

Roman MIKSIEWICZ  
Katedra Maszyn i Urządzeń Elektrycznych

## NIELINIOWY POŁOWO-OBWODOWY MODEL SILNIKA SYNCHRONICZNEGO RELUKTANCYJNEGO

**Streszczenie.** W artykule, dla 3-fazowych silników synchronicznych reluktancyjnych z wirnikami wykonanymi na bazie silników klatkowych, przedstawiono sposób obliczeń ich parametrów eksploatacyjnych z uwzględnieniem nasycania się obwodu magnetycznego. W obliczeniach połowych zastosowano Metodę Elementów Skończonych dla zagadnienia 2-wymiarowego. Wyznaczono charakterystyki strumieni sprzężonych w zależności od kompleksora prądu stojana. Charakterystyki te wykorzystywane w obliczeniach obwodowych pozwalają wyznaczyć parametry eksploatacyjne silnika w stanach ustalonych. Porównano charakterystyki kątowe momentu elektromagnetycznego dla dwóch typów silników przyjmując nieliniowy i liniowy obwód magnetyczny.

Przedstawiono również wyniki obliczeń połowych momentu rozruchowego silnika w zależności od położenia wirnika. Wyniki obliczeń porównano z dostępnymi wynikami pomiarów.

## NONLINEAR FIELD-CIRCUIT MODEL OF SYNCHRONOUS RELUCTANCE MOTOR

**Summary.** The paper presents the way of calculation of the performance of 3-phase synchronous reluctance motors with rotors constructed on the basis of squirrel cage ones when taking into account saturation of the magnetic circuit. The FEM for 2-D problem is used in field calculations. The characteristics of flux linkages versus the stator current phasor are determined. These characteristics used in field calculations allow determining the motor performance in steady states. The electromagnetic torque - power angle characteristics for two types of motors when assuming linear or nonlinear magnetic circuit are compared with each other.

There are also presented the results of field calculations of the starting torque in dependence on the motor position. The test results of calculations are compared with the measurement results given in the literature.

### 1. WSTĘP

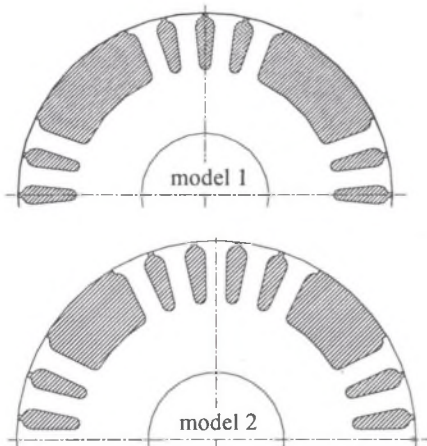
Różnorodne konstrukcje wirników silników synchronicznych reluktancyjnych mają na celu uzyskanie możliwie jak największej asymetrii obwodu magnetycznego w obu osiach. Stosuje się wirniki segmentowe o anizotropii osiowej, z barierami magnetycznymi czy też pakietowane promieniowo. Odpowiedni dobór obwodu elektromagnetycznego wirnika ma decydujące znaczenie z punktu widzenia jego parametrów eksploatacyjnych. O wyborze danego rozwiązania decyduje przeznaczenie, sposób zasilania i sterowania oraz wymagania

dotyczące rozruchu silnika. Najprostszym rozwiązaniem z punktu widzenia wytwórcy jest wykorzystanie wykroju blach silnika indukcyjnego klatkowego, przy niezmienionym obwodzie stojana. Zmiana konstrukcji wirnika ogranicza się zwykle do wycięcia kilku zębów w pakiecie i odlaniu w ich miejscu szerokiego pręta aluminiowego. Taki jednak obwód magnetyczny wirnika oprócz istotnej zalety, jaką jest zapewnienie odpowiedniego momentu rozruchowego silnika, ma główną wadę – niewielką wartość współczynnika asymetrii (stosunek indukcyjności w osi  $d$  do indukcyjności w osi  $q$ ) i co za tym idzie - gorsze parametry eksploatacyjne. Ograniczone są jednak wtedy możliwości wprowadzenia dodatkowych zmian

konstrukcyjnych w wirniku pozwalających na uzyskanie lepszych właściwości silnika. Istnieją rozwiązania o takim obwodzie magnetycznym wirnika, dla których można uzyskać kilkakrotnie większą wartość współczynnika asymetrii i w konsekwencji bardziej korzystne parametry eksploatacyjne.

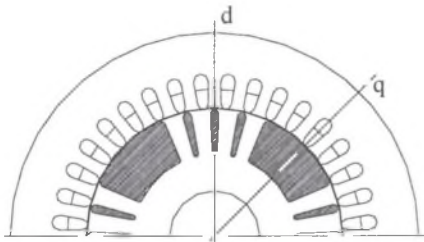
W artykule przedstawiono 2-wymiarowy nieliniowy model połowo-obwodowy silnika reluktancyjnego użyteczny w obliczeniach projektowych dla stanów ustalonych. Zaprezentowano i porównano wyniki obliczeń dla dwóch typów 4-biegunowych 3-fazowych silników. W silnikach modelowych wykorzystano wykroje blach wirnika o wzniosach 80 mm oraz 160 mm i liczbie żłobków stojana  $Q_s=36$  i wirnika  $Q_r=28$ . Dla silnika o wzniosie 80 mm wykonano dodatkowo obliczenia dla dwóch wariantów wirników różniących się liczbą wyfrezowanych zębów (rys.1). Wyniki obliczeń porównano z dostępnymi wynikami badań przeprowadzonymi przez OBRME Komel i prezentowanymi w [2].

