

Akademia Górniczo-Hutnicza im. Stanisława Staszica w Krakowie  
Wydział Elektrotechniki, Automatyki, Informatyki i Inżynierii Biomedycznej



Autoreferat rozprawy doktorskiej

Modelowanie i własności bezrdzeniowych maszyn synchronicznych tarczowych

mgr. inż. Sebastian Latosiewicz

promotor:

prof. dr hab. inż. Jerzy Skwarczyński

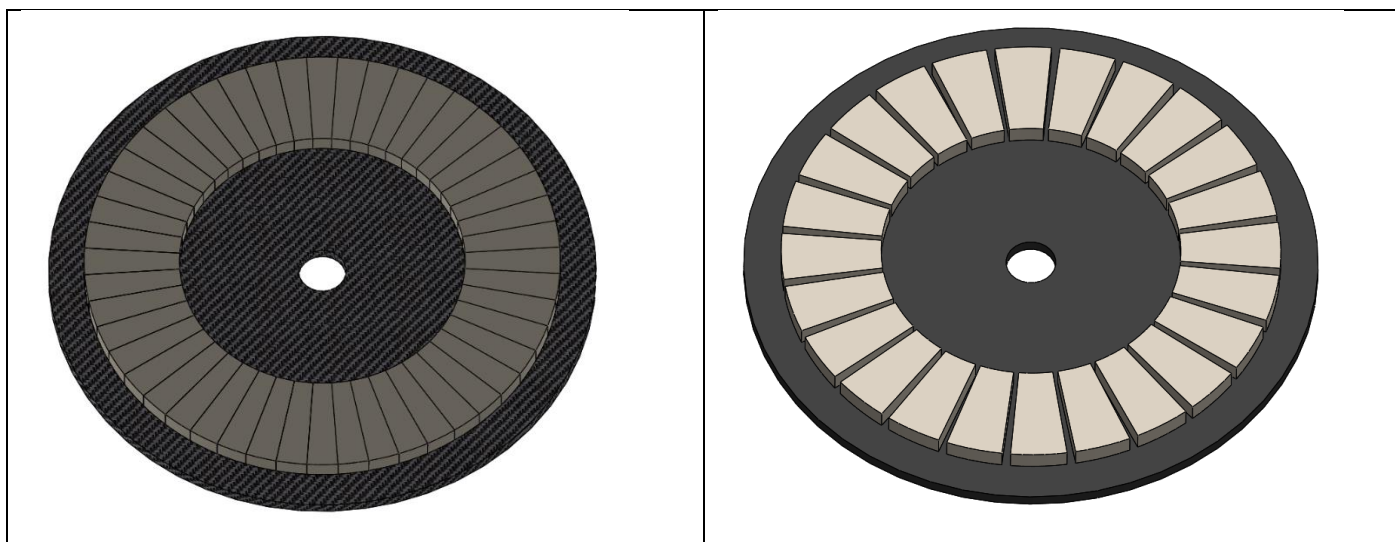
Kraków 2016

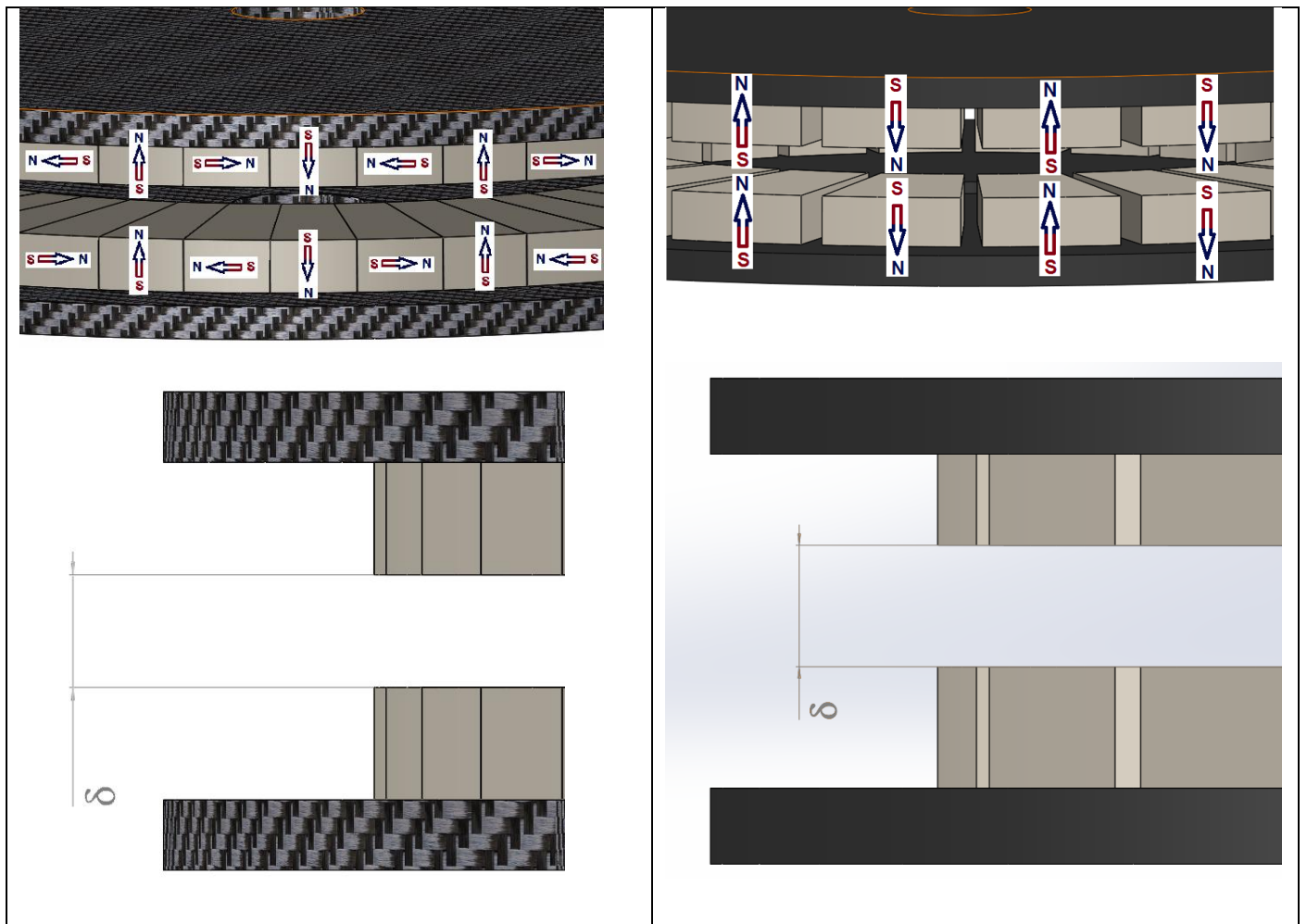
W środowiskach zajmujących się maszynami elektrycznymi przez wiele lat panowało przekonanie, że zasadnicze zmiany w konstrukcji tych maszyn możliwe są dopiero po zastąpieniu ferromagnetycznego rdzenia przez lżejszy materiał, o lepszych właściwościach magnetycznych. Materiału takiego upatrywano w bliżej nieokreślonych kompozytach ceramicznych. Dotąd nie wynaleziono takiego materiału, ale całkowitą eliminację ferromagnetyka z obwodu magnetycznego maszyny umożliwia specyficzny układ magnesów trwałych, zwany układem Halbacha. Jednak w literaturze fachowej daje się zauważyć brak większego entuzjazmu w ocenie takich konstrukcji bezrdzeniowych, co może być w pewnym stopniu zaskakujące. Być może, jedną z przyczyn braku szczególnie pozytywnych ocen jest fakt, że dużą poprawę wskaźników objętościowych i wagowych przyniosło już wcześniej wykorzystanie magnesów trwałych z ziem rzadkich w konstrukcjach częściowo bezrdzeniowych. Tym niemniej opublikowanych wyników porównania konstrukcji częściowo bezrdzeniowej z całkowicie pozbawioną rdzenia w momencie podejmowania takiego tematu nie zauważono. Stało się to przyczyną rozpoczęcia badań porównawczych, których podsumowanie zawarto w rozprawie doktorskiej pt.:

#### MODELOWANIE I WŁASNOŚCI BEZRDZENIOWYCH MASZYN SYNCHRONICZNYCH TARCZOWYCH

Nie ulega wątpliwości, że wyczerpującą informację o obu, odpowiadających sobie konstrukcjach, zwłaszcza pod kątem ich porównań, mogły przynieść jedynie pomiary laboratoryjne. Wykonanie z tym przeznaczeniem obu maszyn planowano w ramach grantu promotorskiego. Jednak projektowi nie przyznano finansowania. Pozostawały obliczenia i symulacje komputerowe.

Jest wiele konstrukcji maszyn, w których może być wykorzystany układ Halbacha. Wydaje się, że w chwili obecnej obiektem najbardziej reprezentatywnym dla grupy maszyn z jednostronnym rdzeniem i maszyn bezrdzeniowych podobnej konstrukcji jest tarczowa maszyna synchroniczna, wykorzystywana jako bezkomutatorowy silnik prądu zmiennego PMBLAC. Na rysunku przedstawiono obie konstrukcje:





Zasadnicza różnica pomiędzy układami magnesów w układzie „tradycyjnym” i Halbacha polega na tym, że wektory polaryzacji w sąsiednich magnesach obrócone są w pierwszym przypadku o 180 stopni, a w drugim o 90, dzięki czemu nie jest potrzebna tarcza stalowa „domykająca” pole.

