

Piotr Bogusz, Mariusz Korkosz, Jan Prokop  
Politechnika Rzeszowska, Rzeszów

## ANALIZA WPŁYWU SZEROKOŚCI BIEGUNÓW STOJANA I ZĘBÓW WIRNIKA NA PARAMETRY EKSPLOATACYJNE SILNIKÓW RELUKTANCYJNYCH PRZEŁĄCZALNYCH NA BAZIE OBLICZEŃ POLOWYCH

### THE ANALYSIS OF THE INFLUENCE OF THE WIDTH OF STATOR AND ROTOR POLES ON EXPLOITIVE PARAMETERS OF SWITCHED RELUCTANCE MOTORS ON THE BASIS OF FIELD CALCULATIONS

**Abstract:** The paper presents the influence of stator and rotor pole arcs on exploitive parameters of switched reluctance motors. Based on the field calculations for three structures of SRM (6/4, 8/6, 12/8) calculated characteristics of average electromagnetic torque  $T_{\text{eav}}$  dependent on value of stator pole arc  $\beta_s$  and rotor pole arc  $\beta_r$ . There are shown characteristics of described motors models and conclusions.

#### 1. Wstęp

Proces projektowania maszyn reluktancyjnych przełączalnych (ang. *Switched Reluctance Motors - SRM*) jest procesem złożonym i czasochłonnym, wymagającym stosowania nowoczesnych metod modelowania komputerowego. W trakcie procesu projektowania geometrii maszyny SRM projektant musi dokonywać wyboru podstawowych wymiarów geometrycznych, które nie wynikają bezpośrednio z narzuconych założeń projektowych, np. z zakładanej mocy znamionowej, prędkości znamionowej, itp. Dla każdego rodzaju konstrukcji SRM związanych z liczbą biegunów stojana  $N_s$  i zębów wirnika  $N_r$  (np. dla  $N_s/N_r$  o wartościach 6/4, 8/6, 12/8) istnieje wiele wariantów wyboru takich parametrów jak szerokość biegunów stojana i szerokość zębów wirnika. Zmiana wartości tych parametrów pociąga za sobą zmianę kształtu wypadkowych charakterystyk statycznych maszyny związanych ze strumieniem i momentem elektromagnetycznym.

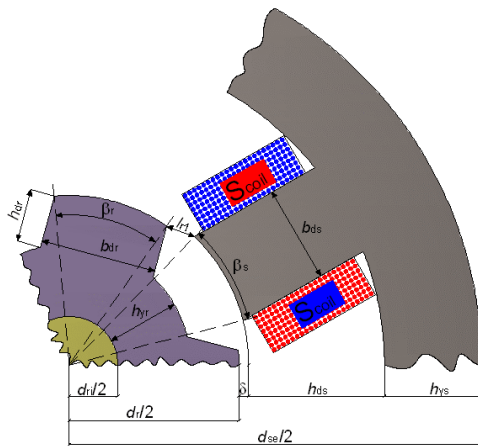
Charakterystyki te nazywane są popularnie charakterystykami strumieniowo - prądowo - kątowymi ( $\psi - i - \theta$ ) oraz odpowiednio charakterystykami momentowo - prądowo - kątowymi ( $T_e - i - \theta$ ).

Celem niniejszej pracy jest przedstawienie analizy wpływu zmiany podstawowych wymiarów geometrycznych, takich jak kąty biegunów stojana oraz zębów wirnika na podstawowe charakterystyki statyczne różnych odmian konstrukcyjnych maszyn reluktancyjnych przełączalnych na drodze obliczeń symulacyjnych.

Dla wybranych modeli maszyn zastosowano metody polowe obliczania rozkładu pola magnetycznego pozwalające na badanie wpływu zmiany geometrii obwodu magnetycznego silnika na wypadkowe charakterystyki silników. W oparciu o wyniki przeprowadzonych obliczeń przedstawiono opracowane i zbudowane w Politechnice Rzeszowskiej modele maszyn SRM o konstrukcjach 4/2, 6/4, 8/6, 12/8.

