ELEKTROTECHNIKA I ELEKTRONIKA
TOM 25. ZESZYT 2, 2006

Jerzy SKWARCZYŃSKI*, Andrzej MATRAS*, Tomasz DRABEK*

# SIŁY I NAPRĘŻENIA ZĘBOWE W MASZYNACH ELEKTRYCZNYCH**

*STRESZCZENIE*

*W pracy przedstawiono mechanizm elektromagnetycznej generacji sił w maszynach elektrycznych, w ujęciu polowym. Zamieszczono wyniki obliczeń polowych numerycznych (MES) i analityczne rozważania, stanowiące teoretyczne uzasadnienie tych wyników. W szczególności celem badań było sprawdzenie, w jakich fragmentach obwodu magnetycznego maszyny koncentrują się te składowe naprężeń powierzchniowych, które decydują o wielkości użytecznego momentu typowej maszyny elektrycznej. Skupiono się również na pokazaniu, jak realizowane są ilościowe zależności wynikające z prawa Lorentza w warunkach magnetycznego ekranowania przewodów z prądem.*

***Słowa kluczowe**: silniki indukcyjne, siły zębowe*

*TEETH FORCES AND STRESSES IN ELECTRICAL MACHINES*

*The paper deals with the basic aspects of electromagnetic torque generation in electrical machines, being a sum of local impacts on gap elements of the yoke. The authors aimed at showing the applicability of the Amper's law in the conditions of magnetostatic shielding of a current wire. They also focused on finding out tooth areas in which concentrate stress components deciding about the magnitude of torque acting on the tooth.*

***Keywords**: induction motors, teeth forces*

## 1. WSTĘP

Zasadniczym celem badań, których fragment przedstawiono w niniejszej pracy, było porównanie wyników obliczeń momentów zębowych w maszynach indukcyjnych, uzyskanych z dwóch podstawowych modeli umożliwiających takie obliczenia. Są to:

1) dyskretny dwuwymiarowy model polowy przekroju poprzecznego maszyny;
2) tradycyjny jednowymiarowy model pola szczelinowego, w którym rzeczywisty rozkład uzwojeń i wzajemne przemieszczenia uzębionych brzegów szczeliny podlegają „projekcji" na wybraną powierzchnię walcową usytuowaną w szczelinie.

Choć generalnie porównywanie obu modeli nie ma sensu, z uwagi na bezsporną wyższość modelu polowego, to jednak jego dyskretny charakter stwarza niekiedy istotne trudności podczas praktycznych zastosowań. Problemy takie towarzyszą między innymi obliczeniom sił i momentów zębowych w maszynach elektrycznych metodą całkowania naprężeń powierzchniowych.

W porównaniu z obliczeniami momentu wytwarzanego w maszynie, siły i momenty działające na poszczególne zęby tej maszyny określane są bez porównania rzadziej. Na ogół dokonuje się tego pod kątem analizy drgań mechanicznych jarzma pochodzenia elektromagnetycznego. Jest więc oczywiste, że metod umożliwiających obliczenie całkowitego momentu jest znacznie więcej niż metod obliczania momentów zębowych. Istotną różnicę pomiędzy tymi metodami oraz utrudnienie wprowadza brak możliwości otoczenia zęba powierzchnią zamykającą się w tym samym ośrodku.

Poszczególne metody obliczeń sił i momentów mają na celu przede wszystkim zmniejszenie błędów i niejednoznaczności wyników, spowodowanych najczęściej lokalnymi zagęszczeniami linii sił pola, w szczególności w rejonach naroży zębów stojana i wirnika. Omijanie trudności numerycznych wynikających z istnienia naroży nie zmniejsza niejasności wokół rozkładu na powierzchni zęba tych składowych naprężeń, które decydują o wartości momentu działającego na ten ząb. W walcowym układzie współrzędnych, składową tą jest składowa styczna, o której wiadomo, iż na przyżłobkowych powierzchniach zęba jest obecna praktycznie tylko w rejonie koronki zęba, natomiast na przyszczelinowej, walcowej powierzchni zębów występuje zwykle w ilości śladowej. Próby całkowania rozkładu naprężeń stycznych, wyznaczonych za pomocą MES, wskazują jednak, że więcej niż połowa całkowitego momentu działającego na ząb pochodzi właśnie od naprężeń stycznych na przyszczelinowej powierzchni zęba, skoncentrowanych bezpośrednio przy narożach. W ten sposób dochodzi się do wniosku, że o wielkości momentów zębowych decydują efekty towarzyszące zachowaniu naroży w polu magnetycznym. Takie podejście byłoby jednak błędną interpretacją wyników uzyskanych z wyidealizowanego modelu, przy wspólnym dla większości metod obliczeniowych punkcie wyjścia, jakim jest zasada zachowania energii.