W ramach pracy rozpatrywano maszyny o takich samych gabarytach, ale różniące się sposobem rozmieszczenia magnesów trwałych, ich wymiarami oraz szczegółami wykonania uzwojenia twornika. Uznano, że porównania należy rozpocząć od trzech wielkości decydujących o własnościach maszyny: generowanej SEM, wytwarzanego momentu średniego, oddziaływania twornika. Parametrem istotnym dla własności w stanach dynamicznych jest też moment bezwładności wirnika. Rozpoznawane w trakcie wykonywania analiz porównawczych własności obu maszyn tarczowych znalazły swój wyraz w tezie pracy:

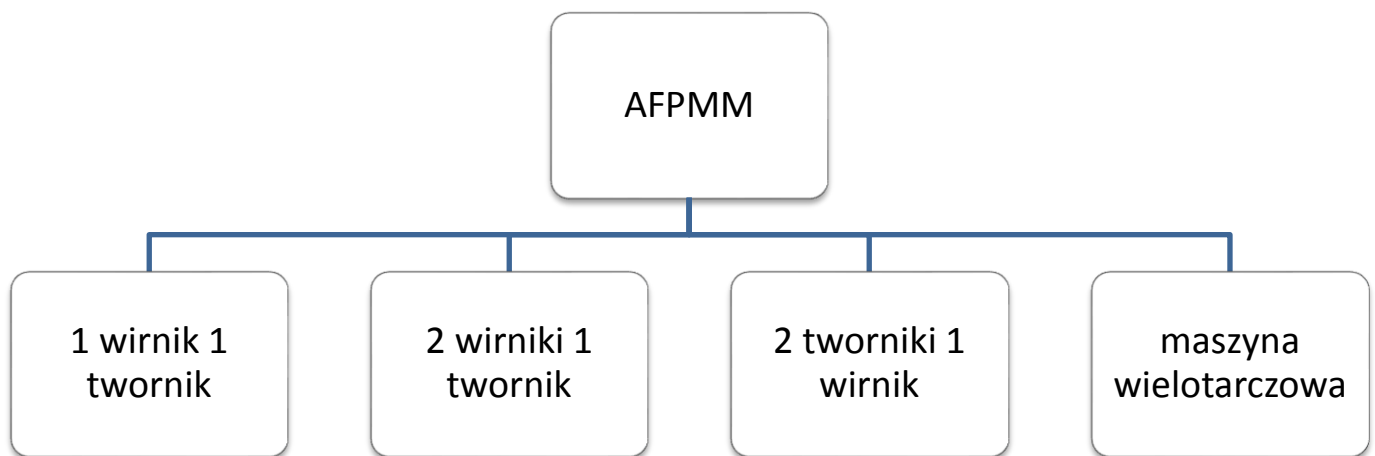
*Maszyny bezrdzeniowe z magnesami trwałymi stanowią istotny postęp, ale nie przełom w konstrukcji maszyn elektrycznych.*

W ramach pracy dokonano:

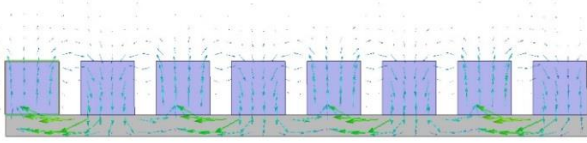
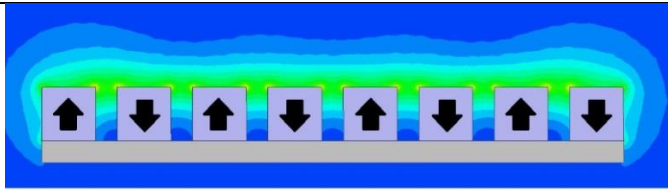
- przeglądu konstrukcji maszyn tarczowych z bezrdzeniowym twornikiem i magnesami trwałymi,
- wstępnej, uproszczonej analizy i porównań wariantów obwodów z magnesami trwałymi,

- przeglądu metod obliczeń momentu, SEM i oddziaływania twornika w maszynach tarczowych z magnesami trwałymi,
- analizy MES 3D modeli maszyn tarczowych z magnesami w układzie Halbacha i tradycyjnym,
- analizy MES 3D wpływu konstrukcji uzwojeń twornika na wytwarzany moment i SEM,
- analizy wybranych własności maszyn tarczowych z bezrdzeniowym twornikiem jako obiektu sterowania.

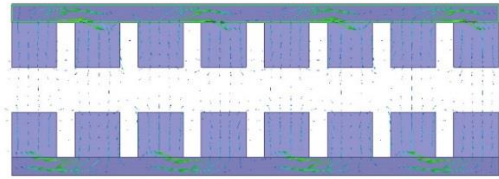
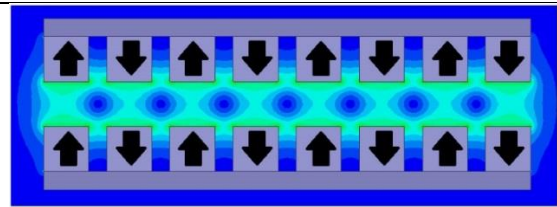
Silniki elektryczne i generatory kojarzone są na ogół z maszynami o magnesowaniu radialnym. Wybór maszyn tarczowych z polem osiowym AFPMM, jako obiektu badań wyniknął z perspektywy ich zastosowań w napędach, w których waga, objętość i sprawność odgrywają decydującą rolę, ale przede wszystkim tam, gdzie rozmiar maszyny w kierunku jej osi obrotu jest ograniczony w stopniu większym niż w kierunku jej promienia. Głównym kryterium podziału współczesnych silników tarczowych jest ilość zastosowanych w danej konstrukcji tarcz wirników oraz tworników.



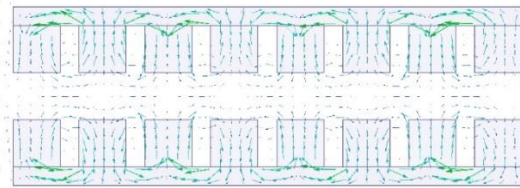
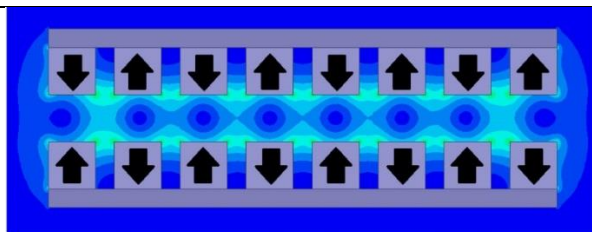
Najczęściej stosowany układ wzbudzenia silnika tarczowego składa się prostokątnych, trapezowych lub będącymi wycinkiem pierścienia magnesów trwałych przytwierdzonych do ferromagnetycznej tarczy wirnika pełniącej również funkcję drogi dla strumienia magnetycznego pochodzącego od tych magnesów.



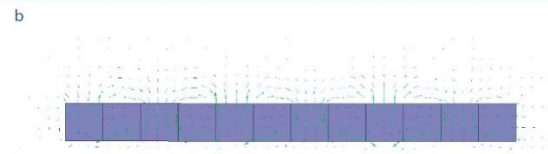
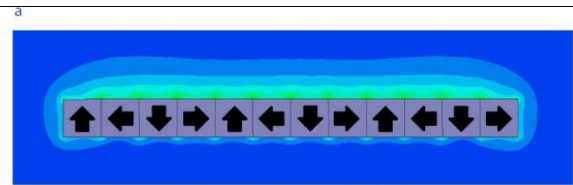
Pole magnetyczne pochodzące od magnesów trwałych ułożonych na jednej tarczy ferromagnetycznej.



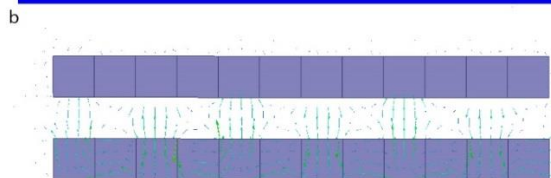
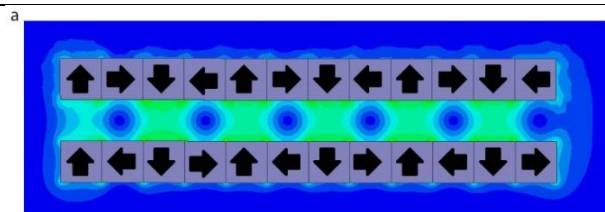
Pole magnetyczne pochodzące od magnesów trwałych ułożonych na dwóch tarczach ferromagnetycznych.



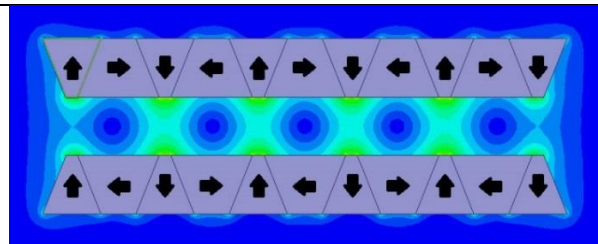
Pole magnetyczne pochodzące od magnesów trwałych ułożonych na dwóch tarczach ferromagnetycznych.



Jedna warstwa magnesów tworząca układ Halbacha. a – rozkład pola magnetycznego, b – linie pola magnetycznego.

