnika przypadającego na biegun i na jednostkową długość pakietu (współczynnik  $a_1$ ) oraz połowę strumienia w osi q silnika (współczynnik  $b_1$ ). Znając współczynniki  $a_1$  i  $b_1$ , można obliczyć wypadkowy strumień magnetyczny  $\Phi$  (podstawowa harmoniczna) dla danego punktu pracy silnika (tzn. odpowiadający danemu modułowi prądu  $I_1$  oraz zadanemu kątowi  $\beta$ ) ze wzoru (2):

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

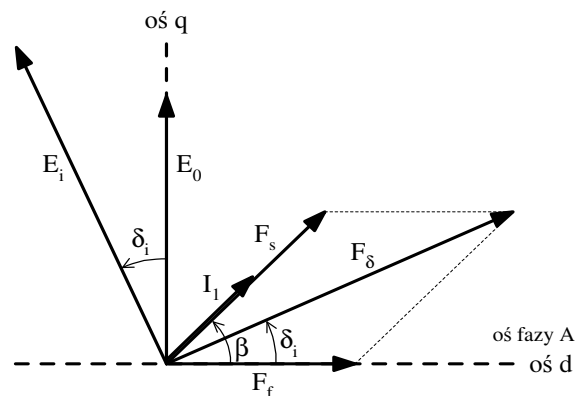
gdzie  $L_{Fe}$  to długość czynna pakietu żelaza.

Znając moduł strumienia magnetycznego  $\Phi$  dla danego punktu pracy silnika, można obliczyć odpowiadające temu punktowi napięcie szczelinowe  $E_i$  ze wzoru (3), natomiast ze wzoru (4) można obliczyć kąt fazowy  $\delta_i$  położenia wektora przepływu wypadkowego w szczelinie powietrznej silnika.

$$E_i = 4.44 \cdot f_1 \cdot \Phi \cdot z_1 \cdot k_{u1} \cdot k_s \quad (3)$$

$$\delta_i = \arctg(b_1/a_1) \quad (4)$$

We wzorze (3)  $f_1$  oznacza częstotliwość prądu w stojanie,  $z_1$  liczbę zwojów szeregowych w fazie uzwojenia,  $k_{u1}$  i  $k_s$  odpowiednio współczynnik uzwojenia oraz współczynnik skosu.



Rys. 3. Wykres wektorowy przepływów z zaznaczeniem kątów  $\beta$  i  $\delta_i$

Dla uzasadnienia słuszności wzorów (2) i (4) pomocny jest Rys. 3. Obliczany po analizie MES pola magnetycznego i poddawany następnie analizie harmoniczej rozkład potencjału mag.  $A_z(x)$  wzdłuż szczeliny powietrznej, odpowiada po prostu wypadkowemu przepływowi w szczelinie  $F_\delta$ , wynikającemu z sumy wekto-

rowej przepływu wzbudzenia od magnesów trwałych  $F_f$  oraz przepływu do prądu w uzwojeniu stojana  $F_s$ . Kąt fazowy wektora przepływu stojana  $F_s$  jest zgodny z kątem fazowym prądu stojana  $I_1$ , czyli jest to kąt  $\beta$ , będący w opisywanym algorytmie jedną z zadanych wielkości wejściowych.

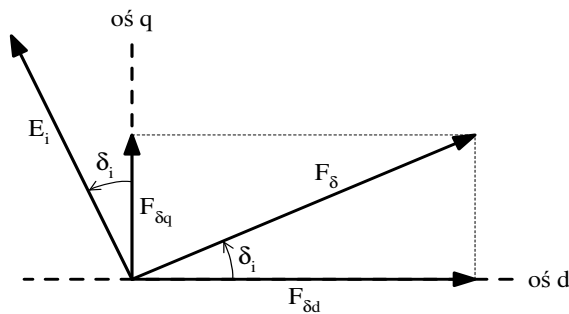
Model MES silnika jest tak przygotowywany, że oś fazy A uzwojenia stojana (obrót jako faza odniesienia) pokrywa się z osią d wirnika (Rys. 2). Zakładając również, że przebieg czasowy prądu fazy A opisany jest zależnością (5):