Dokładniejsze obliczenia projektowe silników o niesymetrycznym obwodzie magnetycznym wymagają uwzględnienia nasycenia obwodu magnetycznego, a co za tym idzie, zmian indukcyjności synchronicznych w zależności od prądu płynącego w uzwojeniu twornika. Założenie bowiem stałych wartości indukcyjności prowadzi do dużych błędów obliczeniowych. Wynika stąd konieczność obliczeń z użyciem metod połowych.



Rys. 1. Przekroje wirnika silnika eluktancyjnego o wzniosie 80 mm

Fig. 1. Cross sections of the reluctance rotor of 80 mm frame size



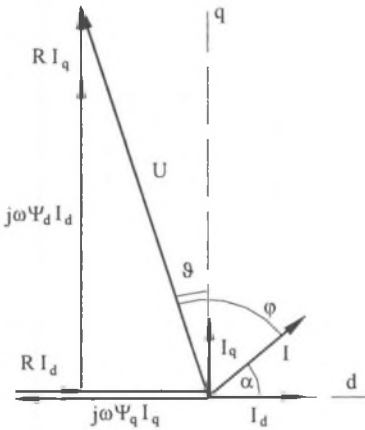
Rys. 2. Przekrój silnika reluktancyjnego o wzniosie 160 mm

Fig. 2. Cross section of the reluctance motor of 160 mm frame size

## 2. MODEL MATEMATYCZNY SILNIKA SYNCHRONICZNEGO RELUKTANCYJNEGO

Przy pominięciu strat w żelazie oraz mechanicznych oraz przyjęciu sinusoidalnego rozkładu przestrzennego pola magnetycznego w szczelinie, dla 2-osowego modelu silnika synchronicznego reluktancyjnego w stanie ustalonym z uwzględnieniem nieliniowości obwodu

magnetycznego, określono (na podstawie wykresu wektorowego z rys. 3) zależność na napięcie w postaci kompleksorowej:



$$U = \sqrt{(-\Psi_q(I, \alpha)\omega + RI_d)^2 + (\Psi_d(I, \alpha)\omega + RI_q)^2} \quad (1)$$

oraz wyrażenia na niektóre wielkości eksploatacyjne:  
moc na wale:

$$P_\delta = \omega(\Psi_d(I, \alpha)I_q - \Psi_q(I, \alpha)I_d), \quad (2)$$

moc czynną pobieraną z sieci:

$$P_{in} = \omega(\Psi_d(I, \alpha)I_q - \Psi_q(I, \alpha)I_d) + I^2 R, \quad (3)$$

moc bierną indukcyjną pobieraną z sieci:

$$Q = \omega(\Psi_d(I, \alpha)I_d + \Psi_q(I, \alpha)I_q), \quad (4)$$

gdzie:

$I, I_d, I_q$  - moduł kompleksora prądu i jego składowe w osi d i q,

$\alpha$  - kąt położenia kompleksora prądu (kąt między I a osią d),

$\Psi_d, \Psi_q$  - strumienie skojarzone z uzwojeniami, odpowiednio w osi d i q.

Rys. 3. Wykres wektorowy silnika synchronicznego reluktancyjnego

Fig. 3. Phasor diagram of a synchronous reluctance motor

W modelu obliczeniowym przyjęto, że kompleksor strumienia sprzężonego w maszynie (zatem i jego składowe osiowe) jest funkcją kompleksora prądu i jego położenia. Wynika stąd konieczność wyznaczenia tych charakterystyk, które następnie będą wykorzystane w obliczeniach parametrów eksploatacyjnych (1÷4).

Przy obliczeniach przybliżonych, na wstępnym etapie projektowania, można przyjąć liniowy obwód magnetyczny (stałe wartości indukcyjności) i wówczas np. zależności (1÷2) można zastąpić następującymi wyrażeniami:

$$U = \sqrt{(-\omega L_q I_q + RI_d)^2 + (\omega L_d I_d + RI_q)^2}, \quad (5)$$

$$P_\delta = \omega(L_d - L_q)I_d I_q. \quad (6)$$

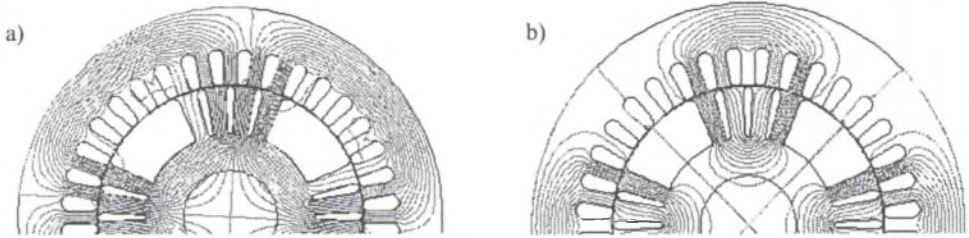
### 3. ANALIZA POŁOWA

#### 3.1. Wyznaczenie strumieni sprzężonych i indukcyjności synchronicznych

Celem wyznaczenia wartości strumieni sprzężonych w zależności od kompleksora prądu wykonano obliczenia polowe stosując metodę elementów skończonych i program Opera - 2D. W analizie stanu ustalonego maszyny 2-osiowej przyjęto, że oś fazy  $U$  (fazy odniesienia) pokrywa się z osią d dwuosiowego układu współrzędnych. Dla zakładanych kolejnych wartości prądu  $I$  oraz kąta  $\alpha$  wartości prądów fazowych wyznaczano wykorzystując następujący związek:

$$\begin{bmatrix} I_U \\ I_V \\ I_W \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I \cos(\alpha) \\ I \sin(\alpha) \end{bmatrix}, \quad (7)$$

Obliczone wg (7) prądy fazowe stanowią wymuszenia przy połowych obliczeniach stałoprądowych. Przykładowy rozkład potencjału wektorowego silnika o wzniosie 160 mm, dla warunków zbliżonych do znamionowego, przedstawia rys. 4a, zaś dla wymuszenia prądu w osi  $q$  – rys. 4b