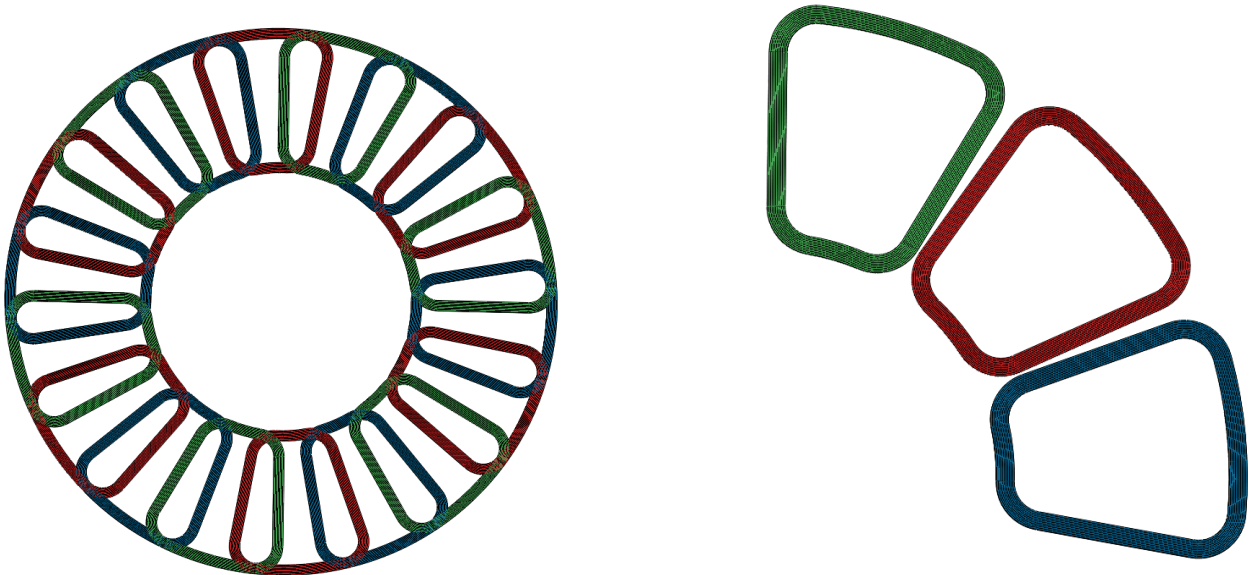


Dwie warstwy magnesów ułożonych w układ Halbacha. a – rozkład pola magnetycznego, b – linie pola magnetycznego.



Dwie warstwy magnesów o trapezowym przekroju ułożone w szyk Halbacha.

Uzwojenia maszyn tarczowych najczęściej występują w wykonaniu z zachodzącymi za siebie cewkami lub cewkami usytuowanymi obok siebie. Uzwojenia zalane tworzywem syntetycznym tworzą dysk. Usytuowany pomiędzy tarczami magnesów pozostaje nieruchomy.

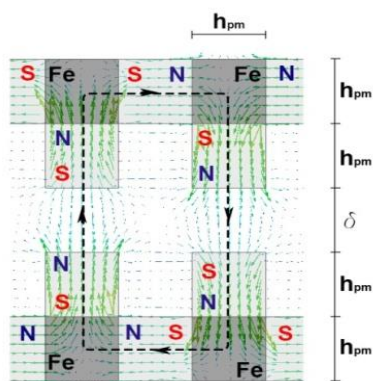
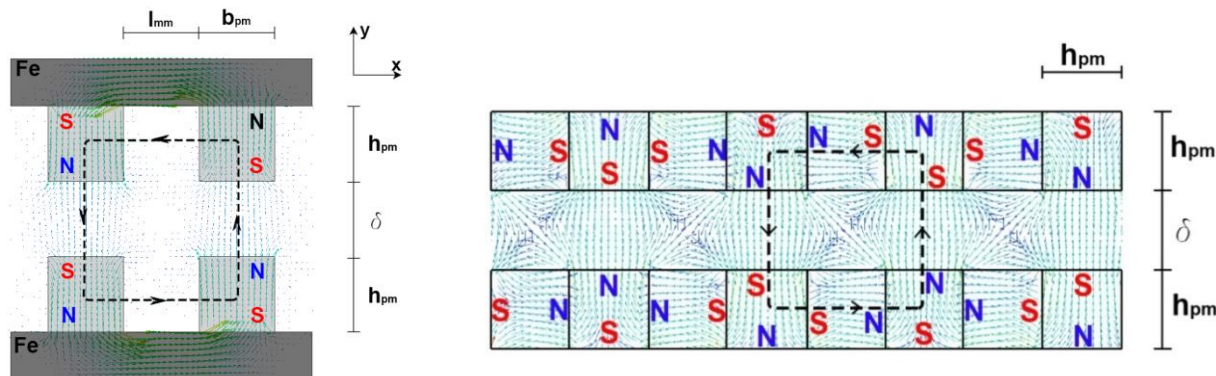


Ograniczona przestrzeń przewidziana dla dysku w maszynach tarczowych powoduje, że w porównaniu z maszynami z polem radialnym uzwojenia trójfazowe ulokowane w dysku są maksymalnie uproszczone – liczba żłobków na biegun i fazę wynosi  $\frac{1}{2}$  lub 1, wobec dochodzącej do kilkunastu dla wielkich generatorów. Jednak daleki od sinusoidalnego okład prądowy w niewielkim stopniu wpływa na kształt pola szczelinowego, narzucany przez magnesy trwałe, dzięki dużej szczelinie powietrznej.

Istotnym problemem jest usytuowanie boków uzwojenia względem powierzchni prostopadłej do osi obrotu, położonej w środku szczeliny. Zewoje mogą być wykonywane w taki sposób, aby środki geometryczne przekrojów boków czynnych zewojów leżały jak najbliżej tej powierzchni, albo też tak, aby leżały jak najbliżej powierzchni magnesów.

Ogólnie uważa się, że obliczenia dotyczące obwodów z magnesami trwałymi, pozbawionych ferromagnetycznego magnetowodu, dla zapewnienia wiarygodnych wyników należy wykonywać metodami polowymi, najwygodniej MES. Jednak niejednokrotnie okazywało się, że bezkrytyczne podejście do wyników uzyskanych MES prowadzi do zafałszowanego obrazu rzeczywistości. Dlatego potrzebna jest weryfikacja pomiarowa i/lub przybliżone, analityczne określenie pola w wybranych punktach obwodu magnetycznego. Do takich obliczeń, porządkujących poglądy na wzajemne uzależnienia w obwodach z magnesami, zachęcają

regularne przebiegi linii sił w magnesach trwałych, uzyskane MES. Rozpatrywane były dwa układy, w których pole wzbudzone jest magnesami trwałymi i które można uznać za wycinek obwodu magnetycznego maszyny tarczowej.



Dla porównania rozpatrywany był także obwód magnetyczny przedstawiony na rysunku obok, ale proces wytwarzania pola szczelinowego jest tu całkowicie odmienny niż w układzie Halbacha, gdzie zmiana o 90 stopni położenia wektora polaryzacji magnesów jest odzorowaniem fali Malinsona.

Specyfiką rozpatrywanych obwodów jest wpływ strumienia obwodowego na wartość maksymalną indukcji w szczelinie – czyli na gęstość strumienia pola osiowego. Zjawisko jest istotą układu Halbacha, w którym magnesy spolaryzowane obwodowo wzmacniają strumień główny zorientowany osiowo, likwidując równocześnie strumień rozproszenia w przestrzeniach między magnesami. W tradycyjnych maszynach jawnobiegunowych strumień taki, nazywany strumieniem rozproszenia biegunów, zamyka się pomiędzy biegunami i jest uwzględniany w procesie projektowania za pomocą współczynników będących funkcjami wymiarów geometrii strefy przyszczelinowej. Posługując się podobnie definiowanymi współczynnikami można oszacować maksymalną wartość indukcji w szczelinie, wywołanej magnesami trwałymi.

Pierwszą własnością, która ujawniła się podczas obliczeń, jest istotna różnica pomiędzy strumieniem wychodzącym z magnesu i strumieniem przekraczającym szczelinę, czyli strumieniem linii sił pola "głównego". W przypadku klasycznego układu magnesów jest to spowodowane tzw. strumieniem rozproszenia magnesów, czyli strumieniem zamykającym się pomiędzy sąsiednimi magnesami. Strumień ten nadaje obwodowi magnetycznemu charakter równoległego i rozłożonego, w którym pojęcie "punkt pracy magnesu" nie ma sensu. Posługiwanie

się obwodem zastępczym o parametrach skupionych wymaga korzystania z wartości średnich natężenia i indukcji w poszczególnych fragmentach magnetowodu i powoduje błąd obliczeń. Stwierdzono, że dla rozważanych przypadków konstrukcji z klasycznym układem magnesów błąd ten nie przekracza 5%. Bardziej złożoną jest sytuacja w przypadku układu Halbacha, gdzie średnia wartość strumienia przekraczającego szczelinę jest większa od strumienia opuszczającego magnes osiowy. Wynika to ze „wspomagającego działania” magnesów obwodowych. Choć posługiwanie się obwodem zastępczym o parametrach skupionych może w tym wypadku budzić wątpliwości, dopuszczalny błąd obliczeń nieznacznie przekracza 5%. Wykorzystanie modeli dyskretnych prowadzi w obu przypadkach do wspólnego strukturalnie wzoru. Porównanie poszczególnych współczynników występujących w tym wzorze wskazuje na nieco lepsze własności układu Halbacha.

Uzyskane wyniki obliczeń potwierdziły przewidywania, że prądy bezrdzeniowej cewki w szczelinie maszyny tarczowej praktycznie nie wpływają na wielkość pola wytwarzanego przez magnesy trwałe – a ściślej ich udział jest na poziomie błędu obliczeń, tj. poniżej 1%.

Jedną z wielkości pozyskiwanych z obliczeń MES jest moment sił działający na wskazany fragment analizowanej przestrzeni. Dostatecznie naturalnym wydaje się ograniczone zaufanie liczącego do wyników, wyrażające się dążeniem do ich potwierdzenia inną metodą, nawet w sposób przybliżony. W publikacjach dotyczących maszyn tarczowych z magnesami trwałymi można odnaleźć wzory dla obliczenia momentu. Jednak ich wyprowadzenie jest na ogół przedstawione w sposób na tyle uproszczony, że właściwie wymaga zaprezentowania własnego podejścia.