#### 2. Problematyka doboru podstawowych wymiarów wewnętrznych obwodu magnetycznego SRM

Proces projektowania geometrii obwodu magnetycznego SRM polega na wyborze jednego z wielu możliwych rozwiązań konstrukcyjnych związanych z wymiarami wewnętrznymi maszyny. Na rysunku 1 przedstawiono podstawowe wymiary geometryczne związane z biegunami stojana i zębami wirnika, przy czym wprowadzono następujące oznaczenia:  $d_{se}$  - średnica zewnętrzna stojana,  $d_r$  - średnica zewnętrzna wirnika,  $h_{ys}$  - wysokość jarzma stojana,  $h_{yr}$  - wysokość jarzma wirnika,  $h_{ds}$  - wysokość bieguna stojana,  $h_{dr}$  - wysokość bieguna wirnika,  $b_{ds}$  - szerokość bieguna stojana,  $b_{dr}$  - szerokość zęba wirnika,  $\beta_s$  - kąt bieguna stojana,  $\beta_r$  - kąt zęba wirnika,  $\delta$  - grubość szczeliny powietrznej,  $S_{\text{coil}}$  - pole przekroju uzwojenia,  $l_{r1}$  - odległość pomiędzy narożami bieguna stojana i zęba wirnika w położeniu niewspółosiowym wirnika.



Rys.1. Podstawowe wymiary bieguna stojana i zęba wirnika silnika SRM (opis w tekście)

W procesie projektowania SRM wprowadza się podstawowe, tzw. współczynniki projektowe tak zdefiniowane, aby powiązać ze sobą poszczególne wymiary obwodu magnetycznego maszyny. Współczynniki te oznaczane jako [1]:

$$\alpha_{h_{dr}l_{r1}}, \alpha_{h_{dr}h_{ds}}, \alpha_{h_{yr}h_{ys}}, \alpha_{h_{ys}b_{ds}}$$

są definiowane jako ilorazy odpowiednich wymiarów występujących w ich indeksach, np.:

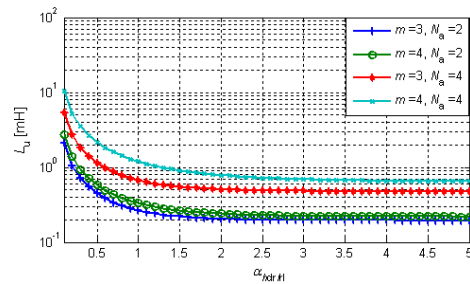
$$\alpha_{h_{dr}l_{r1}} = \frac{h_{dr}}{l_{r1}} \quad (1)$$

Przykładowy współczynnik  $\alpha_{h_{dr}l_{r1}}$  decyduje o wartości indukcyjności własnej pasma w położeniu niewspółosiowym  $L_u$ . Na rysunku 2 przedstawiono zależności indukcyjności  $L_u$  w funkcji współczynnika projektowego  $\alpha_{h_{dr}l_{r1}}$  dla czterech różnych konstrukcji silnika (6/4, 8/6, 12/8 i 16/12). Duża wartość współczynnika  $\alpha_{h_{dr}l_{r1}}$  daje małą wartość  $L_u$  co powoduje wzrost współczynnika

$$\lambda_L = L_a / L_u \quad (2)$$

gdzie  $L_a$  jest indukcyjnością przy położeniu współosiowym wirnika.

Z rysunku 2 widać, że po przekroczeniu pewnej wartości współczynnika  $\alpha_{h_{dr}l_{r1}}$ , wartości indukcyjności  $L_u$  maleją nieznacznie. W praktyce dużą wartość  $\alpha_{h_{dr}l_{r1}}$  można uzyskać przy małych kątach szerokości biegunów stojana  $\beta_s$  i zęba wirnika  $\beta_r$ .



Rys.2. Przykładowa zależność indukcyjności  $L_u$  w funkcji współczynnika  $\alpha_{h_{dr}l_{r1}}$

To z kolei prowadzi do zmniejszania się efektywnej strefy momentu, czego skutkiem jest wzrost, tzw. spadku momentu  $T_{dip}$ . W tabeli 1 zamieszczono bazowe wartości współczynników projektowych przy czym czcionką pogrubioną zaznaczono wartości współczynników projektowych zalecane przy projektowaniu konstrukcji o obniżonym poziomie wibroakustyki.