Rys. 4. Rozkład potencjału wektorowego (silnik o wzniosie 160 mm) dla kompleksorów prądu: a)  $I=30$  A;  $\alpha=40$  deg; b)  $I=30$  A;  $\alpha=90$  deg

Fig. 4. Potential vector distribution (motor of 160 mm frame size) for current phasors: a)  $I=30$  A;  $\alpha=40$  deg; b)  $I=30$  A;  $\alpha=90$  deg

W wyniku przeprowadzenia obliczeń połowych można w postprocesorze programu Opera wyznaczyć strumienie skojarzone z uzwojeniem każdej z faz:

$$\Psi = \frac{N_c l_{cz}}{a_g} \left( \sum_{i=1}^{l_c} \frac{1}{S_p} \int_{S_p} A_{li} dS - \sum_{i=1}^{l_c} \frac{1}{S_p} \int_{S_p} A_{2i} dS \right), \quad (8)$$

gdzie:

$l_{cz}$  – długość czynna zwoju,

$N_c$  – liczba zwojów w cewce,

$a_g$  – liczba gałęzi równoległych,

$S_p$  – pole powierzchni przekroju poprzecznego zwoju w cewce,

$A_{li}$ ,  $A_{2i}$  – wartości wektorowego potencjału magnetycznego w miejscach położenia boków cewek należących do danego uzwojenia.

Do obliczonych wg (9) strumieni fazowych dodano strumienie pochodzące od czoł uzwojeń wyznaczone na podstawie obliczonych indukcyjności rozproszeń czoł wg zależności analitycznych. Mając obliczone strumienie skojarzone z uzwojeniami fazowymi:  $\Psi_u$ ,  $\Psi_v$ ,  $\Psi_w$ , strumienie w osi podłużnej  $d$  i poprzecznej  $q$  obliczono wg zależności:

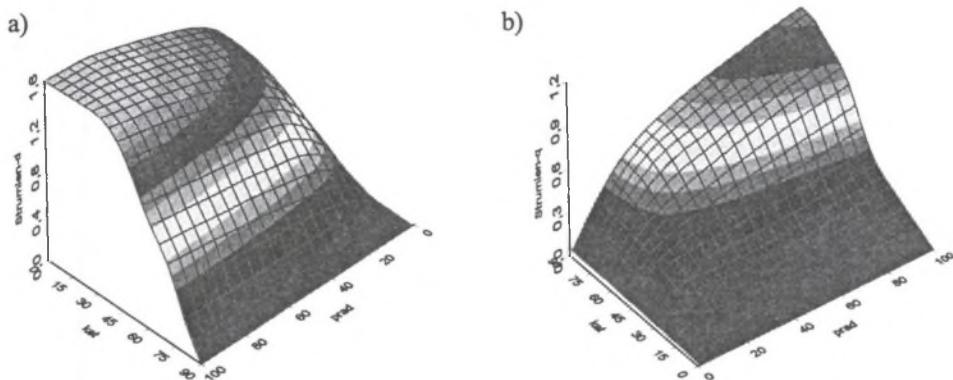
$$\begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_u \\ \Psi_v \\ \Psi_w \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Wykresy powierzchniowe tych strumieni dla silnika o wzniosie 160 mm przedstawia rys. 5.

Na podstawie obliczonych strumieni  $\Psi_d(I, \alpha)$  oraz  $\Psi_q(I, \alpha)$  wyznaczano indukcyjności  $L_d$  i  $L_q$  jako funkcje kompleksora prądu:

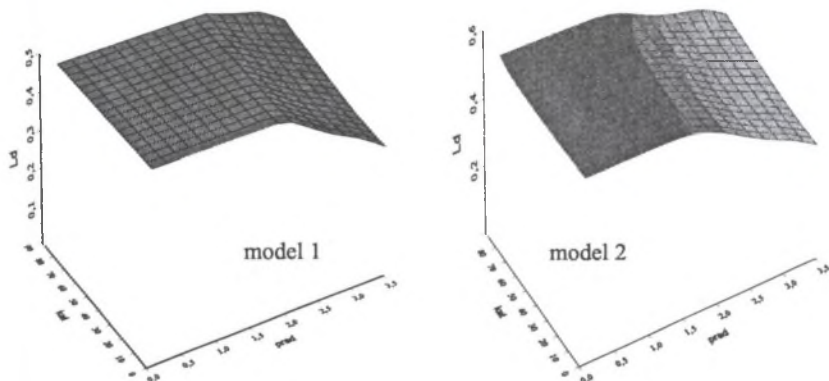
$$L_d(I, \alpha) = \frac{\Psi_d(I, \alpha)}{I \cos \alpha}; \quad L_q(I, \alpha) = \frac{\Psi_q(I, \alpha)}{I \sin \alpha}. \quad (10)$$

Wykresy powierzchniowe indukcyjności synchronicznych w zależności od kompleksora prądu i jego położenia przedstawiają dla obu modeli silnika (rys. 1) o wzniosie 80 mm rys. 6+7.