Moment elektromagnetyczny wytwarzany w maszynie z bezrdzeniowym twornikiem wynika bezpośrednio z sił działających na przewody uzwojeń. Siły te mogą być obliczone z równania Ampere’a:

$$d\mathbf{F} = i_a(d\mathbf{r} \times \mathbf{B}_g)$$

Dostatecznie rozpowszechniony jest pogląd, że na tej zasadzie działają wszystkie silniki elektryczne, co jednak nie jest prawdą, gdyż uzwojenia maszyn z rdzeniem ferromagnetycznym są ekranowane magnetycznie i mechanizm wytwarzania momentu jest tam znacznie bardziej złożony. W maszynach bezrdzeniowych ten problem oczywiście nie istnieje i siły działają na przewody.

Równanie Ampere’a dotyczy przewodu cienkiego, natomiast w wielobiegunowych silnikach tarczowych pole oddziałuje na zezwoje, których wymiary przekroju poprzecznego są porównywalne z podziałką biegunową, więc w celu obliczenia momentu albo należy sumować momenty  $T_{bz}$  działające na boki czynne poszczególnych zwojów zezwoju, albo wykorzystać pojęcie gęstości objętościowej siły Lorentza:

$$\mathbf{f} = \mathbf{J} \times \mathbf{B}_g \text{ N/m}^3$$



Symbolem  $J$  oznaczono rozkład gęstości prądu. Moment działający na bok czynny zezwoju będzie całką objętościową z iloczynu  $r f_{\alpha}$  po objętości zajmowanej przez ten bok. Wyznaczenie momentu w oparciu o wzór Lorenza wymaga korzystania z MES 3D. Mniej dokładne, ale umożliwiające podejście analityczne jest traktowanie zezwoju jako nieskończenie cienkiej warstwy prądowej usytuowanej na tarczy nośnej twornika. Szerokość obwodowa warstwy  $r\Delta\alpha$  powinna być równa szerokości zezwoju, a liniowa gęstość prądu  $\sigma_{\alpha}$  w warstwie taka, żeby "odtworzyć" amperozwoje zezwoju. Przyjęcie modelu z cienkimi warstwami prądowymi pozwala na wykorzystanie pojęcia jednostkowych sił (naprężeń) działających na warstwę prądową, stycznych do powierzchni tarczy. Rozkład naprężeń stycznych na tarczy twornika, w pierścieniu o promieniu  $r$  i szerokości  $dr$ , wynosi:

$$p_t(\alpha, t) = -\sigma_{\alpha}(\alpha, t) B_g(\alpha, r, t) \text{ [N/m}^2\text{]}$$

przy czym:

$B_g(\alpha, r, t)$  – indukcja w szczelinie przy warstwie prądowej,

$\sigma_{\alpha}(\alpha, t)$  – liniowa gęstość prądu w warstwie (okład prądowy).

Moment pochodzący od naprężeń stycznych, działający na elementarny pierścień tarczy twornika wynosi:

$$T_{edr} = r \int_0^{2\pi} p_t(\alpha) (r d\alpha dr) = r^2 \left( \int_0^{2\pi} p_t(\alpha) d\alpha \right) dr = -r^2 \left( \int_0^{2\pi} \sigma_{\alpha}(\alpha) B_g(\alpha, r) d\alpha \right) dr$$

Moment działający na pierścień, w którym zawarte są boki czynne uzwojeń twornika, zawarty pomiędzy okręgami o promieniach  $R_{in}$ ,  $R_{out}$  wynosi:

$$T_e = \int_{R_{in}}^{R_{out}} T_{er}(r) dr$$

Oczywiście, model z warstwami prądowymi na tarczy twornika nie stwarza możliwości badania wpływu osiowego usytuowania boków zezwoju w szczelinie na moment i kształt SEM.

Niekwestionowaną podstawą dla obliczania momentu elektromagnetycznego jest pochodna cząstkowa energii  $W_f$ , lub koenergii  $W'_f$  pola magnetycznego względem kąta  $\varphi$  określającego położenie elementu ruchomego, na który działa moment:

$$T_e = - \frac{\partial W_f}{\partial \varphi} = \frac{\partial W'_f}{\partial \varphi}$$

Wzór ten wynika z formalizmu Lagrange'a, zasady najmniejszego działania Hamiltona, lub bilansu energetycznego.

Stosując oba sposoby postępowania, to znaczy wykorzystując model z warstwami prądowymi na tarczy twornika oraz formalizm Lagrange'a, uzyskano ten sam wzór dla momentu średniego wytwarzanego przez pierwsze harmoniczne okładu prądowego oraz indukcji:

$$T_{e1}(t) = \frac{3}{2} N_a k_{wal}^* I_{am} \Phi_{z1}$$

$N_a$  – liczba zwojów uzwojenia,

$\Phi_{z1} = B_{fm1}(R_{out}^2 - R_{in}^2)$  – strumień pochodzący od pierwszej harmonicznej indukcji w

szczelinie  $B_{fm1}$ , jeśli jej amplituda nie zmienia się wzdłuż promienia,

$$k_{wd1}^* = k_{wp1} k_{wd1} \frac{\sin p\kappa}{p\kappa}$$

$k_{wp1}, k_{wd1}$  – współczynnik skrótu i grupy uzwojenia,

$\kappa$  – połowa obwodowej szerokości zezwoju,

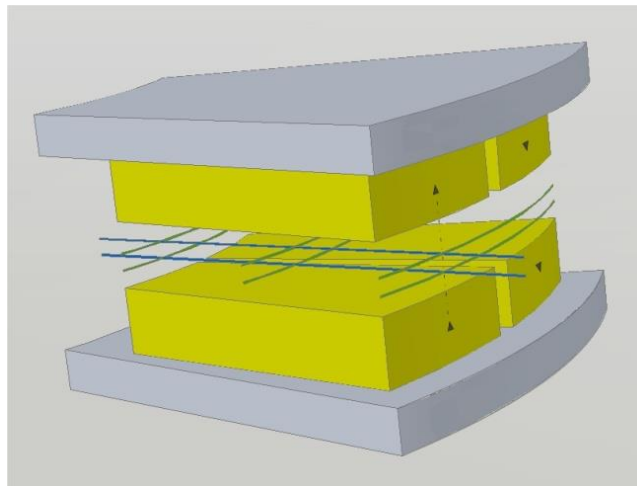
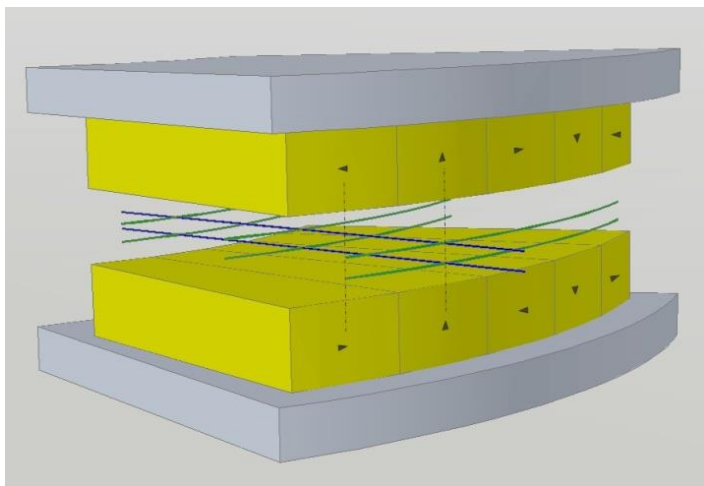
$p$  – liczba par biegunów

Ponieważ wzór odbiega od postaci spotykanych w literaturze, w rozprawie wyjaśniono te różnice. Mają one charakter jakościowy, nie prowadząc do poważniejszych różnic ilościowych w przypadku maszyn typowych. Wynikają między innymi z odmiennego podejścia do konstrukcji modelu umożliwiającego zastąpienie dyskretnego sumowania sił działających na poszczególne boki uzwojenia działaniami o charakterze ciągłym. Różnice pomiędzy wartościami momentu średniego, obliczonymi wg przedstawionego wzoru oraz pochodzącymi z MES 3D nie przekraczają 4% dla klasycznego układu magnesów i 9% dla układu Halbacha.

W pracy wyprowadzone też zostały wzory dla wytwarzanych momentów zmiennych, pochodzących od wyższych harmonicznych układu i indukcji rzędu  $(6n \pm 1)$ . Przedstawiono ich zależność od tych harmonicznych oraz związku z harmonicznymi SEM, przewidując rząd i amplitudę największej składowej zmiennej momentu o najniższej pulsacji  $6\omega_o$ . Wykazano również, że zamieszczany w literaturze wzór dla SEM indukowanej w otwartym uzwojeniu twornika dotyczy uzwojeń posiadających idealne własności filtrujące, czyli wyprowadzając go autorzy uwzględniali jedynie pierwszą harmoniczną rozkładu indukcji w szczelinie.

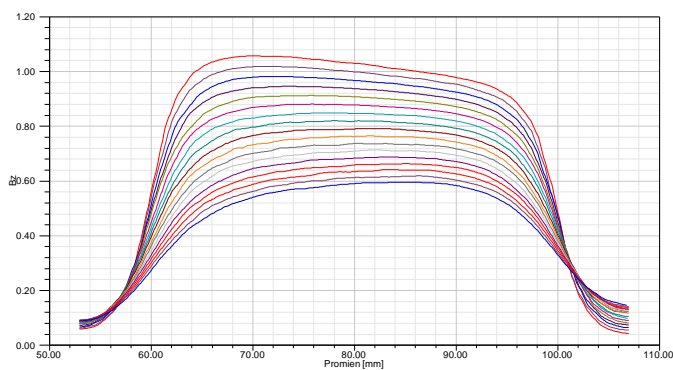
Zasadniczą część prowadzonych badań stanowiło wykonanie obliczeń porównawczych obu maszyn tarczowych. Wnioski miały potwierdzić sformułowaną tezę.