Tabela 1. Wartości bazowe podstawowych współczynników projektowych

Współ. proj.	$m=3, N_a=2$	$m=4, N_a=2$	$m=3, N_a=4$	$m=4, N_a=4$
$\alpha_{h_{dr}l_{r1}}$	1.5÷2.0	2.0÷2.5	2.0÷2.5	2.5÷3.0
$\alpha_{h_{dr}h_{ds}}$	0.65÷0.7 <b>1.0÷1.5</b>	0.65÷0.7 <b>1.0÷1.5</b>	0.65÷0.7 <b>1.0÷1.2</b>	0.65÷0.7 <b>1.0÷1.2</b>
$\alpha_{h_{yr}h_{ys}}$	0.75÷0.85	0.75÷0.85	0.75÷0.85	0.75÷0.85
$\alpha_{h_{ys}b_{ds}}$	0.5÷0.67 <b>1.0÷1.2</b>	0.5÷0.67 <b>1.0÷1.3</b>	0.5÷0.67 <b>1.0÷1.5</b>	0.5÷0.67 <b>1.0÷2.0</b>

O właściwościach rozruchowych silnika, a także o możliwości zmiany kierunku wirowania wirnika decyduje liczba pasm silnika  $m$ . Zazwyczaj projektuje się maszyny o budowie symetrycznej i liczbie pasm  $m \geq 3$ . Wzrost liczby pasm  $m$  wpływa w naturalny sposób na kształt wypadkowego momentu silnika. Moment silnika charakteryzuje się występowaniem tętnień, przy czym liczba tętnień  $S$  przypadająca na jeden obrót wirnika pozostaje w ścisłej relacji między liczbą zębów wirnika  $N_r$  oraz liczbą pasm  $m$ :

$$S = mN_r \quad (3)$$

Liczbie tętnień  $S$  przypisany jest kąt skoku wirnika  $\varepsilon$  według zależności:

$$\varepsilon = \frac{2\pi}{S} \quad (4)$$

W przypadku maszyn zbudowanych symetrycznie wprowadza się pojęcie strefy momentu  $\tau$ , która informuje przez jaki kąt obrotu wirnika jedno pasmo jest w stanie wytwarzać moment dla danego kierunku wirowania. Znaczenie praktyczne posiada, tzw. efektywna strefa momentu  $\tau_e$  definiowana jako kąt obrotu wirnika podczas którego dane pasmo jest w stanie wytworzyć moment o wartości równej momentowi odniesienia  $T_{ref}$ . Efektywna strefa momentu jest zazwyczaj równa mniejszemu z kątów biegun stojana  $\beta_s$  lub zęba wirnika  $\beta_r$ .

Tabela 2. Przykładowe kombinacje  $N_s/N_r$  dla różnej liczby pasm fazowych  $m$

$m$	$N_s$	$N_r$	$N_a$	$\varepsilon, ^\circ$	$S$	$\beta_{smin}, ^\circ$
3	6	4	2	30	12	30
3	6	8	2	15	24	15
3	12	8	4	15	24	15
4	8	6	2	15	24	15
4	8	10	2	9.0	48	9.0
4	16	12	4	7.5	48	7.5

Korzystając ze współczynników projektowych można obliczyć wszystkie potrzebne wymiary geometryczne maszyny pod warunkiem przyjęcia odpowiednich wartości dla dwóch kluczowych parametrów, tj. kątów biegunów stojana  $\beta_s$  i zębów wirnika  $\beta_r$ . Korzystając z Tabeli 1 można jedynie przyjąć wartości minimalne tych kątów. W praktyce wartość maksymalna kąta biegun stojana nie powinna przekraczać wartości równej  $180/N_r$ . Zazwyczaj zaleca się również aby spełniona była zależność  $\beta_r \geq \beta_s$  [5]. W tabeli 2 zamieszczono przykładowe kombinacje liczby biegunów stojana  $N_s$  i zębów wirnika  $N_r$  oraz inne wielkości opisane w tekście dla liczby pasm  $m$  od 3 do 4.