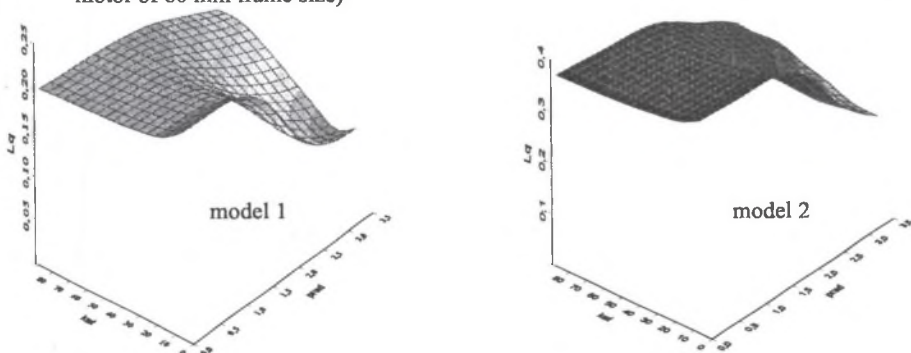
Rys. 5. Wykresy powierzchniowe strumieni sprzężonych w zależności od kompleksora prądu i jego kąta położenia: a) w osi d; b) w osi q (silnik o wzniosie 160 mm)

Fig. 5. Surface plots of the linkage fluxes in dependence of the current phasor and its angle position: a) in d-axis; b) in q-axis



Rys. 6. Wykresy powierzchniowe indukcyjności  $L_d$  w osi d w zależności od kompleksora prądu i jego kąta położenia (silnik o wzniosie 80 mm)

Fig. 6. Surface plots of  $L_d$  inductance in d axis as a function of the current phasor and its position (the motor of 80 mm frame size)



Rys. 7. Wykresy powierzchniowe indukcyjności w osi q w zależności od kompleksora prądu i jego kąta położenia (silnik o wzniosie 80 mm)

Fig. 7. Surface plots of  $L_q$  inductance in q axis as a function of the current phasor and its position (the motor of 80 mm frame size)

Na wykresach z rys. 6-7 widoczny jest silny wpływ nasycania się obwodu magnetycznego na indukcyjności i wobec tego konieczność jego uwzględnienia w obliczeniach projektowych. Zmiany tych indukcyjności są większe w osi  $q$  niż w osi  $d$  i w większym zakresie dla modelu 1. Dla stanu nienasyconego obwodu magnetycznego wartości indukcyjności wynoszą:

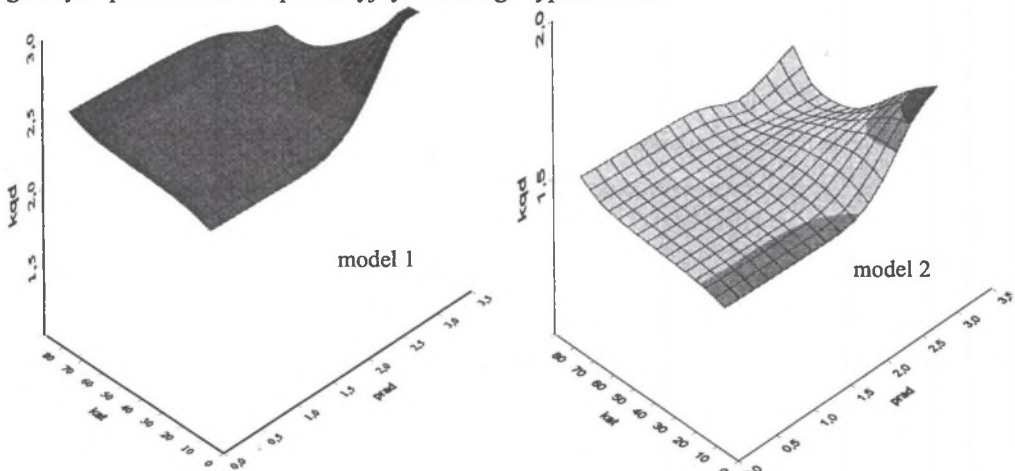
model 1:  $L_d=0,483$  H;  $L_q=0,196$  H;  $k_{dq}=2,464$ ;

model 2:  $L_d=0,532$  H;  $L_q=0,365$  H;  $k_{dq}=1,458$ ;

natomiast dla silnika o wzniosie 160 mm wynoszą:

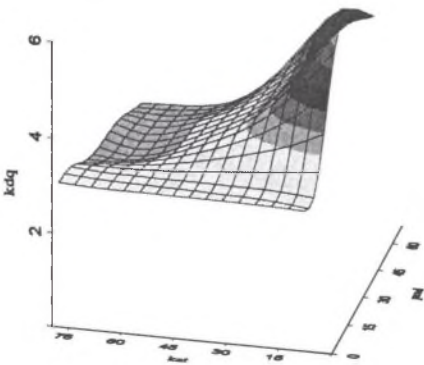
$L_d=0,075$  H,  $L_q=0,027$  H,  $k_{dq}=2,78$ .

Współczynniki asymetrii dla obu silników modelu podstawowego mają zbliżone wartości, natomiast dla modelu 2 (rys. 1b) wartość ta jest znacznie mniejsza. Należy się więc spodziewać gorszych parametrów eksploatacyjnych dla tego typu silnika.



Rys. 8. Wykresy powierzchniowe współczynnika asymetrii  $k_{dq}$  w zależności od kompleksora prądu i jego kąta położenia (silnik o wzniosie 80 mm)

Fig. 8. Surface plots of the asymmetry factor  $k_{dq}$  as a function of the current phasor and its position (the motor of 80 mm frame size)



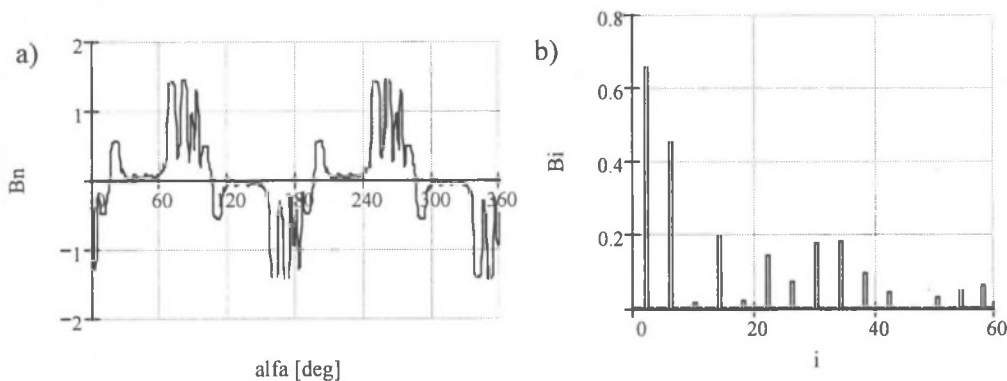
Rys. 9. Wykres powierzchniowy współczynnika asymetrii  $k_{dq}$  w zależności od kompleksora prądu i jego kąta położenia (silnik o wzniosie 160 mm)