W artykule skupiono się przede wszystkim na problemach i roli naroży zębów przy obliczaniu sił i momentów zębowych metodą całkowania naprężeń powierzchniowych. Końcowe wyniki obliczeń, tzn. siły ponderomotoryczne działające na zęby porównywano z rezultatami stosowania innych metod wykorzystujących dwuwymiarowy model polowy przekroju poprzecznego maszyny.

* Akademia Górniczo-Hutnicza w Krakowie, Katedra Maszyn Elektrycznych
** Artykuł uzyskał pozytywne recenzje i był prezentowany podczas Międzynarodowego Sympozjum Maszyn Elektrycznych SME 2006 w Krakowie

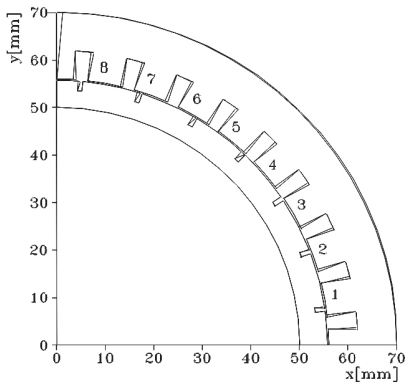
## 2. SIŁY DZIAŁAJĄCE NA ELEMENTY OBWODU MAGNETYCZNEGO MASZYN ELEKTRYCZNYCH

Naturalnym sposobem określania siły zębowej jest wykorzystanie zasady zachowania energii [1, 5]. W tym „energetycznym" podejściu siła działająca na ząb jest równa pochodnej cząstkowej koenergii pola magnetycznego względem współrzędnej określającej położenie zęba:

$$F_{xw} = \frac{\partial W'_m}{\partial x} \cong \frac{W'_{m1} - W'_{m2}}{\Delta x} \tag{1}$$

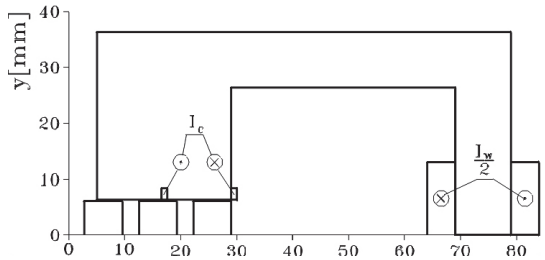
$$W'_m = \int_V \left( \int_0^H B\, dH \right) dv \tag{2}$$

W konkretnym przypadku analizy obciążeń mechanicznych stref przyszczelinowych w silniku indukcyjnym, model obwodu magnetycznego tworzony był pod kątem obliczeń przede wszystkim tych składowych sił zębowych, które wynikają ze zmian energii pola magnetycznego „głównego", tzn. pola, którego linie sił obejmują uzwojenia stojana i wirnika i w tak uproszczonej formie, aby ząb można było objąć zamkniętą powierzchnią w jednym ośrodku. Model ten, reprezentuje fragment uproszczonego obwodu magnetycznego niskonapięciowego silnika indukcyjnego klatkowego z rysunku 1 i jest przedstawiony na rysunkach 2 i 3.