$$i_A(t) = \sqrt{2} \cdot I_1 \cdot \cos(\omega t + \beta) \quad (5)$$

oraz przy założeniu, że oś fazy A uzwojenia stojana odpowiada osi czasu  $t=0$  prądu  $i_A$ , to przy tak wykonanym modelu MES silnika (zgodność osi d i osi fazy A) kąt fazowy  $\beta$  wektora prądu  $I_1$  na wykresie wektorowym jest dokładnie tym samym kątem  $\beta$  występującym we wzorze (5). Dzięki temu bardzo uproszczone zostaje pozycjonowanie przepływu stojana  $F_s$  względem osi d silnika w obliczeniach MES, gdyż sprowadza się ono do zadania jako wymuszeń w dziedzinie MES modelu silnika prądów fazowych stojana obliczonych ze wzorów (6):

$$\begin{cases} I_A = \sqrt{2} \cdot I_1 \cdot \cos(\beta) \\ I_B = \sqrt{2} \cdot I_1 \cdot \cos(\beta - 120^\circ) \\ I_C = \sqrt{2} \cdot I_1 \cdot \cos(\beta + 120^\circ) \end{cases} \quad (6)$$

Można więc w stanie precyzyjnie ustalić kierunek przepływu stojana  $F_s$  względem przepływu wzbudzenia  $F_f$  w dziedzinie MES przy zadanym kącie  $\beta$ , a obliczany w MES rozkład potencjału  $A_Z(x)$  w szczelinie powietrznej odpowiada wypadkowemu przepływowi  $F_\delta$  dla danego punktu pracy silnika.



Rys. 4. Wykres wektorowy składowych  $F_{\delta d}$  i  $F_{\delta q}$  przepływu wypadkowego  $F_\delta$  w szczelinie silnika PMSM

Obliczane w wyniku analizy harmonicznej rozkładu potencjału  $A_Z(x)$  współczynniki  $a_1$  i  $b_1$  są kolejno proporcjonalne do składowych  $F_{\delta d}$  i  $F_{\delta q}$  przepływu wypadkowego  $F_\delta$ , pokazanych na Rys. 4.

W związku z powyższym, prawdziwa jest zależność (7) oraz zależności (2) i (4).

$$\operatorname{tg}(\delta_i) = \frac{F_{\delta q}}{F_{\delta d}} = \frac{b_1}{a_1} \quad (7)$$

Wektor napięcia szczelinowego  $E_i$  przesunięty jest względem wektora przepływu wypadkowego  $F_\delta$  o kąt elektryczny  $\pi/2$ , podobnie jak wektor napięcia  $E_0$  względem wektora przepływu wzbudzenia  $F_f$  (Rys. 3).

Podsumowując, w wyniku obliczeń MES dla zadanego modułu prądu  $I_1$  (obliczanego iteracyjnie) oraz dla zadanego kąta fazowego tego prądu  $\beta$ , można określić kolejno:

- rozkład wektorowego potencjału magnetycznego  $A_Z(x)$  w szczelinie powietrznej silnika i następnie współczynniki jego podstawowej harmonicznej  $a_1, b_1$ ;
- wypadkowy strumień mag.  $\Phi$  w szczelinie silnika zgodnie ze wzorem (2);
- moduł napięcia szczelinowego  $E_i$  zgodnie ze wzorem (3);
- kąt fazowy  $\delta_i$  wektora przepływu wypadkowego  $F_\delta$  w szczelinie zgodnie ze wzorem (4);
- położenie (kąt fazowy) wektora napięcia szczelinowego  $E_i$  jako  $\delta_i + \pi/2$ .

Znając moduł napięcia szczelinowego  $E_i$  oraz kąt fazowy  $\delta_i$ , można na podstawie otrzymanej z wykresu wektorowego zależności (8), obliczyć dla danego punktu pracy silnika ( $I_1, \beta$ ) reaktancję magnesującą w osi poprzecznej  $X_{mq}$ :

$$X_{mq} = \frac{E_i \cdot \sin \delta_i}{I_1 \cdot \sin \beta} \quad (8)$$

Na podstawie wykresu wektorowego można także wyprowadzić zależność (9) na reaktancję magnesującą w osi podłużnej  $X_{md}$ :

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

W zależności (9) występują dwie niewiadome,  $X_{md}$  oraz  $E_0$ . Zatem obliczenie  $X_{md}$  nie jest jeszcze możliwe. Zgodnie z literaturą [2] założenie, iż wartość napięcia  $E_0$  indukowanego

wuzwojeniu stojana przez wirujące magnesy trwale ma wartość stałą (tzn. jest funkcją wyłącznie prędkości obrotowej wirnika) prowadzi do powstania znacznych błędów w obliczanych wartościach  $X_{md}$ . W rzeczywistości bowiem napięcie  $E_0$  jest funkcją trzech zmiennych [3]:

$$E_0 = f(I_1, \beta, I_f) \quad (10)$$

gdzie  $I_f$  to prąd zastępczy reprezentujący strumień wzbudzenia od magnesów trwałych.