Fig. 9. Surface plot of the asymmetry factor  $k_{dq}$  as a function of the current phasor and its position (the motor of 160 mm frame size)

Wykresy powierzchniowe współczynnika asymetrii dla obu modeli silnika o wzniosie 80 mm przedstawia rys. 8, zaś dla silnika o wzniosie 160 mm – rys. 9. Z porównania tych wykresów wynika, że obwód magnetyczny silnika o wzniosie 160 mm jest bardziej wykorzystany i można zauważyć większy wpływ nasycania się tego obwodu na indukcyjności.

Powiększenie szerokości bieguna (mniejsza liczba wyciętych zębów – model 2) powoduje nieznaczne zwiększenie indukcyjności w osi  $d$ , natomiast znaczne zwiększenie indukcyjności w osi  $q$ . Wobec tego ulega znacznemu zmniejszeniu współczynnik asymetrii takiego obwodu magnetycznego.

Obliczenia polowe pozwalają również na wyznaczenie składowej stycznej i normalnej indukcji w dowolnym punkcie obwodu magnetycznego. Na rys. 10a przedstawiono przykładowy rozkład przestrzenny składowej normalnej indukcji dla kompleksora prądu zbliżonego do warunków znamionowych. Amplitudy poszczególnych harmonicznych obliczono przy pomocy programu Mathcad przy użyciu procedury FFT. Na rys. 10b przedstawiono widmo amplitud harmonicznych dla tego przypadku wymuszenia prądu. Wyznaczone harmoniczne wskazują na silny udział 3p harmonicznej oraz jej krotności. Udział tych harmonicznych zmienia się wraz z położeniem kompleksora prądu. Dla uzwojenia połączonego w trójkąt szczególnie 3p harmoniczna powoduje przepływ dodatkowego prądu w obwodzie stojana i powstawanie dodatkowego momentu pulsującego.



Rys. 10. Rozkład przestrzenny (a) oraz widmo amplitud harmonicznych (b), dla składowej normalnej indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej dla kompleksora prądu  $I=30$  A;  $\alpha=40$  deg (silnik o wzniosie 160 mm)

Fig. 10. Space distribution (a) and harmonic spectrum (b), for the flux density normal component in the air gap for the current phasor  $I=30$  A;  $\alpha=40$  deg (motor of 160 mm frame size)

Wstępne oszacowanie parametrów eksploatacyjnych silnika można uzyskać na podstawie obliczeń polowych przy wymuszeniach prądu tylko osi d i q. Na podstawie obliczonych rozkładów przestrzennych indukcji w szczelinie stojan-wirnik indukcyjności oddziaływania można obliczyć z zależności:

$$L_{ad} = \frac{2}{\pi} \frac{\tau_p l_e k_{u1} N}{I_d} B_{md1}; \quad L_{aq} = \frac{2}{\pi} \frac{\tau_p l_e k_{u1} N}{I_q} B_{mq1}. \quad (11)$$

gdzie:

$k_{u1}$  – współczynnik uzwojenia dla 1 harmonicznej przepływu,

$N$  – liczba zwojów fazowych,

$\tau_p$  – podziałka biegunowa,

$l_e$  – czynna długość pakietu,

$B_{md1}$ ,  $B_{mq1}$  – amplitudy 1 harmonicznych indukcji w szczelinie przy wymuszeniach odpowiednio w osi prądem  $I_d$  oraz w osi q prądem  $I_q$ .

Obliczone w ten sposób wartości indukcyjności oddziaływania twornika i współczynniki asymetrii wynoszą dla silnika o wzniosie 80 mm:

model 1:  $L_{ad}=0,3716$  H;  $L_{aq}=0,1463$  H;  $k_{dq}=2,54$ ,

model 2:  $L_{ad}=0,4108$  H;  $L_{aq}=0,2387$  H;  $k_{dq}=1,72$ .

Gdy uwzględnić jeszcze wyznaczone analitycznie indukcyjności rozprożeń, to wyniki te w porównaniu z wynikami polowymi dla stanu nienasyconego obwodu różnią się niewiele.

### 3.2. Wyznaczenie momentu rozruchowego

Silnik synchroniczny reluktancyjny o przedstawionym rozwiązaniu konstrukcyjnym ma dużą zaletę – wytwarza z racji istnienia klatki moment rozruchowy. Moment rozruchowy silnika można również wyznaczyć w obliczeniach połowych wykonując analizę zmiennoprądową AC. Obliczenia wykonano dla różnych położeń wirnika w przedziale kątów (0-45) deg przyjmując wartość prądu stojana uzyskaną na podstawie pomiarów silnika prototypowego. W wyniku przeprowadzonych symulacji obliczono wartości prądów oraz wydzielanych mocy w poszczególnych prętach (rys. 11). Numeracja prętów (13-16) odpowiada szerokim prętom wirnika. Moment rozruchowy wyznaczono z mocy pola wirującego (równocześnie mocy całkowitej wydzielanej w wirniku) wg zależności:

$$M_r = \frac{\sum_{i=1}^{Q_r} P_i}{\omega_s}, \quad (12)$$

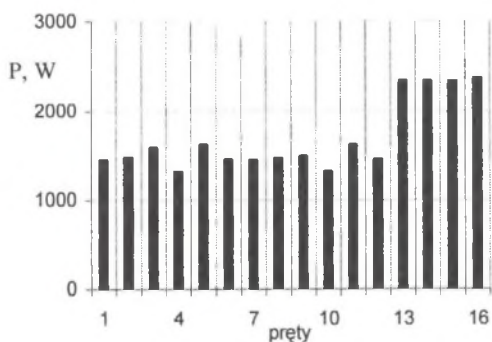
gdzie:

$\sum_{i=1}^{Q_r} P_i$  - suma mocy w prętach wirnika,

$\omega_s$  - prędkość synchroniczna pola wirującego.