### 3. Analiza wpływu wartości kątów biegunów stojana i zębów wirnika na właściwości SRM - wyniki obliczeń połowych

Wykorzystując minimalną wartość kąta  $\beta$  z tabeli 2 oraz wartość maksymalną określoną z zależności  $180/N_r$ , dla konstrukcji 6/4, 8/6 i 12/8 określono zakres zmian wartości kąta biegun stojana  $\beta_s$ . Dla celów badawczych zakres zmian tego kąta nieznacznie poszerzono od dołu i góry. Przyjęto również podobny zakres zmian wartości kąta zęba wirnika  $\beta_r$ . Zakresy te

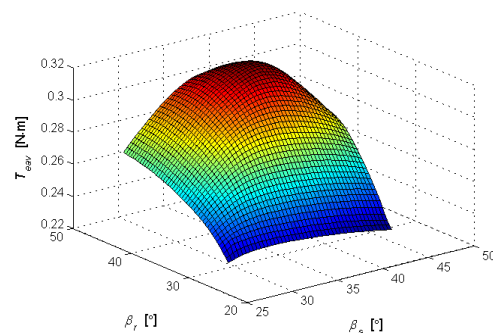
przyjęto odpowiednio dla poszczególnych konstrukcji SRM:

- 6/4 –  $28^\circ \div 46^\circ$
- 8/6 –  $14^\circ \div 31^\circ$
- 12/8 –  $14^\circ \div 24^\circ$

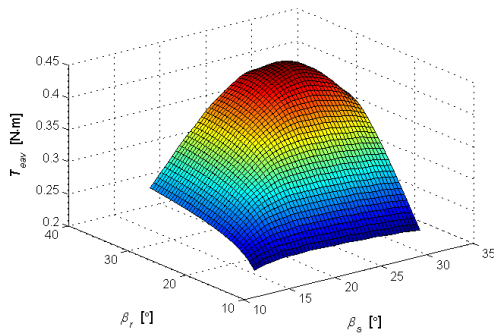
Uwzględniając wybrane wartości bazowych współczynników projektowych podanych w tabeli 1 obliczono wymiary geometryczne maszyn. W obliczeniach przyjęto stałą wartość średnicy zewnętrznej stojana  $d_{se}=0.094$  m dla wszystkich modeli maszyn. Dodatkowo przyjęto stałą wartość gęstości prądu  $j_s$  oraz strat w miedzi. Tym samym obszar zajmowany przez uzwojenie jednego pasma niezależnie od wymiarów geometrycznych był stały dla każdej maszyny.

Obliczenia połowe wykonano w programie ANSYS. Procedurę obliczania wymiarów geometrycznych napisano wykorzystując język programowania parametrycznego APDL (ang. *ANSYS Parametric Design Language*) programu ANSYS. Na rysunkach 3 - 5 przedstawiono wyniki obliczeń wartości średniej wytwarzanego momentu  $T_{eav}$  w funkcji wartości kątów biegunów stojana  $\beta_s$  i zębów wirnika  $\beta_r$  dla konstrukcji 6/4, 8/6, i 12/8.

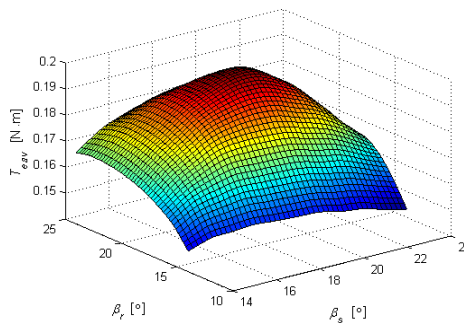
Analizując otrzymane wyniki obliczeń połowych można stwierdzić, że każdej wartości kąta biegun stojana  $\beta_s$  można przyporządkować taką wartość kąta zęba wirnika  $\beta_r$  przy której następuje maksymalizacja wytwarzanego momentu elektromagnetycznego  $T_{eav}$ . Jednocześnie wyniki badań potwierdzają słuszność przyjmowania założenia, że w bardzo szerokim zakresie zmian kąta  $\beta_s$ , kąt  $\beta_r$  powinien być równy lub nieco większy ( $\beta_r \geq \beta_s$ ). Wyniki obliczeń sugerują również, że projektując maszynę należy wybierać wartości kąta biegun stojana znacznie większe niż zalecane wartości minimalne.