W celu obliczenia reaktancji magnesującej  $X_{md}$ , zakłada się liniowość równań maszyny wokół obliczanego punktu pracy silnika (znany kąt  $\beta$  i moduł prądu  $I_1$ ). Przy tym założeniu, można nieznacznie (ok. 2 ÷ 5%) zwiększyć prąd obciążenia  $I_1$  o przyrost  $\Delta I_1$  w modelu MES silnika, przyjmując że zmiana ta nie wpłynie na zmianę stanu nasycenia obwodu magnetycznego. Wówczas można napisać kolejne równanie (11) obowiązujące dla zwiększonego prądu  $I_1'$ :

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

Na podstawie równań (9) i (11), po dodatkowym obliczeniu w MES rozkładu pola w silniku dla  $I_1'$  oraz po obliczeniu  $E_i'$  oraz  $\cos \delta_i'$ , można już obliczyć zarówno  $X_{md}$  (12) jak i  $E_0$  (13) odpowiadające danemu punktowi pracy silnika:

$$X_{md} = \frac{E_i \cdot \cos \delta_i - E_i' \cdot \cos \delta_i'}{I_1 \cdot \cos \beta - I_1' \cdot \cos \beta} \quad (12)$$

$$E_0 = E_i \cdot \cos \delta_i - I_1 \cdot \cos \beta \cdot X_{md} \quad (13)$$

Po wykonaniu wspomnianej wyżej dodatkowej analizy rozkładu pola w MES, znane są już następujące parametry występujące w schemacie wektorowym silnika PMSM:  $X_{md}$ ,  $X_{mq}$ ,  $E_0$ ,  $E_i$ ,  $\delta_i$  (parametry obliczone),  $R_1$ ,  $X_1$ ,  $\beta$  (wielkości zadane).

W przedstawionym algorytmie kąt fazowy  $\beta$  wektora prądu fazowego  $I_1$  jest wielkością zadaną. Natomiast moduł tego prądu, w przypadku zasilania silnika ze źródła napięciowego, musi być obliczony iteracyjnie w celu takiego dopasowania jego wartości, aby spełnić równanie napięciowe silnika (15). Obliczenia iteracyjne można tu przeprowadzić w oparciu o tzw. metodę Newtona – Raphsona, zastosowaną pierwotnie do znajdowania pierwiastków wielomianów dowolnego stopnia. Stosując tą metodę iteracyjną, prąd dla kolejnego kroku iteracji  $I_1^{(i+1)}$  obliczany jest z zależności:

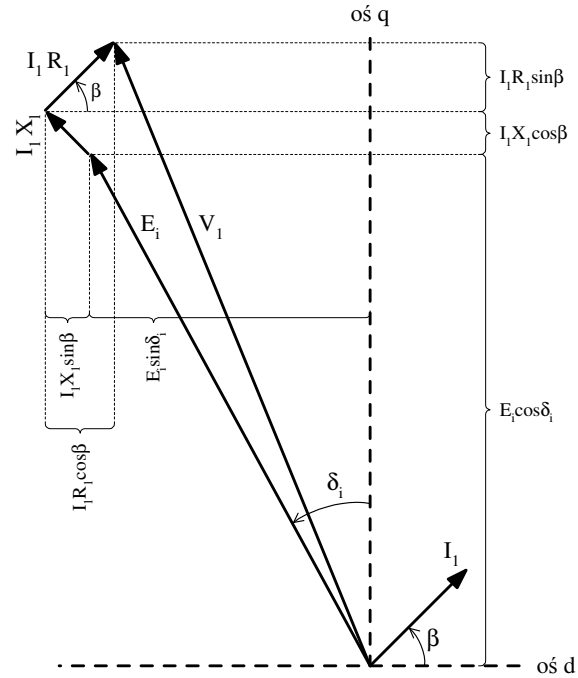
$$I_1^{(i+1)} = \frac{V_1 - V(I_1^{(i)})}{V'(I_1^{(i)})} + I_1^{(i)} \quad (14)$$