Z przedstawionych wcześniej analiz wynika, że o własnościach obu maszyn decyduje rozkład pola w szczelinie, rozwijany moment i oddziaływanie twornika, a dokładniej wpływ prądów uzwojeń na pole wytwarzane przez magnesy trwałe. W maszynach z polem radialnym reprezentatywnym obrazem pola jest dwuwymiarowe pole w przekroju poprzecznym (prostopadłym do osi obrotu wirnika), w środku długości maszyny. W maszynach tarczowych wyodrębnienie jednej powierzchni cylindrycznej, reprezentatywnej dla maszyny, praktycznie nie jest możliwe, przez co obliczenia muszą być prowadzone w trzech wymiarach. Utrudnia to wybór porównywanych przebiegów i zwiększa ich liczbę. Na rysunku zaznaczono kolorami wycinki prostych i okręgów, na których zdecydowano się przedstawiać wyniki obliczeń pola. Kolorem zielonym zaznaczono łuki o promieniach  $R_{in}$ ,  $R_{avg}$ ,  $R_{out}$ , kolorem niebieskim - wycinki promieni w płaszczyźnie leżącej w osi magnesu.



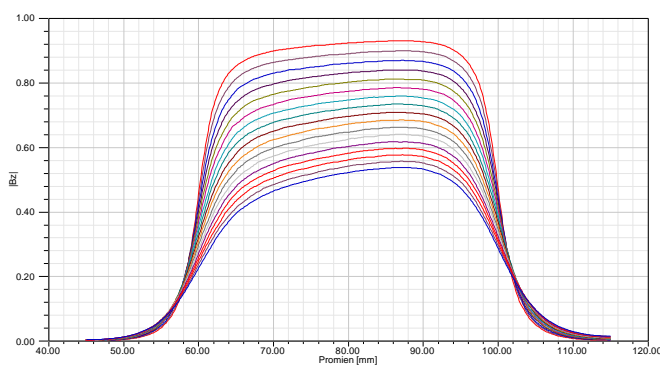
Wyniki obliczeń indukcji jako funkcji kąta, dla różnych promieni oraz poziomów w szczelinie, wykazują zmiany wartości i kształtu rozkładu. Wartość indukcji magnetycznej pod biegunem wzdłuż promienia także nie jest wartością stałą. Dokonując serii obliczeń wykorzystywano model przedstawiony na rysunkach. Wysokość magnesów oraz ich wymiary nie podlegały zmianom, natomiast zmieniano grubość szczeliny powietrznej. Obliczenia rozkładu pola magnetycznego zostały wykonane w stanie bezprądowym, tzn. pole pochodziło tylko od magnesów trwałych. Wyznaczone rodziny krzywych przedstawiono w rozprawie. Tutaj prezentacja będzie ograniczona do kilku porównań. Przedstawione zostaną:

1. rozkład indukcji wzdłuż promienia w środku szczeliny dla pola wzbudzanego klasycznym układem magnesów i układem Halbacha. W taki sposób zmienia się indukcja wzdłuż boku czynnego cewki uzwojenia twornika.



*Układ Halbacha*

$\delta$	$B_{max}$	$B_{min}$	$B_{ava}$
8	0,74	0,35	0,67



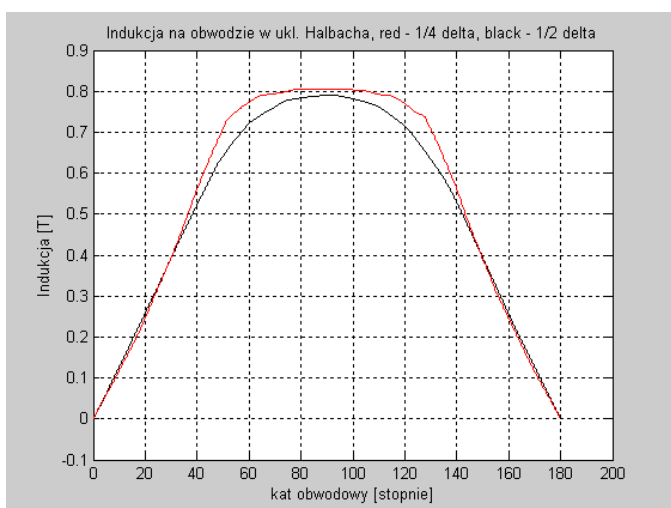
*Układ klasyczny*

$\delta$	$B_{max}$	$B_{min}$	$B_{ava}$
8	0,71	0,32	0,63

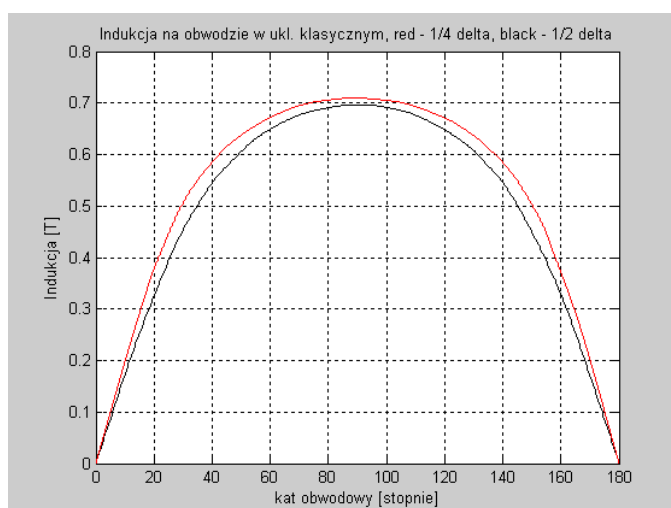
Wpływ skończonej długości magnesu  $l_m$  zaznacza się już w odległości  $0,25 l_m$  od końca magnesu. Zwraca uwagę wzrost indukcji z promieniem w układzie klasycznym, co będzie miało pozytywny wpływ na wytwarzany moment. Wartości średnie indukcji są podobne.

2. rozkład indukcji jako funkcji kąta na promieniu średnim w środku szczeliny oraz w odległości  $\frac{1}{4}$  wymiaru osiowego szczeliny, dla pola wzbudzanego klasycznym układem magnesów i układem Halbacha. Pogląd na zależność położenia poszczególnych przewodów zezwoju w szczelinie (odległość od powierzchni magnesu) ma istotne znaczenie dla konstrukcji uproszczonych modeli obliczeniowych.

*Układ Halbacha*



*Układ klasyczny*

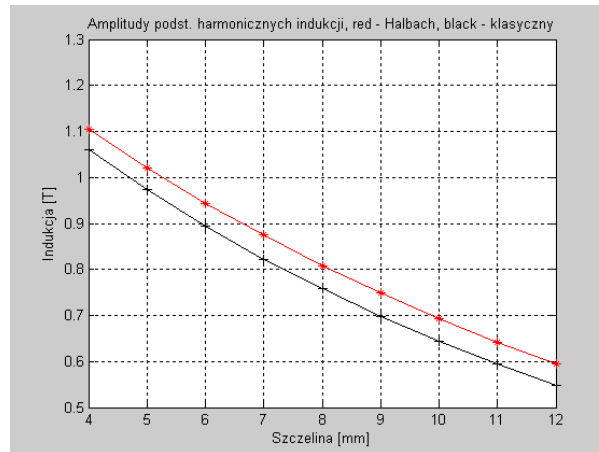


	$\delta$	wsp. kształtu $\frac{1}{2} \delta$	wsp. kształtu $\frac{1}{4} \delta$	$B_{zmax} \frac{1}{2} \delta$	$B_{zmax} \frac{1}{4} \delta$
<i>ukł. Halbacha</i>	8	1,1162	1,1241	0,79	0,81
<i>ukł. klasyczny</i>	8	1,0805	1,0703	0,70	0,71

*Współczynnik kształtu przebiegu okresowego = wartość skuteczna / wartość średnia wartości bezwzględnej*

Z obliczeń wykonanych dla innych wielkości szczeliny wynika podobny wniosek: indukcja w  $\frac{1}{4}$  grubości szczeliny jest nieznacznie większa niż w połowie oraz jej kształt jest mniej zbliżony do sinusoidalnego.

3. rozkład indukcji jako funkcji kąta na promieniu średnim w środku szczeliny, dla pola wzbudzanego klasycznym układem magnesów i układem Halbacha. Różnice w rozkładzie pola wytwarzanego przez układ magnesów Halbacha i klasyczny są ewidentne. Ważne jednak jest przede wszystkim w jakim stopniu różnią się amplitudy pierwszych harmonicznych indukcji. Na wykresie przedstawiono zmiany tych amplitud odpowiadające powiększaniu wymiaru osiowego szczeliny (odległości pomiędzy magnesami).



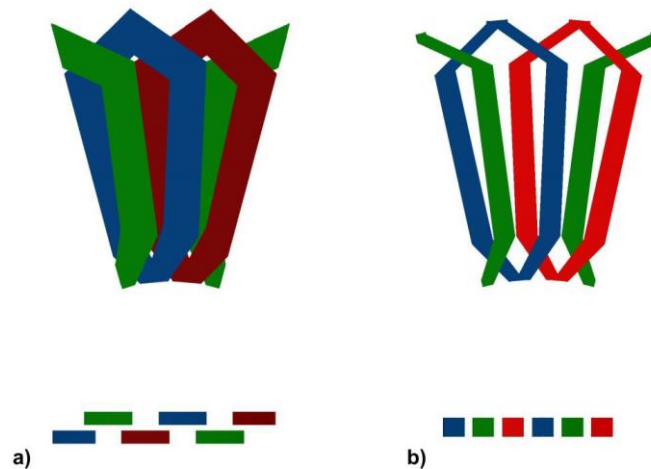
W całym rozpatrywanym zakresie zmian szczeliny podstawowa harmoniczna indukcji wytwarzanej przez układ Halbacha jest większa, przy czym różnica wzrasta ze wzrostem szczeliny od 4 do 8%. Jak wynika z wykresu, 50% -owy wzrost wymiaru szczeliny powoduje dla układu Halbacha ok. 25% -owy spadek indukcji, równocześnie umożliwiając wzrost liczby amperozwojów o ok. 70%, co powinno powiększyć wytwarzany moment o prawie 1/3. Teoretycznie, powiększaniu szczeliny towarzyszy liniowy wzrost amperozwojów oraz przedstawiony powyżej spadek indukcji. Iloczyn tych wielkości powinien osiągać ekstremum. Dla rozważanej konstrukcji maksimum występuje dla szczeliny 14mm. Jednak działania w tym kierunku są ograniczone przede wszystkim możliwościami odprowadzenia ciepła z tarczy twornika .