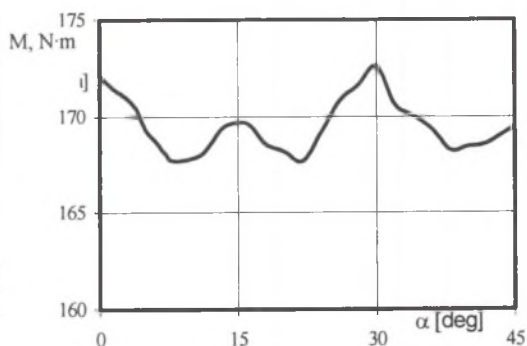
Na rys. 12 przedstawiono charakterystykę momentu rozruchowego w zależności od kąta położenia wirnika, w zakresie kątów  $\alpha_r=(0\div 45)$  deg, odpowiadających kilkakrotnym podziałkom żłobkowym stojana. Porównanie wyników obliczeń i pomiarów momentu rozruchowego przedstawia tab.1.

Wyniki pomiarów wykazują większe zmiany momentu rozruchowego (od wartości minimalnej do maksymalnej) aniżeli wyniki obliczeń.



Rys. 11. Rozkład mocy w poszczególnych prętach wirnika dla kąta położenia wirnika  $\alpha_r=0$

Fig. 11. Power distribution in rotor bars for the rotor angle position  $\alpha_r=0$



Rys. 12. Zależność momentu rozruchowego od położenia wirnika dla  $f=50$  Hz;  $I=232.5$  A

Fig. 12. Starting torque vs angle position of the rotor for  $f=50$  Hz;  $I=232.5$  A



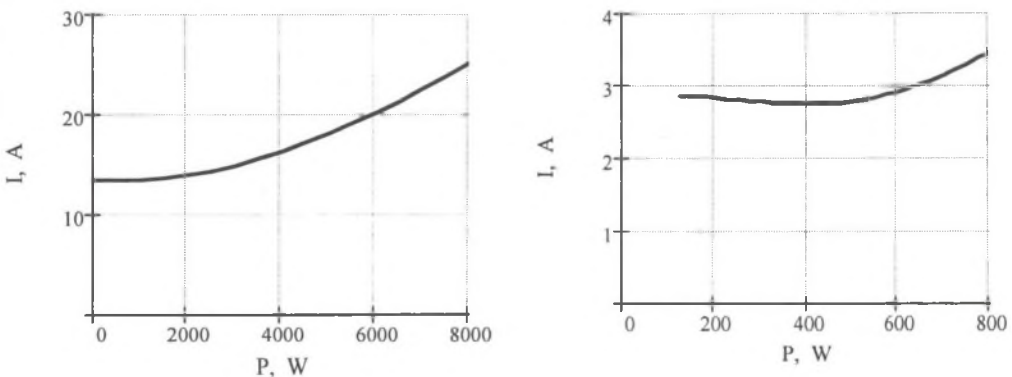
Tabela 1  
Porównanie wyników obliczeń i pomiarów momentu rozruchowego  $M_r$

Moment rozruchowy	Obliczenia	Pomiary
$M_{sr}$ N·m	170,1	190,8
$M_{max}$ N·m	172,6	239,4
$M_{min}$ N·m	167,7	136,8

#### 4. MODELOWANIE OBWODOWE WŁAŚCIWOŚCI EKSPLOATACYJNYCH SILNIKA

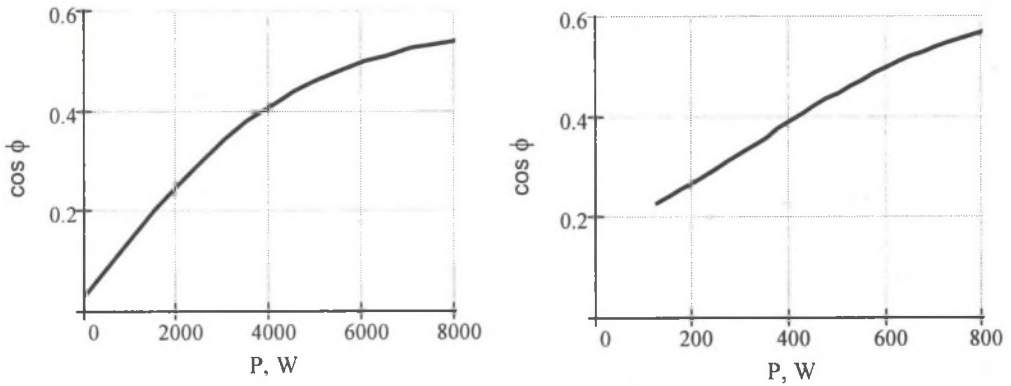
W wyniku obliczeń obwodowych dla stanów ustalonych można wyznaczyć parametry eksploatacyjne silnika oraz charakterystykę kątową momentu elektromagnetycznego. Dla obliczonych przy pomocy programu Opera-2D strumieni sprzężonych w osi  $d$  i  $q$  w zależności od kompleksora prądu i jego położenia  $\Psi_d(I, \alpha)$  i  $\Psi_q(I, \alpha)$ , dokonano ich aproksymacji przy pomocy funkcji sklepanych. Dla zadanej mocy na wale  $P$  i napięciu zasilania, wykorzystując funkcje  $\Psi_d(I, \alpha)$  i  $\Psi_q(I, \alpha)$ , można na podstawie równań (1÷2) wyznaczyć kompleksor prądu  $I$  i jego położenie kątowe  $\alpha$ . Wtedy można również obliczyć pozostałe wielkości eksploatacyjne: moc czynną i bierną pobieraną przez silnik, współczynnik mocy, sprawność oraz moment elektromagnetyczny, jak również jego charakterystykę kątową. Do rozwiązywania układu równań nieliniowych opisujących związki między poszczególnymi wielkościami eksploatacyjnymi silnika zastosowano procedury numeryczne programu Mathcad 2000. Obliczenia charakterystyk eksploatacyjnych wykonano dla znamionowych warunków zasilania silników ( $U_N=380$  V;  $f_N=50$  Hz.). Przykładowe charakterystyki eksploatacyjne dla silników o wzniosie 160 mm i 80 mm przedstawiają rys. 13÷14.