Konieczne do iteracyjnego obliczenia prądu  $I_1$  równanie napięciowe (15) silnika PMSM przy znanych wielkościach  $E_i$ ,  $\delta_i$ ,  $R_1$ ,  $X_1$ ,  $\beta$  wynika z wykresu wektorowego silnika (Rys. 5):

$$V_1 = \left[ \left( -E_i \cdot \sin \delta_i - I_1 \cdot \sin \beta \cdot X_1 + I_1 \cdot \cos \beta \cdot R_1 \right)^2 + \left( E_i \cdot \cos \delta_i + I_1 \cdot \cos \beta \cdot X_1 + I_1 \cdot \sin \beta \cdot R_1 \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}$$

lub w innej postaci:

$$V_1 = \left| E_i \cdot e^{j(\delta_i + \pi/2)} + I_1 \cdot e^{j(\beta + \pi/2)} \cdot X_1 + I_1 \cdot e^{j\beta} \cdot R_1 \right| \quad (15.b)$$



Rys. 5. Wykres wektorowy dla wyprowadzenia równania napięciowego silnika PMSM

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

- kąt fazowy  $\delta$  w oparciu o zależność: (16)

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

- współczynnik mocy  $\cos \varphi$  na podstawie zależności (17) wyprowadzonej w [4]:

$$\cos \varphi = \sin \beta \cdot \cos \delta - \cos \beta \cdot \sin \delta \quad (17)$$

- moc elektryczna  $P_{el,\delta}$  w szczelinie powietrznej silnika:

$$(18)$$

$$P_{el,\delta} = 3 \cdot E_i \cdot (I_1 \cdot \sin \beta \cdot \cos \delta_i - I_1 \cdot \cos \beta \cdot \sin \delta_i)$$

- moc elektryczna wejściowa  $P_1$ :

$$(19)$$

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

- sprawność  $\eta$ :

$$\eta = P_{el,\delta} / P_1 \quad (20)$$

W/w wielkości elektryczne:  $\delta$ ,  $\cos \varphi$ ,  $P_{el,\delta}$ ,  $P_1$ ,  $\eta$ , mogą być obliczone jeszcze przed wykonaniem dodatkowego obliczenia rozkładu pola magnetycznego w MES, po którym obliczane są parametry  $E_0$  oraz  $X_{md}$  i  $X_{mq}$  schematu zastępczego (we wzorach (16) – (20) wielkości te nie występują).

## Wnioski i uwagi

Przedstawiona tu metoda połowo – obwodowa obliczania parametrów silników PMSM przy pracy synchronicznej ma następujące zalety:

- 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 konieczny dla zaprojektowania silnika PMSM o wymaganych parametrach - charakterystykach przy pracy synchronicznej, jest stosunkowo niewielki w porównaniu do innych metod obliczeniowych opartych na MES (dla każdego punktu pracy silnika wymagane są dwie analizy stałoprądowe MES rozkładu pola magnetycznego); niski nakład obliczeniowy umożliwia wykorzystanie tej metody w obliczeniach optymalizacyjnych.

Przedstawiony algorytm obliczeń nie uwzględnia strat w żelazie  $\Delta P_{Fe}$ . Straty te mogą jednak być obliczone osobno metodami klasycznymi lub z wykorzystaniem MES i następnie uwzględnione w odpowiednim schemacie zastępczym silnika PMSM jako dodatkowa rezystancja.

Na obecnym etapie, realizowane w BOBRME „Komel” oprogramowanie do obliczania parametrów silników PMSM wg opisanej metody umożliwia przeprowadzenie obliczeń dla silników zasilanych ze źródeł prądowych. W trakcie realizacji są prace mające na celu umożliwienie analizy silników PMSM zasilanych ze źródeł napięciowych. Wyniki tych prac wraz z przykładowymi wynikami obliczeń parametrów elektromagnetycznych dla wybranych konstrukcji silników PMSM zostaną zaprezentowane w kolejnym numerze Zeszytów Problemowych.

## 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]. Gieras J.F, Wing M., *Permanent Magnet Motor Technology – Design and Applications*, 2<sup>nd</sup> edition, Marcel Dekker Inc., New York, 2002;.

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](mailto:info@komel.katowice.pl)  
 Branżowy Ośrodek Badawczo-Rozwojowy Maszyn Elektrycznych KOMEL  
 40-203 Katowice, al. Roździeńskiego 188.