Z obliczeń wynika generalnie, że wraz ze zwiększaniem szczeliny wartość maksymalna indukcji maleje, ale jej rozkład staje się coraz bardziej zbliżony do sinusoidalnego.

Drugą część obliczeń stanowiły symulacje ustalonego stanu pracy obu porównywanych maszyn tarczowych. Zostały przeprowadzone w warunkach odpowiadających biegowi jałowemu generatora oraz pracy silnika przy założeniu zasilania uzwojeń stojana ze źródła prądowego trójfazowym prądem przemiennym, pozostającym w fazie z siłami elektromotorycznymi pochodzącymi od magnesów trwałych, w warunkach prędkości wirnika synchronicznej z prędkością pola wirującego, wywołanego prądami uzwojeń stojana. W pierwszym przypadku wyznaczano przebiegi SEM indukowanej w otwartych uzwojeniach twornika, w drugim rozwijany moment elektromagnetyczny. Obliczenia wykonano dla częstotliwości prądów 600Hz i prędkości obrotowej 3000obr/min (12 par biegunów) oraz jednakowej amplitudy prądu twornika  $I_{max} = 5A$  , co dla przyjętego przekroju przewodów

$S_C = 0.75\text{mm}^2$  odpowiada skutecznej wartości gęstości prądu  $j = 4.73\text{A/mm}^2$ .

Symulacje zostały wykonane dla obu typów porównywanych maszyn oraz uzwojeń dwuwarstwowych (rys. a) i jednowarstwowych (rys. b).



Dodatkowo oba typy uzwojeń zostały przeanalizowane w dwóch wariantach. Pierwszy z nich zakładał maksymalny przekrój boku cewki, jaki teoretycznie może być wykonany dla maszyny o przyjętych gabarytach oraz drugi, w którym bok cewki jest o połowę węższy od maksymalnego. Miało to na celu ocenę konsekwencji gorszego, ale technologicznie prostszego wykorzystania przestrzeni przewidzianej dla uzwojeń.

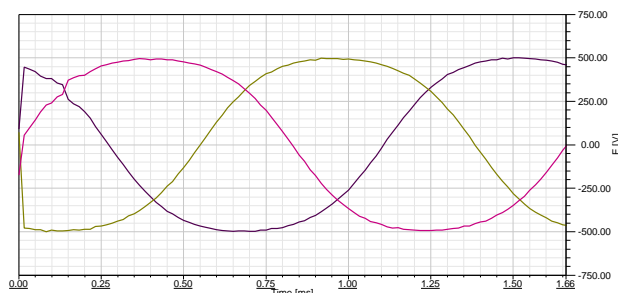
W oparciu o wyznaczony MES 3D rozkład pola wywołanego prądem stałym jednego uzwojenia twornika wyznaczano dla poszczególnych szczelin indukcyjność własną i wzajemną uzwojeń.

Wyniki analiz prezentowane są dla 1 okresu zasilania, co odpowiada obrotowi wirnika o 30 stopni. Przykładowe wyniki dla obu typów maszyn przedstawiono na rysunkach.

SEM generowana w uzwojeniu twornika na biegu jałowym generatora przy prędkości znamionowej  
w maszynie z jednowarstwowym twornikiem i maksymalnym przekrojem boku cewki

z magnesami w układzie Halbacha

z magnesami w układzie klasycznym



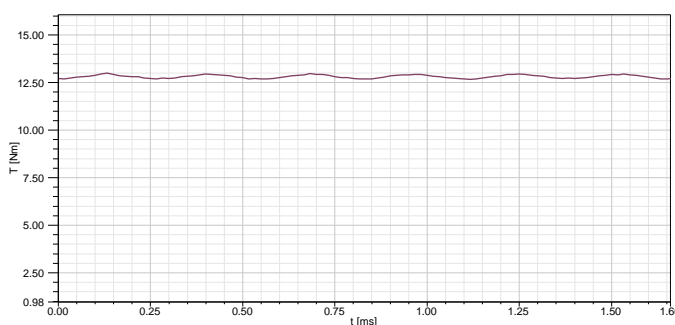
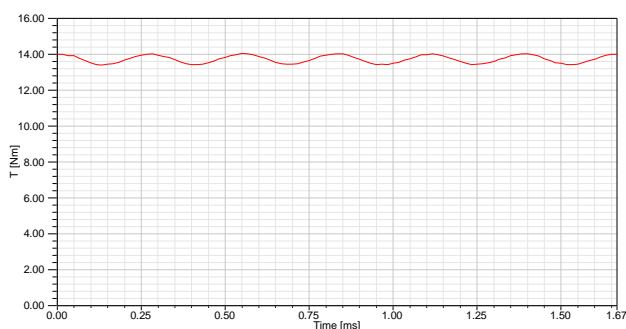
Wartości maksymalna, skuteczna i współczynnik kształtu SEM generowanej na biegu jałowym

	Halbach	Klasyczny
$E_{max}$	567,14	501,93
$E_{rms}$	407,94	382,17
wsp. kształtu	1,1143	1.0835

Przebieg momentu generowanego przez silnik tarczowy z jednowarstwowym twornikiem i maksymalnym przekrojem boku cewki

z magnesami w układzie Halbacha

z magnesami w układzie klasycznym



Wartości maksymalna, minimalna i średnia momentu oraz różnica  $T_{max} - T_{min}$ .

	Halbach	Klasyczny
$T_{max}$	14,03	13,01
$T_{min}$	13,39	12,66
$T_{avg}$	13,71	12,81
$T_{p2p}$	0,64	0,35

Całość uzyskanych wyników symulacji zestawiono w rozprawie w tabeli.6.1. Tutaj wybrano elementy najważniejsze dla porównania obu konstrukcji.

Typ wzbudzenia	Układ klasyczny				Układ Halbacha			
	Jednowarstwow		Dwuwarstwow		Jednowarstwow		Dwuwarstwow	
Rodzaj twornika	Maksymalna	Połowa maksymalnej	Maksymalna	Połowa maksymalnej	Maksymalna	Połowa maksymalnej	Maksymalna	Połowa maksymalnej
Szerokość boku cewki								
$FF_E$	1.083	1.079	1,094	1.056	1,114	1,117	1,1102	1,118
$T_{avg}$ [Nm] (MES)	12,81	6,52	12,37	6,57	13,71	6,96	13,45	7,05
$T_{avg}$ [Nm] (4.19)	11,55	5,98	10.01	5.78	13.04	6,74	11,29	6,52

$T_{ripp\%}$	2,73	3,53	2,18	3,96	4,67	7,76	4,01	8,65
$P [kW]$	4,02	2,05	3,88	2,06	4,3	2,18	4,22	2,21
$\frac{P}{V_m} [W / cm^3]$	2,87	1,46	2,77	1,47	3,07	1,56	3,01	1,58
$\frac{P}{m_m} [kW / kg]$	0,664	0,371	0,64	0,373	1,022	0,593	1,003	0,601
$E_{fsk} [V]$	382,2	194,2	366,3	203,4	407,9	207,2	397,0	208,8

Poszczególne symbole użyte w tabeli oznaczają:

$E_{fsk}$  - wartość skuteczna SEM generowanej na biegu jałowym,

$FFE$  - współczynnik kształtu  $FFE$  przebiegu SEM,

$T_{avg}$  - średnia wartość generowanego momentu,

$Tripp\%$  - współczynnik pulsacji momentu definiowanym jako:  $Tripp\% = ((T_{max} - T_{min}) / T_{avg}) \cdot 100\%$

Przedstawione wyniki potwierdzają tezę, że bezrdzeniowa maszyna z magnesami trwałymi w układzie Halbacha stanowi istotny postęp, ale nie przełom w konstrukcji maszyn elektrycznych. Jest też bez wątpliwości niezwykle ciekawym układem elektromagnetycznym.

Ostatni rozdział rozprawy nosi tytuł: „Wybrane własności trójfazowej maszyny synchronicznej tarczowej z magnesami trwałymi i bezrdzeniowym twornikiem”. Wprawdzie nie dotyczy on bezpośrednio porównań własności maszyn tarczowych, czego wymagała postawiona teza, ale jest próbą spojrzenia na niektóre własności maszyny bezrdzeniowej na tle typowych maszyn synchronicznych.

Wielofazowe maszyny elektryczne tarczowe z bezrdzeniowym twornikiem, wzbudzone magnesami trwałymi, pracują najczęściej w zamkniętym układzie sterowania, który utrzymuje zadaną prędkość, kontrolując i zachowując na wymaganym poziomie fazę pomiędzy prądem i SEM. Dzięki temu uzyskują własności maszyn komutatorowych obcowzbudnych. Jednak przez swą strukturę zaliczają się do maszyn synchronicznych i w ustalonym stanie pracy przetwarzają energię na zasadach działania maszyn synchronicznych, ustawiając wirnik nieruchomo względem pola wirującego, wytwarzanego przez uzwojenia stojana. Dlatego warto spojrzeć na nie, jako na obiekt sterowania, poprzez ich właściwości jako maszyny synchronicznej, a w szczególności zobaczyć punkt pracy wybrany przez układ sterowania na tle charakterystyk statycznych. Jest to interesujące, ponieważ jest to maszyna synchroniczna o parametrach zupełnie odmiennych od parametrów maszyn typowych, nie tylko przez nieregulowane wzbudzenie, ale przez bardzo małą



reaktancję oddziaływania twornika i wzrastającą na tym tle rolę rezystancji uzwojeń oraz parametrów źródła zasilającego.