Rys.3. Zależność wartości średniej momentu  $T_{eav}$  w funkcji wartości kątów biegunów stojana  $\beta_s$  i zębów wirnika  $\beta_r$  dla konstrukcji 6/4

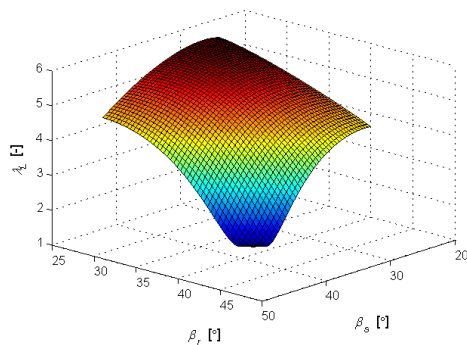


Rys.4. Zależność wartości średniej momentu  $T_{av}$  w funkcji wartości kątów biegunów stojana  $\beta_s$  i zębów wirnika  $\beta_r$  dla konstrukcji 8/6

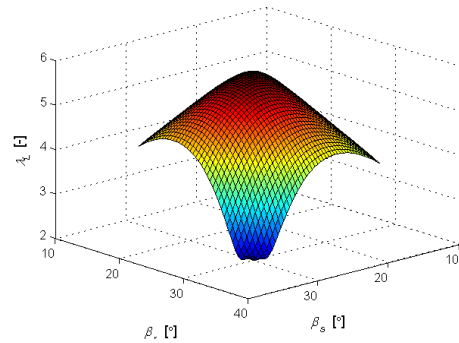


Rys.5. Zależność wartości średniej momentu  $T_{av}$  w funkcji wartości kątów biegunów stojana  $\beta_s$  i zębów wirnika  $\beta_r$  dla konstrukcji 12/8

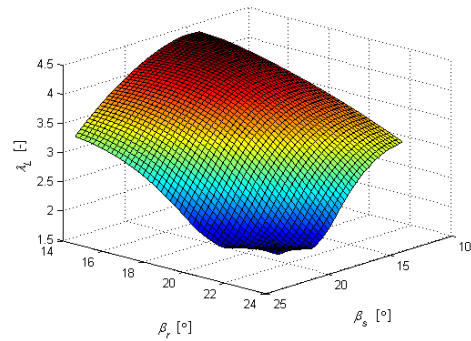
Zmiana wartości kątów stojana i wirnika wpływa również na wartość współczynnika  $\lambda_L = L_a/L_u$ . Na rysunkach 6 - 8 przedstawiono zależność współczynnika  $\lambda_L$  w funkcji zmian wartości kątów biegunów stojana  $\beta_s$  i zębów wirnika  $\beta_r$ .



Rys.6. Zależność współczynnika  $\lambda_L$  w funkcji kątów biegunów stojana  $\beta_s$  i zębów wirnika  $\beta_r$  dla konstrukcji 6/4



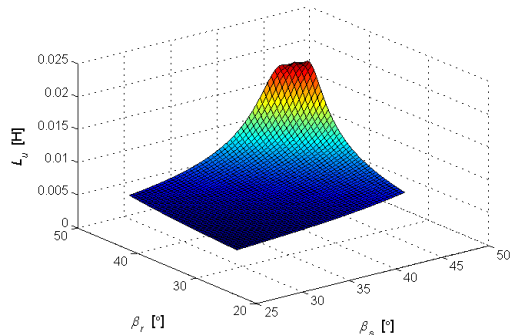
Rys.7. Zależność współczynnika  $\lambda_L$  w funkcji kątów biegunów stojana  $\beta_s$  i zębów wirnika  $\beta_r$  dla konstrukcji 8/6



Rys.8. Zależność współczynnika  $\lambda_L$  w funkcji kątów biegunów stojana  $\beta_s$  i zębów wirnika  $\beta_r$  dla konstrukcji 12/8

Duże wartości współczynnika  $\lambda_L$  nie zapewniają jednocześnie dużej wartości wytwarzanego momentu elektromagnetycznego. Duże wartości kątów biegunów stojana i zębów wirnika powodują znaczne zmniejszanie się współczynnika  $\lambda_L$ .