Porównanie wyników pomiarów i obliczeń wskazuje na dość dobrą zbieżność wyników biorąc pod uwagę przyjęte założenia pominięcia strat w żelazie i strat mechanicznych. Model 2 silnika (z większą liczbą wyfrezowanych zębów) o wzniosie 80 mm na skutek mniejszej asymetrii obwodu magnetycznego cechuje mniejszy moment maksymalny (mniejszy od znamionowego) i wobec tego silnik o takich parametrach jest bezużyteczny.



Rys. 13. Charakterystyki prądu w funkcji mocy na wale dla silnika o wzniosie: a) 160 mm (model 1)

Fig. 13. Current as a function of the output power for motors of frame size: a) 160 mm (model 1)



Rys. 14. Charakterystyki współczynnika mocy w funkcji mocy na wale dla silników o wzniosie: a) 160 mm; b) 80 mm (model 1)

Fig. 14. Power factor as a function of the output power for motors of frame size: a) 160 mm; b) 80 mm (model 1)

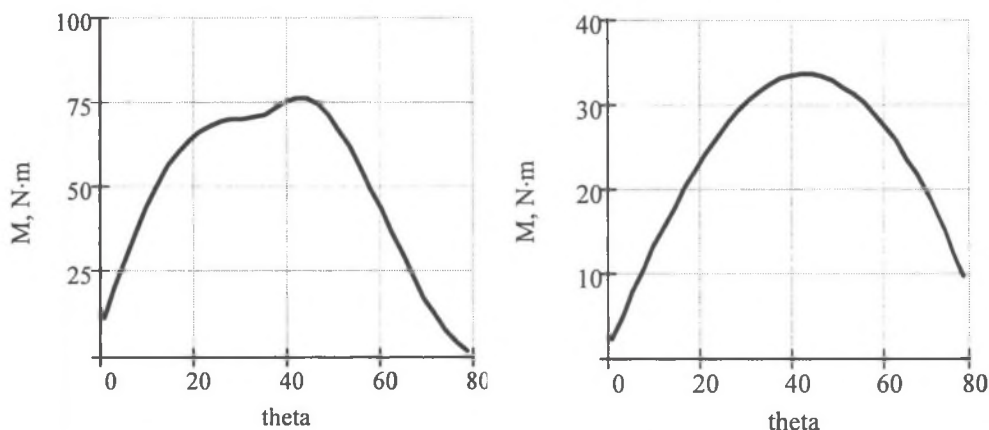
Tabela 2

Porównanie wyników obliczeń i pomiarów [1] parametrów eksploatacyjnych silników

Wielkość	Jedn.	Obliczenia	Pomiary	Obliczenia	Pomiary
$P_N$	W	7500		550	
$I_N$	A	23,7	28,8	2,82	2,74
$\cos\varphi_N$	-	0,535	0,53	0,476	0,482
$\eta_N$	-	0,898	0,745	0,682	0,632
$M_k$	N·m	76,9	81,1	5,94	6,79

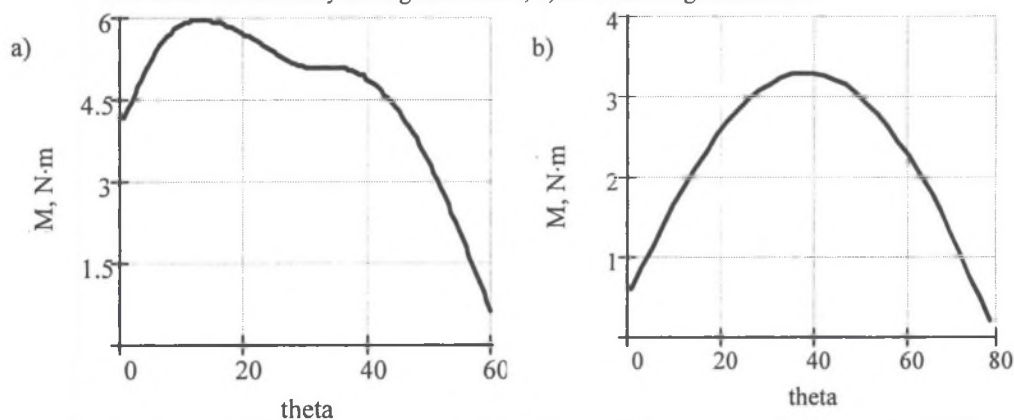
Dla silnika o wzniosie 160 mm wykonano również obliczenia parametrów eksploatacyjnych przy założeniu stałych wartości indukcyjności synchronicznych przyjętych dla liniowych zakresów charakterystyk. Porównanie charakterystyk kątowych momentu przy uwzględnieniu nieliniowości obwodu magnetycznego oraz przyjęciu liniowego obwodu przedstawiają rys.15-16. Z porównania tych rysunków wynika, że różnice w obliczeniach zwłaszcza momentu maksymalnego są duże. Wartości te przykładowo dla silnika o wzniosie 160 mm odpowiednio wynoszą  $M_{k1}=76,9$  N·m i  $M_{k2}=33,5$  N·m. Tak duże różnice wskazują na konieczność uwzględnienia w obliczeniach nieliniowości obwodu magnetycznego.

Obliczenia i pomiary wskazują, że na skutek mniejszych wartości współczynnika mocy silnika reluktancyjnego zbudowanego na bazie silnika indukcyjnego należy zmniejszyć jego moc znamionową w porównaniu z mocą znamionową silnika indukcyjnego.



Rys. 15. Charakterystyki kątowe momentu reluktancyjnego silnika o wzniosie 160 mm: a) z uwzględnieniem nieliniowości obwodu magnetycznego; b) dla liniowego obwodu magnetycznego

Fig. 15. Reluctance torque - power angle characteristics for the motor of 160 mm frame size: a) taking into account nonlinearity of magnetic circuit, b) for linear magnetic circuit



Rys. 16. Charakterystyki kątowe momentu reluktancyjnego silnika o wzniosie 80 mm (model 1): a) z uwzględnieniem nieliniowości obwodu magnetycznego; b) dla liniowego obwodu magnetycznego

Fig. 16. Reluctance torque - power angle characteristics for the motor of 80 mm frame size (model 1): a) taking into account nonlinearity of magnetic circuit, b) for linear magnetic circuit

## 5. WNIOSKI

Przedstawiony polowo-obwodowy model obliczeniowy silnika z uwzględnieniem nieliniowości obwodu magnetycznego daje dużą zbieżność uzyskiwanych wyników w porównaniu z wynikami pomiarów. Umożliwia wyznaczenie charakterystyk eksploatacyjnych silnika oraz jego momentu rozruchowego. Może więc być użyteczny przy projektowaniu tego typu rozwiązania konstrukcyjnego. Taki sposób analizy wymaga jednak wykonywania wielu czasochłonnych obliczeń polowych. Jak stwierdzono, dla wstępnego oszacowania współczynnika asymetrii, np. nowego typu silnika, wystarczy wykonać obliczenia przy wymuszeniach prądu tylko w osi  $d$  i w osi  $q$ . Przedstawiona polowo-obwodowa metoda

obliczeń pozwala na jej zastosowanie również do innych rozwiązań konstrukcyjnych obwodu magnetycznego wirnika.

#### LITERATURA

1. Bianchi N., Bolognani S.: Synchronous reluctance motor drives: overload and flux-weakening performance taking into account iron saturation. Proceedings of International Conference on Electrical Machines, ICEM 1996, Vigo, Spain, p. 360-365.
2. Glinka T., Jakubiec M., Wieczorek A.: Wpływ rozwiązań konstrukcyjnych obwodu elektromagnetycznego na parametry silnika asynchronicznego synchronizowanego momentem reluktancyjnym. Wiadomości Elektrotechniczne, Rok LXIX, 2001 nr 8, s. 234÷237.
3. Haataja J., Pyrhonen J.: Synchronous reluctance motor: an alternative to induction motor. Proceedings of International Conference on Electrical Machines, ICEM'2000, Helsinki, 28÷30 August 2000, p. 1762÷1766.
4. Hrabovcova V., Licko M., Rafajdus P., Janousek L.: Determination of parameters and modeling of the reluctance synchronous motor, PEMC 1998, Praga, 8÷10 September 1998, Vol. 3, p. 166÷171.
5. Lubin T., Weinachter F., Razik H., Rezzoug A.: Modelling and Identification of a Synchronous Reluctance Machine with a Squirrel Cage. EPE-PEMC 2000, Kosice, p.110÷114.
6. Schreier L., Chomat M., Dolezel I.: Rise of higher space harmonics to magnetic rotor saliencies in synchronous reluctance machines. PEMC 1998, Praga, 8÷10 September 1998, Vol. 3, p. 20÷25.

Recenzent: Dr hab. Jerzy Skwarczyński

Wpłynęło do Redakcji dnia 5 stycznia 2004 r.

#### Abstract

The paper presents the way of calculations of the performance of 3-phase synchronous reluctance motor using squirrel cage motor sheets of 160 mm and 80mm frame size (Figs1 and 2). The motor computational model takes into account saturation of the magnetic circuit. Nonlinear equations (1-4) describe the motor performance in steady states. The FEM and Opera-2D program are used for field calculations. Fig.3 shows the distributions of the vector potential for different armature currents.

As a result of field calculations there are obtained the characteristics of flux linkages, inductances (Figs 4-5) as well as the magnetic circuit asymmetry factor (Fig.6) as a function of the current phasor and its position angle. Basing on the field calculations one can also determine the space distributions of the tangent and normal components of the flux density in the air gap. They can be applied to calculations of the armature reaction inductance (9).

The characteristic of flux linkages approximated by spline functions are used for circuit calculations of the motor performance in steady states. From the solution of the system of nonlinear equations (1-2) for the given output power and the supply voltage of the motor one determines the values of the current phasor and its position angle, and next the other parameters. The characteristics of the phase current and the power factor versus the output power are shown in Fig.8, whereas the torque-power angle characteristics for the nonlinear and linear models for the both types of motor are presented in Figs.14-15. Table 1 compares the calculations and measurement results of the motor starting torque of the motor of 106 mm frame size. While Table 2 compares the computation results of the performance for the both types of the motors.

The results of calculation and measurements show the necessity of taking into considerations saturation of the magnetic circuit in calculations of reluctance motor performance.