Przez własności tradycyjnych maszyn synchronicznych rozumie się na ogół: zależność rozwijanego momentu i pobieranego prądu od kąta mocy, przebieg krzywych V, wielkość reaktancji synchronicznych, przeciążalność statyczną i dynamiczną, zdolność do tłumienia kołysań towarzyszących zmianom obciążenia, zdolność do samorozruchu i td. Większość parametrów typowych maszyn synchronicznych, a także szereg poglądów na jej właściwości wynika z powszechnie używanego do jej analizy dwuosowego modelu matematycznego, zwanego modelem Parka. Model Parka bywa też używany do symulacji zachowań trójfazowej maszyny synchronicznej z magnesami trwałymi PMSM.

Parametrami modelu Parka PMSM są: rezystancja  $R_s$ , indukcyjności  $L_d$  i  $L_q$ , strumień  $\Psi_{pm}$  oraz moment bezwładności  $J$ . Ponieważ w bezrdzeniowych maszynach tarczowych można uznać, że permeancja dla strumienia uzwojeń nie zależy od położenia wirnika, będzie:

$$L_d = L_q = L_s \approx L_u + |M_u|$$

gdzie:  $L_u$ ,  $M_u$  – indukcyjność własna i wzajemna uzwojeń.

Wartość strumienia  $\Psi_{pm}$ , pochodzącego od magnesów trwałych, wyznacza się w oparciu o wartość SEM  $E_{pm}$  (wartość skuteczna), indukowanej w uzwojeniu twornika przez wirujące magnesy:

$$\Psi_{pm} = \sqrt{3} \frac{E_{pm}}{\omega_e}$$

Wobec bardzo małych wartości reaktancji synchronicznych  $X_d$  i  $X_q$  (dla  $\omega = \omega_N$  porównywalne z rezystancją), duży wpływ na własności silnika mają parametry zastępcze źródła  $R_z$ ,  $L_z$ .

Jeśli maszyna zasilana jest układem napięć trójfazowych symetrycznych

$$u_k(t) = \sqrt{2} U_s \sin(\omega_o t + \beta - (k-1)\frac{2\pi}{3}) \quad k=1,2,3,$$

dla  $\omega_e = \omega_o$  moment wytwarzany w stanie ustalonym wynosi:

$$T_e = -3 \frac{p_b}{\omega_o} \frac{U_s E_{pm}}{R_{sc}^2 + X_{sc}^2} (X_{sc} \sin \vartheta - R_{sc} \cos \vartheta + R_{sc} \kappa) = -3 \frac{p_b}{\omega_o} \frac{U_s E_{pm}}{\sqrt{R_{sc}^2 + X_{sc}^2}} \left( \sin(\vartheta - \zeta) + \frac{R_{sc} \kappa}{\sqrt{R_{sc}^2 + X_{sc}^2}} \right)$$

przy czym:  $\kappa = \frac{E_{pm}}{U_s}$ ,  $\zeta = \arctg \frac{R_{sc}}{X_{sc}}$ ,  $R_{sc} = R_s + R_z$ ,  $L_{sc} = L_s + L_z$

Dla maszyn średnich i dużych mocy, dla których można pominąć rezystancję uzwojeń, kąt mocy równy zero odpowiada momentowi równemu zero, stąd jego nazwa. Gdy rezystancję należy uwzględnić, kąt  $\vartheta$  musi spełniać równanie:

$$-\tau = \sin \vartheta - \alpha \cos \vartheta + \alpha \kappa, \text{ w którym } \tau = T_e \frac{\omega_o}{3p_b} \frac{R_{sc}^2 + X_{sc}^2}{U_s E_{pm} X_{sc}}, \alpha = \frac{R_{sc}}{X_{sc}}$$

Jeśli  $(1 + \alpha^2(1 - \kappa^2) - 2\alpha\kappa\tau - \tau^2) > 0$ , równanie ma pierwiastki rzeczywiste:

$$\vartheta_{1,2} = -\arcsin \left\{ \frac{1}{1 + \alpha^2} \left[ \tau + \alpha \left( \kappa \mp \sqrt{1 + \alpha^2(1 - \kappa^2) - 2\alpha\kappa\tau - \tau^2} \right) \right] \right\}$$

Na ogół wykorzystywany jest pierwiastek  $\vartheta_1$  (z różnicą w nawiasie wewnętrznym)<sup>1</sup>.

W silniku synchronicznym wzbudzonym magnesami trwałymi, przy zadanym momencie obciążenia, wielkością podlegającą regulacji jest amplituda i pulsacja napięcia zasilającego. Zmianie napięcia zasilającego  $U_s$ , przy niezmienionej pulsacji i stałym obciążeniu  $T_m = -T_e$ , odpowiada zmiana kąta  $\vartheta$ , prądu  $i_s$ , a także zmiany mocy biernej. W maszynach wzbudzanych magnesami trwałymi zależność

$I_s(U_s)$  przy  $P_{wy} = const$  odpowiada krzywom V w tradycyjnych maszynach synchronicznych.

Aby wyznaczyć krzywą V dla zadanego obciążenia  $T_m$  należy najpierw wyznaczyć zależność  $\vartheta_1(U_s)$ ,

a dopiero na tej podstawie  $I_s(U_s)$ , korzystając z wzoru:

$$I_s = \frac{U_s}{\sqrt{R_{sc}^2 + X_{sc}^2}} \sqrt{1 - 2\kappa \cos \vartheta + \kappa^2}$$

Szczególnym punktem na krzywej  $I_s(U_s)$ , wyznaczonej dla obciążenia  $T_{mi} = const$ , jest wartość prądu odpowiadającego takiemu napięciu, które zapewnia synfazowość przebiegu SEM i prądu.

<sup>1</sup> Dla biegu jałowego  $\tau = 0$ , więc będzie:

$$\vartheta_{o1,2} = -\arcsin \left\{ \frac{\alpha}{1 + \alpha^2} \left( \kappa \mp \sqrt{1 + \alpha^2(1 - \kappa^2)} \right) \right\}$$

Kąt  $\vartheta_o = 0$  dla  $\kappa = 1$ , tzn. przy  $U_s = E_{pm}$ . Dla  $U_s < E_{pm}$  kąt  $\vartheta_o < 0$ , dla  $U_s > E_{pm}$  staje się dodatni.

Na rysunkach przedstawiono krzywe  $V$  obliczone dla trzech wartości mocy wydawanej oraz zmiany kąta mocy towarzyszące zmianom napięcia. Obliczenia wykonano dla rozpatrywanego w pracy PMSM przyjmując:

$$I_{sN} = 3,54A \text{ (wartość skuteczna)}$$

$$E_{pm} = 208 \text{ V (wartość skuteczna SEM indukowanej przy prędkości 3000obr/min)}$$

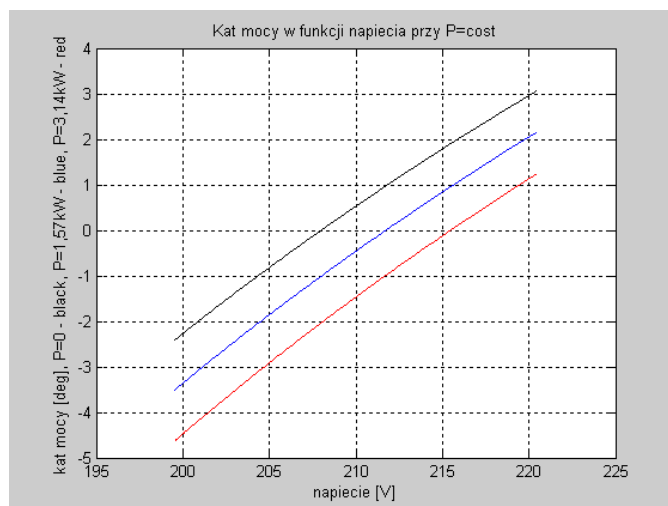
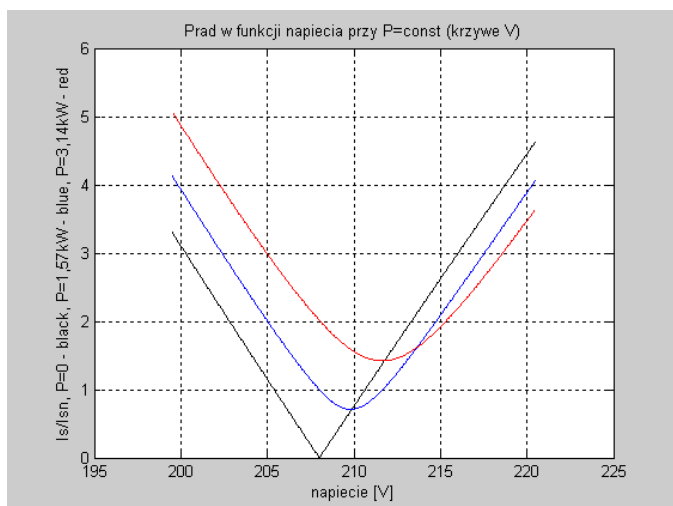
$$f_N = 600\text{Hz}$$

$$p_b = 12$$

$$L_u = 153 \mu\text{H} \text{ indukcyjność własna uzwojenia całkowita, tzn. z indukcyjnością rozproszenia}$$

$$M_u = 11 \mu\text{H} \text{ indukcyjność wzajemna uzwojeń (wartość bezwzględna)}$$

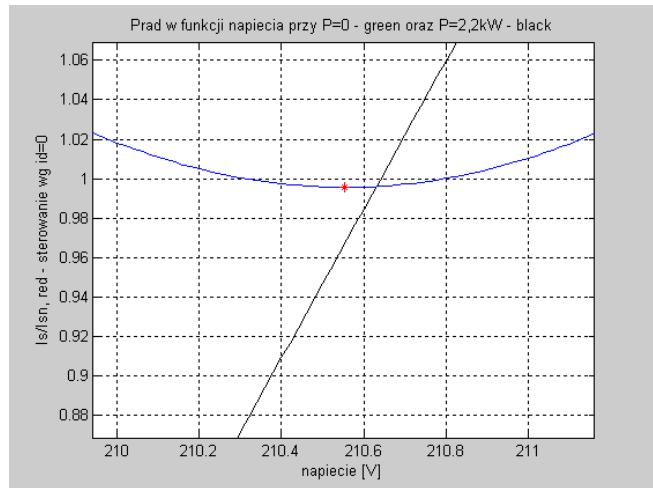
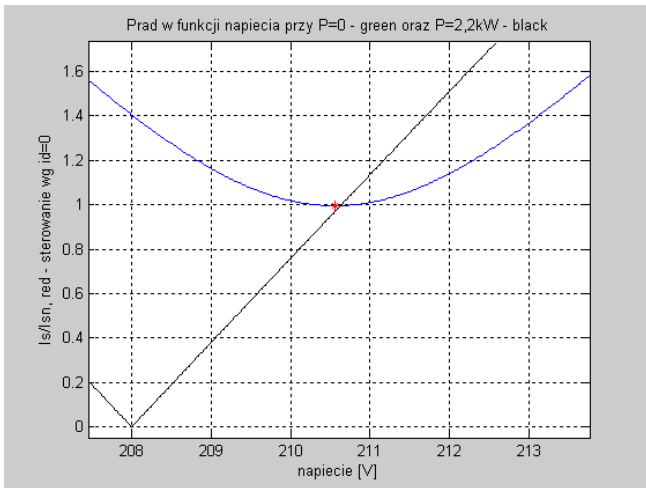
$$R_s = 0,6 \Omega$$



Zwraca uwagę stromość krzywych  $V$ , spowodowana bardzo małą reaktancją synchroniczną.

Na uwagę zasługują również zmiany kąta fazowego pomiędzy napięciem i SEM, zwanego kątem mocy. W szczególności, dla mocy wydawanej równej zero, kąt ten przyjmuje wartość zero dla  $U_s = E_{pm}$ , przechodząc ze wzrostem napięcia z wartości ujemnych na dodatnie.

Na kolejnych rysunkach, na krzywą  $V$  obliczoną dla  $P=2,2\text{kW}$  naniesiono punkt odpowiadający takiej wartości napięcia, przy której SEM jest w fazie z prądem ( $i_d = 0$ ), co jest zasadą sterowania silników PMSM. Rysunek prawy jest powiększonym fragmentem lewego.

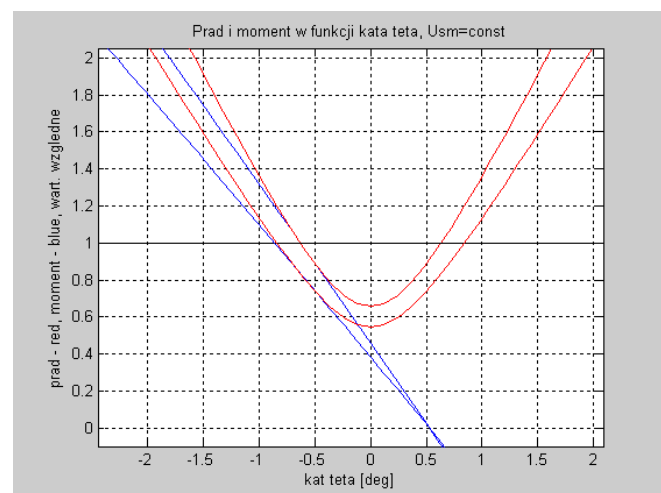
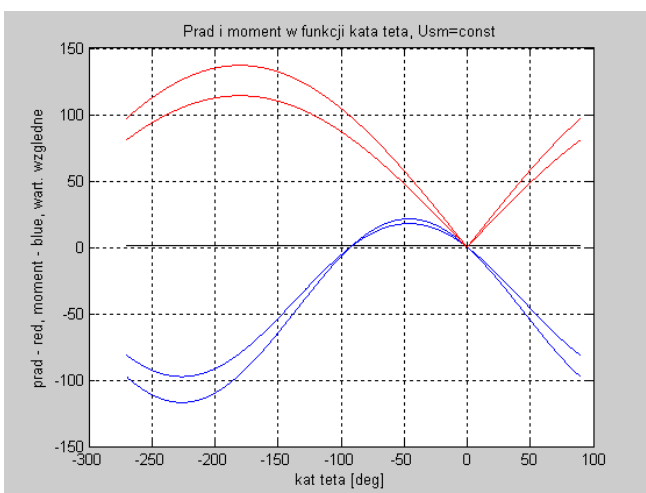


Wyznaczone zostały również charakterystyki prądu i momentu od kąta  $\vartheta$  przy  $U_{sm} = const = 210V$ .

Przedstawiono je poniżej, przy czym rysunek prawy jest powiększonym fragmentem lewego.

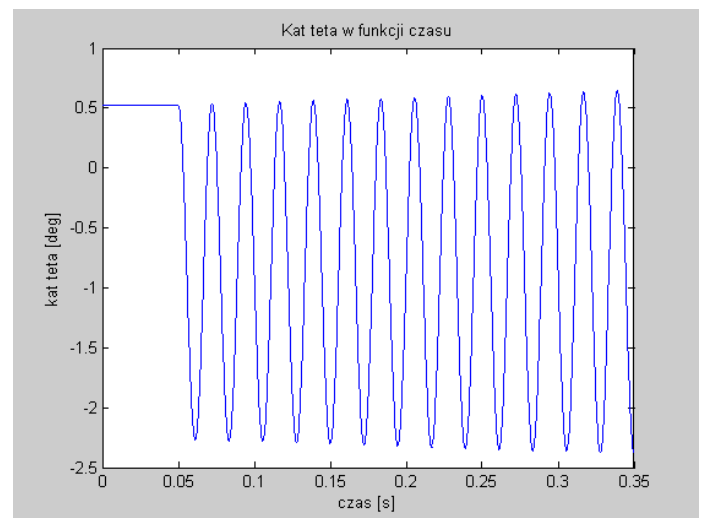
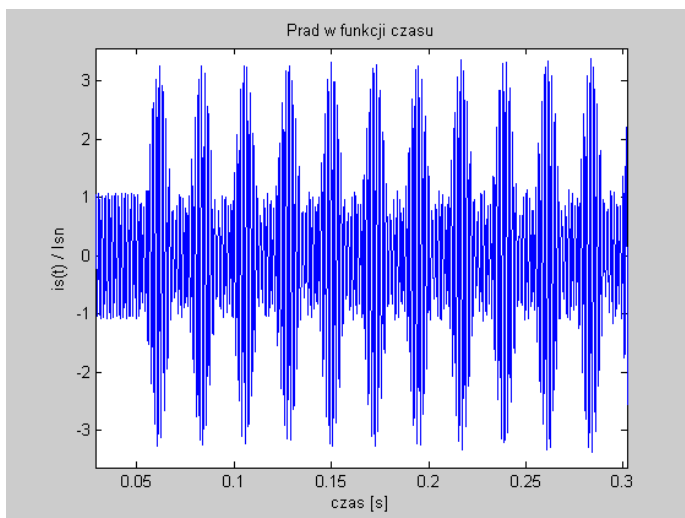
Rysunki

zawierają po dwie zależności  $I_s(\vartheta)$  oraz  $T_c(\vartheta)$ , jedną dla wartości naturalnych  $R_s$  i  $L_s$ , drugą dla tych wielkości powiększonych o 20%. Jak wynika z przedstawionych przebiegów, dokładność określenia parametrów maszyny oraz zastępczych parametrów źródła mają istotny wpływ na uzyskiwane rezultaty obliczeń. Jest to wynikiem między innymi bardzo niskiej indukcyjności uzwojenia.



Model matematyczny maszyny w przestrzeni  $0dq$  wykorzystano do symulacji kołysań wirnika jako odpowiedzi na skokową zmianę obciążenia, przy trójfazowym symetrycznym zasilaniu twornika

napięciem o częstotliwości 600Hz. Wprawdzie wiadome było, że brak obwodów tłumiących oraz tłumiącego działania obwodu wzbudzenia przy większych obciążeniach musi skutkować bądź wydłużeniem czasu kołysań, bądź ich narastaniem, to jednak wyniki symulacji pokazują charakter i skalę tego procesu oraz wartości prądów towarzyszące kołysaniom. Na rysunkach przedstawiono przebiegi prądu i kąta mocy po skokowej zmianie obciążenia z warunków biegu jałowego do obciążenia znamionowego. Częstotliwość zasilania wynosiła 600Hz, napięcie 210V. Moment bezwładności mas wirujących przyjęto równy podwojonej wartości momentu bezwładności wirnika silnika. Częstotliwość kołysań wynosi ok. 45Hz. Drgania kąta mocy i modulacje prądu twornika mają charakter nietłumiony.



Ta właściwość PMSM jest przyczyną, dla której odpowiednim sterowaniem i zasilaniem nadaje się maszynie synchronicznej cechy silnika komutatorowego prądu stałego, zamiast wykorzystać naturalną cechę silnika synchronicznego, jaką jest niezależność prędkości od obciążenia.