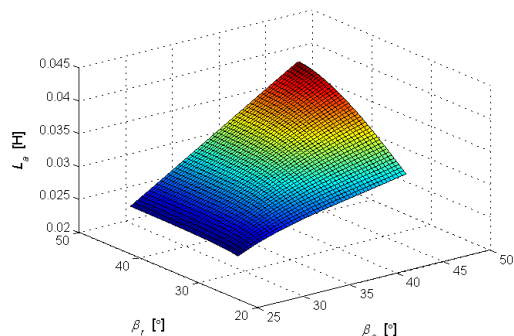
O osiągniętej wartości maksymalnej prądu fazowego decyduje w indukcyjności położenia niewspółosiowego  $L_u$ . Na rysunku 9 przedstawiono zależność współczynnika indukcyjności własnej dla położenia niewspółosiowego w funkcji kątów biegunów stojana  $\beta_s$  i zęba wirnika  $\beta_r$  dla konstrukcji 6/4.



Rys.9. Zależność indukcyjności własnej  $L_u$  w funkcji kątów biegunów stojana  $\beta_s$  i zęba wirnika  $\beta_r$  dla konstrukcji 6/4



Podobne zależności uzyskano dla pozostałych konstrukcji. Duża wartość indukcyjności dla położenia niewspółosiowego powoduje wzrost elektromagnetycznej stałej czasowej maszyny. Na rysunku 10 przedstawiono zależność indukcyjności własnej dla położenia współosiowego  $L_a$  w funkcji kątów biegunów stojana  $\beta_s$  i zębów wirnika  $\beta_r$  dla konstrukcji 6/4.



Rys.10. Zależność indukcyjności własnej  $L_a$  w funkcji kątów bieguna stojana  $\beta_s$  i zęba wirnika  $\beta_r$  dla konstrukcji 6/4

Wzrost wartości kątów  $\beta_s$  oraz  $\beta_r$  powoduje jednocześnie wzrost wartości  $L_a$ . Analizując otrzymane wyniki obliczeń można zauważyć, że dla każdej wartości kąta bieguna stojana  $\beta_s$  praktycznie liniowy wzrost indukcyjności  $L_a$  następuje do momentu osiągnięcia przez kąt zęba wirnika wartości bliskiej kątowi  $\beta_s$ . Po przekroczeniu przez kąt zęba wirnika wartości  $\beta_s$  następuje spowolnienie wzrostu indukcyjności  $L_a$ . Szczególnie jest to widoczne dla wartości kątów  $\beta_r$  nieznacznie przekraczających wartość kąta  $\beta_s$ . Zatem dalszy wzrost wartości kąta zęba wirnika nie daje już znaczącego wzrostu indukcyjności własnej dla położenia współosiowego  $L_a$ .

#### 4. Przykładowe wykonania praktyczne wybranych modeli SRM

W oparciu o wyniki obliczeń połowych przedstawione w rozdziale 3 zostały wykonane w Politechnice Rzeszowskiej modele maszyn reaktancyjnych przełączalnych w czterech odmianach konstrukcyjnych 4/2, 6/4, 8/6, 12/8. Widok wykonanych modeli maszyn przedstawiono na rysunku 11. Dla każdej z konstrukcji kąty zębów wirnika zostały tak dobrane aby dla przyjętych wartości kątów stojana zapewnić maksymalny moment silnika. Dla konstrukcji 6/4 i 12/8 przyjęto minimalne wartości kątów  $\beta_s$ , tym samym obie konstrukcje przeznaczone są do zastosowań wysokoobrotowych.



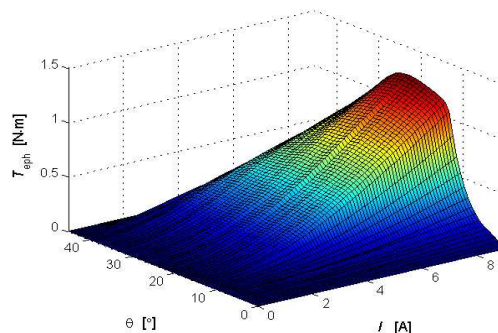
Rys.11. Widok wykonanych modeli maszyn reaktancyjnych przełączalnych

W przypadku konstrukcji 8/6 zdecydowano się przyjąć nieco większą wartość kąta  $\beta_s$  z uwagi na badania modelu pod kątem zastosowań serwonapędowych. Model 4/2 przeznaczony jest do zastosowań wysokoobrotowych i posiada niesymetryczną budowę wirnika. Przyjęte wartości kątów  $\beta_s$  i  $\beta_r$  dla modeli z rysunku 11 zamieszczono w tabeli 3.