**Rys. 1.** Uproszczony obwód magnetyczny niskonapięciowego silnika indukcyjnego klatkowego

**Fig. 1.** A simplified low-voltage magnetic circuit of an induction cage motor




**Rys. 2.** Układ elektromagnetyczny fragmentu obwodu magnetycznego niskonapięciowego silnika indukcyjnego klatkowego

**Fig. 2.** An electromagnetic set representing a fragment of a low-voltage magnetic circuit of an induction cage motor

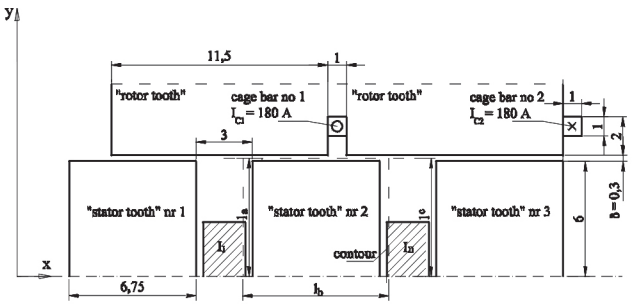
Uproszczenie polega na zastąpieniu półotwartych żłobków maszyny żłobkami otwartymi o bokach radialnych i otwarciu równym rzeczywistemu. Głębokość tych zastępczych żłobków przyjęto równą podwojonemu otwarciu, przy czym amperozwoje żłobka wypełniają go do połowy. Założono przy tym liniowość charakterystyki magnesowania oraz wysoką względną przenikalność magnetyczną żelaza.

W modelu według rysunku 2 zęby stojana reprezentowane są prostopadłościennymi zworami, usytuowanymi w szczelinie rdzenia wzbudzanego cewką zasiloną prądem stałym $I_w$. Prąd ten ma wytworzyć w szczelinie pole magnetyczne odpowiadające polu głównemu. Poszukiwaną wielkością jest siła działająca na zworę, nad którą znajduje się bok czynny drugiego uzwojenia, reprezentującego oczko klatki z prądem $I_c$. Bok ten położony jest w żłobku odpowiadającym wymiarami uproszczonemu żłobkowi wirnika. Drugi bok czynny, „domykający oczko klatki", położony jest na zewnątrz rdzenia. Oba przekroje boków tego uzwojenia nazwano umownie „prętem klatki nr 1" oraz „prętem klatki nr 2". Uzupełnienie modelu dwoma dodatkowymi zworami (zewnętrznymi) miało na celu zapewnienie w otoczeniu zwory środkowej warunków magnetycznych podobnych jak w rzeczywistym silniku. Amperozwoje pomiędzy zworami odpowiadają bokom właściwych cewek uzwojenia stojana.

Przy określaniu sił działających na zworę, pochodzących od pola głównego i prądu klatki wirnika, amperozwoje stojana przyjmowano równe zeru. Uzasadnieniem tego uproszczenia jest znany fakt, że składowe styczne sił działających na przewody w żłobkach, a więc składowe mogące wpływać na użyteczny moment są pomijalnie małe w porównaniu z odpowiednimi składowymi sił wywieranymi na ściany żłobków. Spowodowane jest to bardzo małą składową $B_y$ indukcji w żłobku, równoległej do osi żłobka, od której zależą te siły.

Na rysunku 2 przedstawiono połowę analizowanego obwodu, spełniającego warunki symetrii osiowej. Zgodnie z rysunkiem, zwory reprezentujące zęby stojana oddzielają od rdzenia dwie identyczne szczeliny powietrzne. Zwora poddana jest też oddziaływaniu dwóch identycznych oczek klatki, po jednym z każdej strony. Model reprezentuje więc parę zębów stojana spod różnych biegunów maszyny spełniającej cechy symetrii biegunowej.

W celu oceny zjawisk elektrodynamicznych w układach podobnych do przedstawionego na rysunku 2, często




**Rys. 3.** Powiększony fragment modelu z rysunku 2 do obliczeń MES (wymiary w mm)

**Fig. 3.** A magnified fragment from figure 2 of model used for calculations with (dimension in mm)

przyjmuje się nieskończoną przenikalność magnetyczną żelaza i zakłada koncentrację energii magnetycznej jedynie w szczelinach powietrznych pomiędzy żelaznymi odcinkami obwodu magnetycznego. W tych warunkach oraz przy amperozwojach stojana równych zero, siła działająca na zworę w kierunku osi $x$ wynosi

$$F_{xwI} = \frac{\partial W'_m}{\partial x} \cong 2\frac{\partial}{\partial x}\frac{l_z\,\delta}{2\mu_o}\left[B_l^2\,(a-x)+B_p^2 x\right] = \\ = 2\left(\frac{B_l+B_p}{2}\right) I_c\, l_z \tag{3}$$

ponieważ w ramach przyjętych założeń

$$\frac{2\delta}{\mu_o}\left(B_p - B_l\right) = 2I_c \tag{4}$$

gdzie:

- $F_{xwI}$ – siła działająca na zworę w kierunku $x$ (poziomym),
- $I_c$ – prąd pręta nr 1 nad zębem nr 2,
- $l_z$ – długość (głębokość) żelaza,
- $B_l$ – indukcja magnetyczna w szczelinie $\delta$ po lewej stronie pręta klatki wirnika nr 1 (pod działaniem wyłącznie strumienia głównego od prądu $I_w$),
- $B_p$ – indukcja magnetyczna w szczelinie $\delta$ po prawej stronie pręta klatki nr 1 (pod „oczkiem klatki" i strumieniem „głównym").

W przyjętym modelu siła działająca na ząb stojana zależy przede wszystkim od prądu obwodów wirnika i ma właściwie charakter reluktancyjny. Od wartości prądów stojana będą zależeć, w podobny sposób, siły zębowe wirnika. Dla położeń pręta klatki nad krawędzią zęba lub nad żłobkiem (sytuacja zębów nr 3, 5 i 8) sformułowanie wzoru dla siły działającej na ząb, podobnego do (3), nie jest możliwe. Podstawą do wyznaczenia tej siły na podstawie (1) i (2) może być tylko znajomość rozkładu pola przy dwóch bliskich położeniach zęba: naturalnym i przesuniętym o $\delta x$.

Innym sposobem określenia siły działającej na zworę jest scałkowanie naprężeń magnetycznych na powierzchni zewnętrznej zwory. Rozkład naprężeń na powierzchni granicznej dwóch środowisk (1 i 2) można wyznaczyć, wykorzystując tensor naprężeń Maxwella. Jeśli gęstość prądu na powierzchni granicznej równa się zeru, wyrażenie dla naprężeń stycznych po stronie środowiska *1* przyjmuje postać [2]:

$$p_{\tau 1} = \mu_1 H_{x1} H_{y1} \tag{5}$$

$$p_{nl} = \tfrac{1}{2}\mu_1 (H_{x1}^2 - H_{y1}^2) \tag{6}$$

gdzie $H_{x1}$, $H_{y1}$ – składowe natężenie pola przy powierzchni granicznej w ośrodku „1", wyrażone w prostokątnym układzie współrzędnych; przyjęto oś $y$ pokrywającą się z powierzchnią graniczną, natomiast oś $x$ skierowaną od środowiska „2" (żelazo) do środowiska „1" (powietrze). Wykorzystując typowe oprogramowanie do obliczeń polowych MES, po rozwiązaniu równań pola można, używając zaimplementowanych w pakiecie procedur do obliczania sił i energii, łatwo wyznaczyć obie wielkości. Ta droga postępowania pozwala nie zauważyć osobliwości rozkładu pola w rejonach krawędzi zębów. Opracowano szereg metod pozwalających ominąć ten problem podczas wyznaczania momentu. Ich przeglądu dokonano w [4]. Tylko niektóre z nich mogą być wykorzystane do obliczania sił działających na zęby maszyn elektrycznych, gdzie problem naroży nabiera szczególnego znaczenia.

## 3. WYKORZYSTANIE MES DO WYZNACZANIA SIŁ ZĘBOWYCH MASZYN ELEKTRYCZNYCH

Obliczenia sił działających na środkową zworę „ząb nr 2" na rysunku 3 rozpoczęto metodą „energetyczną", stosując wzory (1)–(4). Wartości prądów uzwojeń modelu (stałe w czasie) dobrano w taki sposób, aby indukcja magnetyczna w szczelinie powietrznej $\delta$ = 0,3 mm i głębokości $l_z$ = 1 mm, liczona z pominięciem spadku napięcia magnetycznego w żelazie, wynosiła 1,5 T w obszarze pod „oczkiem klatki" i 0,75 T w pozostałym obszarze szczeliny. Wymagało to prądów „prętów klatki" równych $I_{c1} \approx 180$ A w pręcie nr 1, w pręcie nr 2 $I_{c2} = -I_{c1}$ oraz amperozwojów cewki wzbudzającej pole główne $I_w \approx 360$ A. Dla wartości indukcji w szczelinie idealnych, tzn. wyznaczonych analitycznie z pominięciem napięć magnetycznych w żelazie ($B_l$ = 1,5 T, $B_p$ = 0,75 T), uzyskano ze wzoru (3) wartość siły $F_{xI}$. Wartość tę porównywano z wartościami otrzymanymi na podstawie (1), licząc koenergię analitycznie tylko w objętości szczeliny $\delta$, ale wykorzystując wartości indukcji magnetycznej w szczelinie uzyskane z obliczeń MES. Przyjęto, że nad żłobkami stojana i wirnika indukcja w szczelinie $\delta$ jest równa 0, a poza tymi fragmentami szczeliny taka, jaką uzyskano z obliczeń MES, tj. $B_p$ = 1,42 T w obszarze szczeliny pod zezwojem wirnika z prądem 180 A oraz $B_l$ = 0,68 T w obszarze szczeliny poza tym zezwojem wirnika. Tak wyliczoną siłę oznaczono $F_{x\delta}$. Weryfikację obliczeń przybliżonych wg (3) stanowiła wartość składowej poziomej siły $F_{xw}$ uzyskana z obliczeń energetycznych wg (1) i (2), przy czym podstawą dla całkowania numerycznego był obraz pola uzyskany MES. Poszczególnym wartościom koenergii w (1) odpowiadały tutaj:

- $W'_{m1}$ – koenergia zgromadzona w polu magnetycznym przy położeniu zęba nr 2, jak na rysunku 3;
- $W'_{m2}$ – koenergia zgromadzona w polu magnetycznym przy położeniu zęba przesuniętym w prawo o $\Delta x$ = 0,5 mm.

Ponieważ wartość siły obliczonej z różnicy koenergii wyznaczanej w całej objętości modelu $F_{xw1}$ mogła być obarczona istotnym błędem numerycznym, dla zwiększenia dokładności wyników ograniczono przestrzeń całkowania, eliminując z obliczeń te obszary modelu, w których zmiany koenergii wywołane przesunięciem zęba uznano za nieistotne. Ograniczona przestrzeń całkowania obejmowała

objętość szczeliny powietrznej δ, przestrzenie między zębami nr 1, 2 i 3 „stojana" oraz połowę żłobka wirnika, w którym położony jest pręt nr 1. Tak wyznaczoną siłę oznaczono $F_{xw2}$. Wyznaczone wartości sił przedstawiono w tabeli 1.

**Tabela 1**

Wyniki obliczeń sił zębowych

**Table 1**

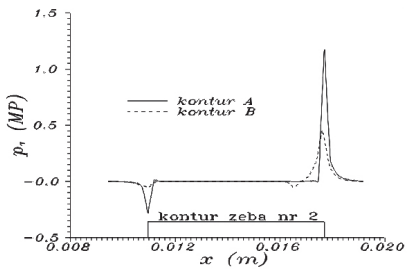
Results of tooth forces calculations

| Kontur | | A | B |
|---|---|---|---|
| Obliczenia MES | | | |
| $F_{xla}$ | N | –22,35 | –18,25 |
| $F_{xlb}$ | N | 118,46 | 120,70 |
| $F_{xlc}$ | N | 99,54 | 80,78 |
| $F_{xla}+F_{xlb}+F_{xlc}$ | N | 195,65 | 183,23 |
| Obliczenia analityczne | | | |
| $F_{xl}$ | N | 201,4 | |
| $F_{x\delta}$ | N | 186,2 | |
| $F_{xw1}$ | N | 177,2 | |
| $F_{xw2}$ | N | 165,1 | |

Dalsze obliczenia sił działających na zworę wykonano całkując składowe naprężeń wyznaczonych według (5) i (6). Naprężenia po stronie żelaza pominięto. W celu uzyskania wartości składowej poziomej siły $F_x$ działającej na ząb na odcinkach $l_a$, $l_c$ (rys. 3) całkowano tylko wyrażenie (6), a na odcinku $l_b$ – tylko wyrażenie (5). Całkowitą siłę poziomą $F_x$ działająca na ząb obliczono ze wzoru

$$F_x = \int_{la} p_n dl + \int_{lb} p_\tau dl + \int_{lc} p_n dl = \\ = F_{xla} + F_{xlb} + F_{xlc} \tag{7}$$

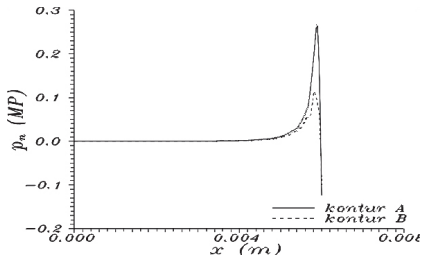
Odcinki $l_a$, $l_b$, $l_c$ ulokowano w odległości 1,66%δ (kontur A) oraz 5×1,66%δ (kontur B) od powierzchni zęba (rys. 3).




**Rys. 4.** Naprężenia styczne na odcinku $l_b$ konturów A i B

**Fig. 4.** Tangent stresses on $l_b$ section of the contours A and B

Na rysunku 4 pokazano rozkład wartości wyrażenia (5) dla odcinka $l_b$ konturów A i B uzyskany z obliczeń MES. Widać wyraźnie, że niezerowe wartości wyrażenie to osiąga jedynie na wysokości naroży zębów stojana i wirnika. W tych miejscach wzrost jest bardzo gwałtowny. Podobnie jak wyrażenie (5) zachowuje się wyrażenie (6) na odcinkach $l_a$, $l_c$ (rys. 5). Osiąga ono niezerowe wartości praktycznie tylko w obszarze ostatniego 1,5 mm wysokości żłobka, czyli w obszarze przylegającym do szczeliny δ.




**Rys. 5.** Naprężenia normalne na odcinku $l_a$ konturów A i B

**Fig. 5.** Tangent stresses on $l_a$ section of the contours A and B

Wszystkie przedstawione dotąd obliczenia dotyczące zwory wykonano, zakładając brak pomiędzy zworami amperozwojów reprezentujących boki uzwojeń stojana sąsiadujące z rozpatrywanym zębem (zworą).

**Tabela 2**

Wyniki obliczeń sił zębowych

**Table 2**

Results of tooth forces calculations

| $I_I$ | $I_{II}$ | $I_w$ | $F_{xla}$ | $F_{xlb}$ | $F_{xlc}$ | $F_{xl}$ |
|---|---|---|---|---|---|---|
| A | A | A | N | N | N | N |
| 180 | 0 | 0 | –20,97 | –7,04 | 35,20 | 7,19 |
| 180 | –180 | 0 | 0 | 0 | 5,60 | 5,60 |
| 0 | 0 | 360 | 19,9 | 7,40 | –21,24 | 6,06 |
| 180 | 0 | 360 | 0 | 0 | 5,61 | 5,61 |
| 180 | –180 | 360 | 18,88 | 7,73 | –18,53 | 8,08 |

Wpływ obecności tych amperozwojów pozwala ocenić tabela 2. Przedstawia ona wyniki obliczeń MES sił działających na boki $l_a$, $l_b$, $l_c$ zęba stojana nr 2 przy braku prądów w prętach klatki wirnika ($I_{c1} = I_{c2} = 0$), a niezerowych prądach pozostałych ($I_I$, $I_{II}$, $I_w$). Prądy $I_I$ i $I_{II}$ zostały tak dobrane, aby odpowiadały amperozwojom żłobka przy przepływie prądu równego dwukrotnemu prądowi znamionowemu. Uzyskiwane wartości sumarycznej siły ponderomotorycznej działającej na ząb nr 2 stojana ($F_{xl}=F_{xla}+F_{xlb}+F_{xlc}$) stanowią nie więcej niż 5% sił pochodzących od prądów w prętach wirnika (tab. 1) i, jak wynika z doświadczeń autorów, są na granicy błędów numerycznych modelu. To uprawnia do zaniedbanie wpływu prądów stojana na siły ponderomotoryczne działające na zęby stojana.

## 4. WNIOSKI

1. Składowa natężenia pola styczna do powierzchni granicznej w rejonie naroża występuje zarówno w przypadku naroża punktowego jak i stępionego, przy czym poza łukiem i ścięciem ta składowa natężenia szybko, monotonicznie maleje. Wraz z obniżaniem przenikalności żelaza szybkość zaniku składowej stycznej natężenia maleje.
2. Udział siły pochodzącej od przyszczelinowej powierzchni zęba jest niewielki w porównaniu z siłami pochodzącymi ze skosu i powierzchni przyżłobkowej. Udział ten, jak wynika z obliczeń, wzrasta wraz z nasycaniem zęba.

3. Ponieważ siły działające na powierzchnie przyżłobkowe po obu stronach tego samego zęba mają przeciwne kierunki i udział sił pochodzących od powierzchni przyszczelinowej może wzrastać. Wskazują na to wstępne obliczenia, wymagające jednakże dalszych symulacji.
4. Podsumując: można stwierdzić, że wzrost natężenia pola w pobliżu naroży zębów powoduje nasycanie zębów w tych rejonach i wzrost składowej natężenia stycznej do powierzchni granicznej („rozchodzenie" składowej stycznej z bezpośredniego sąsiedztwa naroża wzdłuż powierzchni granicznej). Powoduje to zwiększenie roli przyszczelinowej powierzchni zęba w procesie wytwarzania momentu, ponieważ równocześnie maleje udział sił pochodzących od powierzchni przyżłobkowych.

## Literatura


[1] Byrne J.V.: *Tangential forces in overlapped pole geometries incorporating ideally saturable material.* IEEE Trans. Magn, MAG-8(1): 2–9, March 1972

[2] Dąbrowski M.: *Pola i obwody maszyn elektrycznych.* Warszawa, WNT 1971

[3] Dvoracek A.I.: *Forces on the teeth in d-c machi-nes.* IEEE Trans. Power App. Syst., PAS-64:1054-1061, February 1963

[4] Gołębiowski L.: *Residualne modele maszyn elektrycznych.* Rzeszów, Oficyna Wydawnicza Politechniki Rzeszowskiej 1996

[5] Ivanov-Smolenskij A.V.: *Opredieljenije elektromagnitnyh sil v nelinejnoj magnitnoj sisteme po izmeneniu energii pri malom peremescenii.* Elektricestwo, (5):27–36, 1985


Wpłynęło: 26.09.2006

Jerzy SKWARCZYŃSKI

Doktor hab. inż., urodzony 15 lipca 1944 roku w Krakowie. Dyplom mgr. inż. elektryka na Wydziale Elektrotechniki GiH w 1967 roku (Nr 640/V/66/WE). Stopień doktora nauk technicznych w roku 1976, stopień doktora habilitowanego w 1992 roku. Od 1967 roku zatrudniony w Katedrze Maszyn i Pomiarów Elektrycznych AGH kolejno na stanowiskach: asystent, st. asystent, adiunkt, a od 1994 roku – profesor nadzwyczajny. W latach 1993–1999 prodziekan Wydziału Elektrotechniki, Automatyki, Informatyki i Elektroniki AGH. Od roku 1999 profesor i kierownik Zakładu Elektrotechniki i Elektroniki Państwowej Wyższej Szkoły Zawodowej w Tarnowie. W latach 1969–1970 w ramach urlopu bezpłatnego kierownik Laboratorium Energetycznego Wytwórni Silników Wysokoprężnych w Andrychowie. Rzeczoznawca SEP.

e-mail: jskw@agh.edu.pl

Andrzej MATRAS

Doktor inż., ukończył studia na Wydziale Elektrotechniki, Automatyki, Informatyki i Elektroniki Akademii Górniczo-Hutniczej w Krakowie w 1970 roku. Doktor nauk technicznych (1976). Jest pracownikiem naukowym Katedry Maszyn Elektrycznych tej Uczelni. Główny obszar zainteresowań to maszyny elektryczne i pole elektromagnetyczne.

e-mail: matras@agh.edu.pl

Tomasz DRABEK

Doktor inż., urodzony w 1968 roku. Studia ukończył w roku 1991 na Wydziale Elektrotechniki, Automatyki i Elektroniki Akademii Górniczo-Hutniczej w Krakowie (kierunek: elektrotechnika). W roku 1991 rozpoczął pracę w Katedrze Maszyn Elektrycznych AGH. Doktorat uzyskał w roku 1999. Interesuje się głównie badaniami zjawisk elektromagnetycznych, towarzyszących dyskretnemu rozkładowi uzwojeń w uzębionych szczelinach powietrznych maszyn elektrycznych wirujących oraz maszynami elektrycznymi z magnesami trwałymi.

e-mail: tomasz.drabek@agh.edu.pl