Tabela 3. Wartości kątów  $\beta_s$  i  $\beta_r$  dla modeli z rysunku 11

Konfiguracja $N_s/N_r$	4/2	6/4	8/6	12/8
Liczba pasm $m$	2	3	4	3
Liczba biegunów na jedno pasmo $N_a$	2	2	2	4
Kąt bieguna stojana $\beta_s$	43°	30°	18°	15°
Kąt zęba wirnika $\beta_r$	96°	34°	21°	18°

Na rysunku 12 przedstawiono wyznaczoną pomiarowo zależność momentu w funkcji wartości płynącego prądu i kąta obrotu wirnika dla opracowanego modelu silnika o konstrukcji 6/4. Stanowisko do wyznaczania charakterystyk statycznych modeli SRM zaprezentowano w [3].



Rys.12. Charakterystyka pomiarowa momentowo - prądowo - kątowa konstrukcji 6/4

## 5. Wnioski

Na etapie projektowania konstrukcji maszyn reluktancyjnych przełączalnych projektant staje przed koniecznością wyboru zarówno rodzaju konstrukcji jak i przyjęcia odpowiednich wymiarów wewnętrznych maszyny. Możliwości wyboru wartości kątów biegunów stojana i zębów wirnika są dość duże. Słuszną zasadą jest przestrzeganie założenia, aby  $\beta_r \geq \beta_s$ , chociaż wartość kąta  $\beta_r$  nie powinna być znacząco większa. Większe wartości kątów zęba wirnika  $\beta_r$  w niewielkim stopniu powodują już przyrost wartości indukcyjności położenia współosiowego  $L_a$ . Jednocześnie w takim przypadku wzrasta dość szybko indukcyjność położenia niewspółosiowego  $L_u$ . Powoduje to tym samym zmniejszanie się współczynnika  $\lambda_L$ . Współczynnik  $\lambda_L$  nie jest dobrym wskaźnikiem oceny jakości projektu maszyny. Duża wartość współczynnika wcale nie musi wskazywać na to, że maszyna została zaprojektowana poprawnie. Zastosowanie obliczeń polowych w projektowaniu nowych modeli maszyn SRM jest niezbędne w praktyce inżynierskiej.

## 6. Literatura

- [1]. Anawar M.N., Husain I., Radun A. V.: *A comprehensive desing methodology for switched reluctance machines*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, No. 6, November/December 2001, pp. 1684-1692
- [2]. Ansys *Documentation*, ANSYS, Inc.
- [3]. Bogusz P., Korkosz M., Prokop J.: *Stanowisko do badań silników reluktancyjnych przełączalnych z zastosowaniem procesora sygnałowego*, Maszyny elektryczne, Branżowy Ośrodek Badawczo-Rozwojowy Maszyn Elektrycznych, KOMEL, Zeszyty problemowe, Nr 69, 2004, str. 7-12
- [4]. Korkosz M.: *Praca silnikowo-generatorowa przełączalnej maszyny reluktancyjnej*, Rozprawa doktorska, Gliwice 2003.
- [5]. Krishnan R.: *Switched reluctance motor drive: modeling, simulation, analysis, desing, and applications*, CRC Press LLC, 2001.
- [6]. Risse S., Henneberger G.: *Desing and optimization of a switched reluctance motor for electric vehicle propulsion*, Proceedings of ICEM 2000, August 2000, Vol. 3, pp 1525-1530.
- [7]. Wu W. Dunlop J. B., Collocoott S. J. Kalan B.: *Desing optimization of a switched reluctance motor by electromagnetic and thermal finite-element analysis*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 39, No. 5, September 2003, pp.3334- 3336

## Autorzy

dr inż. Piotr Bogusz, pbogu@prz.rzeszow.pl  
dr inż. Mariusz Korkosz,  
mkosz@prz.rzeszow.pl  
dr inż. Jan Prokop, jprokop@prz.rzeszow.pl  
Politechnika Rzeszowska  
Wydział Elektrotechniki i Informatyki  
ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów