

POLITECHNIKA OPOLSKA

WYDZIAŁ ELEKTROTECHNIKI, AUTOMATYKI I INFORMATYKI

KATEDRA ELEKTROTECHNIKI PRZEMYSŁOWEJ



PRACA DOKTORSKA

Symulacja komputerowa i weryfikacja pomiarowa charakterystyk silnika liniowego tubowego z magnesami trwałymi

Wykonał

Mgr inż. Andrzej Waindok

Promotor

Prof. dr hab. inż. Bronisław Tomczuk

Opole 2008

*Serdecznie dziękuję mojemu promotorowi
prof. dr hab. inż. Bronisławowi Tomczukowi
za pomoc przy tworzeniu tej rozprawy oraz tym
wszystkim, którzy cennymi radami i uwagami
przyczynili się do jej powstania*

Spis treści

1.	Wstęp.....	7
1.1.	Wprowadzenie.....	7
1.2.	Rys historyczny	8
1.3.	Typy silników liniowych.....	9
1.4.	Najczęściej stosowane metody obliczania silników liniowych.....	13
1.5.	Zagadnienie obliczania silników tubowych na tle przeglądu literatury	14
2.	Cel i teza pracy.....	18
3.	Opis modelu fizycznego silnika i stanowiska pomiarowego.....	20
3.1.	Geometria prototypu nr 1	20
3.2.	Charakterystyki materiałowe elementów silnika	22
3.3.	Opis stanowiska pomiarowego i układów zasilania silnika	23
4.	Model matematyczny	27
4.1.	Równania opisujące rozkład pola magnetycznego.....	27
4.2.	Model polowo-obwodowy - równania dynamiki	28
4.3.	Metoda elementów skończonych (MES) w osiowosymetrycznym układzie współrzędnych	34
4.3.1.	Forma wariacyjna dla równania Poissona w układzie osiowosymetrycznym	35
4.3.2.	Funkcje interpolujące MES	38
4.3.3.	Zastosowanie przekształcenia Melissena-Simkina.....	39
4.4.	Model polowy silnika w programie FEMM.....	44
5.	Weryfikacja pomiarowa modelu matematycznego.....	51
5.1.	Charakterystyki statyczne.....	51
5.1.1.	Pomiary indukcji magnetycznej	51
5.1.2.	Pomiary siły magnetycznej i indukcyjności uzwojeń fazowych	56
5.2.	Charakterystyki dynamiczne	60
5.2.1.	Przebiegi czasowe dla zasilania ze źródła prądowego.....	60
5.2.2.	Przebiegi dla zasilania napięciowego	63
6.	Obliczenia wielowariantowe silnika krokowego	70
6.1.	Zmiana zewnętrznej średnicy cewki	71
6.2.	Zmiana grubości jarzm stojana.....	75
6.3.	Wpływ wymiarów magnesów trwałych na siłę magnetyczną	78
6.4.	Rozkład pola i siła magnetyczna dla różnych szerokości cewek stojana.....	83

6.5.	Wpływ kształtu zębów stojana na pole w szczelinie i siłę magnetyczną.....	86
6.6.	Zmiana kształtu pierścieni ferromagnetycznych w biegniku	89
6.7.	Konstrukcja z magnesami o magnesowaniu promieniowym	91
6.8.	Układ Halbacha magnesów biegnika i jego wpływ na pole i siłę	95
6.9.	Wpływ odległości między segmentami stojana na siłę magnetyczną.....	100
7.	Tubowy silnik synchroniczny - obliczenia wielowariantowe.....	102
7.1.	Wpływ wymiarów zewnętrznych cewki na siłę ciągu	103
7.2.	Zależność siły ciągu od grubości jarzm stojana	105
7.3.	Zmiana wymiarów magnesów trwałych w biegniku.....	107
7.4.	Zmiana szerokości cewek.....	110
7.5.	Wpływ kształtu zębów stojana na pole w szczelinie i siłę	112
7.6.	Zmiana kształtu pierścieni ferromagnetycznych w biegniku	115
7.7.	Biegnik z magnesami o magnesowaniu promieniowym	116
7.8.	Magnesy biegnika w układzie Halbacha	118
7.9.	Wpływ odległości między segmentami stojana na siłę ciągu	120
7.10.	Warunki konstrukcyjne poprawnego działania silnika	122
7.11.	Wpływ liczby faz na siłę ciągu silnika synchronicznego.....	123
8.	Szybkie modelowanie charakterystyk silnika z wykorzystaniem praw podobieństwa	127
8.1.	Wprowadzenie	127
8.2.	Wyprowadzenie kryteriów podobieństwa	128
8.3.	Obliczenia przeskalowanego prototypu nr 1	130
8.3.1.	Obliczenia dla przypadku $m_N=1$	132
8.3.2.	Obliczenia dla przypadku $m_{SCu}=1$	134
8.4.	Uwagi i wnioski dotyczące obliczeń w skali.....	138
9.	Wyznaczenie parametrów prototypu nr 2 i jego weryfikacja pomiarowa..	139
9.1.	Obliczenia parametrów prototypu nr 2 i porównanie z charakterystykami prototypu nr 1	144
9.2.	Weryfikacja pomiarowa obliczeń.....	147
9.2.1.	Charakterystyki statyczne	148
9.2.2.	Charakterystyki dynamiczne przy wymuszeniu prądowym.....	154
9.2.3.	Charakterystyki dynamiczne przy wymuszeniu napięciowym.....	157
10.	Uwagi i wnioski	163
	Literatura	166

Oznaczenia i symbole

Symbol	Jednostka	
$\vec{A}$	[Wb/m]	wektorowy potencjał magnetyczny
$\vec{B}$	[T]	wektor indukcji magnetycznej
$\vec{F}_e$	[N]	wektor siły elektrodynamicznej
$\vec{H}$	[A/m]	wektor natężenia pola magnetycznego
I, I_m	[A]	wartość skuteczna i maksymalna natężenia prądu
$\vec{1}_r, \vec{1}_z$		wersory w kierunkach osi r, z
$\vec{J}$	[A/m ²]	wektor gęstości prądu
L_s, L_d	[H]	indukcyjność statyczna i dynamiczna
N		liczba zwojów cewki lub uzwojenia
m	[kg]	masa
n_f		liczba faz
S_c	[m ²]	powierzchnia elementu trójkątnego w układzie r-z
δ_i		dystrybucja Diraca w punkcie i
$\Gamma, \Gamma^{(e)}$		brzeg obszaru obliczeniowego, brzeg elementu
μ	[H/m]	przenikalność magnetyczna bezwzględna
ν		funkcje wagowe
Ψ	[Wb]	strumień skojarzony z uzwojeniem
∇		operator Hamiltona (nabla)
$\Omega, \Omega^{(e)}$		obszar obliczeniowy, obszar elementu
d_s	[m]	odległość między segmentami stojana
g	[m]	długość szczeliny powietrznej
h_c	[m]	wysokość cewki
R_{ri}	[m]	promień wewnętrzny biegnika
R_{ro}	[m]	promień zewnętrzny biegnika
R_{si}	[m]	promień wewnętrzny stojana
R_{so}	[m]	promień zewnętrzny stojana
w_m	[m]	szerokość magnesu
w_p	[m]	szerokość pierścienia ferromagnetycznego
w_c	[m]	szerokość cewki
w_s	[m]	szerokość żłobka segmentu stojana
w_j	[m]	grubość jarzma rdzenia stojana

Symbol	Jednostka	
w_{ss}	[m]	szerokość pojedynczego segmentu stojana
τ_p	[m]	podziałka biegunowa
F_d	[N]	siła zaczepowa
F_N	[N]	siła znamionowa
F_{dAV}	[N]	wartość średnia siły zaczepowej
F_{dmax}	[N]	wartość maksymalna siły zaczepowej
F_{NAV}	[N]	wartość średnia siły znamionowej
F_{Nmax}	[N]	wartość maksymalna siły znamionowej
F_{Nmin}	[N]	wartość minimalna siły znamionowej
w_{pul}		współczynnik pulsacji siły dla silnika synchronicznego

1. Wstęp

1.1. Wprowadzenie

Silniki liniowe służą do generacji ruchu postępowego bez użycia przekładni lub innych mechanizmów zamieniających ruch obrotowy na liniowy. W porównaniu z napędami wykorzystującymi przekładnię, elektryczne silniki liniowe charakteryzują się lepszymi parametrami dynamicznymi (przyspieszenie, prędkość, hamowanie) oraz większą niezawodnością działania [34, 80]. O korzyściach wynikających ze stosowania napędów z silnikami liniowymi świadczy ciągły rozwój prac związanych z modernizacją istniejących konstrukcji oraz opracowanie przetworników nowych typów, a także znaczący wzrost liczby zastosowań w precyzyjnych układach małej mocy, gdzie wymagana jest duża niezawodność działania [53, 59, 60, 63, 95, 134, 141].

Silniki tubowe z magnesami trwałymi mogą być wykorzystywane w elementach wykonawczych automatyki (np. manipulatory XY [39, 147]), dźwigach, podnośnikach, automatyce siłowników do otwierania drzwi, okien, bram itd. Można także je stosować jako elementy podtrzymujące pojazdy mechaniczne [51] oraz jako generatory energii elektrycznej (np. do zamiany energii fal morskich na energię elektryczną) [8, 24, 79, 93]. To ostatnie zastosowanie staje się coraz bardziej popularne ze względu na wyczerpywanie się zasobów paliw kopalnych i coraz większy nacisk na rozwój energetyki ze źródłami odnawialnymi.

Do zasilania silników liniowych wykorzystuje się najczęściej układy PWM (pulse width modulation) sterowane za pomocą odpowiednio dobranego mikrokontrolera [63, 134]. Umożliwia to stosunkowo płynną regulację istotnych osiągnięć silnika, tj. siły, prędkości, przyspieszenia. Układy te różnią się od siebie w zależności od konstrukcji silnika.

Określenie parametrów elektromagnetycznych silnika ma znaczenie nie tylko w projektowaniu układów sterowania i zasilania, lecz także w praktyce. Dotyczy to m.in. określania indukcyjności uzwojeń, czyli strumieni magnetycznych. W obliczaniu tych parametrów duże znaczenie ma prawidłowe określenie strumieni skojarzonych z poszczególnymi uzwojeniami stojana. Szczególnie dotyczy to obliczania indukcyjności uzwojenia stojana z uwzględnieniem nieliniowości obwodu magnetycznego i obecności magnesów trwałych. Znajomość indukcyjności uzwojeń wzbudzających i sterujących jest niezbędna do analizy pracy wszystkich przetworników elektromagnetycznych [82, 105, 107], w tym także silników liniowych tubowych z magnesami trwałymi, a jej dokładne obliczenie, dla różnych przypadków konstrukcyjnych, wiąże się z analizą pola magnetycznego. Analiza

ta umożliwia również wyznaczenie innych parametrów całkowych silnika, takich jak strumienie i siły elektrodynamiczne [15, 19, 72, 91]. Znajomość tych parametrów jest również niezbędna dla komputerowej symulacji pracy przetworników o ruchu liniowym w stanie nieustalonym i ustalonym. W tym ostatnim przypadku częściej korzysta się z parametrów statycznych np. indukcyjność statyczna L_s , [90, 99, 117].

Symulacja pracy przetworników elektromechanicznych w oparciu o analizę pola opisanego równaniem różniczkowym typu parabolicznego [117, 124] jest zagadnieniem brzegowym wymagającym użycia komputerów o dużej mocy obliczeniowej i wymaga stosunkowo długiego czasu obliczeń. W przypadku modelowania dodatkowych elementów zewnętrznych (np. elementy układu elektronicznego, takie jak tranzystory kluczujące), kompleksowa analiza polowa staje się wręcz nieekonomiczna. Dlatego też, w większości przypadków stosuje się metody polowo-obwodowe [82, 105, 107].

Analizę pola silnika tubowego zwykle przeprowadza się dla różnych położeń elementu ruchomego i różnych wartości prądu w poszczególnych uzwojeniach stojana. Ze względu na dyskretyzację odcinka ruchu i przedziału wartości prądu, celem skrócenia czasu obliczeń, należy dobrać niezbędną liczbę położeń biegnika i wartości prądów przewidywanych w całym zakresie jego pracy. Ponieważ dwuwymiarowa analiza pola elektromagnetycznego jest znacznie szybsza i lepiej oprogramowana niż analiza trójwymiarowa, to tam gdzie jest to możliwe, model matematyczny upraszcza się do dwuwymiarowego (2-D). W tym przypadku można wykorzystać ogólnodostępne oprogramowanie [72], co jest również dużą zaletą analizy. Programy tego typu mogą być wykorzystywane w biurach konstrukcyjnych wyposażonych w standardowy sprzęt obliczeniowy, bazujący na systemach operacyjnych Windows lub Linux. Biorąc pod uwagę powyższe, w niniejszej pracy przeprowadzono analizę polowo-obwodową i weryfikację pomiarową 5-fazowego silnika liniowego tubowego z magnesami trwałymi, pracującego jako silnik krokowy lub synchroniczny.

1.2. Rys historyczny

Pierwszy silnik liniowy (reluktancyjny, płaski) został skonstruowany między rokiem 1841 i 1845 przez Wheastone'a [65]. Silniki liniowe indukcyjne były jednymi z pierwszych, którymi zaczęto się interesować pod kątem zastosowań praktycznych. Informacje o nich pojawiły się już w latach 90-tych, XIX wieku [64]. Miały one znaleźć zastosowanie w napędach wahadłowych członów tkackich. Przez kolejne 50 lat opatentowano wiele konstrukcji tych silników. Wśród nich znalazły się płaskie silniki jedno- i dwustronne

magnetycznie, silniki tubowe i inne. Nie doszło jednak do powszechnego zastosowania praktycznego tych konstrukcji. Głównym powodem był niski koszt pracowników fizycznych, np. pracy tkaczek, w porównaniu z wdrożeniem silników liniowych.

W roku 1905 pojawiły się dwie propozycje wykorzystania silników liniowych jako maszyn do napędu pociągów [64]. Pierwsza z nich zakładała umieszczenie krótkich odcinków stojana silnika indukcyjnego liniowego w bieźni. Odcinki miały być załączane sekwencyjnie, aby zmniejszyć straty mocy. Cały system był jednak niezwykle kosztowny. W drugiej propozycji częścią ruchomą był stojan znajdujący się w wagonie. Była to konstrukcja dwustronna magnetycznie – stojan był podzielony na dwie części, między którymi znajdowała się pionowa przewodząca płyta stanowiąca bieźnię (tzw. silnik płytowy – sweet-motor). Musiało minąć pół wieku, aby ten pomysł doczekał się aplikacji związanej z szybkim napędem pojazdów szynowych.

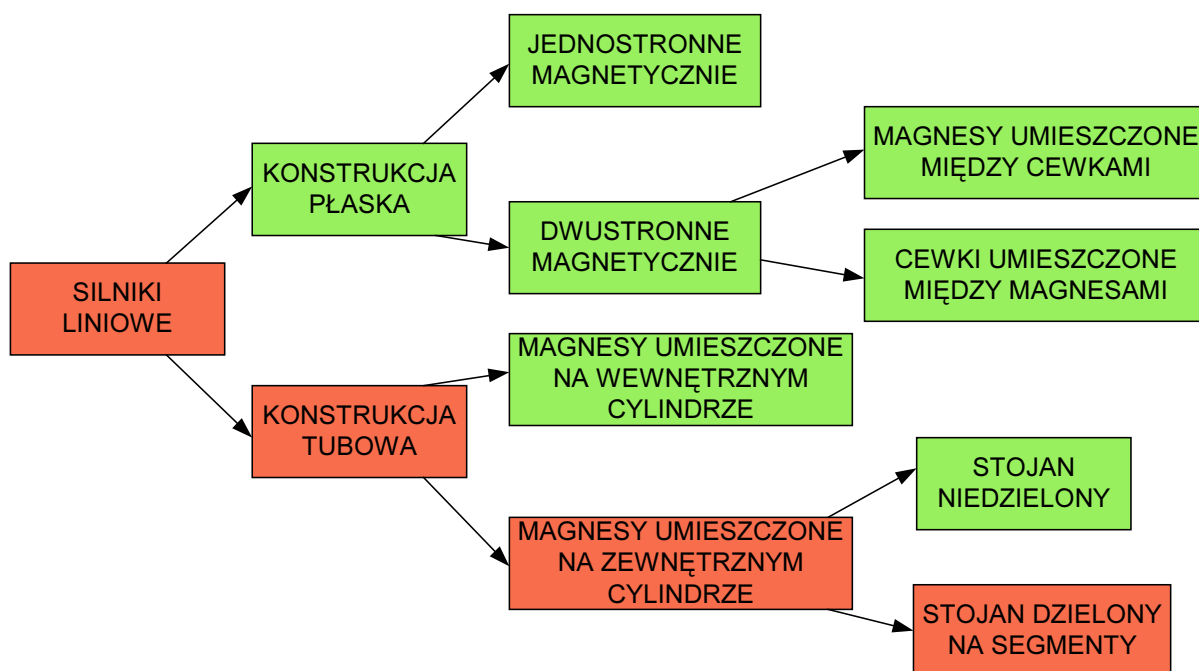
Do rozwoju silników liniowych przyczyniła się także II wojna światowa. Pojawienie się lotniskowców wiązało się z potrzebą przyspieszania samolotów na krótkim odcinku pasa startowego. W roku 1946 Westinghouse skonstruował katapultę elektromagnetyczną, której napęd stanowił jednostronny indukcyjny silnik liniowy. Pierwszy model miał długość ćwierć mili oraz moc ponad 7000 kW. Pozwalał na przyspieszenie samolotu na starcie do około 180 km/h w 4,2 s. Wyłączenie zasilania i hamowanie prądem stałym następowało po osiągnięciu około 350 km/h [64]. Badania tego typu konstrukcji trwały jeszcze długo po wojnie.

Od lat 90-tych zeszłego stulecia obserwuje się burzliwy rozwój różnego typu silników liniowych. Obok silników liniowych indukcyjnych, najczęściej bada się konstrukcje oparte o magnesy trwałe. Są to zarówno konstrukcje płaskie, jak i tubowe. Wzrost zainteresowania silnikami liniowymi wiąże się głównie z rozwojem nowoczesnych metod obliczeniowych oraz z postępem w zakresie nowoczesnych materiałów magnetycznych, szczególnie magnesów trwałych. Najwięcej badań związanych z silnikami liniowymi prowadzi się obecnie w Wielkiej Brytanii, Francji, Niemczech, USA oraz Rosji (pompy indukcyjne).

1.3. Typy silników liniowych

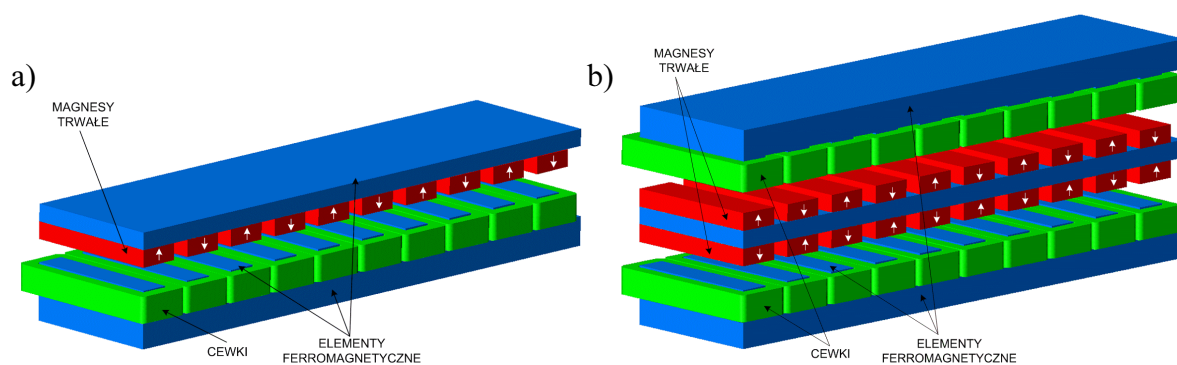
Przetworniki elektromechaniczne o ruchu liniowym można podzielić na kilka grup. Kryterium podziału może stanowić rodzaj napięcia zasilania (napięcie stałe albo zmienne), zasada działania (np. silniki ferorezonansowe, synchroniczne, asynchroniczne), konstrukcja (silniki tubowe i płaskie). Na rys. 1.1 przedstawiono podział silników liniowych z magnesami

trwałymi ze względu na konstrukcję. Kolorem czerwonym zaznaczono grupę, do której należy badany (w ramach niniejszej pracy) silnik.



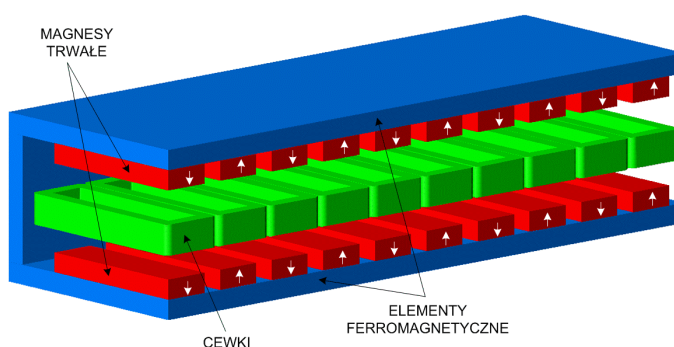
Rys. 1.1. Podział silników liniowych z magnesami trwałymi

Największą popularnością cieszą się obecnie synchroniczne, płaskie silniki liniowe z magnesami trwałymi. Na rys. 1.2a pokazano budowę silnika płaskiego z jednostronną bieźnią, czyli jednostronnego magnetycznie. Silniki te znajdują zastosowanie głównie w manipulatorach XY, w napędach wielkogabarytowych ploterów, w przemyśle do transportu wewnątrzzakładowego oraz w transporcie (towarów lub ludzi). Analizę pracy i obliczenia tego typu konstrukcji można znaleźć w pracach [6, 7, 20, 31, 50, 102, 103].

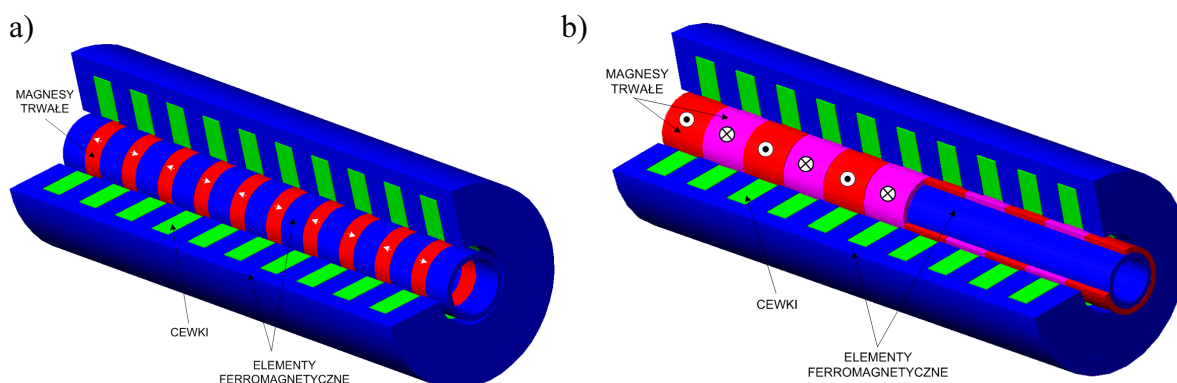


Rys. 1.2. Silniki płaskie: a) jednostronny magnetycznie, b) dwustronny magnetycznie (magnesy między cewkami)

Lepszymi parametrami elektromechanicznymi charakteryzują się silniki dwustronne magnetycznie. Zarówno konstrukcje z magnesami umieszczonymi między uzwojeniami (rys. 1.2b), jak i z cewkami umieszczonymi między magnesami (rys. 1.3) charakteryzują się dobrym stosunkiem siły magnetycznej (zwanej siłą ciągu) do masy silnika, wysoką sprawnością oraz płynną zmianą w/w siły w czasie. Drugi typ konstrukcji silnika charakteryzuje się dodatkowo brakiem siły zaczepowej, co przy odpowiednim doborze magnesów (rys. 1.3) i układu sterowania pozwala uzyskać precyzję działania na poziomie pojedynczych mikrometrów. Wadą konstrukcji z rys. 1.3 jest stosunkowo mała wartość bezwzględna siły ciągu. Analizą tego typu silników zajmowano się w pracach [23, 24, 44, 56].



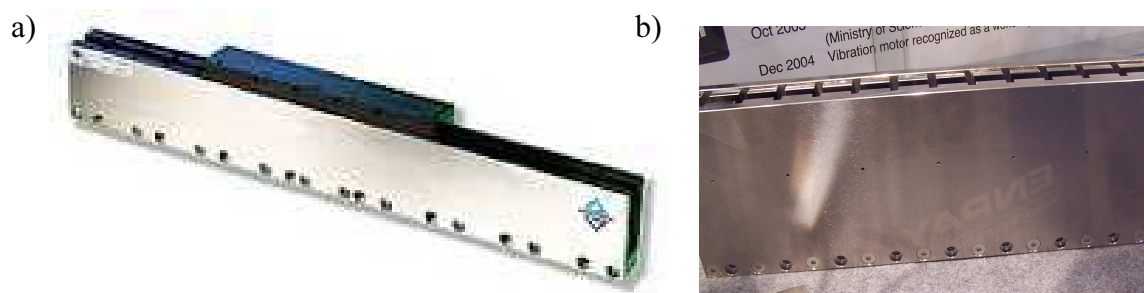
Rys. 1.3. Silnik płaski dwustronny magnetycznie z cewkami umieszczonymi między magnesami



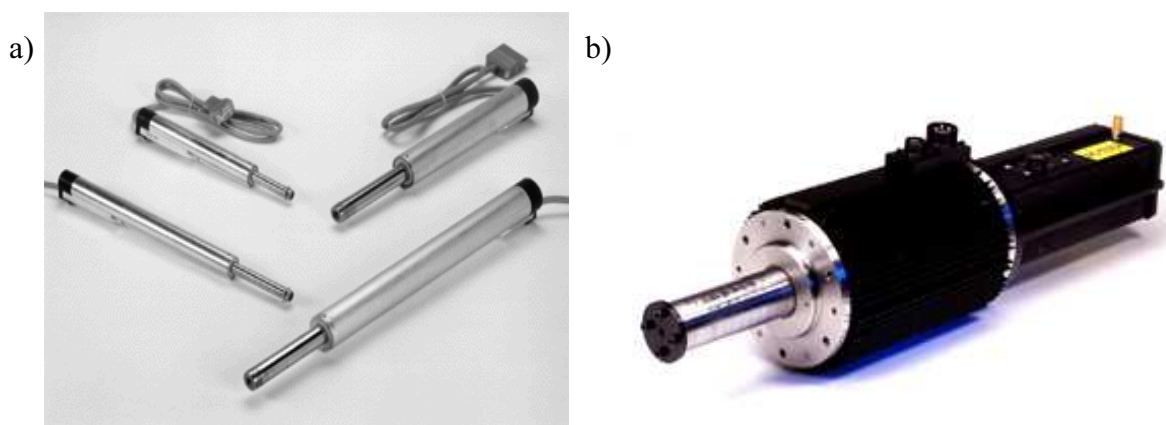
Rys. 1.4. Silniki liniowe tubowe z magnesami umieszczonymi na wewnętrznym cylindrze:
a) magnesowanie osiowe magnesów, b) magnesowanie promieniowe magnesów

Ze względu na trudności związane z pakietowaniem rdzenia i brakiem wystarczająco dobrych materiałów na magnesy trwałe oraz trudnościami konstrukcyjnymi, tubowe silniki liniowe z magnesami trwałymi znalazły się w centrum zainteresowań dopiero na początku lat 90-tych ub. wieku. Wcześniej znane konstrukcje tubowe dotyczyły silników indukcyjnych lub oscylacyjnych [16, 38, 80, 86, 135]. Na rys. 1.4 przedstawiono synchroniczny silnik liniowy z magnesami umieszczonymi na wewnętrznym cylindrze. W konstrukcji jak na rys. 1.4a

wykorzystano magnesy o magnesowaniu osiowym [22, 29, 46, 60, 67, 71, 108, 141], natomiast w konstrukcji na rys. 1.4b magnesy o magnesowaniu promieniowym [14, 45, 71, 127]. Można spotkać także inne sposoby ułożenia magnesów o różnym kierunku magnesowania w biegniku (np. układ Halbacha [2, 3, 47, 128]).



Rys. 1.5. Przykład silników płaskich: a) silnik dwustronny magnetycznie firmy Anorad, b) stojan silnika dwustronnego magnetycznie



Rys. 1.6. Silniki liniowe tubowe synchroniczne: a) firma LinMot, b) firma CLD

Produkcją przedstawionych typów silników liniowych zajmują się głównie firmy amerykańskie. W silnikach płaskich specjalizują się firmy Anorad [152] (rys. 1.5), Baldor [147], natomiast rynek silników liniowych tubowych opanowały firmy LinMot [151] (rys. 1.6a) oraz California Linear Devices (CLD) [148] (rys. 1.6b). Firmy te produkują najczęściej silniki 3-fazowe synchroniczne. Rzadziej są to silniki reluktancyjne. Nie ma w ofercie w/w firm silników synchronicznych o segmentowanym stojanie, jak również o liczbie faz większej niż 3. Brak tego typu konstrukcji na rynku był jedną z przyczyn podjęcia badań prezentowanych w ramach niniejszej pracy doktorskiej.

1.4. Najczęściej stosowane metody obliczania silników liniowych

W ostatnich latach rośnie liczba opracowań algorytmów numerycznych implementujących matematyczne modele zjawisk elektromagnetycznych [1, 4, 9, 10, 19, 21, 27, 78, 121, 122, 125]. W związku z tym powstało wiele pakietów komercyjnych i niekomercyjnych, pozwalających na symulowanie stanów statycznych i dynamicznych silników, w tym także silników liniowych. Należą do nich pakiety takie jak Opera 2D/3D firmy VectorFields [153], Maxwell 2D/3D firmy Ansoft [145], Multiphysics firmy Ansys [146], Flux 2D/3D firmy Cedrat [149], FEMM [72], Emant [150] itp.

Jak już wspomniano, w celu obliczenia parametrów elektromagnetycznych, stosuje się analizę połową dwu- lub trzowymiarową [123, 125]. Analiza ta umożliwia nie tylko wyznaczenie rozkładu pola, lecz również wyznaczenie jego parametrów całkowych, takich jak strumienie i siły elektromagnetyczne w różnych stanach pracy silników liniowych. W efekcie, unika się wykonania wielowariantowych, kosztownych modeli fizycznych (prototypów) i przeprowadzania wielu trudnych badań testowych, oferując w zamian możliwość wielowariantowych symulacji komputerowych.

Dla silników liniowych, podobnie jak i dla innych urządzeń elektromagnetycznych stosuje się głównie dwa podejścia mające na celu rozwiązywanie równań różniczkowych opisujących ich pole magnetyczne:

- zastosowanie metod analitycznych i analityczno-numerycznych,
- zastosowanie numerycznych metod siatkowych.

Wśród metod analityczno-numerycznych najczęściej stosuje się: metodę szeregów Fouriera, metodę superpozycji potencjału magnetycznego, metodę odbić zwierciadlanych, metodę równań całkowych [14, 40, 74, 129, 133]. W wielu przypadkach metody te są zbyt mało dokładne, a w innych mało uniwersalne. Dodatkowo, ich stosowanie wymaga dużego doświadczenia od projektanta. Także zakres zastosowań tych metod jest ograniczony do pewnych wybranych rozwiązań konstrukcyjnych, bądź prostych geometrycznie obwodów magnetycznych. W związku z powyższym oraz biorąc pod uwagę to, że metody czysto analityczne mają w teorii pola elektromagnetycznego bardzo ograniczony zakres zastosowań, na pierwszy plan w analizie i syntezie pól elektromagnetycznych wysuwają się numeryczne metody siatkowe [123].

Do najczęściej stosowanych numerycznych metod siatkowych należą: metoda elementów skończonych (MES), metoda różnic skończonych (MRS), metoda elementów brzegowych (MEB), metoda elementów krawędziowych (MEK) i metoda sieci

reluktancyjnych (MSR). W niektórych algorytmach obliczeniowych stosuje się połączenie dwu lub więcej wymienionych metod, uzyskując metody hybrydowe (np. połączenie MEB i MES) [9, 52, 101]. Metodę elementów brzegowych wykorzystuje się głównie do analizy pól elektromagnetycznych w środowiskach częściowo jednorodnych oraz nieskończenie rozległych [13, 87, 120]. W zagadnieniach dwuwymiarowych stosuje się popularną metodę elementów skończonych [15, 72, 117] i metodę różnic skończonych [69, 118, 119]. Analizę pól trójwymiarowych realizuje się najczęściej z wykorzystaniem metody elementów skończonych [15, 18, 78, 96] lub metody elementów krawędziowych [54, 57, 100, 131].

Metoda elementów skończonych jest obecnie najpowszechniej stosowaną metodą w analizie zagadnień pola elektromagnetycznego [96]. MES jest najlepiej oprogramowana. Umożliwia ona analizowanie pól elektromagnetycznych stacjonarnych, quasi-stacjonarnych oraz niestacjonarnych. Zalety metody elementów skończonych są widoczne szczególnie wyraźnie wówczas, gdy zachodzi potrzeba przeprowadzenia dwu- lub trójwymiarowej analizy obszarów o skomplikowanej geometrii, zawierających środowiska nieliniowe i obszary przewodzące prąd elektryczny. Dlatego też autor oparł numeryczną analizę pola tubowych silników liniowych z magnesami trwałymi na MES.

Metoda elementów skończonych polega na minimalizacji określonego funkcjonu energetycznego i wywodzi się z mechaniki, gdzie była stosowana już w latach 60-tych do obliczania naprężeń występujących w mechanice budowli [143]. W latach 80-tych i 90-tych zaczęto ją z dużym powodzeniem wdrażać w aplikacjach do obliczania pola elektromagnetycznego. W metodzie tej obszar obliczeniowy jest dzielony na wiele podobszarów nazywanych elementami skończonymi [144]. Struktura tych elementów tworzy tzw. siatkę dyskretyzującą obszar obliczeniowy. W układach, w których uwzględnia się zjawisko przemieszczania elementów ruchomych, struktura siatki dyskretyzującej jest zmienna. W obliczeniach dwuwymiarowych najczęściej stosowane są elementy skończone trójkątne, natomiast w obliczeniach trójwymiarowych obecnie najczęściej stosowane są elementy ostrosłupowe.

1.5. Zagadnienie obliczania silników tubowych na tle przeglądu literatury

Przedmiotem pracy jest silnik liniowy z magnesami trwałymi o konstrukcji tubowej (PMTLM - Permanent Magnet Tubular Linear Motor) mogący pracować zarówno jako silnik liniowy synchroniczny, jak i krokowy. Silniki tubowe cechują się prostą i zwartą budową. Bezszcotkowa konstrukcja oraz składające się z cewek uzwojenie, które nie wymaga

układania zwojów w żłobkach, obniża koszty wykonania maszyny. Dodatkowo, konstrukcja osiowo-symetryczna cechuje się najlepszym wykorzystaniem objętości materiałów czynnych na jednostkę uzyskanej siły elektromagnetycznej.

W literaturze opisywane są różne konstrukcje silników liniowych tubowych. Najczęściej są to 3-fazowe silniki synchroniczne, które obecnie są budowane z wykorzystaniem magnesów trwałych [39, 58, 60, 71, 129]. Wykorzystuje się je do napędu wszelkiego rodzaju urządzeń precyzyjnych oraz tam, gdzie wymagana jest znaczna siła. Prowadzone są również badania nad silnikami oscylacyjnymi tubowymi [106, 107], które mogą służyć jako wibratory albo młoty elektromagnetyczne. Dzięki prostej konstrukcji, silniki te są stosunkowo tanie w produkcji i rzadko ulegają uszkodzeniom podczas ich eksploatacji. Stosunkowo niewielką grupę stanowią silniki liniowe z segmentowanym stojanem, którymi obecnie zajmuje się praktycznie tylko jeden ośrodek na świecie [45, 141]. Ich niewątpliwą zaletą jest modułowa konstrukcja, pozwalająca na łatwą rozbudowę (w celu np. zwiększenia siły ciągu) oraz naprawę silnika. W literaturze można także spotkać się z bezszczotkowymi silnikami prądu stałego [12, 43].

Analiza tubowych silników liniowych była przeprowadzana za pomocą metod analitycznych [65, 80], a obecnie coraz częściej stosuje się metody numeryczne. Metody analityczne, stosowane przy założeniu różnych uproszczeń, są przeznaczone do wstępnych obliczeń silników liniowych i najczęściej są wykorzystywane w połączeniu z metodami optymalizacji konstrukcji [23]. Pozwalają one na określenie przybliżonego rozkładu indukcji magnetycznej w szczelinie [25], a także na wyznaczenie parametrów całkowych, takich jak strumień skojarzony z uzwojeniem, siła ciągu, indukcyjności cewek [40, 61, 94, 128, 129]. Metody numeryczne pozwalają na znacznie bardziej precyzyjne wyznaczenie rozkładu pola magnetycznego nie tylko w szczelinie, ale także w częściach ferromagnetycznych obwodu magnetycznego i w częściach konstrukcyjnych [75, 83, 91, 98]. Ponadto, zastosowanie metod numerycznych pozwala na zbadanie wpływu niewielkich zmian w obwodzie magnetycznym na parametry całkowite silnika liniowego [109, 113], co jest trudne albo wręcz niemożliwe przy zastosowaniu metod analitycznych. W analizie silników liniowych, spośród metod numerycznych, najczęściej wykorzystywana jest metoda elementów skończonych [15, 27, 29, 110, 111, 115, 116], oraz jej połączenie z innymi metodami (tzw. metody hybrydowe) [18, 123].

Najczęściej badane parametry silników liniowych to: siła zaczepowa, reluktancyjną i znamionowa oraz ich pulsacje. Analizuje się wpływ geometrii na w/w parametry silnika, [11, 59, 62, 68, 76, 94, 95, 104, 112, 113, 141]. Generalnie dąży się do minimalizacji pulsacji siły,

zmniejszenia siły zaczepowej i reluktancyjnej oraz maksymalizacji siły znamionowej. Uzyskane wyniki w znacznym stopniu zależą od konstrukcji silnika. Siła zaczepowa występuje tylko w silnikach z magnesami trwałymi. Siła reluktancyjna pojawia się w tych konstrukcjach, w których wraz ze zmianą położenia biegnika, zmienia się także reluktancja magnetowodu. Dla przykładu w silnikach z rdzeniem powietrznym nie występuje ani siła reluktancyjna, ani zaczepowa. W każdym typie silnika mogą natomiast wystąpić, niekorzystne z punktu widzenia napędu, pulsacje siły. W celu ograniczenia w/w niekorzystnych zjawisk stosuje się różne metody optymalizacyjne [26, 28, 32, 35, 36, 41, 49, 77, 97, 130], jak i obliczenia wielowariantowe [55, 56, 104].

Obliczenia wielowariantowe pozwalają sprawdzić, jak poszczególne zmiany geometrii obwodu magnetycznego silnika wpływają na wybrane parametry. Stanowią one często wstęp do optymalizacji konstrukcji, gdyż pozwalają wybrać spośród wielu zmiennych opisujących geometrię silnika te, które mogą mieć największe znaczenie podczas numerycznych poszukiwań najlepszego rozwiązania.

Optymalizacja konstrukcji maszyn elektrycznych jest przedmiotem intensywnych badań od lat 80-tych ubiegłego wieku i wiąże się ściśle z syntezą pola. Problem optymalizacji konstrukcji jest bardzo złożony, co stwarza konieczność intensywnych badań wielu różnych metod, zarówno deterministycznych [5, 23, 35, 36, 92, 130], jak i probabilistycznych [26, 53, 59]. Obecnie dużą rolę zyskały metody probabilistyczne, szczególnie algorytmy genetyczne, gdyż pozwalają one na uniknięcie problemów związanych z „zatrzymywaniem się” egzekucji algorytmu na minimach lokalnych. Ich wadą jest jednak zapotrzebowanie na znaczną moc obliczeniową. Dlatego też, wciąż trwają prace nad szybkimi algorytmami deterministycznymi, które można by łączyć z metodami losowymi, w celu uzyskania wydajnych metod hybrydowych [41].

Obliczenia silników linowych nie ograniczają się do parametrów statycznych i ich optymalizacji. Silniki liniowe najczęściej pracują w stanie nieustalonym. Istotne jest, zatem stworzenie odpowiedniego modelu matematycznego, który pozwalałby na wyznaczenie charakterystyk dynamicznych silnika. Najczęściej wykorzystuje się metodę polowo-obwodową [32, 33, 82, 105, 107], w której model polowy jest aplikowany niezależnie od równań wiążących obwód elektryczny z mechanicznym. W metodzie tej najczęściej oblicza się parametry całkowite (na podstawie modelu polowego) dla różnych wartości prądu i położenia biegnika. Są one następnie tabelaryzowane i wchodzi w skład modelu obwodowego, który może być wykonany np. w programie Simulink pakietu Matlab. W takim przypadku metoda obliczeń charakteryzuje się dużą szybkością działania. W praktyce zdarza się, że obliczenia

można by wykonywać w czasie rzeczywistym. Rzadziej realizowana jest implementacja metody polowo-obwodowej polegająca na wywoływaniu modelu polowego iteracyjnie przez program rozwiązujący nieliniowy układ równań różniczkowych (część obwodowa). Tego typu rozwiązania wymagają dużych mocy obliczeniowych i są czasochłonne numerycznie. W aplikacjach metody polowo-obwodowej pomija się niektóre zjawiska polowe (np. prądy wirowe). Pojawiające się w pewnych przypadkach problemy ze zbieżnością procesów iteracyjnych są łatwe do opanowania.

Mniej efektywne pod względem czasowym są metody obliczeń stanów dynamicznych, w których równania dynamiki są zawarte w modelu polowym [30, 83, 84]. Wymagają one dużych mocy obliczeniowych oraz zasobów pamięciowych komputerów. Niemniej jednak, w przypadku, gdy istotne jest uwzględnienie zjawisk związanych np. z prądami wirowymi lub histerezą, to metody te stanowią jedyny sposób na otrzymanie poprawnych wyników obliczeń.

Obliczenia numeryczne urządzeń elektromechanicznych znacząco ułatwiają proces projektowania. Jednakże każde wyniki obliczeń muszą być zweryfikowane pomiarowo. Badania bardzo dużych lub bardzo małych jednostek mogą być kosztowne lub trudne. Dlatego też, w celu redukcji kosztów buduje się modele w skali, zmniejszone lub o wymiarach dostosowanych do możliwości pomiarowych. Otrzymane wyniki pomiarowe można porównać z obliczeniami wykorzystując odpowiednie współczynniki skali dla różnych wielkości. Dodatkową zaletą modelowania w skali jest możliwość otrzymania, w jednej serii obliczeń, parametrów całego typoszeregu dla analizowanej konstrukcji urządzenia elektromagnetycznego. W literaturze niewiele publikacji poświęcono obliczeniom w skali. Te, które są dostępne, dotyczą najczęściej transformatorów [136, 137, 138, 139] silników liniowych indukcyjnych [17, 37, 140] lub pociągów na poduszce magnetycznej [50, 103]. Rzadziej natomiast spotyka się publikacje związane z silnikami liniowymi z magnesami trwałymi [88, 126]. Poza publikacją autora [114], nie ma prac zajmujących się problematyką modelowania w skali silników liniowych tubowych z magnesami trwałymi, z jednoczesnym uwzględnieniem nieliniowych charakterystyk magnesowania materiałów ferromagnetycznych.

2. Cel i teza pracy

Stały rozwój metod komputerowych przyczynił się do znacznego postępu jakościowego w modelowaniu zjawisk fizycznych będących podstawą działania silników i przetworników elektrodynamicznych. Modelowanie matematyczne z wykorzystaniem metod analizy polowej, pozwala na usprawnienie istniejących i wirtualne testowanie nowych konstrukcji przy jednoczesnym zmniejszeniu kosztów prowadzonych badań.

Obliczanie stanów nieustalonych (dynamiki) silników liniowych poprzez rozwiązanie trójwymiarowych równań typu parabolicznego (uwzględniających zmiany pola w czasie) jest zagadnieniem trudnym, wymagającym użycia komercyjnych (i często drogich) programów komputerowych. W przypadku polowej analizy układów zawierających elementy współpracujące z silnikami liniowymi, jak np. elementy elektroniczne przekształtników PWM, rozwiązanie tego typu równań jest bardzo czasochłonne i staje się wręcz nieekonomiczne. W takich przypadkach dąży się do połączenia szybkich metod analizy pola wraz z obwodowymi metodami w celu przeprowadzenia efektywnych obliczeń dynamiki.

Celem niniejszej pracy jest polowa analiza parametrów statycznych tubowego silnika liniowego z magnesami trwałymi (PMTLM) dla różnych wariantów konstrukcyjnych oraz polowo-obwodowa analiza jego charakterystyk dynamicznych. Zaproponowane modele obliczeniowe powinny stwarzać możliwość analizy wirtualnych konstrukcji i symulacji charakterystyk, w celu osiągnięcia wymaganych parametrów i doboru zasilania w zależności od przeznaczenia i warunków pracy danego silnika.

Uwzględnienie wielowariantowości konstrukcji, a szczególnie obwodu magnetycznego, z jednoczesnym wykorzystaniem dostępnego oprogramowania, wymaga realizacji celów pośrednich takich jak:

- a) Wykonanie modeli polowych dla wyznaczenia rozkładu indukcji magnetycznej oraz parametrów całkowitych pola, a także weryfikacja pomiarowa w/w obliczeń,
- b) Symulacja komputerowa pracy silnika i jej weryfikacja pomiarowa,
- c) Wielowariantowe obliczenia dla różnych konstrukcji i sposobów zasilania silnika.

Konstrukcja analizowanego obiektu, mająca cechy symetrii osiowej, pozwala na zastąpienie kosztownych, przestrzennych obliczeń polowych, obliczeniami w układzie płasko-prostopadłym [99], co pociąga za sobą znaczne skrócenie czasu obliczeń. Kosztowną czasochłonną analizą trójwymiarową można wówczas zastąpić o wiele szybszą analizą dwuwymiarową. W efekcie można rozważać zmienne w czasie zjawiska polowe, a szczególnie stany nieustalone dla różnych wariantów konstrukcyjnych i zasilania.

Uwzględniając powyższe sformułowano tezę pracy, która brzmi:

Analiza polowo-obwodowa umożliwia, na etapie projektowania, wyznaczenie charakterystyk pracy silnika liniowego tubowego z magnesami trwałymi i pozwala na usprawnienia konstrukcyjne oraz poprawę jego własności ruchowych.

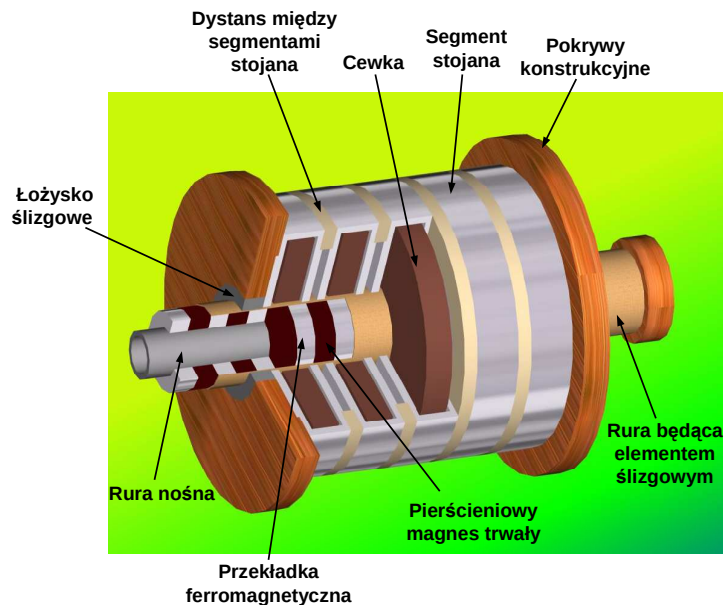
Realizacja założonych celów pracy wymagała udowodnienia tez pomocniczych:

- 1) Analiza układów otwartych magnetycznie jest możliwa z wykorzystaniem algorytmów wymagających ograniczenia obszaru obliczeniowego.
- 2) W zakresie badanych prędkości elementu ruchomego, symulacja ruchu biegnika jest wystarczająca do analizy pracy synchronicznej i krokowej silnika.

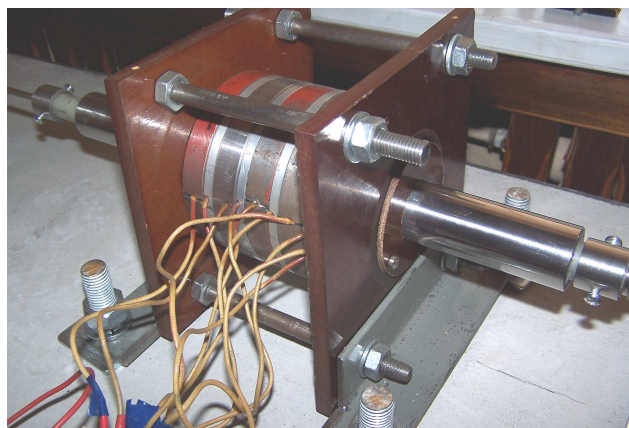
3. Opis modelu fizycznego silnika i stanowiska pomiarowego

3.1. Geometria prototypu nr 1

W niniejszej pracy rozważany jest silnik liniowy, który należy do klasy tubowych silników liniowych z magnesami trwałymi (permanent magnet tubular linear motor - PMTLM). Zaletą konstrukcji tubowej jest przede wszystkim mniejsze pole rozproszenia i wynikająca z tego większa sprawność silnika. Wykorzystanie magnesów trwałych umożliwia z kolei uzyskanie korzystnego stosunku siły ciągu do masy silnika. Cechą szczególną konstrukcji opracowanej w ramach niniejszej pracy jest 5-fazowe zasilanie oraz separacja magnetyczna poszczególnych cewek silnika względem siebie (rys. 3.1). Należy zaznaczyć, że w literaturze nie ma publikacji dotyczących badań silników 5-fazowych tego typu.

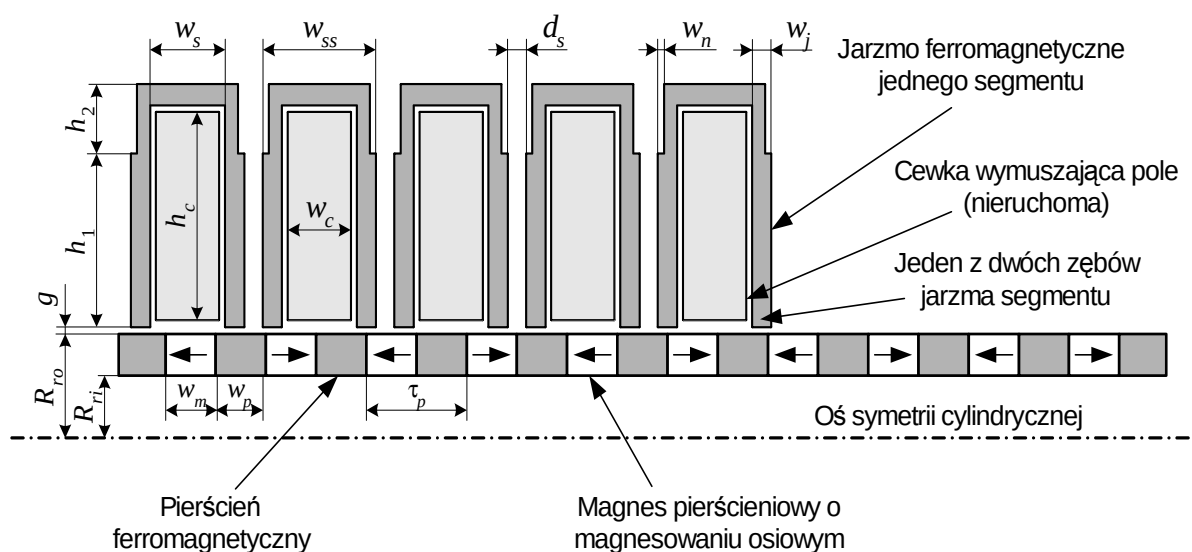


Rys. 3.1. Silnik PMTLM wraz z opisem poszczególnych elementów



Rys. 3.2. Zdjęcie modelu fizycznego silnika

Stojan pierwszego wykonanego wariantu konstrukcyjnego (prototypu nr 1) silnika (rys. 3.2) składał się z 5 separowanych magnetycznie segmentów stojana. Każdy segment składał się z uzwojenia jednej fazy oraz rdzenia ferromagnetycznego wykonanego ze stali ST3. Biegnik składał się z magnesów pierścieniowych o magnesowaniu osiowym oddzielonych pierścieniami ferromagnetycznymi, stanowiącymi część magnetowodu. Elementy te umieszczono na rurze z włókna szklanego. Z zewnątrz na biegnik nałożono rurę ze stali austenitycznej.



Rys. 3.3. Połowa przekroju osiowego silnika wraz z oznaczeniem wymiarów geometrycznych

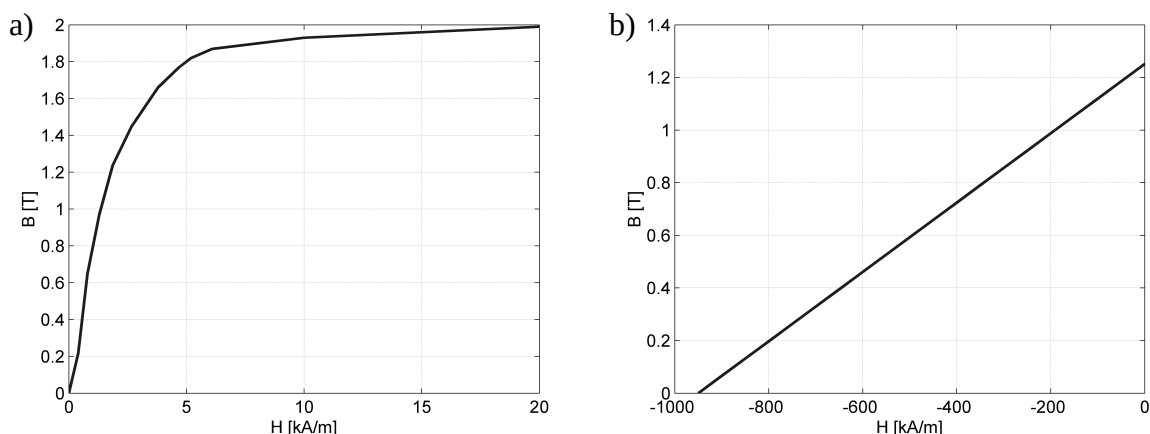
Tabela 3.1. Wymiary prototypu nr 1 silnika

Wymiar	Wartość [mm]
d_s	3
w_{ss}	18
w_s	12
w_c	10
h_c	30
w_j	3
w_n	1
g	1
h_1	25
h_2	10
w_m	8
w_p	7
τ_p	15
R_{ro}	15
R_{ri}	9

Na rys. 3.3 przedstawiono połowę przekroju osiowego silnika wraz z oznaczeniami wymiarów poszczególnych elementów. Wymiary promieniowe oznaczono literą R . Pierwszy indeks r dotyczy biegnika (runner), a drugi nazwy promienia, np. R_{ri} jest promieniem wewnętrznym biegnika. Natomiast literą w oznaczono w biegniku szerokości magnesów i pierścieni ferromagnetycznych. Wymiary pierścieni ferromagnetycznych biegnika oraz magnesów pierścieniowych są tak dobrane, aby silnik można było uruchomić z dowolnej pozycji zajmowanej przez biegnik. Wartości liczbowe w/w wymiarów pierwszego prototypu silnika, zgodnie z oznaczeniami na rys. 3.3, zamieszczono w tabeli 3.1.

3.2. Charakterystyki materiałowe elementów silnika

Rdzeń stojana oraz pierścienie ferromagnetyczne wykonano ze stali ST3, której charakterystykę zamieszczono na rys. 3.4a. Do konstrukcji biegnika wykorzystano magnesy neodymowe NdFeB o liniowej charakterystyce odmagasowania (rys. 3.4b).



Rys. 3.4. Charakterystyki materiałowe:
a) stali z której wykonano elementy rdzenia ferromagnetycznego,
b) odmagasowania magnesów trwałych

Uzwojenia silnika nawinięto przewodem nawojowym miedzianym o przekroju okrągłym $0,75 \text{ mm}^2$. Liczba zwojów pojedynczej fazy wyniosła 280. Współczynnik wypełnienia przekroju uzwojenia wynosił 0,7. Maksymalną wartość prądu płynącego w cewkach przyjęto równą $I_m=8 \text{ A}$.

Spośród wielu dostępnych obecnie na rynku typów magnesów trwałych zdecydowano się na wybór magnesów o składzie neodym-żelazo-bor (NdFeB). Było to podyktowane głównie ich dużą gęstością energii (rzędu 1 MJ/m^3) oraz dużą wartością indukcji remanentu (około 1,2 T). Niewątpliwie wadą tych magnesów jest ich niska temperatura Curie,

nieprzekraczająca 300°C [66]. W związku z powyższym ich temperatura pracy nie powinna przekraczać 100°C, co w przypadku maszyn elektrycznych jest zwykle spełnione. W związku z tym, podczas projektowania i badań wykonanych prototypów silników liniowych, dużą uwagę zwracano na górną temperaturę pracy, tak aby nie dopuścić do nieodwracalnego utracenia własności magnesujących.

W porównaniu z magnesami NdFeB stopy SmCo (samart-kobalt), czy też Alnico charakteryzują się wprawdzie znacznie wyższymi temperaturami pracy (dochodzącymi do 500°C), lecz dużo mniejszą indukcją remanentu oraz znacznie mniejszą gęstością energii (szczególnie stop Alnico). W przypadku pracy silnika w podwyższonej temperaturze, np. 150°C, należałoby rozważyć zastosowanie magnesów ze stopu SmCo. Silnik taki odznaczałby się jednakże mniejszą siłą ciągu. Tak więc, aby osiągnąć taką samą wartość siły musiałby mieć on większe gabaryty w porównaniu z silnikiem wykonanym z zastosowaniem magnesów neodymowych.

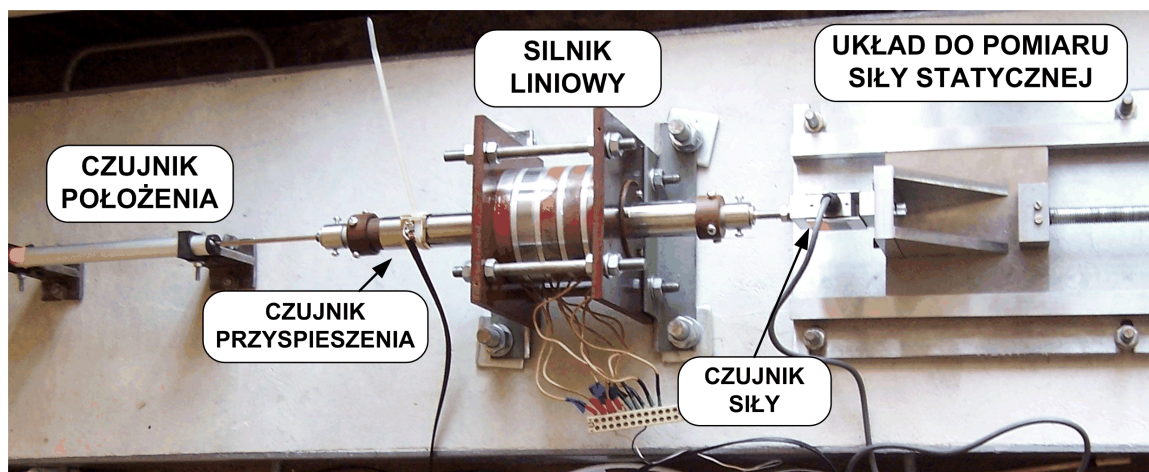
Zastosowane magnesy zostały wyprodukowane w Chinach. Koszt pojedynczej sztuki wyniósł ok. 4 zł. Stosunkowo łatwa dostępność tego typu magnesów zachęca do stosowania ich w różnego rodzaju napędach, nie tylko liniowych.

3.3. Opis stanowiska pomiarowego i układów zasilania silnika

W ramach niniejszej pracy doktorskiej autor samodzielnie zaprojektował i wykonał stanowisko pomiarowe do wyznaczania charakterystyk statycznych i dynamicznych silników tubowych. W kraju nie ma standardów dotyczących badań tego typu konstrukcji silników liniowych. Dlatego też wzorowano się na opisywanych w literaturze światowej stanowiskach do badania silników liniowych [8, 12, 60]. Ze względu na koszty, wykorzystano jedynie wybrane rozwiązania. Większość problemów pomiarowych rozwiązano w odmienny sposób, co wymagało wielokrotnie powtarzanych prób. Autor zbudował stanowisko do testów umożliwiających wykonywanie pomiarów położenia, przyspieszenia i sił dla silników liniowych z ruchomym biegnikiem (rys. 3.5).

W skład stanowiska pomiarowego wchodzi: czujnik położenia, czujnik przyspieszenia, czujnik siły, obciążenie bezwładnościowe silnika, konstrukcja umożliwiająca pomiar sił statycznych, interfejs pomiarowy dopasowujący sygnały mierzone do 16-kanalowej karty pomiarowej. Ważnym elementem stanowiska jest podest żelbetowy (o grubości 10 cm), na którym znajduje się silnik wraz z obciążeniem i czujnikami. Zapewnia on odpowiednią stabilność układowi pomiarowemu podczas działania silnika oraz tłumi drgania, jakie

pojawiają się podczas działania silnika. W tabeli 3.2 wymieniono podstawowe elementy składowe układu pomiarowego wraz z ich najważniejszymi parametrami.



Rys. 3.5. Zdjęcie stanowiska pomiarowego wraz z zamontowanym silnikiem liniowym



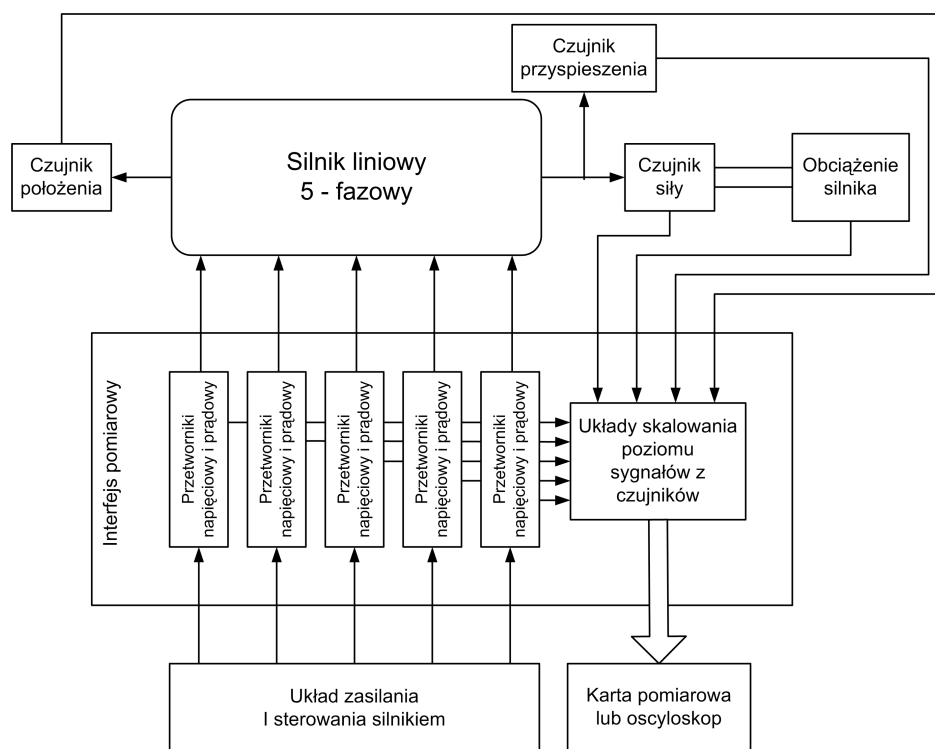
Rys. 3.6. Zdjęcie interfejsu pomiarowego

Tabela 3.2. Parametry podstawowych elementów układu pomiarowego

Element	Typ	Parametry
Czujnik położenia	RC20-250-M	Zakres $z = 0 \div 250 \text{ mm}$
Czujnik siły	Megatron 1000	Zakres $F = -1000 \div 1000 \text{ N}$
Czujnik przyspieszenia	ADXL 210	Zakres $a = -100 \div 100 \text{ m/s}^2$, $(-10 \div 10 g)$, $f_{\text{max}} = 6 \text{ kHz}$
Czujnik prądu	LEM LTS 25-NP.	$I_{\text{max}} = (8, 12, 25) \text{ A}$ $f_{\text{max}} = 200 \text{ kHz}$
Czujnik napięcia	LEM LV 25-P	$U_{\text{max}} = 250 \text{ V}$ $f_{\text{max}} = 25 \text{ kHz}$
Oscyloskop	Tektronix TDS2014	4 kanały $f_{\text{max}} = 200 \text{ MHz}$ Rozdzielczość - 8 bitów

Na rys. 3.7 przedstawiono schemat układu pomiarowego wraz interfejsem pomiarowym wykonanego w ramach badań [81] realizowanych w Katedrze Elektrotechniki Przemysłowej (rys. 3.6). Układ zasilania i sterowania jest podłączony do silnika poprzez interfejs pomiarowy, co umożliwia rejestrację napięć i prądów silnika. Sygnały z pozostałych czujników (siły, położenia i przyspieszenia) są również podawane na interfejs pomiarowy i dopasowywane do zakresu karty pomiarowej lub oscyloskopu.

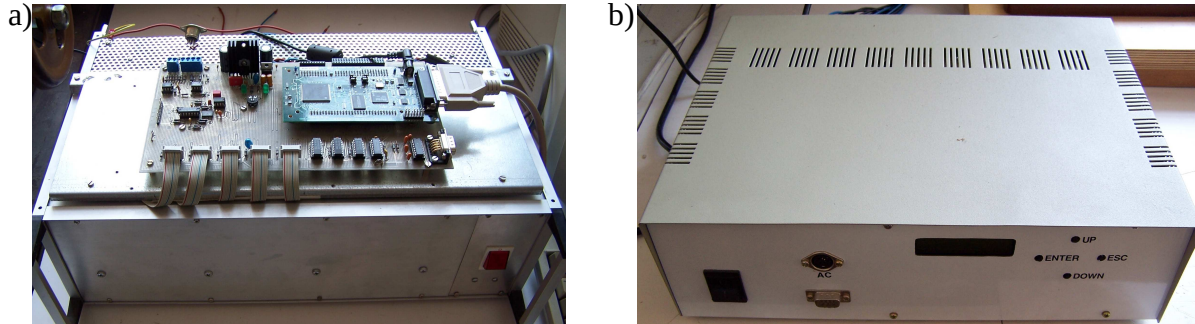
Wykonane stanowisko pomiarowe umożliwia zarówno wyznaczenie parametrów statycznych, jak i dynamicznych siłowników o ruchu liniowym. Możliwość unieruchomienia biegnika silnika podczas pomiarów pozwala na wyznaczenie charakterystyk statycznych siły i indukcyjności w funkcji prądu i położenia biegnika. Z kolei ruchome obciążenie bezwładnościowe silnika, w połączeniu z czujnikami przyspieszenia i oscyloskopem (lub kartą pomiarową) umożliwia pomiary przebiegów zmiennych w czasie oraz pozwala zweryfikować pomiarowo poprawność modelu polowo-obwodowego.



Rys. 3.7. Schemat układu pomiarowego wraz z interfejsem

Ważnym elementem stanowiska pomiarowego jest układ zasilania silnika. W ramach prowadzonych prac wykonano dwa takie układy, różniące się znacznie od siebie. Pierwszy powstał w ramach współpracy z Uniwersytetem w Siegen [104, 132] (rys. 3.8a). Jest to konstrukcja pozwalająca zasilać silnik poprzez kształtowanie fali prądu za pomocą modulacji

szerokości impulsów (PWM). Zastosowany w niej procesor sygnałowy DSP2812 firmy Texas Instruments pozwala na zbadanie własności ruchowych silnika zasilanego szeroką gamą sygnałów.



Rys. 3.8. Zasilacze 5-fazowe silnika liniowego wykonane: a) w ramach współpracy z Uniwersytetem w Siegen, b) w Katedrze Elektrotechniki Przemysłowej

Drugi układ zasilania został wykonany w Katedrze Elektrotechniki Przemysłowej w ramach pracy dyplomowej [70] (rys. 3.8b). Jest to układ pozwalający na zasilanie silnika napięciem skokowym 5-fazowym. Zasilacz ten jest znacznie tańszy w wykonaniu niż pierwsza konstrukcja. Jednakże, ze względu na brak możliwości regulacji kształtu fali prądu, nie pozwala wykorzystać w pełni możliwości silnika. Daje natomiast możliwość pomiarowej weryfikacji modelu polowo-obwodowego z wymuszeniem napięciowym.

Przedstawione układy zasilania, ze względu na swoją uniwersalną budowę, pozwalają na badanie nie tylko silników 5-fazowych, ale także silników o mniejszej liczbie faz (np. 3-fazowych). Dzięki możliwości „programowania” sygnałów zasilających stanowią one ważny element w badaniu własności ruchowych silników liniowych.

4. Model matematyczny

4.1. Równania opisujące rozkład pola magnetycznego

Do opisu pola magnetycznego można wykorzystać potencjał wektorowy $\vec{A}$ [117]. Pole magnetostaticzne opisane za pomocą tego potencjału można ująć w następujące równanie różniczkowe cząstkowe

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu(B)} \nabla \times \vec{A} \right) = \vec{J} \quad (4.1)$$

W układzie o symetrii cylindrycznej ($A_r = A_z = 0$) przyjmuje ono postać [99, 111]

$$\frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{\mu(B)} \frac{\partial A_\phi}{\partial r} \right) + \frac{1}{r \cdot \mu(B)} \frac{\partial A_\phi}{\partial r} + \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{\mu(B)} \frac{\partial A_\phi}{\partial z} \right) - \frac{1}{\mu(B)} \frac{A_\phi}{r^2} = J_\phi \quad (4.2)$$

gdzie $\mu(B)$ jest funkcją przenikalności magnetycznej.

W wyniku rozwiązania powyższego równania otrzymuje się rozkład potencjału wektorowego, a ściślej jego składowej A_ϕ , na płaszczyźnie „ $r-z$ ”. Uwzględnienie rotacji potencjału ($\vec{B} = \nabla \times \vec{A}$) umożliwia obliczenie składowych wektora indukcji magnetycznej:

$$\vec{B} = -\frac{\partial A_\phi}{\partial z} \vec{1}_r + \frac{1}{r} \frac{\partial(rA_\phi)}{\partial r} \vec{1}_z \quad (4.3)$$

Na podstawie znajomości rozkładu pola magnetycznego można wyznaczyć parametry całkowite modelu, które są szczególnie istotne w analizie stanów nieustalonych. W niniejszej pracy stany te analizowano z użyciem modelu polowo-obwodowego.

Strumień skojarzony z uzwojeniem obliczono jako sumę całek ze składowej normalnej indukcji magnetycznej po powierzchni ograniczonej pojedynczym zwojem cewki [72, 99]. Należy podkreślić możliwość wykorzystania twierdzenia Stokesa do uproszczenia całkowania. Znajomość składowej A_t , stycznej do konturu zwoju, pozwala na zastąpienie całki powierzchniowej całką po konturze zwoju

$$\Psi = \sum_{k=1}^N \int_S B_n dS = \sum_{k=1}^N \int_l A_t dl \quad (4.4)$$

Indukcyjność dynamiczną autor obliczał ze wzoru definicyjnego, jako pochodną cząstkową strumienia skojarzonego z cewką w odniesieniu do prądu

$$L_d = \frac{\partial \Psi}{\partial i} \quad (4.5)$$

Indukcyjność statyczną obliczono jako iloraz strumienia skojarzonego z uzwojeniem i płynącego w nim prądu

$$L_s = \frac{\Psi}{I} \quad (4.6)$$

Siłę magnetyczną działającą na ruchomy element ferromagnetyczny wyznaczono korzystając z metody tensora $\vec{T}$ naprężeń powierzchniowych Maxwella [99, 117] wyznaczonego na brzegu Γ obszaru ferromagnetycznego

$$\vec{F}_e = \int_{\Omega} f \, d\Omega = \oint_{\Gamma} \vec{T} \cdot d\vec{\Gamma} \quad (4.7)$$

gdzie

$$\vec{T} = \begin{bmatrix} \mu \left(H_r^2 - \frac{1}{2} H^2 \right) & \mu H_r H_z \\ \mu H_r H_z & \mu \left(H_z^2 - \frac{1}{2} H^2 \right) \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

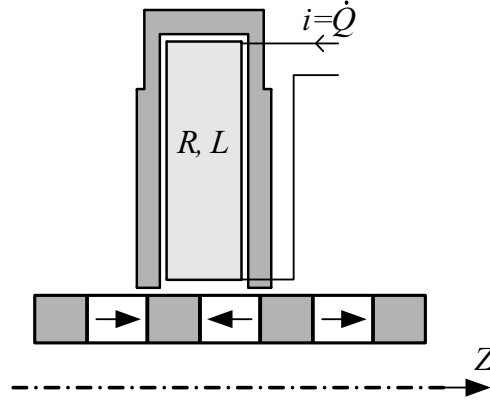
Wykorzystując iloczyny skalarne, równanie (4.7) można zapisać w następujący sposób [99]

$$\vec{F}_e = \frac{1}{2} \oint_{\Gamma} \left(\vec{H} (\vec{B} \cdot \vec{n}) + \vec{B} (\vec{H} \cdot \vec{n}) - (\vec{H} \cdot \vec{B}) \vec{n} \right) d\Gamma \quad (4.9)$$

4.2. Model polowo-obwodowy - równania dynamiki

Opis pracy silnika wymaga uwzględnienia nie tylko charakterystyk statycznych, ale także charakterystyk ruchowych, od których w znacznym stopniu zależy zastosowanie silnika. Poniżej podano wyprowadzenie równań ruchu PMTLM, które zostały zaimplementowane w modelu polowo-obwodowym. Ze względu na ekranowanie uzwojeń poszczególnych faz pominięto indukcyjności wzajemne między uzwojeniami.

Wyprowadzenie wzorów opisujących ruch silnika zostało wykonane w oparciu o metodę Eulera-Lagrange'a [90]. Ze względu na pominięcie sprzężeń magnetycznych między cewkami, można rozważać każdą cewkę osobno. Oznacza to, że równania wyprowadzone dla autonomicznej fazy będą również identyczne dla faz pozostałych. Przy wyprowadzaniu równań dynamiki uwzględniono dyssypację energii układu, a więc straty energii na rezystancji cewki oraz straty mechaniczne na tarcie.



Rys. 4.1. Układ cewka-biegnik, dla którego wyprowadzono równania dynamiki

W rozważanym układzie (jeden segment stojana i biegnik, rys. 4.1) nie ma więzów i liczba współrzędnych uogólnionych jest równa liczbie stopni swobody ($s=2$). Współrzędnymi uogólnionymi są położenie biegnika z i ładunek Q zgromadzony w układzie:

$$\vec{q} = (z, Q) \quad (4.10)$$

Koenergia układu wyraża się następującą zależnością:

$$T' = \frac{1}{2} m \dot{z}^2 + \int_0^{\dot{Q}} \Psi(\ddot{Q}, z) d\ddot{Q} \quad (4.11)$$

gdzie Ψ jest strumieniem skojarzonym z uzwojeniem, natomiast $\dot{z}$ jest prędkością ruchomego elementu układu, czyli biegnika. Strumień Ψ w niniejszej pracy wyznaczono metodą polową. Kropka nad literą oznacza pochodną danej wielkości po czasie t . Uwzględniając fakt, że w analizowanym układzie nie występuje funkcja energii potencjalnej ($U = 0$), funkcja Lagrange'a ma następującą postać:

$$L = T' - U = T' = \frac{1}{2} m \dot{z}^2 + \int_0^{\dot{Q}} \Psi(\ddot{Q}, z) d\ddot{Q} \quad (4.12)$$

Wykorzystując metodę prac wirtualnych [90] można określić przyrost energii układu:

$$\delta A = \tilde{P}_Q \delta Q + \tilde{P}_z \delta z = (u - R\dot{Q})\delta\dot{Q} + (-D\dot{z})\delta z \quad (4.13)$$

Obliczając elementy składowe równań Lagrange'a dla współrzędnych z i Q

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{z}} \right) - \frac{\partial L}{\partial z} = \tilde{P}_z \quad \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{Q}} \right) - \frac{\partial L}{\partial Q} = \tilde{P}_Q \quad (4.14)$$

otrzymuje się

$$\frac{d}{dt}(m\dot{z}) - \frac{\partial}{\partial z} \left(\int_0^{\dot{Q}} \Psi(\ddot{Q}, z) d\ddot{Q} \right) = -D\dot{z} \quad (4.15)$$

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial}{\partial \dot{Q}} \left(\int_0^{\dot{Q}} \Psi(\ddot{Q}, z) d\ddot{Q} \right) \right) = u - R\dot{Q} \quad (4.16)$$

Ponieważ pochodna energii względem przesunięcia stanowi siłę mechaniczną, to równanie (4.15) można zapisać w następującej postaci

$$m\ddot{z} - F(\dot{Q}, z) = -D\dot{z} \quad (4.17)$$

Równanie (4.16) można z kolei przekształcić w następujący sposób:

$$\frac{d}{dt}(\Psi(\dot{Q}, z)) = u - R\dot{Q} \quad (4.18)$$

$$\frac{\partial}{\partial \dot{Q}}(\Psi(\dot{Q}, z)) \cdot \frac{d\dot{Q}}{dt} + \frac{\partial}{\partial z}(\Psi(\dot{Q}, z)) \cdot \frac{dz}{dt} = u - R\dot{Q} \quad (4.19)$$

$$L_d(\dot{Q}, z) \cdot \ddot{Q} + \frac{\partial}{\partial z}(\Psi(\dot{Q}, z)) \cdot \dot{z} = u - R\dot{Q} \quad (4.20)$$

W równaniu (4.20) występuje indukcyjność dynamiczna L_d , którą można wyznaczyć z obliczeń polowych. W drugiej części tego równania występuje pochodna strumienia względem przesunięcia, a więc składnik ten wyraża siłę elektromotoryczną indukowaną w cewkach pod wpływem ruchu biegnika.

Przekształcenia wyrażeń (4.17) i (4.20) prowadzą do układu dwóch nieliniowych równań różniczkowych zwyczajnych

$$\ddot{z} = \frac{F(\dot{Q}, z) - D\dot{z}}{m} \quad (4.21)$$

$$\ddot{Q} = \frac{u - R\dot{Q} - \frac{\partial}{\partial z}(\Psi(\dot{Q}, z)) \cdot \dot{z}}{L_d(\dot{Q}, z)} \quad (4.22)$$

W celu ułatwienia implementacji komputerowej, równania wyższego rzędu sprowadza się do układu równań rzędu pierwszego. W niniejszym przypadku otrzymuje się układ trzech równań różniczkowych zwyczajnych pierwszego rzędu. Dla zwiększenia czytelności zapisu,

pochoďną ładunku i przemieszczenia po czasie można zapisać stosując oznaczenia prądu i oraz prędkości v ($i = \dot{Q}$ oraz $v = \dot{z}$)

$$\frac{dv}{dt} = \frac{F(i, z) - Dv}{m} \quad (4.23)$$

$$\frac{dz}{dt} = v \quad (4.24)$$

$$\frac{di}{dt} = \frac{u - Ri - \frac{d}{dz}(\Psi(i, z)) \cdot v}{L_d(i, z)} \quad (4.25)$$

W pierwszych dwóch równaniach szukaną funkcją jest prędkość v opisująca ruch biegnika, natomiast równanie (4.25) dotyczy prądu płynącego w cewce pojedynczego segmentu stojana. Uwzględnienie pięciu segmentów prowadzi do sformułowania układu 7 równań różniczkowych:

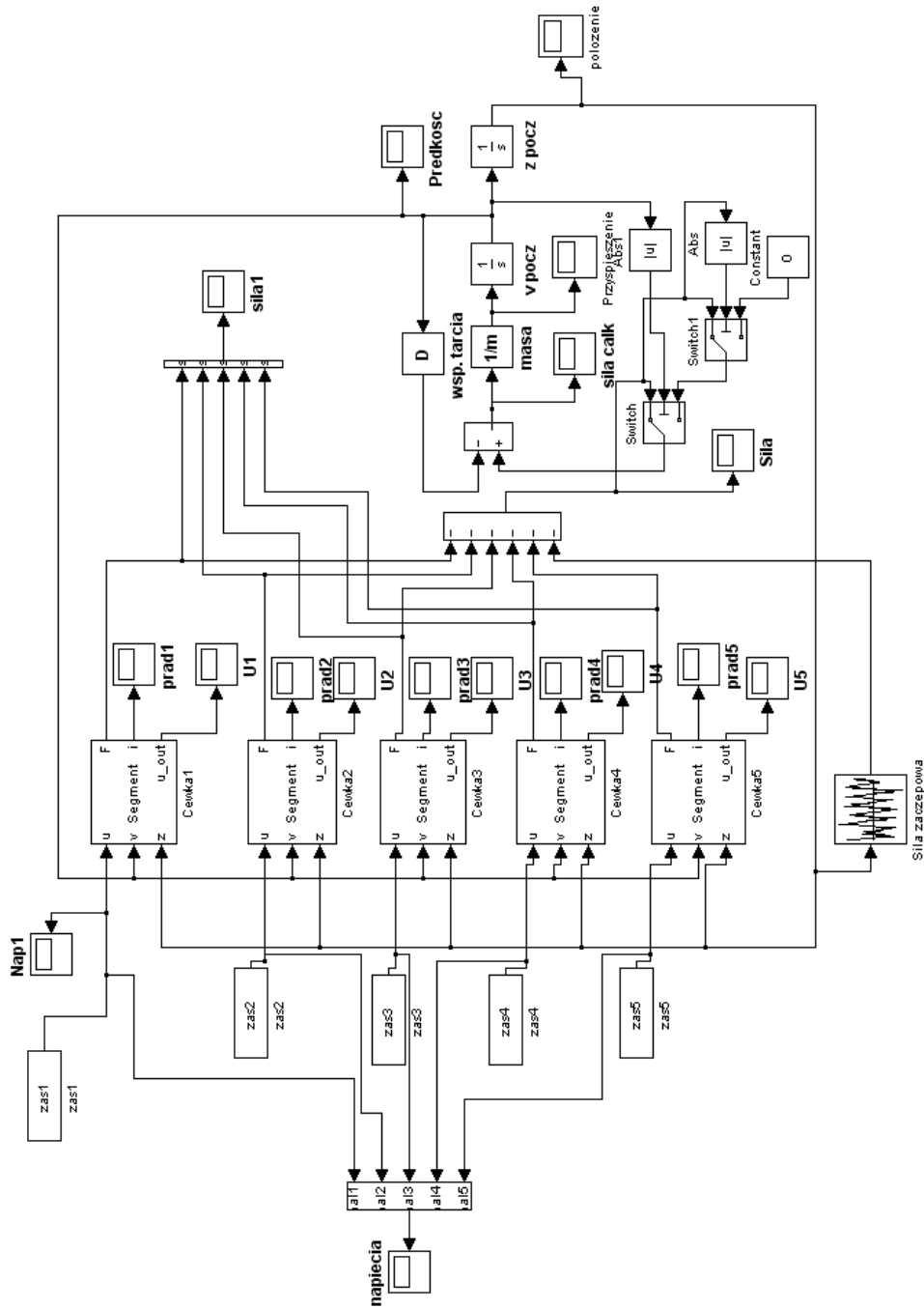
$$\frac{dv}{dt} = \frac{F(i, z) - Dv}{m} \quad (4.26)$$

$$\frac{dz}{dt} = v \quad (4.27)$$

$$\frac{di_k}{dt} = \frac{u_k - Ri_k - \frac{d(\Psi_k(i, z))}{dz} v}{\frac{d(\Psi_k(i, z))}{di_k}}, \quad k = 1...5 \quad (4.28)$$

Powyższe równania zostały wyprowadzone przy założeniu wymuszenia napięciowego. W przypadku wymuszenia prądowego założenie znajomości natężenia prądu znacznie upraszcza model polowo-obwodowy silnika.

Równania (4.26) do (4.28) zaimplementowano w programie Simulink pakietu Matlab. Wartości strumienia i sił magnetycznych dla różnych położeń biegnika i prądów cewek zostały wyznaczone w wyniku obliczeń polowych oraz stabelaryzowane. Schemat blokowy układu równań (przy wymuszeniu napięciowym) dla programu Simulink przedstawiono na rys. 4.2, natomiast wymuszenie prądowe uwzględniono na rys. 4.3. Część dotycząca równań mechaniki jest identyczna w obu przypadkach. Różnice występują natomiast w części elektrycznej. Dla wymuszenia napięciowego, w modelu matematycznym uwzględnia się dodatkowy blok opisujący zachowanie się prądu w cewce (blok o nazwie „Segment”, rys. 4.2b). Strukturę tego bloku opracowano całościowo w ramach niniejszej pracy



Rys. 4.2a. Schemat blokowy w programie Simulink modelu polowo-obwodowego przy wymuszeniu napięciowym

Model matematyczny dla wymuszenia prądowego jest znacznie prostszy (rys. 4.3). Z obliczeń polowych należy stabelaryzować jedynie siłę w funkcji prądu i położenia biegnika. Należy dodać, że w przypadku wymuszenia napięciowego konieczna jest dodatkowa tabelaryzacja indukcyjności dynamicznej oraz pochodnej strumienia względem położenia biegnika i prądu płynącego w cewce. Większy poziom złożoności modelu matematycznego, dla wymuszenia napięciowego, wiąże się z mniejszą dokładnością obliczeń.

4.3. Metoda elementów skończonych (MES) w osiowosymetrycznym układzie współrzędnych

Przedstawione w pracy obliczenia polowe wykonano w oparciu o metodę elementów skończonych (MES). W analizie pominięto prądy wirowe i uwzględniono symetrię osiową analizowanego silnika tubowego z magnesami trwałymi. W niniejszym podrozdziale przedstawiono wyprowadzenie równań MES dla problemów osiowo-symetrycznych. Dla wyprowadzenia w/w równań założono liniową charakterystykę magnesowania materiałów. Należy podkreślić, że obliczenia wykonane w ramach niniejszej pracy były prowadzone iteracyjnie z uwzględnieniem nieliniowości magnesowania materiałów ferromagnetycznych.

Ze względu na pominięcie prądów wirowych, analizę pola można sprowadzić do rozwiązania równania Poissona

$$\nabla^2 \vec{A} = -\mu \vec{J} \quad (4.29)$$

Laplasjan potencjału $\vec{A}$ w układzie współrzędnych cylindrycznych przyjmuje następującą postać:

$$\nabla^2 \vec{A} = \left[\nabla^2 A_r - \frac{1}{r^2} \left(A_r + 2 \frac{\partial A_\varphi}{\partial \varphi} \right) \right] \vec{1}_r + \left[\nabla^2 A_\varphi - \frac{1}{r^2} \left(A_\varphi - 2 \frac{\partial A_r}{\partial \varphi} \right) \right] \vec{1}_\varphi + \nabla^2 A_z \vec{1}_z \quad (4.30)$$

Ponieważ obiekt wykazuje symetrię osiową ($\vec{J} = J_\varphi$, $\vec{A} = A_\varphi$, $A_r = A_z = 0$), to różniczkowanie dotyczy jedynie składowej kątovej A_φ potencjału

$$\nabla^2 \vec{A} = \left(\nabla^2 A_\varphi - \frac{A_\varphi}{r^2} \right) \vec{1}_\varphi \quad (4.31)$$

gdzie

$$\nabla^2 A_\varphi = \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial A_\varphi}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A_\varphi}{\partial \varphi^2} + \frac{\partial^2 A_\varphi}{\partial z^2} \quad (4.32)$$

Potencjał A_φ zależy jedynie od zmiennych r i z , a więc równanie (4.32) można przekształcić do postaci

$$\nabla^2 \vec{A} = \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial A_\varphi}{\partial r} \right) + \frac{\partial^2 A_\varphi}{\partial z^2} - \frac{A_\varphi}{r^2} \quad (4.33)$$

Po obliczeniu drugiej pochodnej z równania (4.29) otrzymuje się ostatecznie

$$\frac{1}{r} \frac{\partial A_\varphi}{\partial r} + \frac{\partial^2 A_\varphi}{\partial r^2} + \frac{\partial^2 A_\varphi}{\partial z^2} - \frac{A_\varphi}{r^2} = -\mu J_\varphi \quad (4.34)$$

Równanie (4.34) zostało wykorzystane jako punkt wyjścia do wyprowadzenia formy wariacyjnej dla metody elementów skończonych w układzie osiowosymetrycznym, a w konsekwencji do otrzymania układu równań z niewiadomymi potencjałami w węzłach siatki.

4.3.1. Forma wariacyjna dla równania Poissona w układzie osiowosymetrycznym

Istnieją dwa sposoby wyprowadzenia formy wariacyjnej dla równań różniczkowych cząstkowych w metodzie elementów skończonych. Jeden dotyczy bezpośredniego wykorzystania funkcjonału [123] dla danego równania cząstkowego, drugi sposób natomiast wykorzystuje metodę residuów ważonych [96]. Poniżej podano obydwa sposoby wyprowadzenia formy wariacyjnej dla równania (4.34). W obu przypadkach otrzymano ten sam wynik, co potwierdza, w sposób pośredni, poprawność wyprowadzeń.

Wyprowadzenie na podstawie znajomości funkcjonału

Funkcjonał dla równania (4.34) ma postać

$$F = \int_{\Omega} \left[\frac{1}{2} \left(\left(\frac{\partial A_\varphi}{\partial z} \right)^2 + \frac{1}{r^2} \left(\frac{\partial}{\partial r} (r A_\varphi) \right)^2 \right) - \mu J_\varphi A_\varphi \right] \cdot 2\pi r dr dz \quad (4.35)$$

Przyjmując do dalszych rozważań wartość potencjału i gęstości prądu w jednym elemencie ($A = A_\varphi = A^{(e)}$, $J = J_\varphi = J^{(e)}$) oraz całkując po powierzchni jednego elementu, otrzymuje się

$$F^{(e)} = \int_{\Omega^{(e)}} \left[\frac{1}{2} \left(\left(\frac{\partial A^{(e)}}{\partial z} \right)^2 + \frac{1}{r^2} \left(\frac{\partial}{\partial r} (r A^{(e)}) \right)^2 \right) - \mu J^{(e)} A^{(e)} \right] \cdot 2\pi r dr dz \quad (4.36)$$

Wartość potencjału w dowolnym elemencie jest obliczana z wykorzystaniem funkcji interpolujących liniowych $N_i(r, z)$ zwanych także funkcjami kształtu

$$A^{(e)} = \sum_{i=1}^3 A_i^{(e)} N_i(r, z) \quad (4.37)$$

W celu uproszczenia obliczeń, często jako funkcję interpolującą przyjmuje się deltę Diraca $N_i(r, z) = \delta_i$. Przyjęcie stałej gęstości prądu w obszarze elementu ($J^{(e)} = J_i^{(e)}$) jest często stosowanym założeniem, dzięki któremu nie ma potrzeby interpolacji wartości prądu w pojedynczym elemencie.

Stosując metodę Bubnowa-Galerkina [124] przyjmuje się

$$\left(\frac{\partial A^{(e)}}{\partial z} \right)^2 = \frac{\partial A_i^{(e)}}{\partial z} \cdot \frac{\partial A_j^{(e)}}{\partial z} \quad (4.38)$$

Podstawiając (4.37) i (4.38) do (4.36) otrzymuje się następującą postać funkcjonału

$$\begin{aligned} F^{(e)} = & \frac{1}{2} \int_{\Omega^{(e)}} \left[\sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^3 A_i^{(e)} \frac{\partial N_i}{\partial z} \frac{\partial N_j}{\partial z} A_j^{(e)} + \frac{1}{r^2} \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^3 A_i^{(e)} \frac{\partial(rN_i)}{\partial r} \frac{\partial(rN_j)}{\partial r} A_j^{(e)} \right] \cdot 2\pi r dr dz + \\ & - \mu \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^3 A_i^{(e)} \left(\int_{\Omega^{(e)}} N_i J^{(e)} 2\pi r dr dz \right) \end{aligned} \quad (4.39)$$

którą, po uporządkowaniu wyrazów, można przedstawić następująco

$$\begin{aligned} F^{(e)} = & \frac{1}{2} \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^3 \left[A_i^{(e)} \int_{\Omega^{(e)}} \left(\frac{\partial N_i}{\partial z} \frac{\partial N_j}{\partial z} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial(rN_i)}{\partial r} \frac{\partial(rN_j)}{\partial r} \right) \cdot 2\pi r dr dz \right] A_j^{(e)} + \\ & - \mu \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^3 A_i^{(e)} \left(\int_{\Omega^{(e)}} N_i J^{(e)} 2\pi r dr dz \right) \end{aligned} \quad (4.40)$$

Postać (4.40) jest dogodniejsza do przedstawienia w zapisie macierzowym

$$F^{(e)} = \frac{1}{2} [A^{(e)}]^T [K^{(e)}] [A^{(e)}] - \mu [A^{(e)}]^T [T^{(e)}] \quad (4.41)$$

gdzie $[K^{(e)}]$ jest tzw. macierzą sztywności o elementach określonych wyrażeniem

$$K_{ij}^{(e)} = \int_{\Omega^{(e)}} \left(\frac{\partial N_i}{\partial z} \frac{\partial N_j}{\partial z} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial(rN_i)}{\partial r} \frac{\partial(rN_j)}{\partial r} \right) \cdot 2\pi r dr dz \quad (4.42a)$$

a $[T^{(e)}]$ jest wektorem wymuszeń o następujących elementach

$$T_i^{(e)} = \int_{\Omega^{(e)}} N_i J^{(e)} \cdot 2\pi r dr dz \quad (4.42b)$$

Wyprowadzenie z wykorzystaniem residuów ważonych

Inną drogą prowadzącą do otrzymania funkcjonału (4.40) jest wykorzystanie funkcji wagowych. Równanie różniczkowe cząstkowe (4.34) jest mnożone przez funkcję wagową v i całkowane po obszarze pojedynczego elementu. W cylindrycznym układzie współrzędnych przekształcenia te można zapisać następująco

$$\int_{\Omega^{(e)}} \left[v \left(\frac{\partial^2 A_\varphi}{\partial z^2} + \frac{\partial^2 A_\varphi}{\partial r^2} \right) + \frac{v}{r} \frac{\partial A_\varphi}{\partial r} - v \frac{A_\varphi}{r} + v \mu J_\varphi \right] \cdot 2\pi r dr dz = 0 \quad (4.43)$$

Wykorzystując twierdzenie o pochodnej iloczynu funkcji otrzymuje się

$$-v \frac{\partial^2 A_\varphi}{\partial z^2} = -v \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{\partial A_\varphi}{\partial z} \right) = \frac{\partial A_\varphi}{\partial z} \frac{\partial v}{\partial z} - \frac{\partial}{\partial z} \left(v \frac{\partial A_\varphi}{\partial z} \right) \quad (4.44)$$

Drugi składnik prawej strony, odpowiadający warunkowi Neumanna, można dla uproszczenia wyprowadzeń, przyjąć jako równy zero. Wówczas z równania (4.43) otrzymuje się

$$\int_{\Omega^{(e)}} \left[- \left(\frac{\partial A_\varphi}{\partial z} \frac{\partial v}{\partial z} + \frac{\partial A_\varphi}{\partial r} \frac{\partial v}{\partial r} \right) + \frac{v}{r} \frac{\partial A_\varphi}{\partial r} - v \frac{A_\varphi}{r} + v \mu J_\varphi \right] \cdot 2\pi r dr dz = 0 \quad (4.45)$$

Stosując, podobnie jak poprzednio, metodę Bubnowa-Galerkina i wykorzystując wyrażenia (4.37) oraz (4.45) równanie określające funkcjonał można przekształcić do postaci

$$\int_{\Omega^{(e)}} \left[-A_i \left(\frac{\partial N_i}{\partial z} \frac{\partial N_j}{\partial z} + \frac{\partial N_i}{\partial r} \frac{\partial N_j}{\partial r} \right) A_j + A_j \frac{N_j}{r} \frac{\partial N_i}{\partial r} A_i - N_j \frac{N_i}{r^2} A_i + N_j A_i \mu J^{(e)} \right] \cdot 2\pi r dr dz = 0 \quad (4.46)$$

Otrzymany funkcjonał jest tożsamy z funkcjonałem (4.40), co potwierdza poprawność obydwu sposobów ich otrzymywania. Należy dodać, że metoda oparta o funkcje wagowe ma dodatkową zaletę związaną z automatycznym uwzględnieniem warunku brzegowego Neumanna (drugi wyraz w równaniu 4.44).

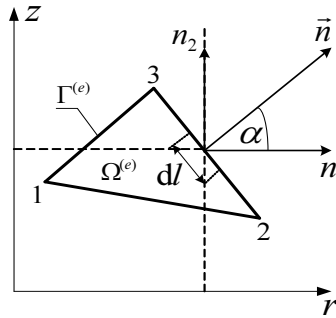
4.3.2. Funkcje interpolujące MES

Wzory określające funkcje interpolujące w układzie osiowosymetrycznym otrzymuje się podobnie jak dla płaskiego układu kartezjańskiego. Obszar Ω na płaszczyźnie jest dzielony najczęściej na elementy prostokątne (ang. rectangles) lub trójkątne (ang. triangles). Następnie szuka się postaci funkcji interpolujących w każdym elemencie. Poniższe wyprowadzenie dotyczy elementów trójkątnych pierwszego rzędu. Na rys. 4.4 przedstawiono jeden z takich elementów oraz fragment krawędzi $\Gamma^{(e)}$ tego elementu zwanej też jego brzegiem. Zaznaczono także wektor $\vec{n}$ normalny do tego brzegu.

Dla uproszczenia, składową A_φ (potencjału wektorowego) można przedstawić jako potencjał skalarny $u = A_\varphi$. Zakładając liniowość funkcji potencjału u w elemencie e , można jej rozkład aproksymować liniowo w zależności od współrzędnych lokalnych r, z

$$u^{(e)}(r, z) = \beta_1 + \beta_2 r + \beta_3 z \quad (4.47)$$

gdzie: e - numer elementu, $\beta_1, \beta_2, \beta_3$ - stałe (współczynniki) funkcji aproksymującej.



Rys. 4.4. Rozkład wektora normalnego na składowe w kierunku osi r, z

Aby znaleźć wartości stałych $\beta_1, \beta_2, \beta_3$, przyjmuje się znajomość wartości funkcji u w poszczególnych węzłach elementu. Otrzymuje się wówczas następujący układ równań:

$$\begin{bmatrix} u_1^{(e)} \\ u_2^{(e)} \\ u_3^{(e)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & r_1 & z_1 \\ 1 & r_2 & z_2 \\ 1 & r_3 & z_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \\ \beta_3 \end{bmatrix} \Rightarrow \vec{u} = [M] \vec{\beta} \quad (4.48)$$

Wyznacznik powyższej macierzy współczynników ($\det[M]$) jest równy podwojonemu polu powierzchni w/w trójkąta $\Omega^{(e)}$, (rys. 4.4). Dlatego też jest on zawsze różny od zera, co oznacza, że układ (4.48) ma dokładnie jedno rozwiązanie uzyskane z pomnożenia macierzy odwrotnej $[M]^{-1}$ (do macierzy $[M]$) przez wektor wartości funkcji u w węzłach

$$\vec{\beta} = [M]^{-1} \vec{u} \quad (4.49)$$

Powyższy układ równań może być rozwiązany numerycznie (np. za pomocą metody Gaussa). Lepszym podejściem jest wyznaczenie wzorów analitycznych określających poszczególne stałe β_i

$$\begin{bmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \\ \beta_3 \end{bmatrix} = [M]^{-1} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{2S_c} \begin{bmatrix} m_{11} & m_{21} & m_{31} \\ m_{12} & m_{22} & m_{32} \\ m_{13} & m_{23} & m_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \quad (4.50)$$

gdzie $2S_c = r_1(z_2 - z_3) + r_2(z_3 - z_1) + r_3(z_1 - z_2)$,

oraz

$$\begin{cases} m_{i1} = r_j z_k - z_j r_k \\ m_{i2} = z_j - z_k \\ m_{i3} = r_k - r_j \end{cases} \quad (4.51)$$

dla $i=1..3$, $j=(i \bmod 3)+1$, $k=((i+1) \bmod 3)+1$, gdzie $(a \bmod 3)$ jest dzieleniem modulo 3 liczby a [117].

Zmniejsza się wówczas znacząco czas obliczeń, a także wzrasta ich dokładność. Wartość potencjału u w każdym elemencie trójkątnym wyraża się przy tym następująco:

$$u^{(e)}(r, z) = \frac{1}{2S_c} \left[\sum_{i=1}^3 \left(u_i^{(e)} (m_{i1} + m_{i2}r + m_{i3}z) \right) \right] = \sum_{i=1}^3 u_i^{(e)} N_i^{(e)} \quad (4.52)$$

gdzie funkcje kształtu N_i można opisać wzorem $N_i = \frac{1}{2S_c} (m_{i1} + m_{i2}r + m_{i3}z)$, $i = 1, \dots, 3$.

4.3.3. Zastosowanie przekształcenia Melissena-Simkina

W równaniach (4.40) i (4.46) określających funkcjonal w układzie osiowosymetrycznym, pojawia się problem wykonania obliczeń numerycznych związany z dzieleniem przez liczby bliskie zeru (współrzędna r znajduje się w mianowniku), co jest szczególnie ważne przy obliczeniach rozkładu pola w pobliżu osi symetrii. W celu wykonania obliczeń numerycznych bez powyższych przeszkód stosuje się różnego rodzaju przekształcenia zarówno funkcji interpolujących, jak i układu współrzędnych [84, 96]. W niniejszej pracy zastosowano podejście zaprezentowane przez Melissena i Simkina w 1990 roku [42, 73], w którym przekształceniu podlega zarówno potencjał, jak i układ współrzędnych. Przekształcenie to polega na zdefiniowaniu nowego potencjału $A' = rA$ oraz

transformacji układu współrzędnych r - z do układu s - z ($r, z \rightarrow s = r^2, z$). Funkcje kształtu N_i , zgodnie z zależnością (4.37), ulegają podobnej transformacji ($N_i' = rN_i$), jak potencjał.

Celem otrzymania wzorów analitycznych na macierz sztywności i wektor wymuszeń można posłużyć się nieco przekształconym wyrażeniem (4.42), które można zapisać następująco ($i, j = 1..3$)

$$K_{ij}^{(e)} = 2\pi \int_{\Omega^{(e)}} \left(r \frac{\partial N_i}{\partial z} \frac{\partial N_j}{\partial z} + r \frac{\partial N_i}{\partial r} \frac{\partial N_j}{\partial r} + N_j \frac{\partial N_i}{\partial r} + N_i \frac{\partial N_j}{\partial r} + \frac{1}{r} N_i N_j \right) dr dz \quad (4.53a)$$

$$T_i^{(e)} = \int_{\Omega^{(e)}} N_i J^{(e)} \cdot 2\pi r dr dz \quad (4.53b)$$

W pierwszym kroku przekształca się wyrażenia określające współczynniki macierzy sztywności

$$K_{ij}^{(e)} = 2\pi \int_{\Omega^{(e)}} \left(\frac{1}{r} \frac{\partial N_i'}{\partial z} \frac{\partial N_j'}{\partial z} + r \left(\frac{1}{r} \frac{\partial N_i'}{\partial r} - \frac{N_i'}{r^2} \right) \left(\frac{1}{r} \frac{\partial N_j'}{\partial r} - \frac{N_j'}{r^2} \right) + \right. \\ \left. + \frac{N_j'}{r} \left(\frac{1}{r} \frac{\partial N_i'}{\partial r} - \frac{N_i'}{r^2} \right) + \frac{N_i'}{r} \left(\frac{1}{r} \frac{\partial N_j'}{\partial r} - \frac{N_j'}{r^2} \right) + \frac{N_i' N_j'}{r^3} \right) dr dz \quad (4.54a)$$

oraz składowe wektora wymuszeń $[T^{(e)}]$

$$T_i^{(e)} = 2\pi \int_{\Omega^{(e)}} N_i' J^{(e)} dr dz \quad (4.54b)$$

W drugim kroku przekształceń dokonuje się skalowania układu współrzędnych poprzez podstawienie $r = \sqrt{s}$. Wówczas różniczka przemieszczenia w kierunku promieniowym wynosi $dr = 1/(2\sqrt{s}) ds$. Uwzględniając powyższe przekształcenia układu współrzędnych otrzymuje się współczynniki macierzy sztywności

$$K_{ij}^{(e)} = 2\pi \int_{\Omega^{(e)}} \left(\frac{1}{\sqrt{s}} \frac{\partial N_i'}{\partial z} \frac{\partial N_j'}{\partial z} + \frac{1}{\sqrt{s}} \left(2\sqrt{s} \frac{\partial N_i'}{\partial s} - \frac{N_i'}{\sqrt{s}} \right) \left(2\sqrt{s} \frac{\partial N_j'}{\partial s} - \frac{N_j'}{\sqrt{s}} \right) + \right. \\ \left. + \frac{N_j'}{s} \left(2\sqrt{s} \frac{\partial N_i'}{\partial s} - \frac{N_i'}{\sqrt{s}} \right) + \frac{N_i'}{s} \left(2\sqrt{s} \frac{\partial N_j'}{\partial s} - \frac{N_j'}{\sqrt{s}} \right) + \frac{N_i' N_j'}{s\sqrt{s}} \right) ds dz \quad (4.55a)$$

i wektora wymuszeń o elementach

$$T_i^{(e)} = 2\pi \int_{\Omega^{(e)}} \frac{N_i'}{2\sqrt{s}} J^{(e)} ds dz \quad (4.55b)$$

Po uporządkowaniu powyższych wyrażeń otrzymuje się

$$K_{ij}^{(e)} = \pi \int_{\Omega^{(e)}} \left(\frac{1}{s} \frac{\partial N'_i}{\partial z} \frac{\partial N'_j}{\partial z} + 4 \frac{\partial N'_i}{\partial s} \frac{\partial N'_j}{\partial s} \right) ds dz \quad (4.56a)$$

$$T_i^{(e)} = \pi \int_{\Omega^{(e)}} \frac{N'_i}{\sqrt{s}} J^{(e)} ds dz \quad (4.56b)$$

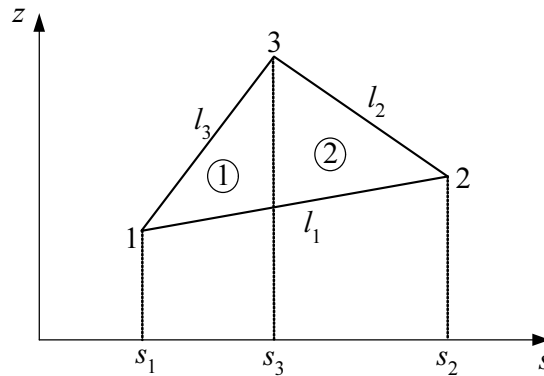
W nowym układzie współrzędnych przyjmuje się następujące funkcje interpolacyjne

$$N'_i = \frac{1}{2S_A} (m_{i1} + m_{i2}r^2 + m_{i3}z) = \frac{1}{2S_A} (m_{i1} + m_{i2}s + m_{i3}z), \quad i=1..3 \quad (4.57)$$

gdzie

$$\begin{cases} m_{i1} = s_j z_k - z_j s_k \\ m_{i2} = z_j - z_k \\ m_{i3} = s_k - s_j \end{cases} \quad (\text{patrz wzór (4.51)})$$

$$2S_A = s_1(z_2 - z_3) + s_2(z_3 - z_1) + s_3(z_1 - z_2) = r_1^2(z_2 - z_3) + r_2^2(z_3 - z_1) + r_3^2(z_1 - z_2)$$



Rys. 4.5. Granice całkowania dla trójkąta

Celem otrzymania wzorów analitycznych, dotyczących poszczególnych elementów macierzy sztywności i wektora wymuszeń (w nowym układzie współrzędnych), przeprowadza się całkowanie po powierzchni każdego trójkąta. Obszar trójkąta jak na rys. 4.5 został podzielony na dwa podobzary. Współrzędne bieżące z leżące na odcinkach l_1 , l_2 i l_3 , będących granicami całkowania można opisać następującymi wzorami

$$\begin{aligned} z_{12} &= z_1 + \frac{(z_1 - z_2)}{(s_1 - s_2)}(s - s_1) \\ z_{32} &= z_3 + \frac{(z_3 - z_2)}{(s_3 - s_2)}(s - s_3) \\ z_{13} &= z_1 + \frac{(z_3 - z_1)}{(s_3 - s_1)}(s - s_1) \end{aligned} \quad (4.58)$$

W wyniku powyższych przekształceń otrzymuje się wzory analityczne na elementy macierzy sztywności

$$K_{11}^{(e)} = -\frac{(z_3 - z_2)^2}{S_A} + \frac{(s_3 - s_2)^2 R_a}{2S_A} \quad (4.59a)$$

$$K_{22}^{(e)} = -\frac{(z_1 - z_3)^2}{S_A} + \frac{(s_1 - s_3)^2 R_a}{2S_A} \quad (4.59b)$$

$$K_{33}^{(e)} = -\frac{(z_2 - z_1)^2}{S_A} + \frac{(s_2 - s_1)^2 R_a}{2S_A} \quad (4.59c)$$

$$K_{12}^{(e)} = K_{21}^{(e)} = \frac{(z_3 - z_2)(z_1 - z_3)}{S_A} - \frac{(s_3 - s_2)(s_1 - s_3)R_a}{2S_A} \quad (4.60a)$$

$$K_{13}^{(e)} = K_{31}^{(e)} = \frac{(z_3 - z_2)(z_2 - z_1)}{S_A} - \frac{(s_3 - s_2)(s_2 - s_1)R_a}{2S_A} \quad (4.60b)$$

$$K_{23}^{(e)} = K_{32}^{(e)} = \frac{(z_1 - z_3)(z_2 - z_1)}{S_A} - \frac{(s_1 - s_3)(s_2 - s_1)R_a}{2S_A} \quad (4.60c)$$

gdzie

$$R_a = \frac{(s_3 - s_2)s_1 \ln s_1 + (s_1 - s_3)s_2 \ln s_2 + (s_2 - s_1)s_3 \ln s_3}{(s_3 - s_2)(s_1 - s_3)(s_2 - s_1)}$$

$$2S_A = s_1(z_2 - z_3) + s_2(z_3 - z_1) + s_3(z_1 - z_2)$$

Elementy (4.55b) wektora wymuszeń zawierają w mianowniku pierwiastek ze zmiennej s . W związku z tym kłopotliwe jest całkowanie tego wyrażenia po powierzchni trójkąta w pobliżu osi symetrii. Dlatego też, korzysta się z nieprzekształconej zależności (4.42b). W wyniku podstawienia funkcji interpolujących otrzymuje się

$$T_i^{(e)} = \frac{(r_i + 3R_{AV})S_c J^{(e)}}{6}, \quad i=1..3 \quad (4.61)$$

gdzie

$$2S_c = r_1(z_2 - z_3) + r_2(z_3 - z_1) + r_3(z_1 - z_2)$$

$$R_{AV} = \frac{r_1 + r_2 + r_3}{3}$$

Po przekształceniu układu zmodyfikowanego (s - z) na układ współrzędnych r, z otrzymuje się współczynniki macierzy sztywności dla elementu o wierzchołkach 1, 2, 3

$$K_{11}^{(e)} = -\frac{(z_3 - z_2)^2 r_1^2}{S_A} + \frac{(r_3 - r_2)^2 (r_3 + r_2)^2 r_1^2 R_a}{S_A} \quad (4.62a)$$

$$K_{22}^{(e)} = -\frac{(z_3 - z_1)^2 r_2^2}{S_A} + \frac{(r_1 - r_3)^2 (r_1 + r_3)^2 r_2^2 R_a}{S_A} \quad (4.62b)$$

$$K_{33}^{(e)} = -\frac{(z_2 - z_1)^2 r_3^2}{S_A} + \frac{(r_2 - r_1)^2 (r_2 + r_1)^2 r_3^2 R_a}{S_A} \quad (4.62c)$$

$$K_{12}^{(e)} = K_{21}^{(e)} = -\frac{(z_3 - z_2)(z_1 - z_3) r_1 r_2}{S_A} - \frac{(r_3^2 - r_2^2)(r_1^2 - r_3^2) r_1 r_2 R_a}{S_A} \quad (4.63a)$$

$$K_{13}^{(e)} = K_{31}^{(e)} = -\frac{(z_3 - z_2)(z_2 - z_1) r_1 r_3}{S_A} - \frac{(r_3^2 - r_2^2)(r_2^2 - r_1^2) r_1 r_3 R_a}{S_A} \quad (4.63b)$$

$$K_{23}^{(e)} = K_{32}^{(e)} = -\frac{(z_1 - z_3)(z_2 - z_1) r_2 r_3}{S_A} - \frac{(r_1^2 - r_3^2)(r_2^2 - r_1^2) r_2 r_3 R_a}{S_A} \quad (4.63c)$$

gdzie

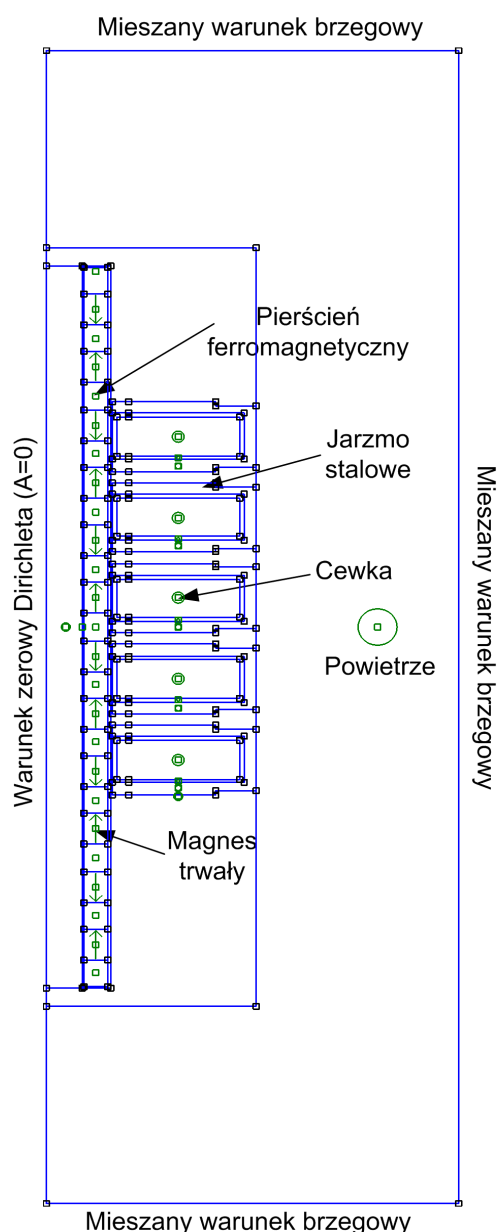
$$R_a = \frac{(r_3^2 - r_2^2) r_1^2 \ln r_1 + (r_1^2 - r_3^2) r_2^2 \ln r_2 + (r_2^2 - r_1^2) r_3^2 \ln r_3}{(r_3^2 - r_2^2)(r_1^2 - r_3^2)(r_2^2 - r_1^2)}$$

$$2S_A = r_1^2(z_2 - z_3) + r_2^2(z_3 - z_1) + r_3^2(z_1 - z_2)$$

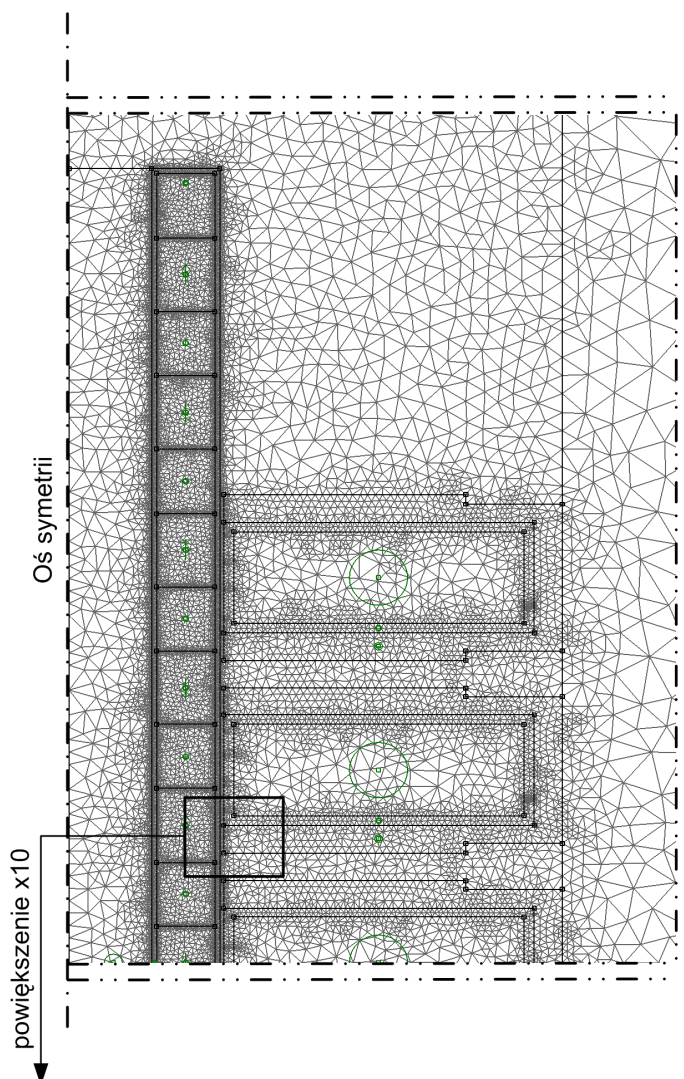
Należy zaznaczyć, że powyższe wzory dotyczą przypadku trójkąta, którego wierzchołki nie leżą parami na osi symetrii i mają różne współrzędne r . Pozostałe szczególne przypadki trzeba więc rozpatrzyć osobno, celem uniknięcia nieoznaczoności we wzorach analitycznych. Otrzymane zależności określające poszczególne elementy macierzy sztywności podstawia się do układu równań (4.41). W wyniku obliczeń otrzymuje się wartości potencjału w poszczególnych węzłach siatki dyskretizacyjnej.

4.4. Model polowy silnika w programie FEMM

Wykorzystując dostępne oprogramowanie, stworzono model polowy silnika liniowego. Ze względu na szerokie możliwości, a także ze względów finansowych, autor zdecydował się na wykorzystanie programu FEMM (Finite Element Method Magnetics), stworzonego przez D. Meeckera [72]. Program ten umożliwia analizę 2-wymiarowego pola magnetostaticznego i harmonicznego zarówno dla układów płaskich, jak i osiowo-symetrycznych. Dużą zaletą zastosowanego programu jest możliwość uruchamiania skryptów pisanych w języku LUA [48]. Dzięki temu możliwa jest znaczna automatyzacja obliczeń, co jest szczególnie istotne w przypadku obliczeń wielowariantowych.



Rys. 4.6. Geometria najważniejszych elementów silnika w modelu polowym



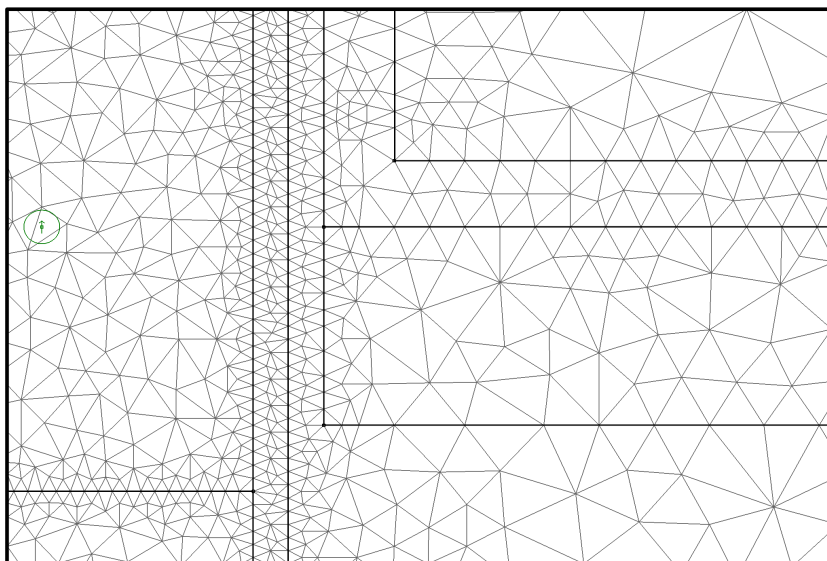
Rys. 4.7a. Siatka dyskretizacyjna w $1/4$ przekroju osiowego silnika

Na rysunku 4.6 przedstawiono najważniejsze elementy silnika w jego przekroju osiowym wraz z zaznaczonymi materiałami i warunkami brzegowymi. Na osi symetrii obowiązuje zerowy warunek Dirichleta, natomiast na zewnątrz obszaru obliczeniowego zadano mieszany warunek brzegowy

$$\frac{1}{\mu_r \mu_0} \frac{\partial A}{\partial n} + c_0 A + c_1 = 0 \quad (4.64)$$

gdzie $\frac{\partial A}{\partial n}$ oznacza pochodną normalną na zewnątrz granicy obszaru obliczeniowego.

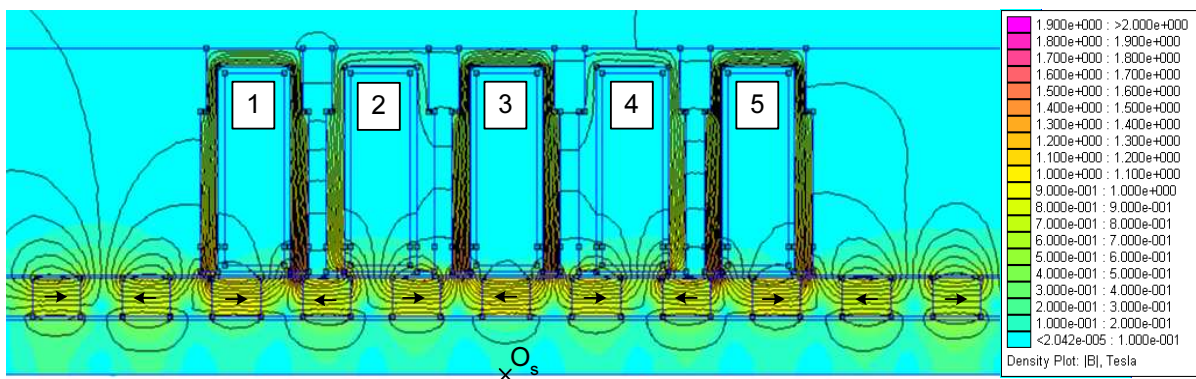
Dla analizowanego silnika, założenie tego warunku bardzo dobrze odzwierciedlało rozkład pola w nieograniczonym obszarze wokół silnika, co potwierdziły dodatkowe testy numeryczne.



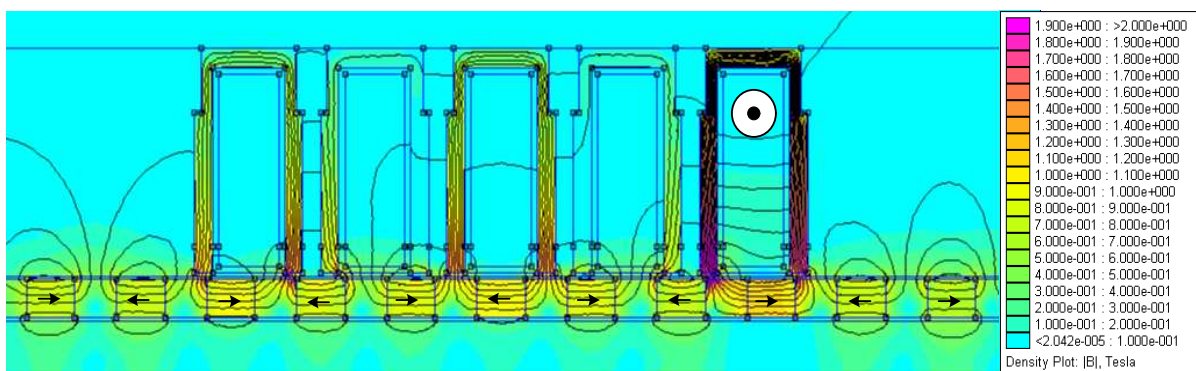
Rys. 4.7b. Fragment siatki dyskretyzacyjnej w okolicy szczelin powietrznych

Siatka dyskretyzacyjna (rys. 4.7) została dobrana na podstawie prób i doświadczeń numerycznych w taki sposób, aby spełnić wymagania dotyczące dokładności i czasu obliczeń. Obliczanie siły z wykorzystaniem tensora naprężeń Maxwella wymaga miejscowego zagęszczenia siatki. Dlatego też, szczególną uwagę zwrócono na dyskretyzację szczeliny powietrznej (rys. 4.7a), której fragment przedstawiono na rys. 4.7b. Siatka dyskretyzacyjna w tym podobszarze jest dużo gęstsza niż w pozostałych podobszarach i posiada 4-5 elementów na szerokości 1 mm. W celu zapewnienia płynnej zmiany obliczanych wartości siły działającej na biegnik, szczelinę powietrzną podzielono na dwa podobszary. Jeden z nich otacza powierzchnię biegnika, a drugi zapewnia dopasowanie gęstości siatki do zmieniającej się gęstości siatki bezpośrednio otaczającej przesuwający się biegnik.

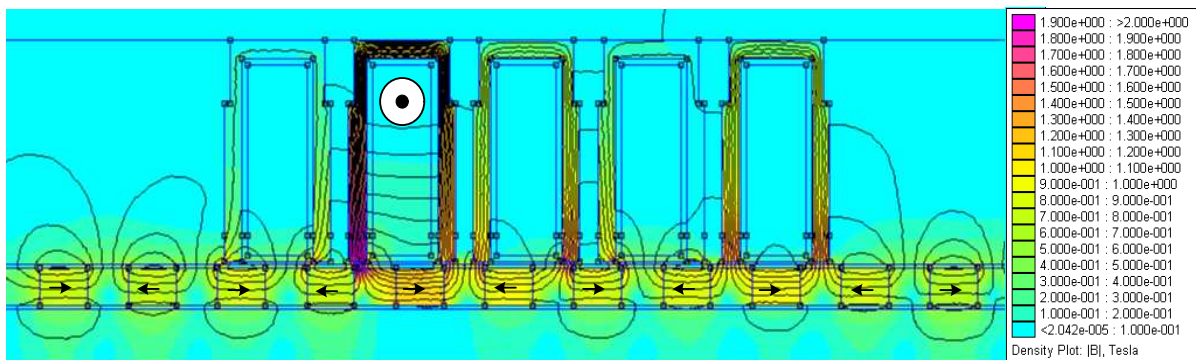
Obliczenia przeprowadzono dla modelu magnetostatycznego, w związku z czym nie uwzględniają one nieznacznych prądów wirowych mogących indukować się w ruchomym rdzeniu biegnika. W zakresie małych prędkości suwu (poniżej 300 mm/s), gdzie częstotliwość cykli biegnika nie przekracza 10 Hz (zasilanie sygnałem sinusoidalnym), takie uproszczenie modelu niemal nie powoduje błędów. Przy większych prędkościach suwu oraz przy zasilaniu prądem o zmiennej szerokości impulsów prostokątnych, pominięcie prądów wirowych może mieć wpływ na uzyskane wyniki obliczeń. W analizowanych przypadkach pracy silnika, obliczenia oraz pomiary dotyczyły zasilania sygnałem o częstotliwości nie większej niż 35 Hz. Nawet w przypadku zasilania sygnałem prostokątnym częstotliwość cykli ruchu silnika nie przekraczała 7 Hz.



Rys. 4.8. Rozkład pola magnetycznego w położeniu neutralnym biegnika i przy braku zasilania



Rys. 4.9. Linie sił pola magnetycznego dla położenia neutralnego biegnika i przy znamionowym prądzie w cewce 5 ($I_5=8\text{ A}$)



Rys. 4.10. Moduł indukcji magnetycznej w przekroju silnika dla biegnika przesuniętego o 3 mm względem położenia neutralnego i przy znamionowym prądzie cewki 2 ($I_2=8\text{ A}$)

W obliczeniach pola silnika tubowego (z magnesami trwałymi), większe znaczenie od uwzględniania prądów wirowych ma uwzględnienie nieliniowej charakterystyki magnesowania elementów ferromagnetycznych analizowanego silnika liniowego. Dlatego też uwzględniono nieliniowe charakterystyki materiałowe (rys. 3.4) podane w opisie prototypu (rozdz. 3, rys. 3.2).

W oparciu o przedstawiony model połowy silnika wykonano obliczenia rozkładu pola magnetycznego dla wybranych położów biegnika i konfiguracji zasilania cewek. Przyjęto, że

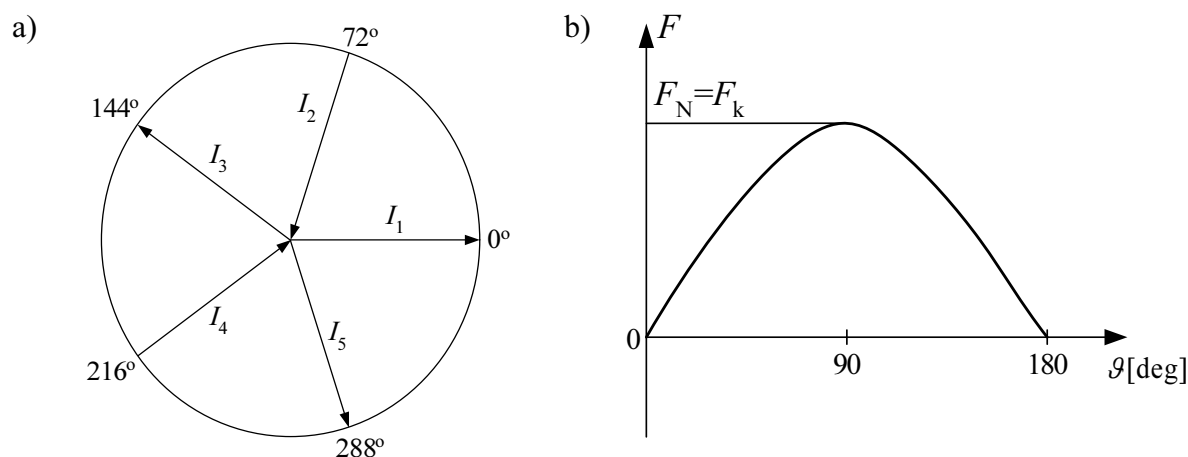
silnik pracuje jako krokowy, a jego biegnik rozpoczyna ruch z położenia neutralnego (rys. 4.8). Położenie neutralne oznacza, że w środku segmentu nr 3 (segmentu środkowego) znajduje się magnes biegnika. Ponieważ w takim położeniu rozkład pola magnetycznego jest symetryczny względem środka ciężkości stojana O_s (rys. 4.8), to wypadkowa suma sił działających na biegnik wynosi zero. Należy zaznaczyć, że położenie neutralne biegnika jest punktem odniesienia w dalszych obliczeniach silnika. Na charakterystykach przedstawionych w dalszych rozdziałach pracy, jako położenie zerowe biegnika ($z=0$) przyjęto położenie neutralne.

Przesunięcie biegnika wymaga wymuszenia przepływu prądu o odpowiednim zwrocie w odpowiedniej cewce (fazie). Celem przesunięcia biegnika w lewo, w przypadku badanego silnika krokowego, należy zasilić cewkę nr 5 prądem ujemnym. Wówczas powstanie działająca w lewo siła ciągu biegnika (rys. 4.9). Pod wpływem tej siły biegnik przesunie się o 3 mm, do nowego położenia równowagi (rys. 4.10). Aby biegnik wykonał kolejny krok należy zasilić cewkę 2 prądem o tym samym zwrocie. Rozkład pola magnetycznego dla tego przypadku zamieszczono na rys. 4.10. Pełna sekwencja zasilania poszczególnych cewek składa się z 10 kroków o sumarycznej długości 30 mm (podwojona długość podziałki biegunowej silnika, tabela 4.1).

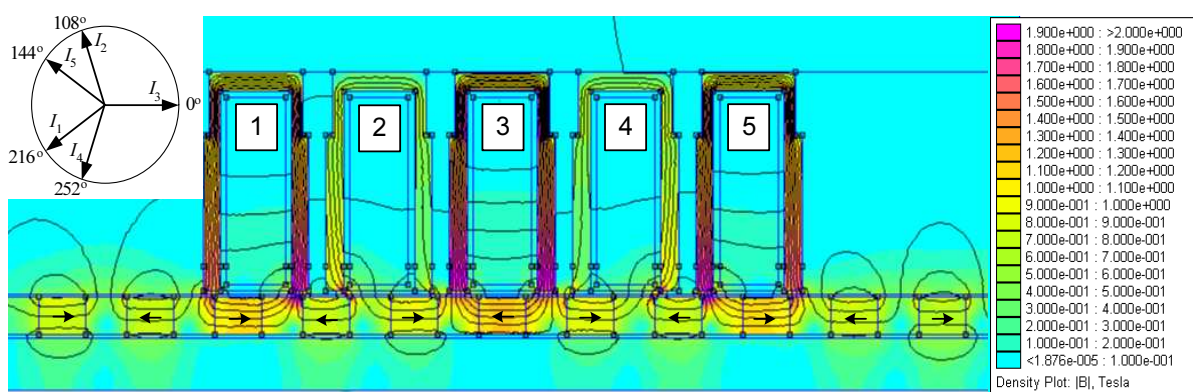
Tabela 4.1. Sekwencja załączania cewek przy pracy krokowej

Krok	Numer zasilanej cewki	Zwrot prądu w cewce
1	5	-
2	2	-
3	4	+
4	1	+
5	3	-
6	5	+
7	2	+
8	4	-
9	1	-
10	3	+

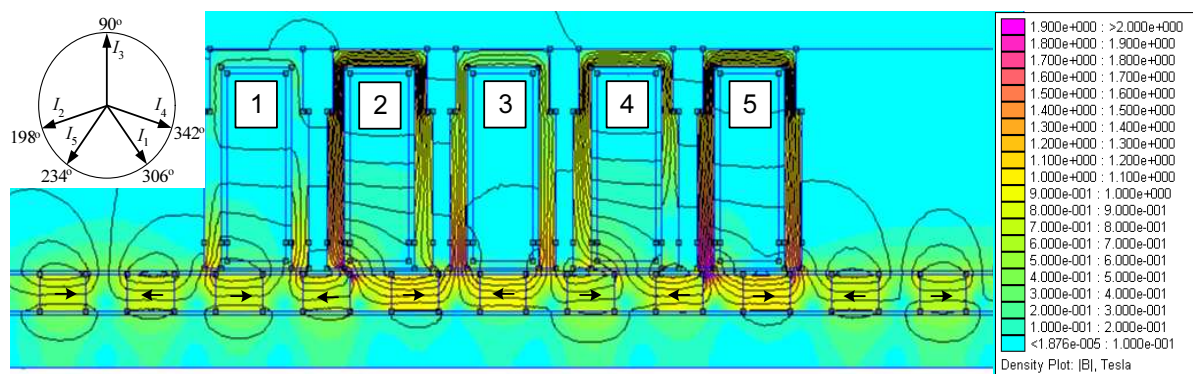
Praca synchroniczna wymaga zasilania silnika prądem sinusoidalnym 5-fazowym o odpowiednio dobranych przesunięciach fazowych. Ze względu na nietypową konstrukcję silnika, gwiazda prądów jest znacząco różna od charakterystycznej dla silników 3-fazowych (rys. 4.11a). Cechą charakterystyczną jest ujemny zwrot wektorów prądów w fazach nr 2 i nr 4.



Rys. 4.11. a) Gwiazda prądów dla pracy synchronicznej silnika, b) siła ciągu silnika w funkcji kąta obciążenia



Rys. 4.12. Moduł indukcji magnetycznej w przekroju silnika dla neutralnego położenia biegnika i zerowej wartości kąta obciążenia $\vartheta=0$



Rys. 4.13. Linie sił pola magnetycznego w przekroju silnika dla neutralnego położenia biegnika dla znamionowej wartości kąta obciążenia $\vartheta=90^\circ$

Podobnie jak w silnikach obrotowych, także w silnikach synchronicznych liniowych można zdefiniować kąt obciążenia (rys. 4.11b). Jest to kąt elektryczny pomiędzy fazami strumienia od magnesów trwałych w biegniku i prądów płynących w poszczególnych fazach. Zależność siły od kąta obciążenia ma w przybliżeniu przebieg sinusoidalny (rys. 4.11b).

Silnik pracuje stabilnie, gdy wartość kąta zmienia się w zakresie od zera do kąta prostego. Dla kąta znamionowego $\vartheta = 90^\circ$ siła osiąga wartość maksymalną i nosi nazwę siły krytycznej F_k . W niniejszej pracy doktorskiej przyjęto, że siła krytyczna jest tożsama z siłą znamionową silnika ($F_k = F_N$).

Aby przybliżyć zasadę działania silnika w trybie pracy synchronicznej, na rysunkach 4.12 i 4.13 przedstawiono rozkład pola magnetycznego dla dwóch chwil czasowych (dwóch kątów obciążenia) przy położeniu neutralnym biegnika. W pierwszym przypadku strumienie od prądów i magnesów są ze sobą zgodne, a więc kąt obciążenia wynosi zero $\vartheta = 0$ i na bieżnik nie działa żadna siła (rys. 4.12). Obrócenie gwiazdy wektorów prądu o 90° (rys. 4.13) powoduje pojawienie się skierowanej w lewo, znamionowej siły ciągu działającej na bieżnik (znamionowa wartość kąta obciążenia $\vartheta = 90^\circ$).

5. Weryfikacja pomiarowa modelu matematycznego

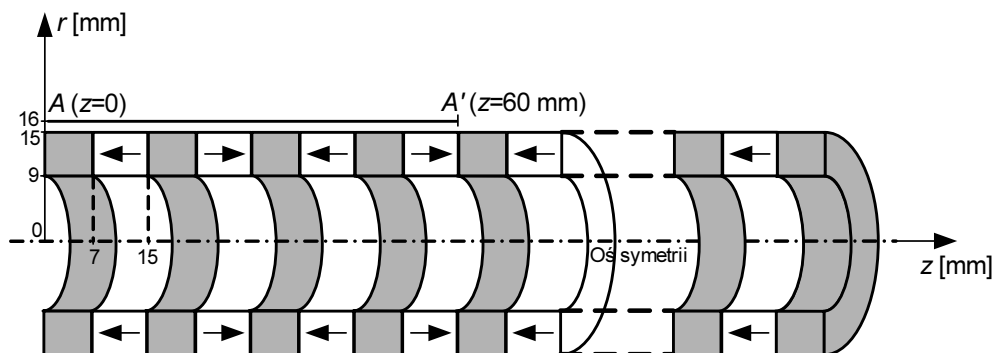
W badaniach nowych konstrukcji siłowników i aktuatorów elektromechanicznych nie można opierać się jedynie na wynikach symulacji przeprowadzonych z wykorzystaniem sformułowanych uprzednio modeli matematycznych wynikających z rozważań teoretycznych. Równoprawnym, o ile nie ważniejszym elementem tych badań jest pomiarowa weryfikacja obliczeń, czyli badania empiryczne przeprowadzone dla istniejących modeli fizycznych, zwanych prototypami. W związku z tym, w ramach pracy doktorskiej wykonano model fizyczny silnika liniowego tubowego z magnesami trwałymi (rozdz. 3), który służył do w/w weryfikacji parametrów statycznych i dynamicznych silnika. Wszystkie przedstawione poniżej wyniki pomiarów uzyskano z wykorzystaniem stanowiska pomiarowego zaprojektowanego i wykonanego przez autora niniejszej pracy. Niektóre pomiary (np. indukcyjność statyczna) wymagały szczególnego podejścia do testów weryfikujących obliczenia, co opisano niżej.

5.1. Charakterystyki statyczne

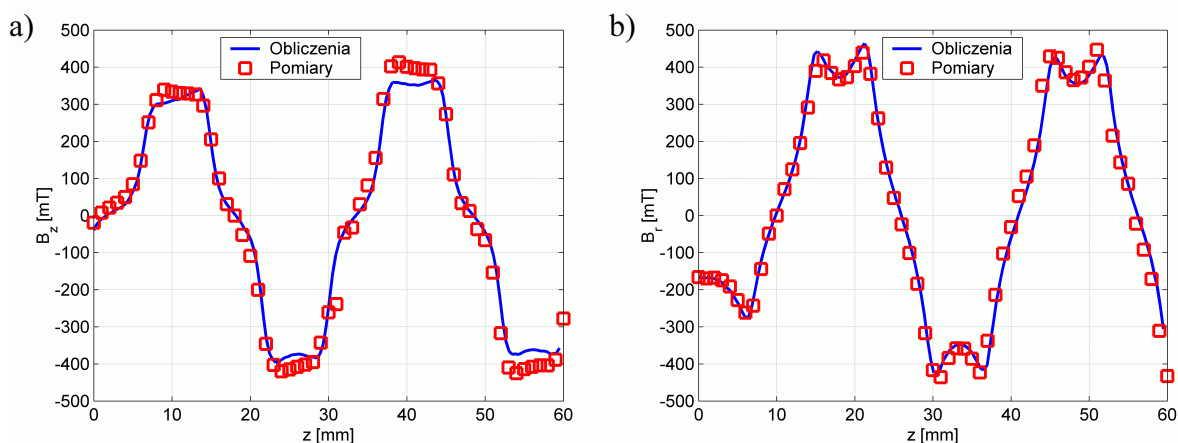
Charakterystyki statyczne są jednymi z najważniejszych weryfikujących model polowy silnika. Dotyczą bowiem zarówno parametrów różniczkowych, jak i całkowych pola. Pierwsze z nich obejmują rozkłady indukcji magnetycznej dla zmiennego pozycjonowania biegnika przy różnych warunkach zasilania silnika. Druga grupa, obejmująca parametry całkowite, zawiera charakterystyki siły magnetycznej i indukcyjności statycznej uzwojeń w funkcji przemieszczenia biegnika i parametrów zasilania. Stanowią one bazę dla tworzenia modelu polowo-obwodowego.

5.1.1. Pomiary indukcji magnetycznej

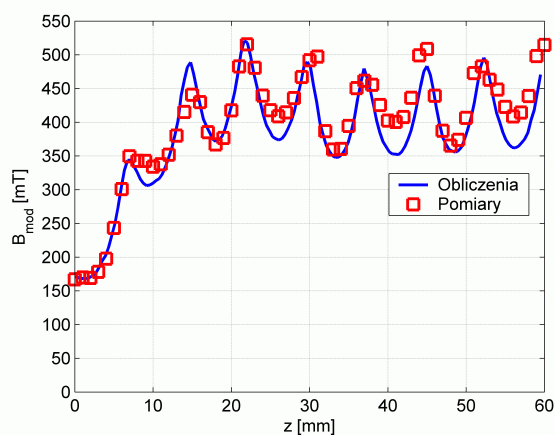
Pomiary indukcji i strumieni magnetycznych w różnych stanach pracy silnika są jednym z podstawowych pomiarów weryfikujących obliczenia polowe. Wartości indukcji określono wzdłuż dostępnych pomiarowo odcinków obwodu magnetycznego. Pomiar indukcji magnetycznej wewnątrz małej szczeliny powietrznej, w czasie ruchu biegnika, jest niemal niemożliwy. Dlatego też wykonano pomiary dla wysuniętego biegnika oraz wewnątrz stojana, przy zasilaniu wybranych cewek uzwojenia.



Rys. 5.1. Położenie odcinka pomiarowego AA'



Rys. 5.2. Składowe indukcji magnetycznej wzdłuż odcinka AA':

a) składowa osiowa B_z , b) składowa promieniowa B_r 

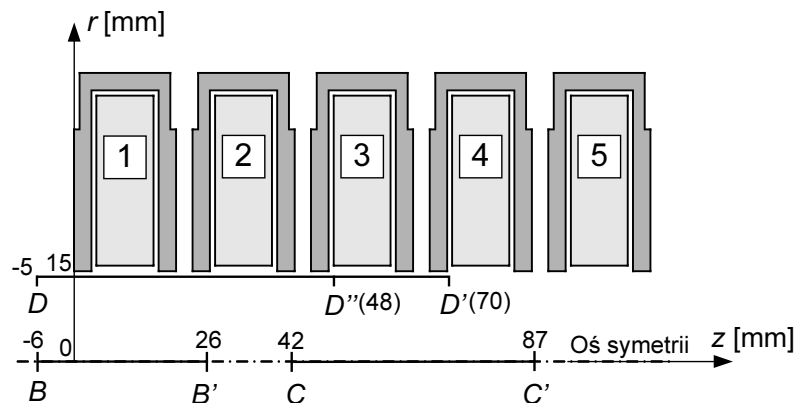
Rys. 5.3. Moduł indukcji wzdłuż odcinka AA'

Na rys. 5.1 przedstawiono odcinek AA', równoległy do osi biegnika i oddalony od jego powierzchni o 1 mm. W wybranych punktach tego odcinka wykonano pomiar składowej promieniowej (B_r) i osiowej (B_z) indukcji magnetycznej. Wyniki pomiarów, oraz wartości uzyskane z obliczeń przedstawiono na rysunkach 5.2 oraz 5.3.

Składowa osiowa (B_z) indukcji magnetycznej osiąga największe wartości nad powierzchnią magnesów trwałych (rys. 5.2a). Należy podkreślić że są to magnesy o osiowym magnesowaniu. Dlatego też poza obszarem bezpośrednio otaczającym magnes wartość tej składowej szybko maleje osiągając zero w połowie wysokości pierścienia ferromagnetycznego.

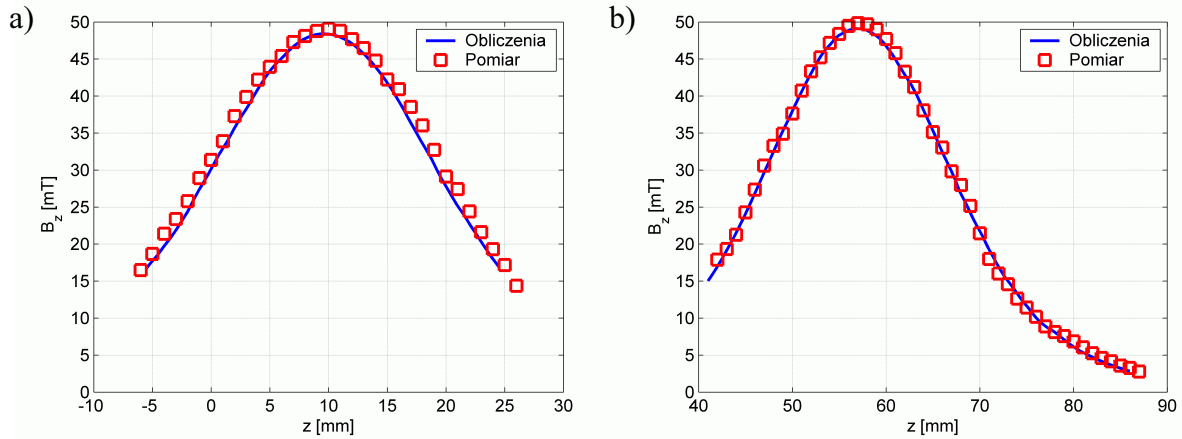
Pierścienie ferromagnetyczne kierunkują pole magnesów trwałych na zewnątrz biegnika, co ma wpływ na (odmienny od osiowej) rozkład składowej promieniowej (B_r) indukcji (rys. 5.2b). Jej największe wartości występują przy powierzchni bocznej pierścieni ferromagnetycznych, przy czym w pobliżu ich krawędzi występują maksima tej składowej.

Na rys. 5.3 przedstawiono moduł indukcji magnetycznej wzdłuż odcinka AA' obliczony jako pierwiastek sumy kwadratów w/w składowych indukcji. Przy końcu biegnika wartość indukcji jest wyraźnie mniejsza niż w dalszych jego częściach. Wynika to z rozproszenia pola na tzw. czołach biegnika. Łagodne zmiany wartości modułu indukcji występują dla odległości większych niż 15 mm (połowa podziałki biegunowej) od końca biegnika. Jeszcze mniejsze zmiany wartości indukcji obserwuje się w dalszych częściach biegnika, odległych o więcej niż podziałka biegunowa (rozdz. 3) od jego końca.



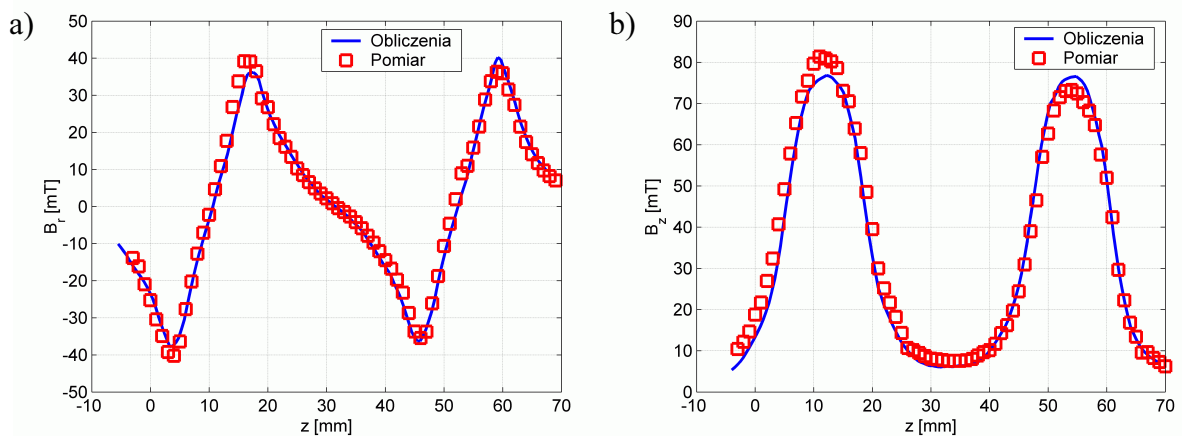
Rys. 5.4. Odcinki pomiarowe w stojanie

Weryfikacji pomiarowej poddano także pole wokół stojana silnika liniowego, którego cewki wzbudzo prądem poszczególnych faz. Pomiary indukcji wykonano wzdłuż odcinków przedstawionych na rys. 5.4. Ze względu na ekranujące własności segmentów stojana nie mierzono pola na zewnątrz silnika. Dużo uwagi poświęcono polu wewnątrz stojana, bowiem oddziałuje ono na biegnik, powodując jego ruch.



Rys. 5.5. Składowa osiowa indukcji: a) wzdłuż odcinka BB' , przy zasilaniu cewki nr 1 prądem $I_1=4\text{ A}$, b) wzdłuż odcinka CC' , przy zasilaniu cewki nr 3 prądem $I_3=4\text{ A}$

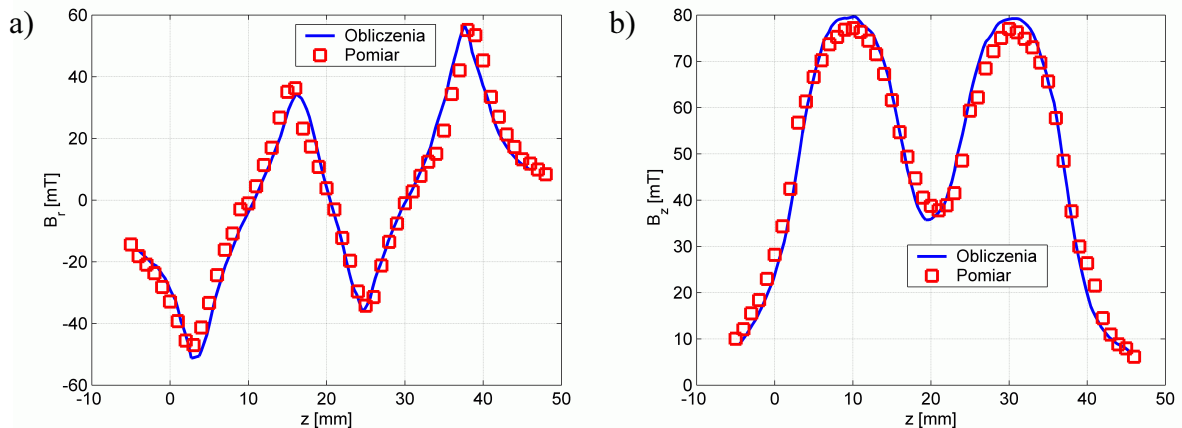
Przede wszystkim mierzono pole magnetyczne wzdłuż osi symetrii silnika. Ponieważ na osi symetrii nie występuje składowa promieniowa indukcji magnetycznej, a jedynie składowa osiowa, to weryfikacja pomiarowa dotyczyła tej składowej (rys. 5.5). W przypadku zasilania cewki nr 1 (odcinek BB'), a także w przypadku zasilania cewki nr 3 (odcinek CC') prądem o wartości $I_1=4\text{ A}$, wartości składowej osiowej (B_z) indukcji nie przekraczają 50 mT . Ze względu na symetryczne położenie odcinka pomiarowego względem zasilanej cewki otrzymane rozkłady indukcji dla obu odcinków są praktycznie identyczne, zarówno co do kształtu jak i wartości maksymalnej, która występuje w połowie szerokości segmentu stojana. Dotyczy to zarówno wyników pomiarów jak i obliczeń. Występująca symetria rozkładów, widoczna na rysunkach 5.5a oraz 5.5b, świadczy o poprawności modelu obliczeniowego. Należy podkreślić dobrą zgodność pomiarów z obliczeniami.



Rys. 5.6. Wartości indukcji wzdłuż odcinka DD' przy zasilaniu cewek 1 i 3 prądem $I=4\text{ A}$: a) składowa promieniowa, b) składowa osiowa

Kolejne pomiary indukcji magnetycznej wykonano w pobliżu powierzchni wewnętrznej stojana, wzdłuż odcinka DD' i DD'' (rys. 5.4). W pierwszym przypadku zasilano jednocześnie cewkę 1 i 3 prądem o wartości 4 A (rys. 5.6), natomiast w drugim równocześnie cewkę nr 1 i nr 2 (rys. 5.7). Weryfikację pomiarową przeprowadzono zarówno dla składowej promieniowej B_r , jak i osiowej B_z indukcji magnetycznej.

Dla analizowanej konstrukcji silnika, pomimo jednoczesnego zasilania obydwu cewek, ich pola są niemal niezależne od siebie. Przykładowo, dla równocześnie zasilanych cewek nr 1 i nr 3, pola wytworzone przez poszczególne segmenty stojana praktycznie nie wpływają na siebie, co przejawia się niemal identycznym rozkładem składowych indukcji w odpowiadających sobie punktach położonych w pobliżu segmentów (rys. 5.6). Składowa promieniowa B_r ma największe wartości w pobliżu zębów stojana (rys. 5.6a), gdyż tam właśnie koncentrują się linie sił pola „wychodzące” ze stojana. Podobnie jak na osi symetrii (rys. 5.5), składowa osiowa B_z ma największą wartość w środku grubości segmentów stojana (rys. 5.6b).



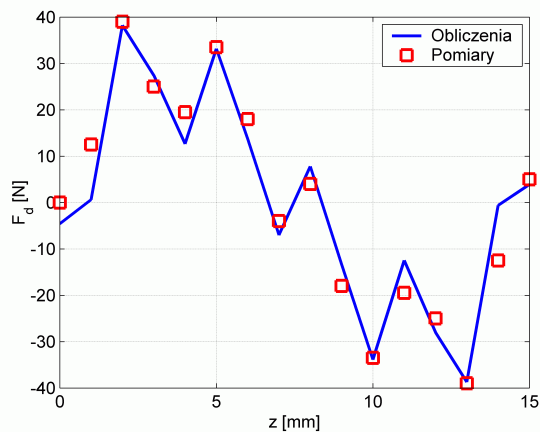
Rys. 5.7. Przebieg indukcji wzdłuż odcinka DD'' przy zasilaniu cewek 1 i 2 prądem o wartości 4 A:
a) składowa promieniowa, b) składowa osiowa

W przypadku zasilania dwóch sąsiednich cewek, widoczne jest oddziaływanie między składowymi promieniowymi indukcji B_r wzbudzanych przez prądy płynące w sąsiadujących segmentach (rys. 5.7a). Wartości tej składowej indukcji są mniejsze w obszarze sąsiednich zębów zasilanych segmentów, co wynika z przeciwnego zwrotu składowej promieniowej indukcji B_r w tych zębach, a więc ze wzajemnego „wygaszania” się pól pochodzących od każdego segmentu. Składowa osiowa sumuje się w obszarze między segmentami, a jej wartość maksymalna praktycznie nie zależy od położenia segmentów (rys. 5.7b) i jest zbliżona do wartości otrzymanej przy zasilaniu cewek 1 i 3 (rys. 5.6b).

Wszystkie pomiary przeprowadzone wzdłuż odcinków DD' i DD'' wykazują dobrą zgodność z obliczeniami. Różnice w większości punktów nie przekraczają 6% i potwierdzają dokładność analizy pola silnika liniowego.

5.1.2. Pomiary siły magnetycznej i indukcyjności uzwojeń fazowych

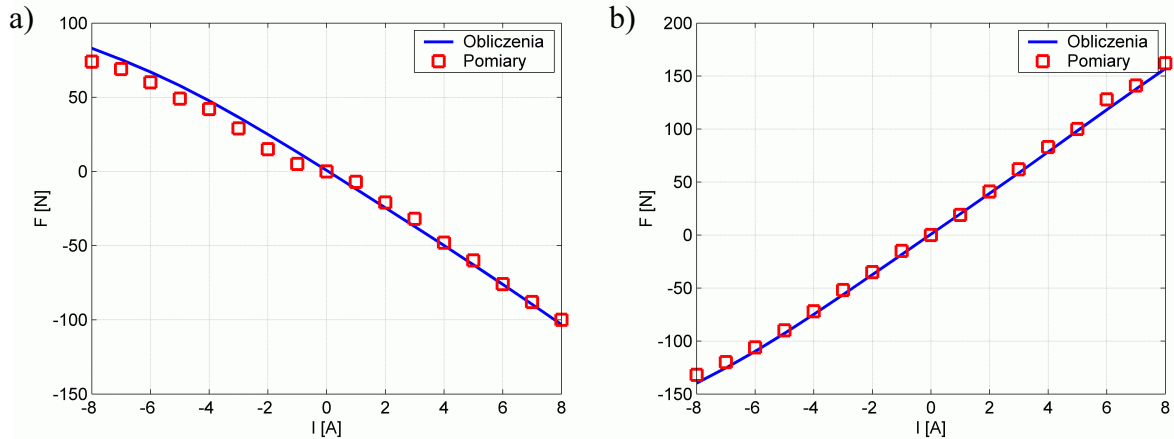
W silnikach liniowych najważniejszym parametrem określającym przydatność i potencjalne możliwości wykorzystania silnika jest siła mechaniczna zwana siłą ciągu. W przypadku silników z magnesami trwałymi możemy wyróżnić, oprócz siły ciągu, tzw. siłę zaczepową. Siła zaczepowa występuje przy braku zasilania silnika ze źródła prądu lub napięcia i pochodzi od oddziaływania magnesów trwałych na elementy ferromagnetyczne stojana. Pomiary przeprowadzono zarówno dla siły zaczepowej, jak i siły ciągu. Szczególnie trudny jest pomiar siły zaczepowej, gdyż jej wartość jest niewielka nie tylko w porównaniu z siłą ciągu, lecz także w odniesieniu do sił tarcia. Ponadto obserwuje się wpływ zjawiska histerezy obwodu magnetycznego na wartość tej siły. Dlatego też wykonano pomiary tej siły przy przemieszczaniu się biegnika zarówno w lewo, jak i w prawo.



Rys. 5.8. Porównanie obliczeń i pomiarów siły zaczepowej w funkcji położenia biegnika

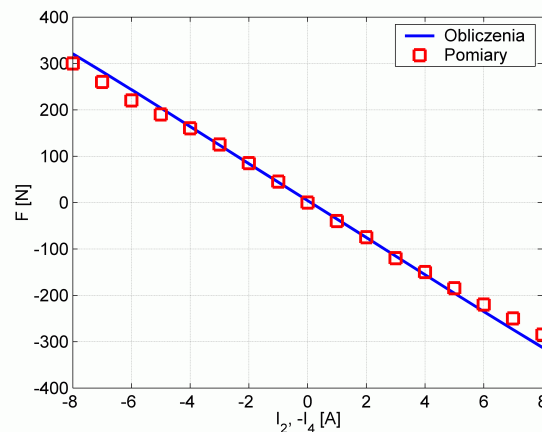
Różnice pomiędzy otrzymanymi z obliczeń i pomiarów wartościami siły zaczepowej są w niektórych punktach znaczne (rys. 5.8). Pewien wpływ na wyniki obliczeń miała niewątpliwie mała wartość tej siły. Ponadto w obliczeniach nie uwzględniono pętli histerezy, która dla stali konstrukcyjnej jest nieprecyzyjna i rzadko podawana przez producenta, co pozwoliło na znaczną oszczędność czasu obliczeń. Natomiast, na błędy pomiarów decydujący wpływ miało tarcie statyczne biegnika. Pomimo to granice przedziałów monotoniczności

zmian wartości zmierzonych i obliczonych były zgodne, co świadczy o identycznym charakterze zmienności siły.



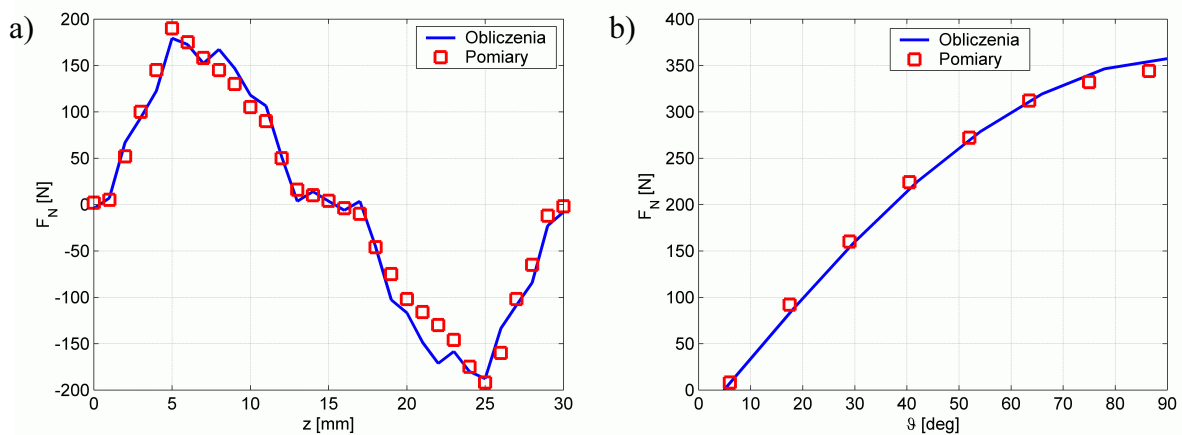
Rys. 5.9. Zależność siły od prądu przy położeniu neutralnym biegnika i zasilaniu:
a) cewki 1, b) cewki 2

Jak wspomniano poprzednio, znamionowa siła ciągu jest dużo większa od siły zaczepowej. Dlatego też błędy obliczeń i pomiarów tej siły były mniej znaczące. Pomiary wykonano dla zasilania cewek silnika prądem zmieniającym się w zakresie $I = -8 \div 8$ A. Mierzono również siłę przy położeniu biegnika w pozycji neutralnej, tzn. takiej, w której nie działają na niego siły zaczepowe od magnesów. Pomiary dotyczyły trzech przypadków: zasilania cewki nr 1 (rys. 5.9a), zasilania cewki nr 2 (rys. 5.9b) i jednoczesnego zasilania cewek nr 2 i nr 4 (rys. 5.10). We wszystkich przypadkach otrzymano dobrą zgodność pomiarów z obliczeniami. Różnice nie przekraczały kilku procentów. Pomiary potwierdziły więc poprawność modelu obliczeniowego w zakresie wyznaczania siły ciągu.



Rys. 5.10. Zależność siły od prądu zasilania w cewkach 2 i 4

W każdym z analizowanych przypadków wyznaczania magnetycznej siły ciągu, jej wartość rosła wraz ze wzrostem wartości prądu wzbudzającego płynącego w cewkach stojana. Szybkość tego wzrostu zależała w znacznym stopniu od położenia zasilanego segmentu stojana względem biegnika (rys. 5.9), a także od liczby zasilanych segmentów. Największą wartość siły otrzymano dla równoczesnego zasilania cewek nr 2 i nr 4 prądami o przeciwnym zwrocie (rys. 5.10). Najmniejsze wartości siły wystąpiły dla zasilania tylko jednej cewki. Przykładowo, dla zasilania cewki nr 1 otrzymano wartości przedstawione na rys. 5.9a. W przypadku zasilania cewki nr 2 oraz podczas jednoczesnego zasilania cewek nr 2 i nr 4 wartość siły rosła praktycznie liniowo ze wzrostem wartości prądu wzbudzającego (rys. 5.9b i rys. 5.10).



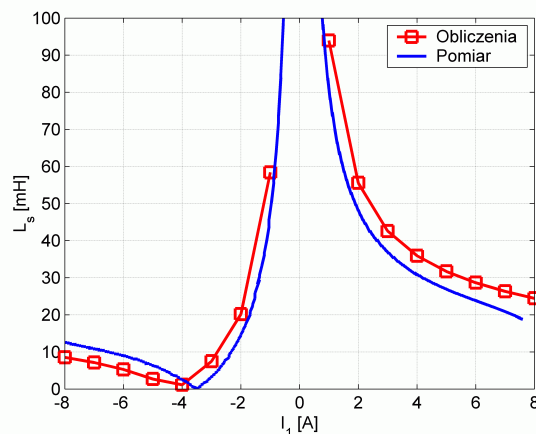
Rys. 5.11. a) Zależność siły od położenia biegnika przy zasilaniu cewki 3 prądem o wartości 8 A, b) Siła w funkcji kąta obciążenia przy wysunięciu biegnika o 2 mm z pozycji neutralnej ($z=2$ mm)

Przeprowadzono także dodatkowe pomiary siły ciągu podczas zasilania cewki 3 stałym w czasie prądem o wartości $I_3=8$ A dla różnych położen biegnika (rys. 5.11a). Ponadto, zmierzono siłę podczas zasilania silnika prądem 5-fazowym sinusoidalnie zmiennym dla biegnika wysuniętego o 2 mm z pozycji neutralnej (rys. 5.11b). W pierwszym przypadku widoczna jest symetria w wartościach siły względem współrzędnej położenia $z=15$ mm. Siła zmienia zwrot przy przejściu środka biegnika przez to położenie. W zakresie współrzędnych $z=15\div30$ mm charakter zmian jest identyczny jak dla zakresu położen $z=0\div15$ mm (rys. 5.11a). Dla zasilania silnika prądem sinusoidalnym otrzymuje się podobną charakterystykę jak dla maszyn synchronicznych obrotowych (rys. 5.11b). Wartość siły rośnie ze wzrostem kąta obciążenia ϑ osiągając maksimum dla $\vartheta = 90^\circ$.

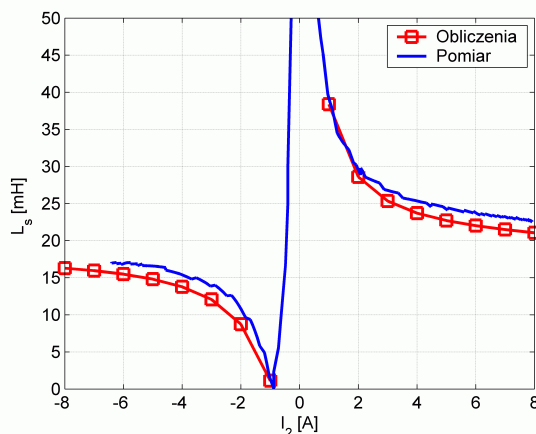
Kolejnym ważnym parametrem statycznym, dla którego obliczone wartości zweryfikowano eksperymentalnie, była indukcyjność statyczna cewek stojana. Zależność tej

indukcyjności od prądu płynącego w cewce jest szczególnie interesująca w przypadku obecności magnesów trwałych. Wraz z rozwojem urządzeń elektrycznych posiadających magnesy trwałe, informacje takie są pożądane nie tylko z punktu widzenia poznawczego, lecz są również przydatne dla konstruktorów. Dlatego też, wykonano pomiary indukcyjności przy położeniu neutralnym biegnika dla trzech pierwszych cewek uzwojenia stojana, gdyż każdy segment jest inaczej przesunięty względem sąsiadującego z nim magnesu biegnika.

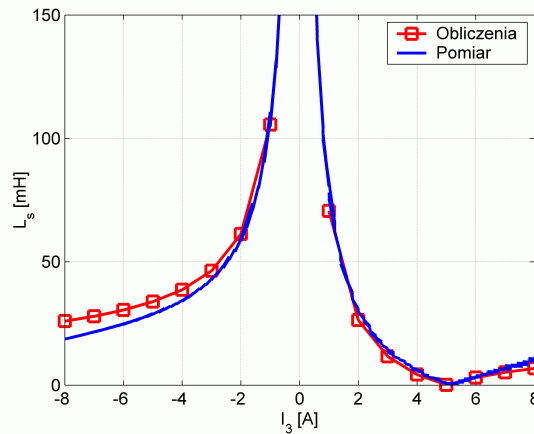
Jak wynika ze wzoru definicyjnego (Ψ/I), wartość indukcyjności statycznej w przypadku każdej z faz rośnie do nieskończoności dla prądu o wartości zbliżonej do $I=0$ (rys. 5.12 do 5.14). Pomimo zerowej wartości prądu, strumień skojarzony z uzwojeniem istnieje, ponieważ wynika to z obecności strumienia od magnesów trwałych. Obecność tych magnesów, w rozważanym tutaj silniku, powoduje także wygaszanie strumienia. Dla pewnych wartości prądu strumień od magnesów trwałych i od prądu płynącego w cewce wzajemnie się znoszą, co skutkuje zerową wartością indukcyjności statycznej. Zjawiska te występują zarówno w pomiarach, jak i obliczeniach, co dodatkowo potwierdza poprawność modelu obliczeniowego.



Rys. 5.12. Indukcyjność statyczna w funkcji prądu w cewce 1 przy położeniu neutralnym biegnika



Rys. 5.13. Zależność indukcyjności statycznej od prądu w cewce 2 (położenie neutralne biegnika)



Rys. 5.14. Wykres indukcyjności statycznej w funkcji prądu w cewce 3 (położenie neutralne biegnika)

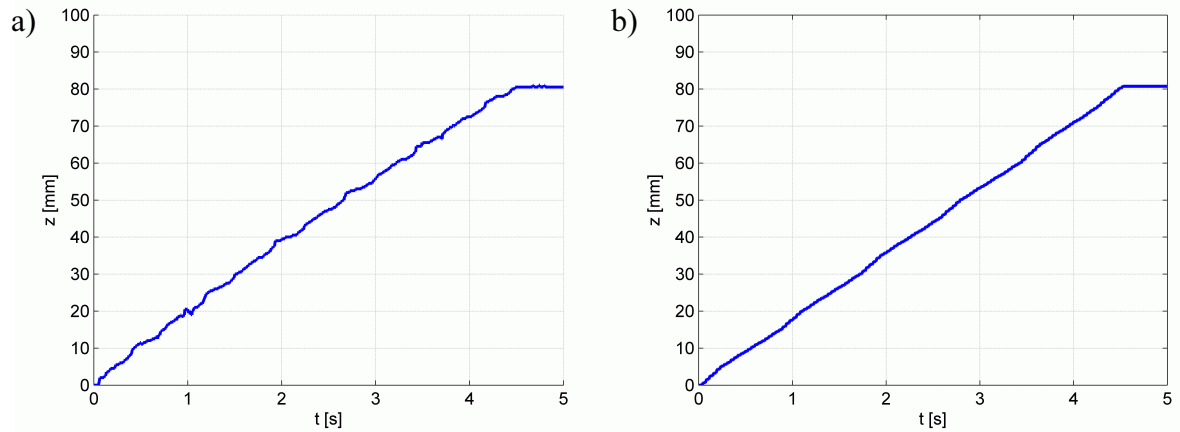
5.2. Charakterystyki dynamiczne

Oprócz modelu polowego zweryfikowano pomiarowo także model polowo-obwodowy. Porównano zmierzone i obliczone charakterystyki dynamiczne silnika liniowego. Pomiary parametrów zmiennych w czasie należą do najtrudniejszych i są obarczone dużym błędem. Ponadto zmienność siły tarcia i trudności jej wyznaczenia dla całego układu (wpływ magnesów) znacznie utrudnia precyzyjne utrzymanie warunków pomiaru.

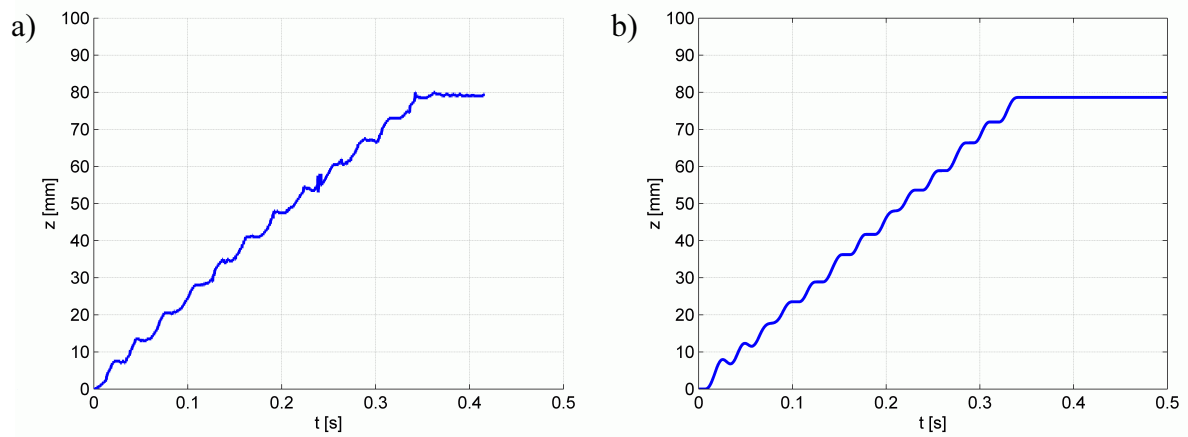
Przeprowadzone pomiary wykonano dla dwóch rodzajów wymuszenia: prądowego i napięciowego. W przypadku wymuszenia prądowego analizowano zachowanie się silnika dla zasilania prądem 5-fazowym sinusoidalnym, natomiast dla wymuszenia napięciowego jedynie napięciem prostokątnym. Prędkość suwu, podawana dla poszczególnych pomiarów i obliczeń, jest prędkością średnią za cały okres ruchu biegnika. Została ona obliczona ze znajomości drogi i czasu przemieszczenia biegnika.

5.1.3. Przebiegi czasowe dla zasilania ze źródła prądowego

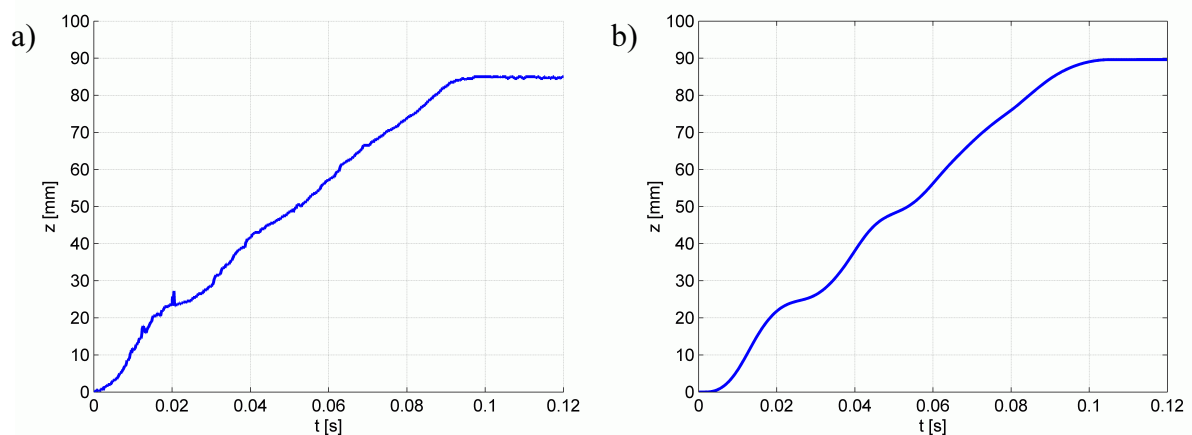
Pierwsza seria pomiarów dotyczyła ruchu biegnika na całej jego długości przy braku obciążenia. Wykonano szereg pomiarów położenia biegnika dla różnych średnich prędkości suwu. Na rys. 5.15 do 5.17 zamieszczono wykresy dotyczące trzech średnich prędkości przesuwu biegnika. Należy zaznaczyć, że prędkość chwilowa biegnika może się różnić od prędkości średniej, która jest brana za cały okres suwu.



Rys. 5.15. Zmiana położenia biegnika w funkcji czasu dla średniej prędkości suwu $v = 18$ mm/s:
a) pomiary, b) obliczenia

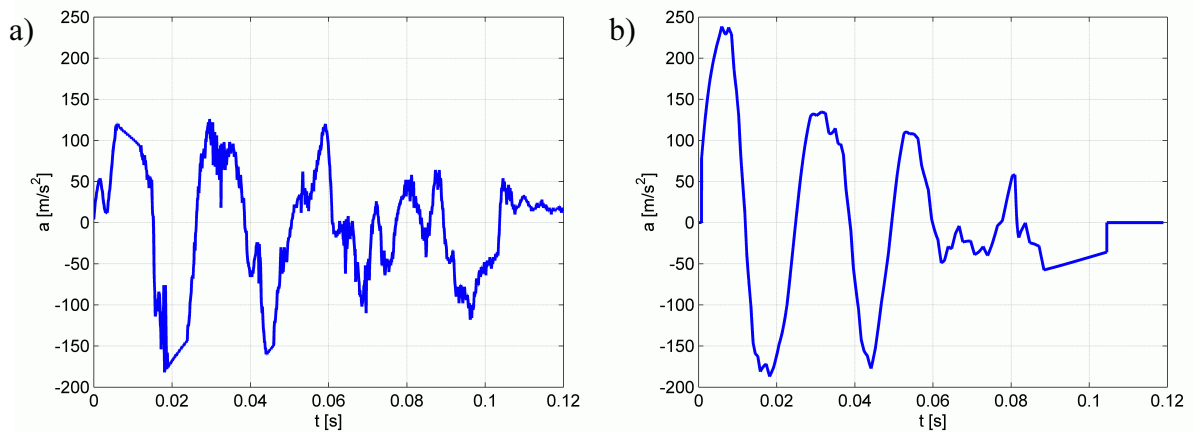


Rys. 5.16. Położenie biegnika w funkcji czasu dla średniej prędkości suwu $v = 230$ mm/s:
a) pomiary, b) obliczenia

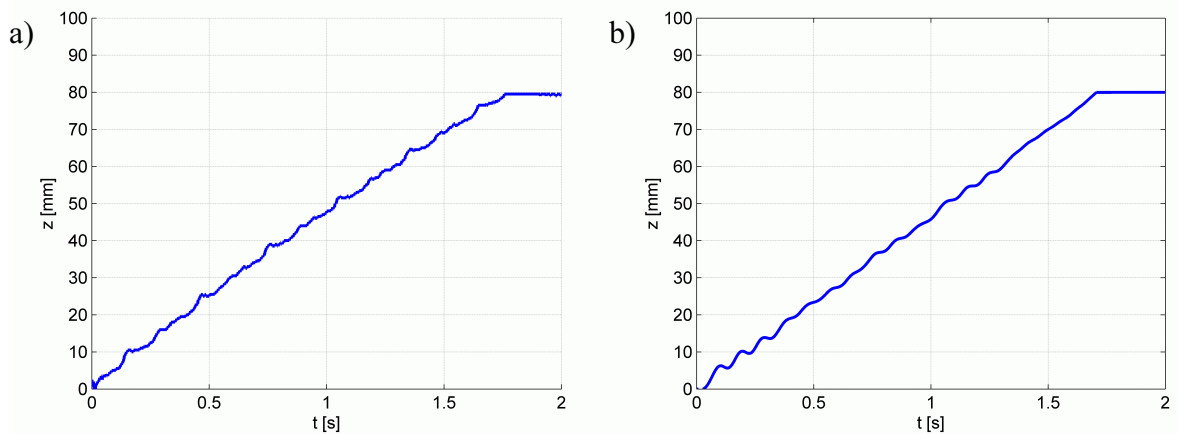


Rys. 5.17. Zależność położenia biegnika w funkcji czasu dla średniej prędkości suwu $v = 1000$ mm/s:
a) pomiary, b) obliczenia

Porównanie pomiarów i obliczeń, w przypadku zmian czasowych położenia biegnika, wykazało dobrą ich zgodność. W przypadku najmniejszej średniej prędkości suwu ($v=20$ mm/s) pomiary dobrze korelują z obliczeniami (rys. 5.15). Niewielkie różnice wynikają głównie z uproszczeń modelu obliczeniowego. Podobne wyniki otrzymano dla większych średnich prędkości suwu (rys. 5.16 i 5.17). Wraz ze wzrostem tej prędkości kształt krzywej dotyczący zmiany położenia biegnika w funkcji czasu ($z=f(t)$) ulega pewnym zmianom. Pojawiają się oscylacje, które są związane z bezwładnością biegnika oraz zjawiskiem tarcia.



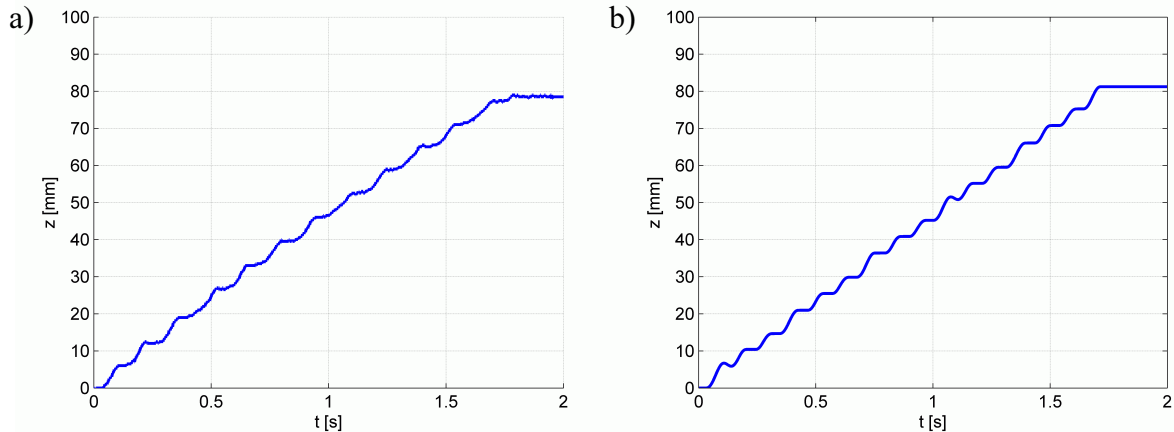
Rys. 5.18. Przyspieszenie biegnika w funkcji czasu dla średniej prędkości suwu $v=1000$ mm/s: a) pomiary, b) obliczenia



Rys. 5.19. Położenie biegnika w funkcji czasu dla średniej prędkości suwu $v=50$ mm/s i obciążeniu silnika masą bezwładną $m=3,2$ kg: a) pomiar, b) obliczenia

Dla największej średniej prędkości suwu (1000 mm/s) zamieszczono również wyniki pomiarów przyspieszenia (rys. 5.18). Obliczone i zmierzone wartości maksymalne są do siebie zbliżone. Różnice między wynikami pomiarów i obliczeń występują w kształcie przebiegów i wynikają głównie z uproszczeń modelu obliczeniowego, niedoskonałości modelu fizycznego (zmienne w czasie tarcie bieżnik-łożyska) oraz z niedokładności samego pomiaru

przyspieszenia. Przykładowo, na rys. 5.18a widoczne jest „nasycanie się” czujnika przyspieszenia, którego zakres pomiarowy wynosi $\pm 100 \text{ m/s}^2$, bowiem pierwsze maksimum jest wyraźnie „obcięte”. Niemniej jednak, charakter zmian wartości przyspieszenia w pomiarach i obliczeniach jest zbliżony.



Rys. 5.20. Zmiana położenia biegnika w funkcji czasu przy średniej prędkości suwu $v=50 \text{ mm/s}$ i obciążeniu silnika masą bezwładną $m=19,2 \text{ kg}$: a) pomiar, b) obliczenia

Weryfikację pomiarową modelu polowo-obwodowego przeprowadzono także dla obciążenia silnika przesuwającego stosunkowo duży element, który można nazwać masą bezwładną. Pomiar i obliczenia wykonano dla dwóch różnych mas obciążających silnik (rys. 5.19 i 5.20) przy założeniu stałej średniej prędkości suwu ($v=50 \text{ mm/s}$). Różnice między obliczeniami i pomiarami położenia biegnika w funkcji czasu są nieznaczne. Wzrost masy bezwładnościowej powoduje zwiększenie oscylacji ruchu biegnika przy rozpędzaniu masy, co jest widoczne zarówno na wykresach wartości obliczonych, jak i zmierzonych (rys. 5.19b i rys. 5.20b).

5.1.4. Przebiegi dla zasilania napięciowego

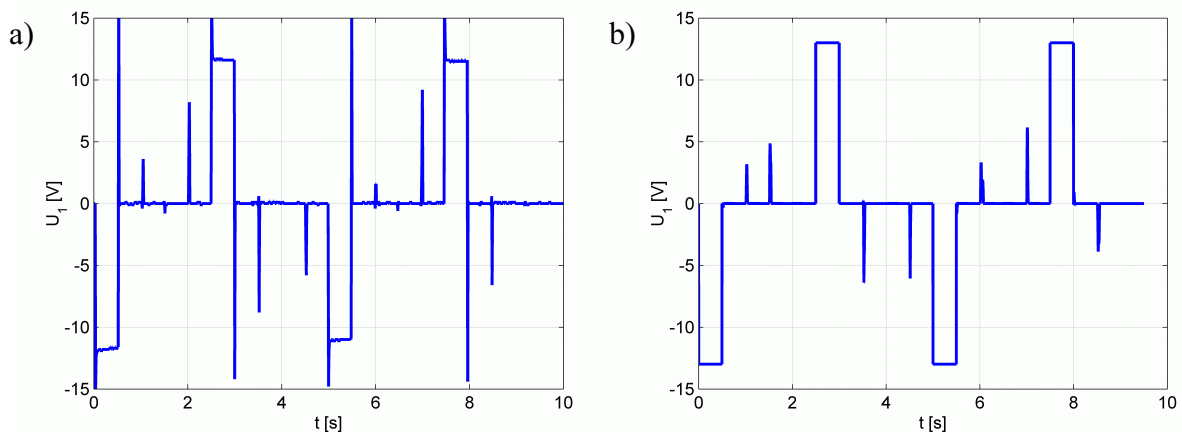
Zaprojektowany silnik liniowy może być także zasilany ze źródła napięciowego. Bardzo często stosuje się kluczkowanie napięcia, a więc zasilanie impulsami prostokątnymi. Jest to uproszczony sposób zasilania, który może być stosowany wszędzie tam, gdzie nie są wymagane płynność i precyzja ruchu oraz maksymalne wykorzystanie siły ciągu. W ramach niniejszej pracy doktorskiej przeprowadzono również pomiary oraz obliczenia charakterystyk dynamicznych silnika liniowego przy wymuszeniu napięciowym.

W porównaniu z zasilaniem sygnałem prądowym, wymuszenie napięciowe wymaga zastosowania odmiennego modelu polowo-obwodowego, którego schemat w programie

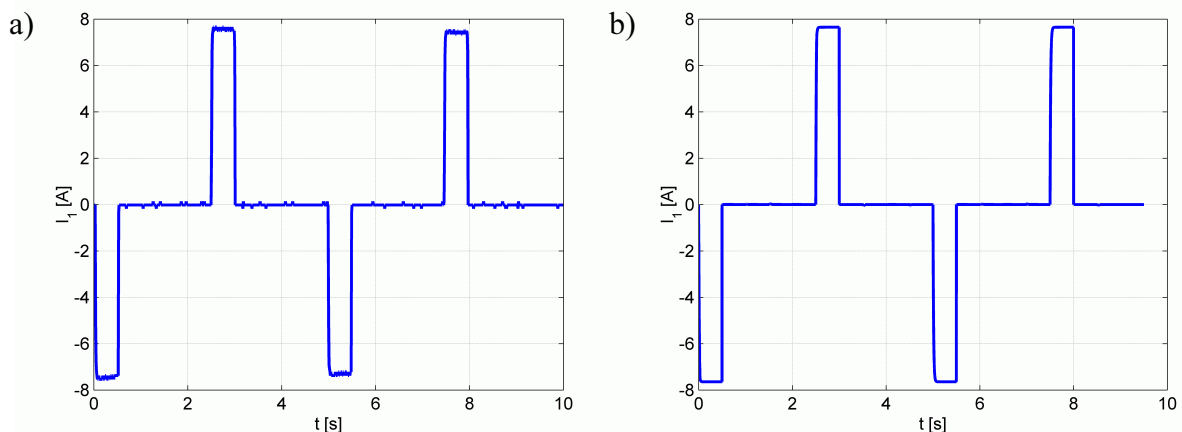
Simulink przedstawiono na rys. 4.2. Podobnie, jak w przypadku zasilania ze źródła prądowego, duży wpływ na otrzymane wyniki pomiarów miało tarcie statyczne i dynamiczne występujące między powierzchnią ślizgową biegnika i łożyskami ślizgowymi.

W modelu fizycznym, pewne niedokładności wykonania skutkują ukosowaniem biegnika, co jest powodem powstawania tzw. promieniowych sił naciągu magnetycznego. Wówczas, w czasie jednego cyklu ruchu biegnika siła tarcia ulega wielu zmianom. Dlatego też, precyzyjny dobór odpowiedniego współczynnika tarcia dla potrzeb modelowania numerycznego jest niemal niemożliwy. Można go jedynie oszacować i uśrednić na podstawie obliczeń dla całego cyklu ruchu biegnika, co zrobiono w niniejszej pracy.

Przeprowadzono szereg obliczeń i pomiarów dla różnych prędkości średnich suwu i różnych obciążeń bezwładnościowych. Przedstawione na poniższych rysunkach wyniki dotyczą napięcia zasilania, prądu płynącego przez cewkę nr 1 (skrajną) silnika, przyspieszenia oraz położenia biegnika.

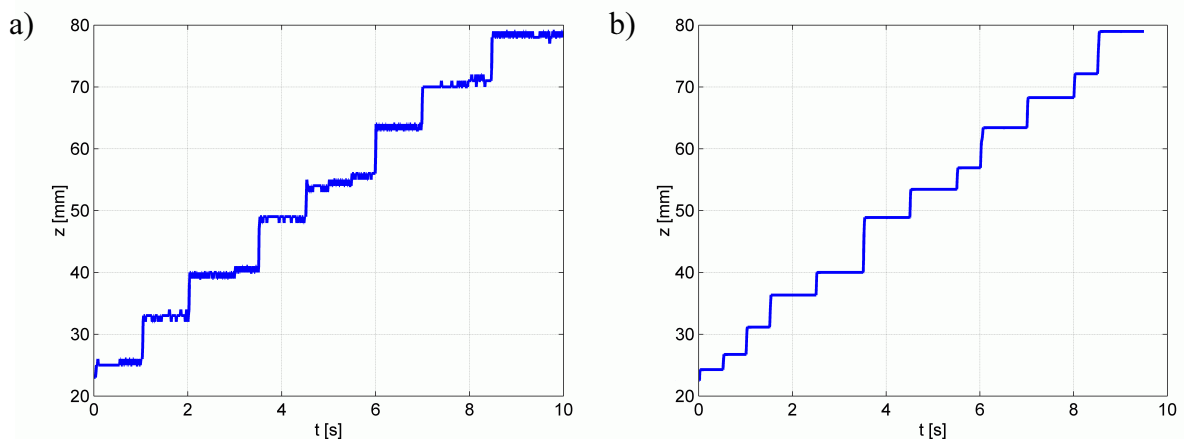


Rys. 5.21. Napięcie zasilania przy pracy krokowej silnika w stanie jałowym dla średniej prędkości suwu $v=6$ mm/s: a) pomiary, b) obliczenia

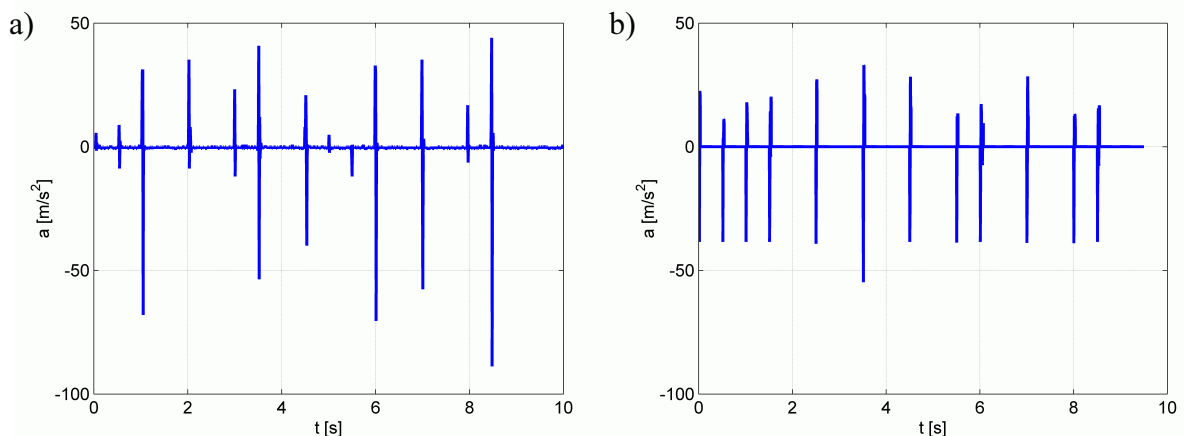


Rys. 5.22. Przebieg prądu w cewce nr 1 przy pracy krokowej silnika w stanie jałowym dla średniej prędkości suwu $v=6$ mm/s: a) pomiary, b) obliczenia

Dla średniej prędkości suwu 6 mm/s występuje dobra zgodność między pomiarami i obliczeniami prądu (rys. 5.22) wymuszanego napięciem prostokątnym (rys. 5.21). Zmierzone napięcie różni się od obliczeniowego jedynie przepięciami, jakie pojawiają się na cewkach silnika w momentach komutacji (nie uwzględniono ich w obliczeniach). Dobra zgodność występuje natomiast w przypadku „pików”, które pojawiają się w napięciu mierzonym, gdy cewka nr 1 nie jest zasilana (rys. 5.21). „Piki” te są związane z indukowaniem siły elektromotorycznej w cewkach, która jest indukowana ruchem magnesów trwałych umieszczonych w biegniku.



Rys. 5.23. Zmiana położenia biegnika w czasie (praca krokowa silnika, stan jałowy, prędkość średnia suwu $v=6$ mm/s): a) pomiar, b) obliczenia

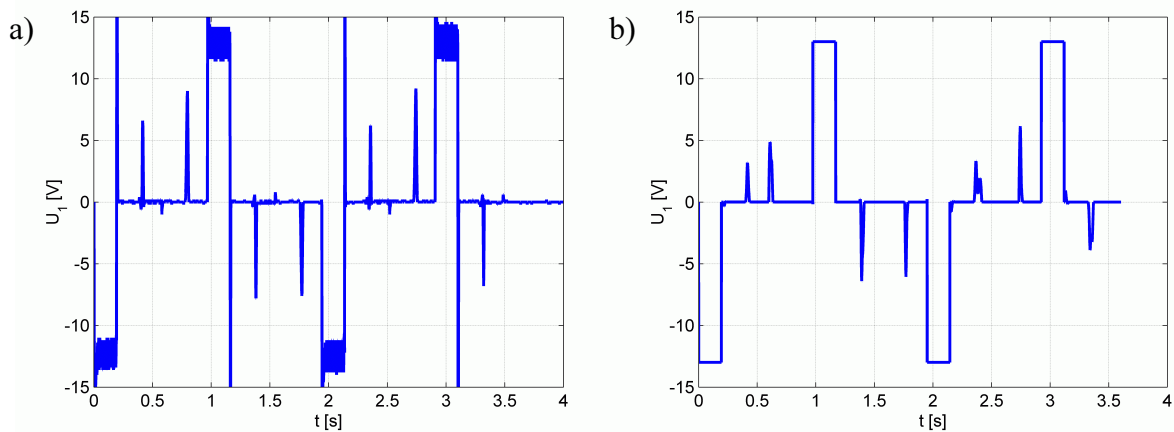


Rys. 5.24. Wartości przyspieszenia biegnika (praca krokowa silnika, stan jałowy, prędkość średnia suwu $v=6$ mm/s): a) pomiar, b) obliczenia

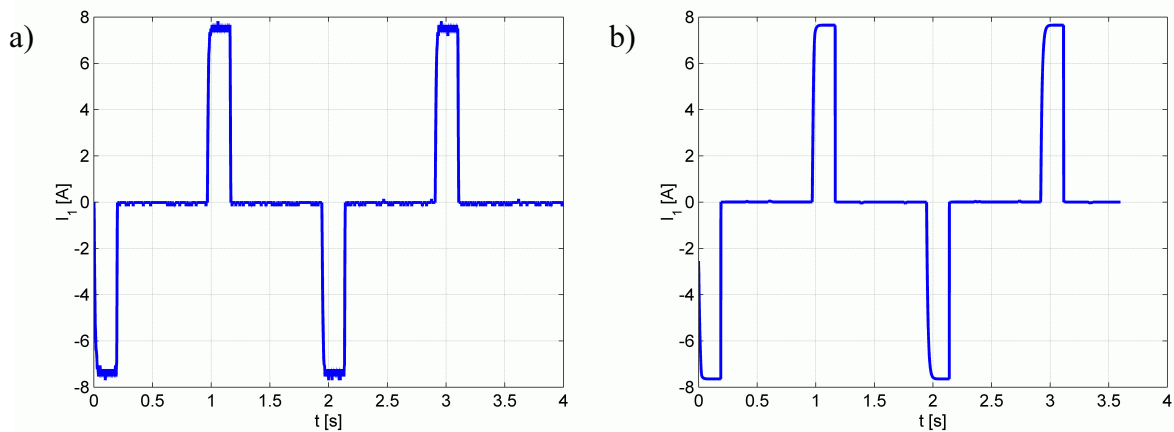
Przy zasilaniu napięciem prostokątnym, zmiana położenia biegnika odbywa się skokowo (schodki na rys. 5.23). Nie są to jednak skoki równomierne, co wykazały zarówno obliczenia, jak i pomiary. Nierównomierność skoków wynika głównie z efektów krańcowych

związanych ze skończoną długością stojana silnika. Dodatkowym czynnikiem wpływającym na położenie biegnika jest tarcie.

Ważnym parametrem podlegającym weryfikacji pomiarowej było przyspieszenie biegnika (rys. 5.24). Podczas pracy krokowej silnika może ono przyjmować znaczące wartości, sięgające $10g$ (ok. 100 m/s^2). Wartości maksymalne przyspieszenia oraz charakter jego zmian w czasie (pojawiające się piki) otrzymane z pomiarów i obliczeń są do siebie zbliżone.

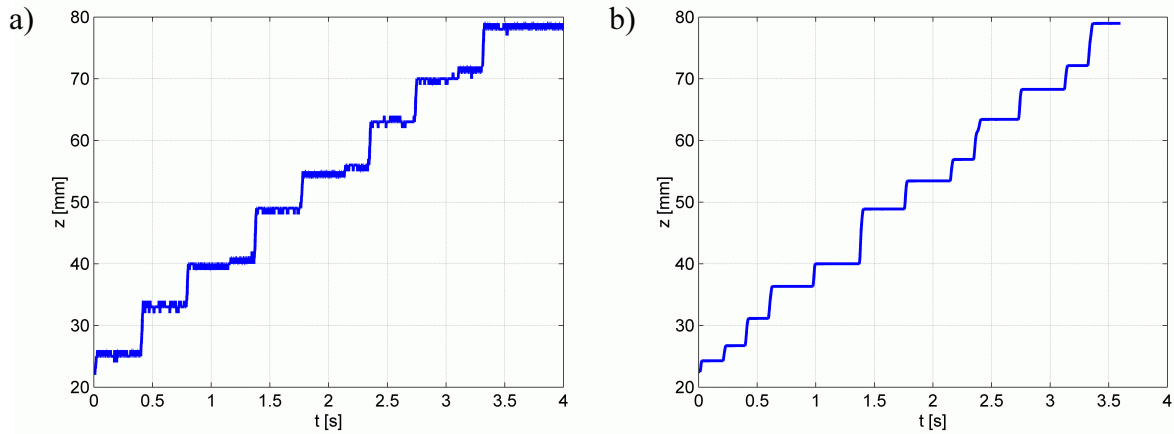


Rys. 5.25. Napięcie zasilania przy pracy jałowej silnika z średnią prędkością suwu $v=16 \text{ mm/s}$: a) pomiar, b) obliczenia

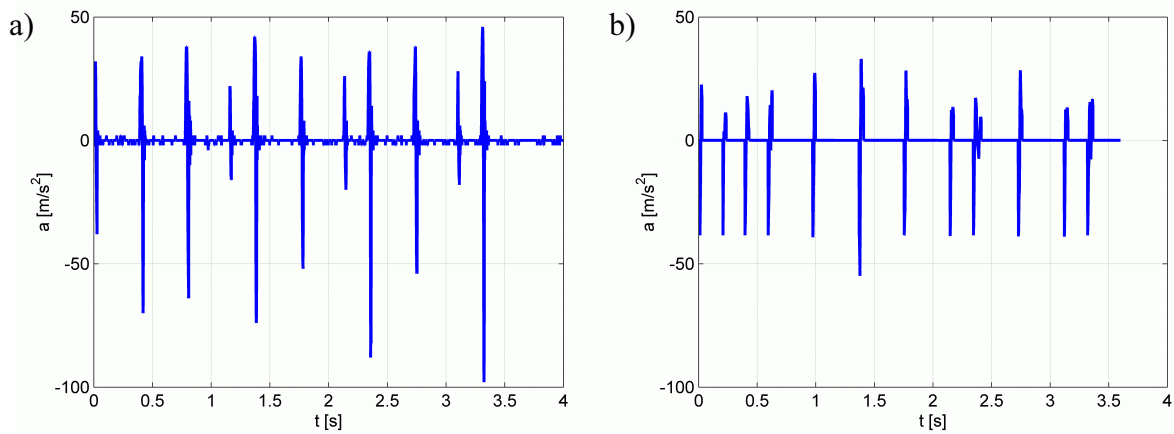


Rys. 5.26. Prąd płynący w cewce nr 1 przy pracy jałowej silnika z średnią prędkością suwu $v=16 \text{ mm/s}$: a) pomiar, b) obliczenia

Celem sprawdzenia modelu połowo-obwodowego wykonano także pomiary dla średniej prędkości suwu biegnika blisko trzykrotnie większej ($v=16 \text{ mm/s}$) niż rozważana poprzednio ($v=6 \text{ mm/s}$). Zwiększenie prędkości powoduje wzrost wartości siły elektromotorycznej indukowanej przez ruch biegnika (rys. 5.25). Wzrasta także czas narastania prądu do wartości znamionowej, odniesiony do czasu trwania impulsu (rys. 5.26).

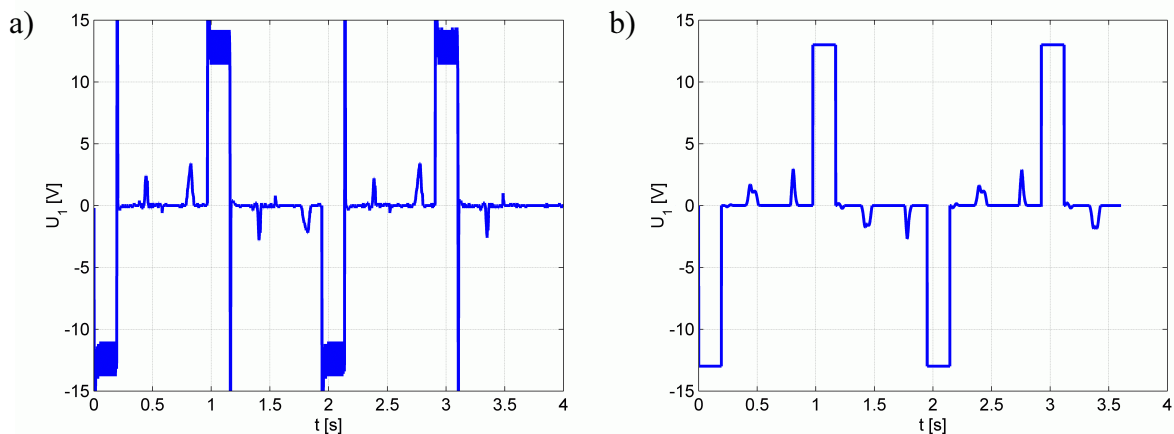


Rys. 5.27. Zmiana położenia biegnika w czasie (średnia prędkość suwu $v=16$ mm/s):
a) pomiar, b) obliczenia

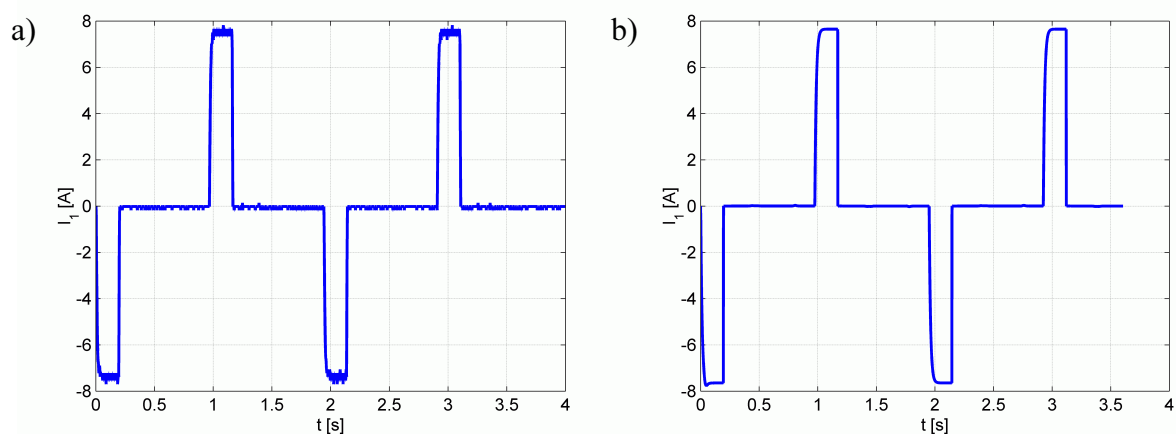


Rys. 5.28. Przyspieszenie biegnika podczas suwu z średnią prędkością $v=16$ mm/s:
a) pomiar, b) obliczenia

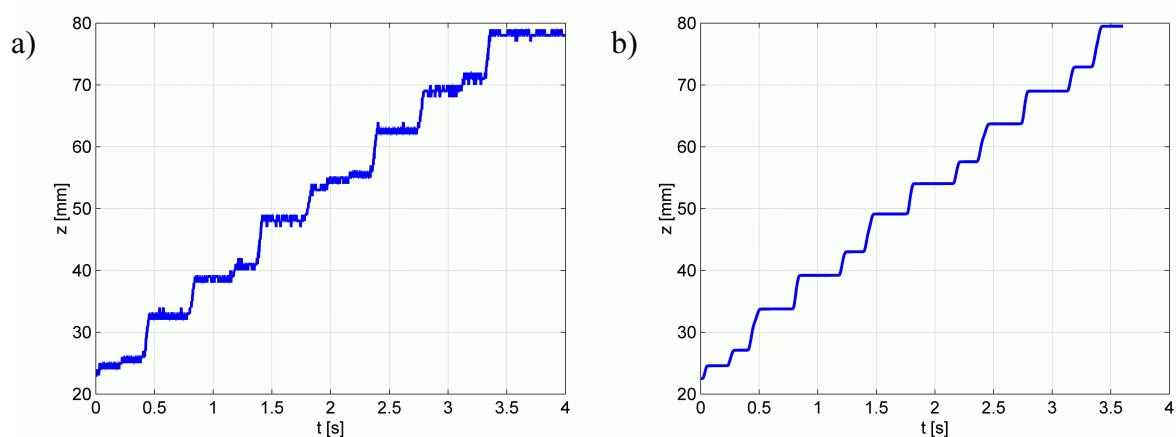
Zwiększenie średniej prędkości suwu nie spowodowało znaczących zmian w charakterystyce położenia biegnika w czasie (rys. 5.27), jak również w wartościach i charakterze zmian przyspieszenia biegnika (rys. 5.28).



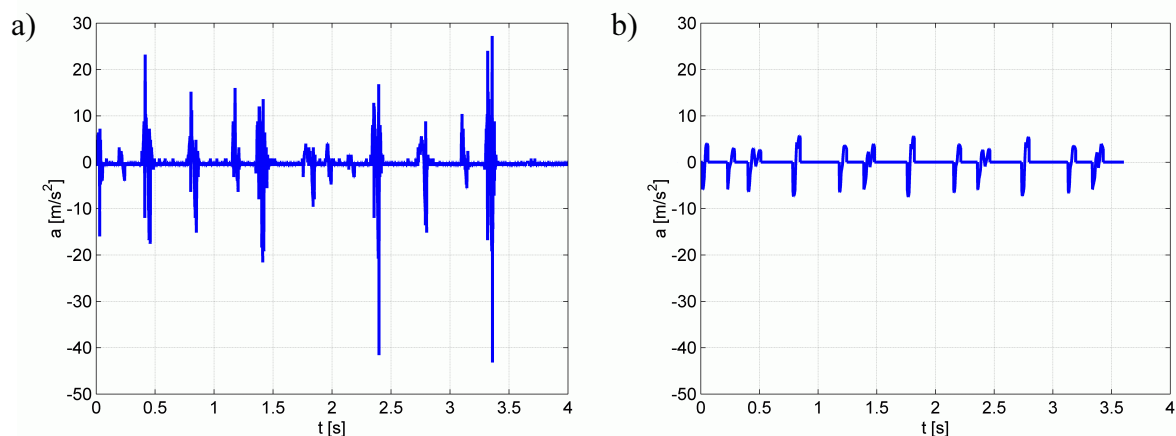
Rys. 5.29. Kształt napięcia zasilania w cewce nr 1 przy obciążeniu silnika masą bezwładnościową $m=7,2$ kg (średnia prędkość suwu $v=16$ mm/s): a) pomiar, b) obliczenia



Rys. 5.30. Prąd płynący w cewce nr 1 (obciążenie bezwładnościowe $m=7,2$ kg, $v=16$ mm/s):
a) pomiar, b) obliczenia



Rys. 5.31. Położenie biegnika w funkcji czasu przy obciążeniu masą $m=7,2$ kg (średnia prędkość $v=16$ mm/s): a) pomiar, b) obliczenia



Rys. 5.32. Przyspieszenie biegnika ($v=16$ mm/s, $m=7,2$ kg):
a) pomiar, b) obliczenia

Zwiększenie obciążenia bezwładnościowego do wartości $m=7,2$ kg spowodowało (przy średniej prędkości suwu $v=16$ mm/s) przede wszystkim zmniejszenie się wartości maksymalnej przyspieszenia biegnika (rys. 5.32). Miało to wpływ na zmniejszenie się indukowanej przez ruch biegnika siły elektromotorycznej, co znajduje swoje odzwierciedlenie w zmierzonych „pikach” napięcia (rys. 5.29), które są mniejsze w porównaniu z otrzymanymi dla pracy jałowej silnika (rys. 5.25). Nie spowodowało to znaczącej zmiany w przebiegu prądu (rys. 5.30) w porównaniu ze stanem jałowym (rys. 5.26). Zależność położenia od czasu (rys. 5.31) dla obciążonego silnika, charakteryzuje się bardziej łagodną zmianą położenia biegnika pomiędzy jego skokami w porównaniu z pomiarami bez obciążenia (rys. 5.27).

6. Obliczenia wielowariantowe silnika krokowego

W projektowaniu maszyn elektrycznych dąży się do otrzymania możliwie najlepszych parametrów pracy (np. moment obrotowy, siła ciągu, prędkość itp.) przy minimalnym zużyciu materiałów stosowanych do ich produkcji. W tym celu najczęściej wykorzystuje się algorytmy optymalizacji. Podejście takie w większości przypadków nie daje informacji pośrednich o tym, jak poszczególne zmiany wpływają na parametry maszyny, co jest ważne z punktu widzenia projektanta. W związku z tym, w większości przypadków wykonuje się obliczenia wielowariantowe, w których bada się wpływ zmian, co najwyżej kilku parametrów, na wybrane charakterystyki maszyny.

W niniejszej pracy przedstawiono obliczenia wielowariantowe dotyczące zmian w konstrukcji silnika liniowego tubowego z magnesami trwałymi w obrębie stojana i biegnika. Obliczenia wykonano dla dwóch rodzajów pracy silnika: krokowej i synchronicznej. W przypadku pracy krokowej przyjęto dwa możliwe stany zasilania pojedynczej fazy: brak prądu oraz prąd znamionowy $I_N=8$ A. Zarówno w przypadku braku zasilania, jak i przy zasilaniu znamionowym, rozważano charakterystyki siły w funkcji przemieszczenia biegnika dla zakresu położeń od 0 do 15 mm (długość podziałki biegunowej). Prezentowane obliczenia wykonano dla pełnego modelu silnika (5 segmentów). Wyznaczono wartość maksymalną i średnią siły znamionowej oraz zaczepowej.

Dotychczasowe obliczenia wielowariantowe były wykonywane dla różnych maszyn liniowych, co opisano w literaturze. Wiele z nich oparto na metodach obwodowych lub analitycznych [25, 56, 77, 89]. Niewiele prac porusza analizę połową w/w urządzeń [59, 68]. Tylko nieliczne z nich dotyczą obliczeń silników liniowych tubowych [45, 71, 99]. Co więcej, autorowi nie są znane prace dotyczące obliczeń silników liniowych 5-fazowych z magnesami trwałymi i segmentowanym stojanem. Obliczenia przedstawione niżej są więc pierwszymi tego typu symulacjami i mogą ukierunkować poszukiwania w optymalizacji konstrukcji, z zadaną funkcją celu. Należy dodać, że silniki liniowe tubowe z magnesami trwałymi mogą mieć różne konstrukcje optymalne w zależności od ich przeznaczenia.

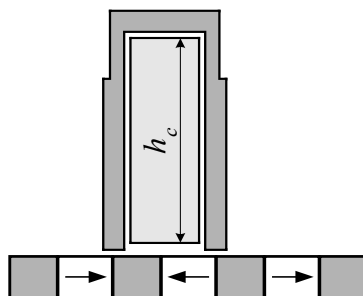
Celem uporządkowania wyników obliczeń wprowadzono dodatkowe oznaczenia dla modeli obliczeniowych. Przy pracy krokowej, w każdym podpunkcie dotyczącym zmiany wymiaru geometrycznego, jako model A_{xx} oznaczono silnik o najmniejszej wartości maksymalnej siły zaczepowej (w ramach danych obliczeń), gdzie xx oznacza kolejno numer rozdziału i podrozdziału z opisem danej modyfikacji konstrukcji (np. model A_{62} oznacza, że

zmiany w geometrii silnika zostały opisane w rozdziale 6.2). Jako model Bxx oznaczono silnik o największej maksymalnej wartości siły ciągu.

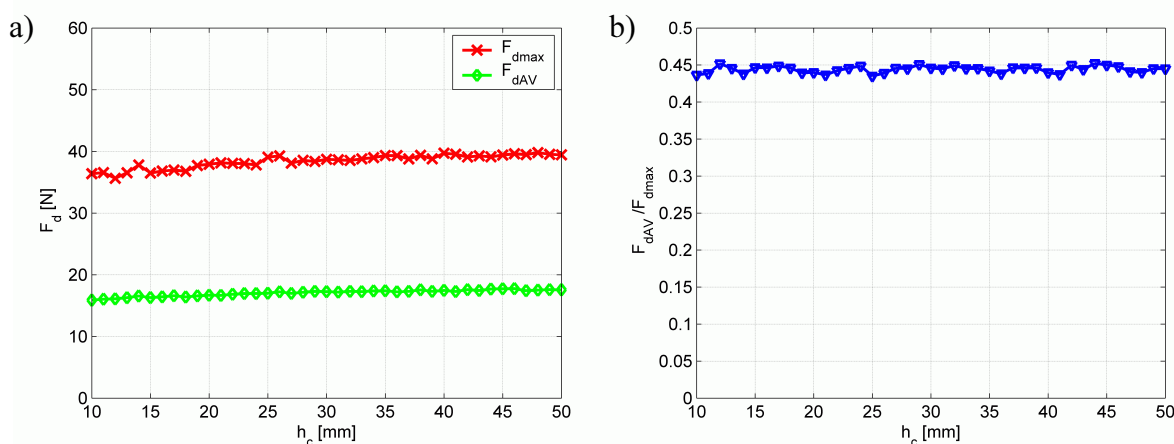
W prezentowanych obliczeniach wartość maksymalna siły oznacza największą wartość bezwzględną siły otrzymaną w obliczeniach dla zakresu suwu biegnika od 0 do τ_p . Dotyczy to zarówno siły znamionowej ciągu, jak i zaczepowej. Podobnie wartość średnia siły (zaczepowej lub znamionowej) jest liczona dla zakresu suwu biegnika równego podziałce biegunowej.

6.1. Zmiana zewnętrznej średnicy cewki

Przy pełnym wykorzystaniu przekroju segmentu stojana, zmiana jego średnicy zewnętrznej musi pociągać za sobą zmianę zewnętrznej średnicy cewki (rys. 6.1). Taka zmiana geometrii stojana, ma znaczący wpływ na charakterystyki silnika, bowiem wiąże się głównie, ze zmianą przekroju cewki, co skutkuje zmianą przepływu wymuszającego pole magnetyczne. Wysokość h_c cewki (rys. 6.1) zmieniano od wartości 10 mm do 50 mm.

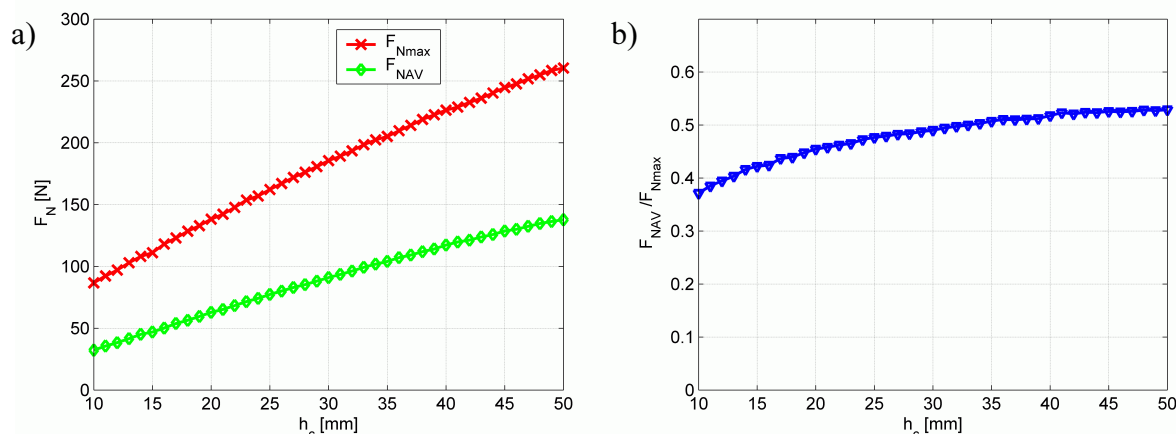


Rys. 6.1. Segment stojana wraz z fragmentem biegnika



Rys. 6.2. Siła zaczepowa: a) zależność od wysokości stojana, b) stosunek wartości średniej siły zaczepowej do jej maksymalnej wartości

Na rys. 6.2 przedstawiono wartość maksymalną i średnią siły zaczepowej F_d dla różnych wysokości cewek. Siła ta powstaje w wyniku oddziaływania pola magnesów biegnika na ferromagnetyk stojana (pole magnetyczne obszaru szczeliny powietrznej). Ponieważ kształt materiałów ferromagnetycznych w szczelinie nie zmienia się, to dla różnych wysokości segmentów siła zaczepowa zmienia się nieznacznie (praktycznie o kilka procentów).

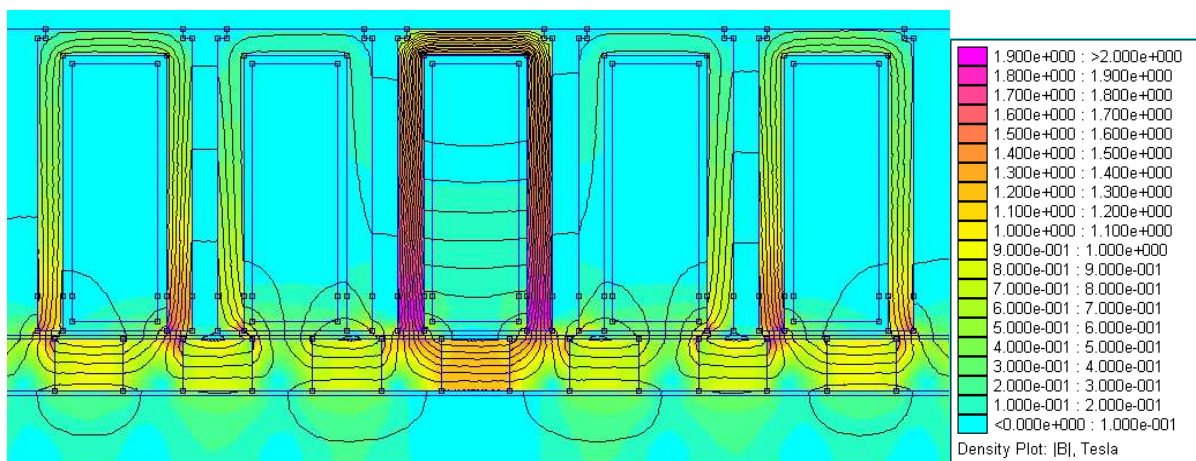


Rys. 6.3. Siła magnetyczna dla znamionowego zasilania $I_N=8$ A:
a) wartość maksymalna F_{Nmax} i średnia F_{NAV} siły w funkcji wysokości h_c cewki
b) stosunek wartości średniej i maksymalnej siły

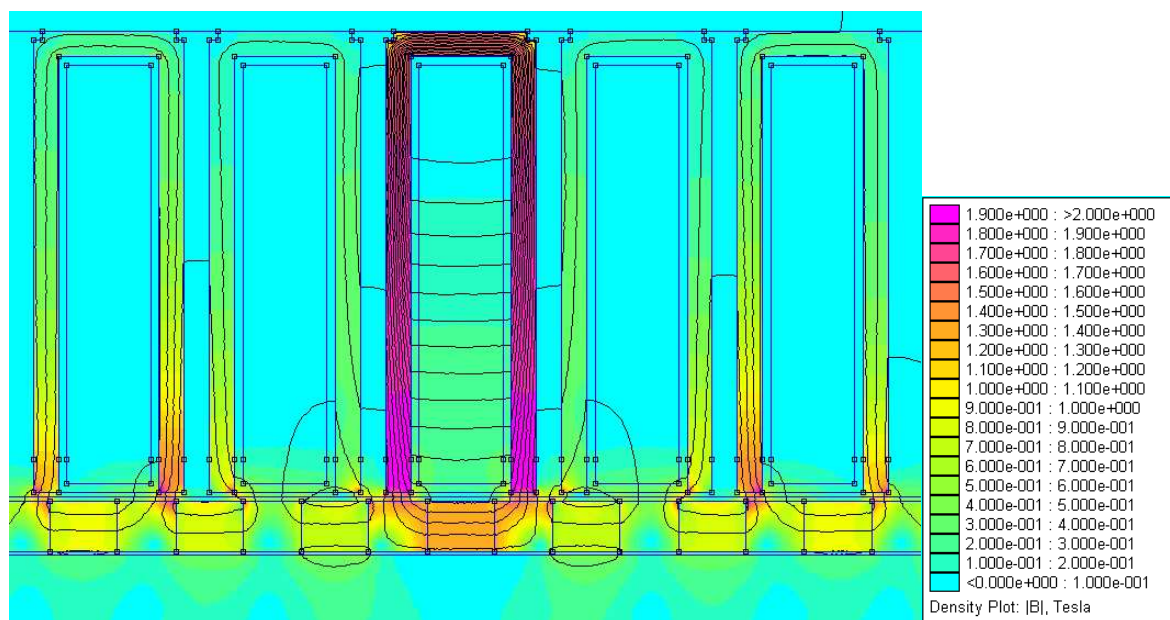
W przypadku znamionowej siły ciągu, występującej dla znamionowego prądu zasilania $I_N=8$ A, zwiększenie średnicy stojana (przy stałej średnicy biegnika) ma znaczny wpływ na jej wartość wypadkową (rys. 6.3), bowiem znaczenie wzrasta przepływ uzwojenia. Dla zakresu zmian wymiaru h_c od 10 mm do 40 mm wzrost wartości średniej i maksymalnej siły jest praktycznie liniowy (rys. 6.3a). Po przekroczeniu górnej granicy tego przedziału, siła znamionowa rośnie nieco wolniej, co jest szczególnie dobrze widoczne dla jej wartości średniej (rys. 6.3a). Obrazuje to także wykres stosunku wartości średniej do maksymalnej siły w przypadku utrzymywania znamionowego prądu zasilania (rys. 6.3b). Wynika to z nasycania się wewnętrznej części stojana, która oddziałuje bezpośrednio na pole magnesów biegnika.

Na rys. 6.4 przedstawiono rozkład pola magnetycznego w połowie przekroju osiowego silnika, w momencie zasilania środkowej cewki uzwojenia stojana prądem znamionowym 8 A. Najbardziej nasycy się jarzmo zasilanego segmentu (środkowego) stojana. Ponadto widoczne jest nasycanie się obwodu magnetycznego stojana w obszarze bliskim szczeliny powietrznej. Ze wzrostem wysokości segmentów (cewek) stojana zwiększa się wykorzystanie jarzm sąsiadujących z segmentem zasilanym, bowiem wzrastają w nich wartości indukcji

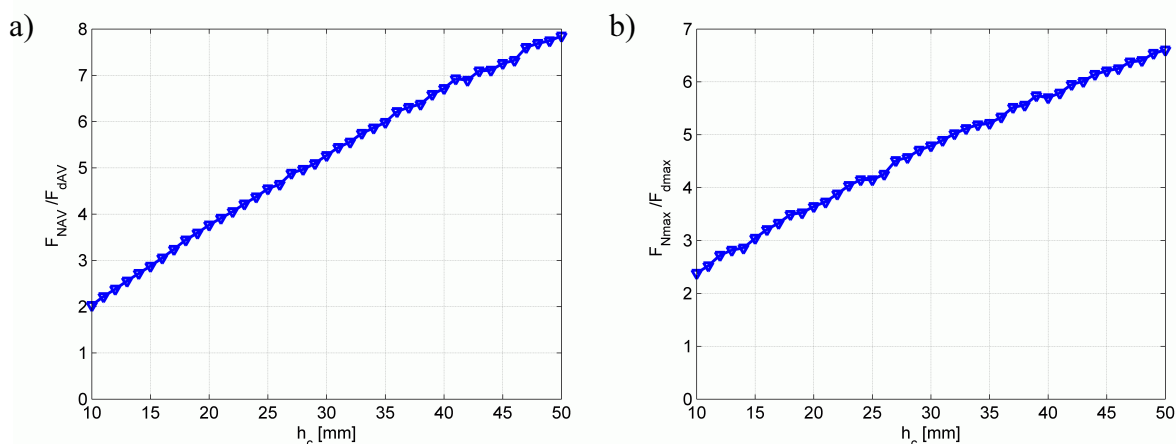
(rys. 6.5). Jednakże przy częściowo nasyconych zębach stojana część linii sił pola zamyka się przez obszar, w którym znajduje się uzwojenie, a więc mniej linii sił przechodzi przez biegnik (rys. 6.5). W związku z nasycaniem się obwodu magnetycznego, w przypadku badanego silnika, znaczne zwiększanie wysokości segmentu stojana ponad 35 mm jest niecelowe. W przypadku minimalizacji stosunku siły zaczepowej do znamionowej, górna granica wysokości cewek ma większą wartość, co będzie opisane niżej.



Rys. 6.4. Rozkład pola w prototypie nr 1 przy położeniu neutralnym biegnika i zasilaniu cewki środkowej prądem o wartości $I_3=8\text{ A}$



Rys. 6.5. Moduł indukcji magnetycznej w przekroju modelu B61 przy położeniu neutralnym biegnika i zasilaniu cewki środkowej prądem o wartości $I_3=8\text{ A}$



Rys. 6.6. Stosunek siły elektromagnetycznej do zaczepowej w funkcji wysokości cewek:
a) stosunek wartości średnich, b) stosunek wartości maksymalnych

Ważnym parametrem, informującym o sterowności silnika liniowego jest stosunek siły znamionowej do zaczepowej. Im jest on większy, tym lepsze są możliwości sterowania silnikiem. Przy wzroście wysokości h_c cewki, stosunek ten rośnie zarówno dla wartości średniej, jak i maksymalnej sił, co przedstawiono na rys. 6.6. Pięciokrotny wzrost wymiaru h_c cewki powoduje niemal 3-krotny wzrost stosunku wartości średniej siły znamionowej do zaczepowej (rys. 6.6a) oraz 2,5-krotny wzrost stosunku wartości maksymalnych siły znamionowej do zaczepowej (rys. 6.6b).

Tabela 6.1. Porównanie prototypu nr 1 z modelem B61

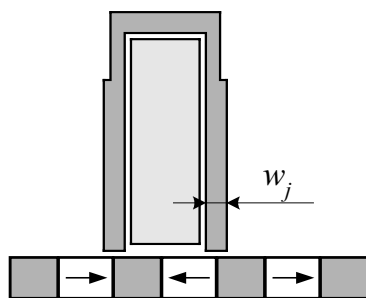
Model silnika	F_{dmax}	F_{dAV}	F_{dAV} / F_{dmax}	F_{Nmax}	F_{NAV}	F_{NAV} / F_{Nmax}
	N	N	-	N	N	-
Prototyp nr 1 $h_c=30$ mm	39	17	0,44	185	91	0,49
Model B61 $h_c=50$ mm	39	18	0,46	260	138	0,53

Z przeprowadzonej analizy wynika, że w celu minimalizacji wpływu siły zaczepowej na pracę silnika należy stosować cewki o stosunkowo dużej wysokości. Ograniczeniem mogą być tu problemy konstrukcyjne, związane z wykonaniem wąskiego stojana o bardzo dużej średnicy oraz problemy magnetyczne wiążące się z nasycaniem rdzenia stojana przy większym przepływie uzwojeń. Innym ograniczeniem może być zjawisko rozmagnesowania magnesów trwałych przy zbyt dużej wartości przepływu. Przyjmuje się, że przepływ od prądu płynącego w cewkach nie powinien przekroczyć połowy wartości przepływu od magnesów trwałych [85]. W przypadku badanej konstrukcji silnika, oznacza to, że dla prądu $I_N=8$ A oraz zastosowanych magnesów, górna granica wysokości cewek wynosi 50 mm.

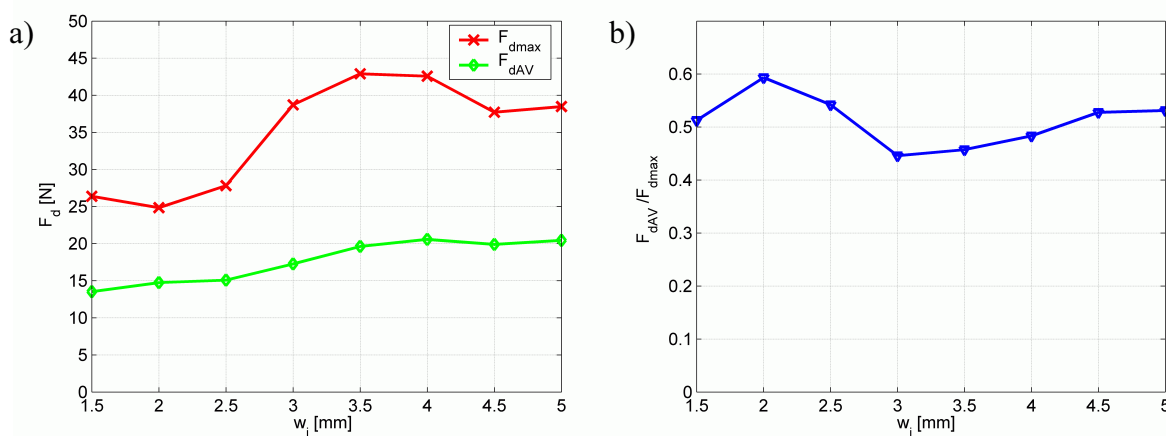
W tabeli 6.1 przedstawiono porównanie najważniejszych parametrów prototypu nr 1 z silnikiem o największej wartości maksymalnej siły znamionowej (model B61). Należy dodać, że w przypadku siły zaczepowej nie ma różnic między modelami.

6.2. Zmiana grubości jarzm stojana

Inną, stosunkowo łatwą do zrealizowania, zmianą w konstrukcji stojana silnika jest zmiana grubości materiału w_j ferromagnetycznego jarzma segmentów stojana (rys. 6.7). Celem zachowania niezmiennego skoku silnika, zachowano stałą odległość środków zębów stojana. W związku z tym, wraz ze zmianą grubości jarzma stojana (od 1,5 mm do 5,5 mm) zmianie ulegała odległość między segmentami stojana (od 4,5 mm do 1,5 mm) oraz zmniejszała się szerokość cewki (od 11,5 mm do 8,5 mm).



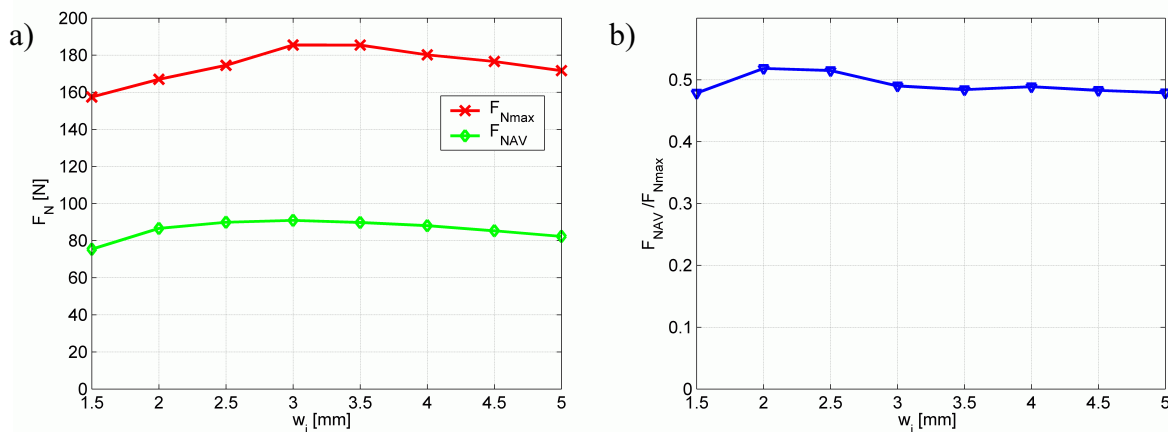
Rys. 6.7. Segment stojana wraz z zaznaczoną grubością jarzma



Rys. 6.8. Zależność siły zaczepowej od grubości jarzma:
a) wartość maksymalna i średnia, b) stosunek wartości średniej do maksymalnej

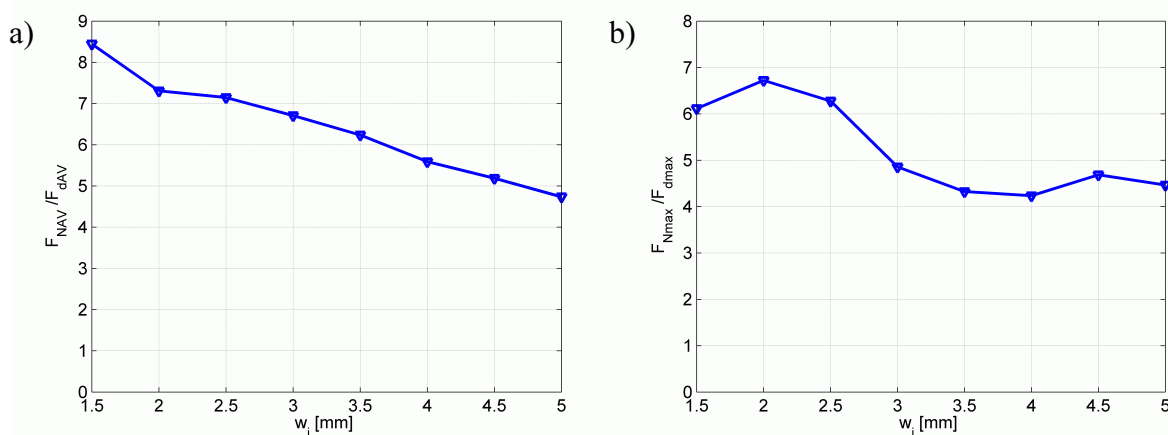
Zwiększanie grubości jarzma powoduje wzrost wartości średniej siły zaczepowej (rys. 6.8a). Wartość maksymalna tej siły zmienia się w sposób bardziej złożony. Małe wartości tej siły występują dla zakresu grubości jarzma 1,5÷2,5 mm, natomiast największa

wartość występuje dla $w_j = 3,5 \text{ mm}$. Stosunek wartości średniej do maksymalnej siły zaczepowej jest najkorzystniejszy dla jarzma o grubości 2 mm (rys. 6.8b).



Rys. 6.9. Zależność siły znamionowej od grubości jarzma stojana:
a) wartość maksymalna i średnia, b) stosunkiem wartości średniej do maksymalnej

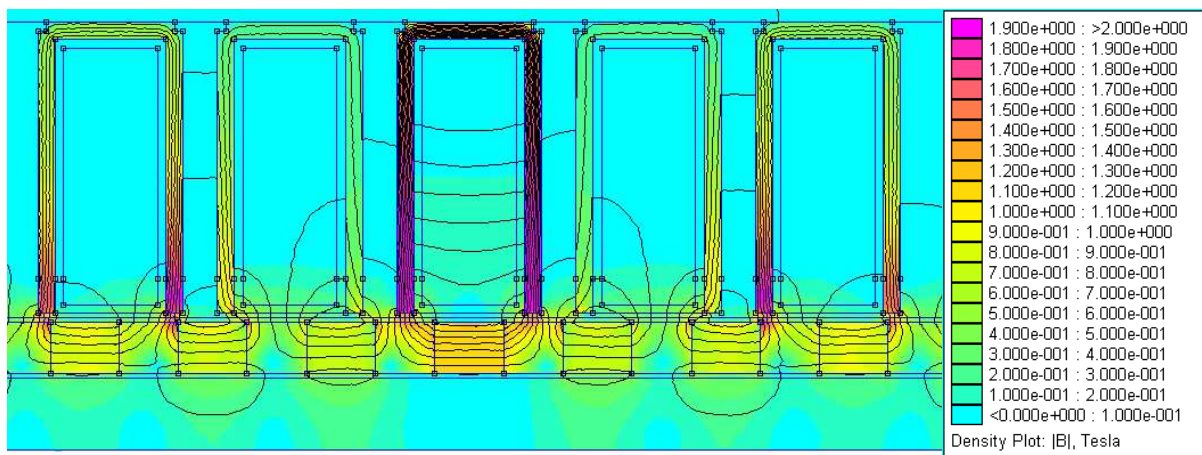
Siła znamionowa (rys. 6.9) osiąga największą wartość dla grubości $w_j = 3 \text{ mm}$ jarzma prototypu nr 1. Stosunek wartości średnich do maksymalnych siły znamionowej jest najbardziej korzystny (ma największą wartość) dla grubości $w_j = 2 \text{ mm}$ jarzma (rys. 6.9b). Wartości średnia i maksymalna siły są wówczas nieznacznie mniejsze niż dla grubości jarzma wykonanego prototypu nr 1.



Rys. 6.10. Stosunek siły znamionowej do zaczepowej w funkcji grubości jarzma:
a) stosunek wartości średnich, b) stosunek wartości maksymalnych

Stosunek wartości średnich siły znamionowej do zaczepowej zmniejsza się wraz ze wzrostem grubości jarzma (rys. 6.10a). Najbardziej korzystny jest dla grubości jarzma w

zakresie 1,5÷3 mm. Stosunek wartości maksymalnych siły znamionowej do zaczepowej ma największą wartość dla grubości jarzma 2 mm (rys. 6.10b). Dla większych grubości jarzma jego wartość jest mniejsza.



Rys. 6.11. Rozkład pola w modelu A62 (położenie neutralne biegnika, $I_3=8$ A)

Na rys. 6.11 przedstawiono rozkład pola magnetycznego dla jarzma o 30% cieńszego niż w prototypie nr 1 w momencie zasilania cewki środkowej prądem $I_3=8$ A. Problem nasycania się obwodu magnetycznego dla grubości jarzma mniejszej niż 2 mm można omówić na podstawie porównania rozkładów pola (rys. 6.4 i rys. 6.5). Rdzeń stojana jest nasycony praktycznie do 2/3 swojej wysokości (segment środkowy na rys. 6.11). Segmenty niezasilane nasycają się w zależności od swego położenia. W przypadku, gdy zęby jarzm znajdują się nad magnesami, to nasycenie praktycznie nie występuje (segmenty 2 i 4 na rys. 6.11). Natomiast, gdy zęby znajdują się nad pierścieniami ferromagnetycznymi, indukcja jest nieco większa (segmenty 1 i 5). Należy dodać, że w prototypie nr 1 (rys. 6.4) indukcja magnetyczna w jarzmach jest mniejsza.

Tabela 6.2. Porównanie prototypu nr 1 z modelem A62 o najmniejszej wartości siły zaczepowej

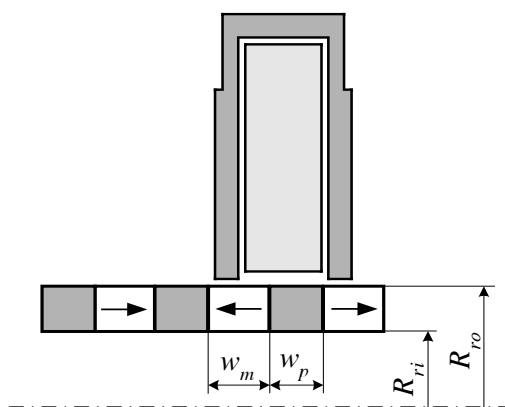
Model silnika	F_{dmax}	F_{dAV}	F_{dAV}/F_{dmax}	F_{Nmax}	F_{NAV}	F_{NAV}/F_{Nmax}
	N	N		N	N	
Prototyp nr 1 $w_j=3$ mm	39	17	0,45	185	91	0,49
Model A62 $w_j=2$ mm	25	15	0,59	167	87	0,52

Pod względem siły znamionowej, najlepszą konstrukcją jest silnik z jarzmem o grubości 3 mm, a więc wykonany prototyp nr 1. Zmniejszając grubość jarzma do 2 mm można uzyskać

zmniejszenie wartości maksymalnej siły zaczepowej (tabela 6.2, model A62) o około 35%. Jednakże zbyt cienkie jarzma nie spełniają wymogów wytrzymałości mechanicznej i ulegają nasyceniu.

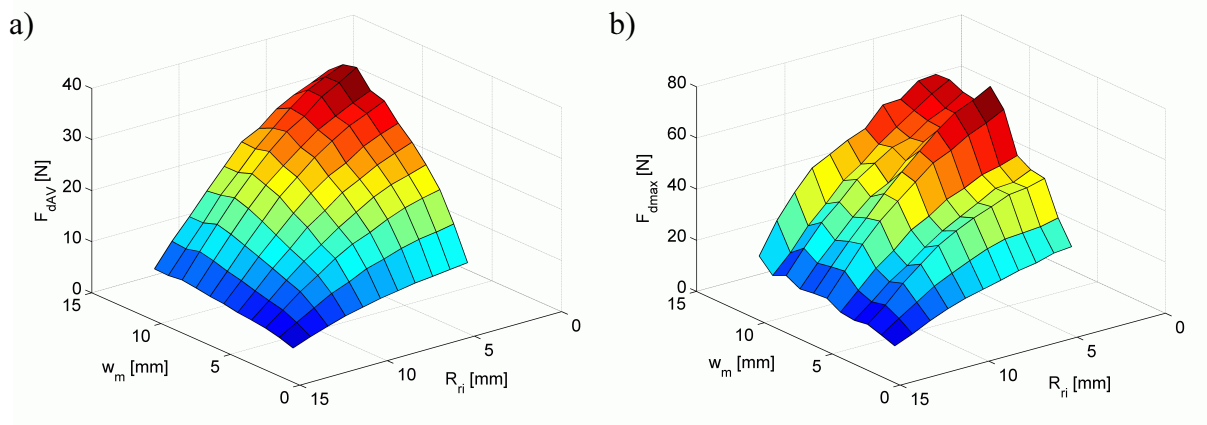
6.3. Wpływ wymiarów magnesów trwałych na siłę magnetyczną

Objętość magnesów trwałych znacznie wpływa na parametry analizowanej konstrukcji silnika, bowiem jest ściśle związana z energią pola magnetycznego. Duże znaczenie mają również proporcje wymiarów magnesów trwałych. Dlatego też przeprowadzono obliczenia celem zbadania wpływu wymiarów magnesów (wykorzystanych do budowy biegnika) na wartość średnią oraz maksymalną siły ciągu. W ramach tych obliczeń wariantowych zmieniano promień wewnętrzny magnesu R_{ri} (od 3 mm do 13 mm), (rys. 6.12) przy zachowaniu stałego promienia zewnętrznego ($R_{ro} = 15$ mm) oraz zmieniano szerokość magnesu w_m (od 3 mm do 13 mm) przy zachowaniu stałego odstępu między środkami magnesów ($w_m + w_p = 15$ mm).

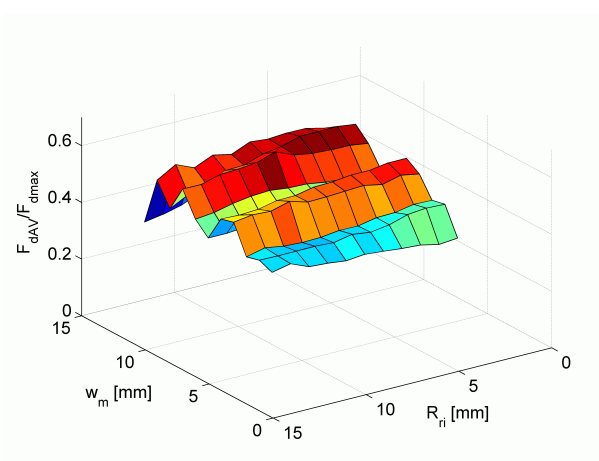


Rys. 6.12. Szerokość magnesu (w_m), pierścienia ferromagnetycznego (w_p) oraz promień magnesu i pierścienia (R_{ri})

Siła zaczepowa znacznie zależy od rozmiarów magnesów, co wiąże się z energią w nich zawartą. Mniejsze magnesy generują słabsze pole magnetyczne i w konsekwencji słabiej oddziałują na elementy ferromagnetyczne stojana. Najmniejsza wartość siły zaczepowej występuje dla najmniejszych magnesów ($w_m = 3$ mm i $R_{ri} = 13$ mm, rys. 6.13). Wraz ze zmniejszaniem się promienia wewnętrznego magnesów rośnie także wartość siły zaczepowej. Zwiększanie szerokości w_m magnesów nie wpływa na monotoniczną zmianę wartości siły zaczepowej (rys. 6.13a i 6.13b). Dla wartości średnich siły zaczepowej występuje ekstremum wówczas, gdy szerokość magnesu jest równa 11 mm (rys. 6.13a) i promień wynosi 3 mm.

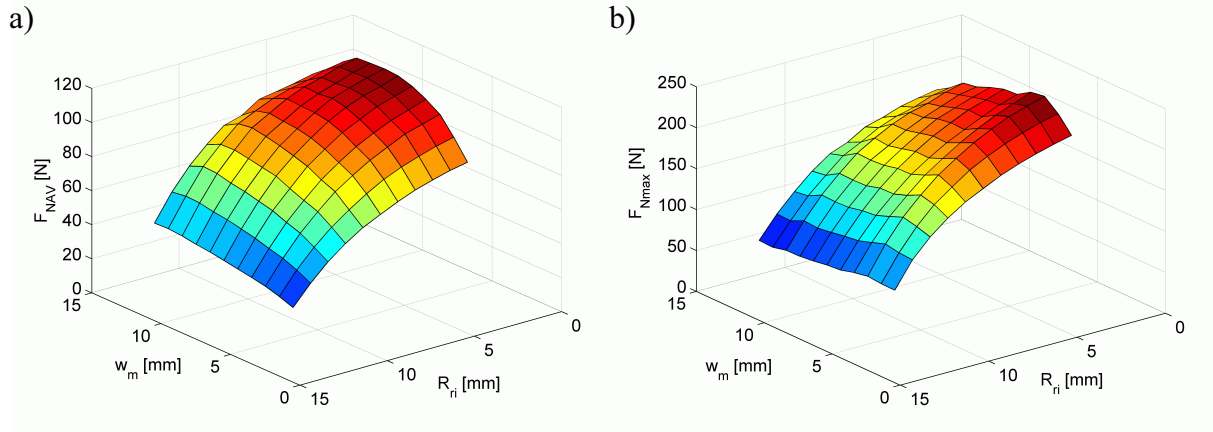


Rys. 6.13. Siła zaczepowa dla różnych wymiarów magnesów:
a) wartość średnia, b) wartość maksymalna

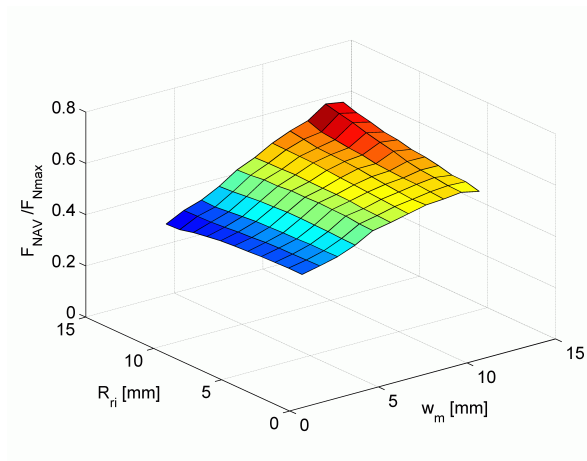


Rys. 6.14. Stosunek wartości średniej (F_{dAV}) do maksymalnej (F_{dmax}) dla siły zaczepowej

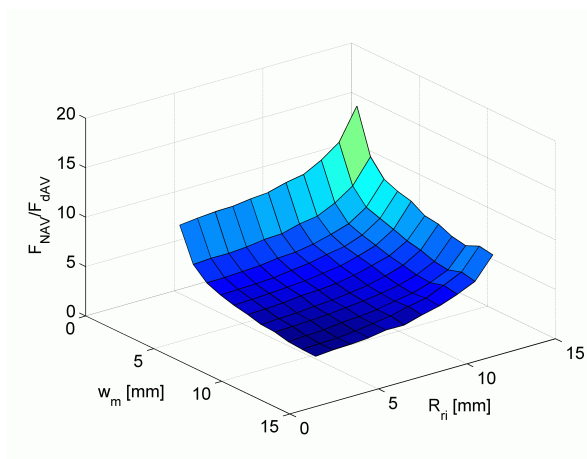
Wartość maksymalna siły zaczepowej zależy z kolei w sposób bardziej skomplikowany od w_m (rys. 6.13b). Ekstremum występuje tutaj dla szerokości magnesu równej 9 mm. Dla niektórych wartości promieni wewnętrznych magnesów R_{ri} pojawiają się także maksima lokalne (dla $w_m = 5; 11; 13$ mm). Opisane zależności znajdują swoje odzwierciedlenie w stosunku siły zaczepowej średniej do maksymalnej (rys. 6.14). Jest on najbardziej korzystny dla szerokości magnesu równej $w_m = 5$ mm i jego promienia zewnętrznego $R_{ri} = 3 \div 6$ mm. Korzystne wartości występują także dla $w_m = 3$ mm oraz $w_m = 8$ mm.



Rys. 6.15. Siła znamionowa w funkcji wymiarów magnesów:
a) wartość średnia, b) wartość maksymalna



Rys. 6.16. Stosunek wartości średniej (F_{NAV}) do maksymalnej (F_{Nmax}) dla siły znamionowej



Rys. 6.17. Stosunek wartości średniej siły znamionowej (F_{NAV}) do wartości średniej siły zaczepowej (F_{dAV})

Dla różnych wymiarów magnesów obliczono również siłę ciągu przy znamionowym prądzie zasilania $I_N=8$ A, którą skrótowo nazwano siłą znamionową. Wartości tej siły zmieniają się podobnie do zmian siły zaczepowej. Wartość średnia siły znamionowej osiąga

maksimum dla takich samych wymiarów magnesów jak dla siły zaczepowej ($w_m = 11\text{ mm}$ i $R_{ri} = 3\text{ mm}$, rys. 6.15a). Wartość maksymalna tej siły ma ekstremum dla $w_m = 5\text{ mm}$ i $R_{ri} = 3\text{ mm}$ (rys. 6.15b). Wartość jednej i drugiej siły rośnie wraz ze zmniejszaniem się wewnętrznego promienia magnesu. Większe jest wówczas oddziaływanie jego pola na pole cewki. Zwiększanie szerokości magnesu powyżej 5 mm powoduje spadek wartości średniej siły znamionowej (rys. 6.15b).

Stosunek wartości średniej do maksymalnej dla siły znamionowej jest najkorzystniejszy dla magnesów cylindrycznych o dużej szerokości i stosunkowo cienkich ściankach (rys. 6.16). Dla takich wymiarów, wartość średnia siły znamionowej jest o około 20% mniejsza od jej wartości maksymalnej. Konieczny jest więc kompromis pomiędzy możliwie równomiernym rozkładem siły (duża wartość stosunku F_{NAV} / F_{Nmax}) i jej odpowiednią dużą wartością. Z rys. 6.16 wynika, że zmniejszenie promienia wewnętrznego magnesu do 11 mm powoduje jedynie nieznaczny (kilkuprocentowy) spadek wartości stosunku F_{NAV} / F_{Nmax} , przy jednoczesnym wzroście wartości średniej siły znamionowej.

W podjęciu decyzji dotyczącej wymiarów magnesów trwałych może pomóc wykres przedstawiający przewagę średniej wartości siły znamionowej nad zaczepową (rys. 6.17). Największy stosunek tych sił występuje dla wymiarów $w_m = 3\text{ mm}$ i $R_{ri} = 13\text{ mm}$. Łącząc wszystkie opisane wykresy można podać granicę w jakich powinny się znajdować wymiary magnesów w celu otrzymania żądanych parametrów silnika: $w_m = 6 \div 13\text{ mm}$ i $R_{ri} = 3 \div 8\text{ mm}$.

Przy pracy krokowej silnika, cewki powinny być załączane w taki sposób, aby pole indukowane przez płynący w nich prąd wzmacniało pole magnesów trwałych. Jest to tym bardziej istotne im mniejsza jest objętość magnesów. Wymuszenie pola w przeciwnym kierunku, może doprowadzić do rozmagnesowania magnesów, gdy mają one zbyt małą objętość (rys. 6.18). W konsekwencji przepływ przez nie wytwarzany jest mniejszy niż przepływ od prądu płynącego w uzwojeniu. Niebezpieczeństwo to jest znacznie mniejsze dla magnesów o dużej objętości (rys. 6.19). Jednakże, zastosowanie większych magnesów przyczynia się jednocześnie do częściowego nasycenia się obwodu magnetycznego stojana (rys. 6.18 i 6.19), co jest oczywiście zjawiskiem niekorzystnym. Zwiększenie objętości magnesów (model A63, rys.6.19) wiąże się oczywiście ze wzmocnieniem pola zarówno w biegniku, jak i stojanie. Rozkłady pól dla modelu A63 (o najmniejszej wartości maksymalnej siły zaczepowej) i modelu B63 (o największej wartości maksymalnej siły znamionowej) przedstawiono kolejno na rysunkach 6.18 i 6.19.

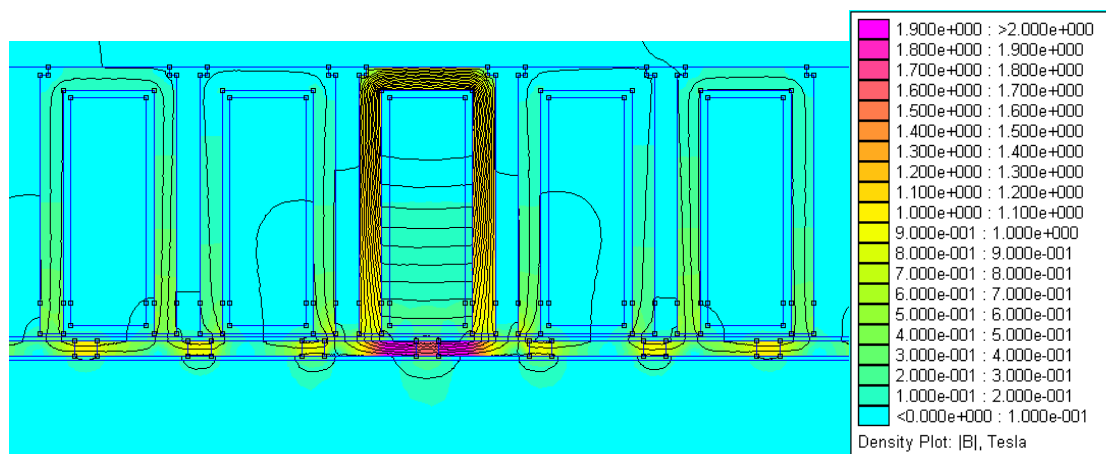
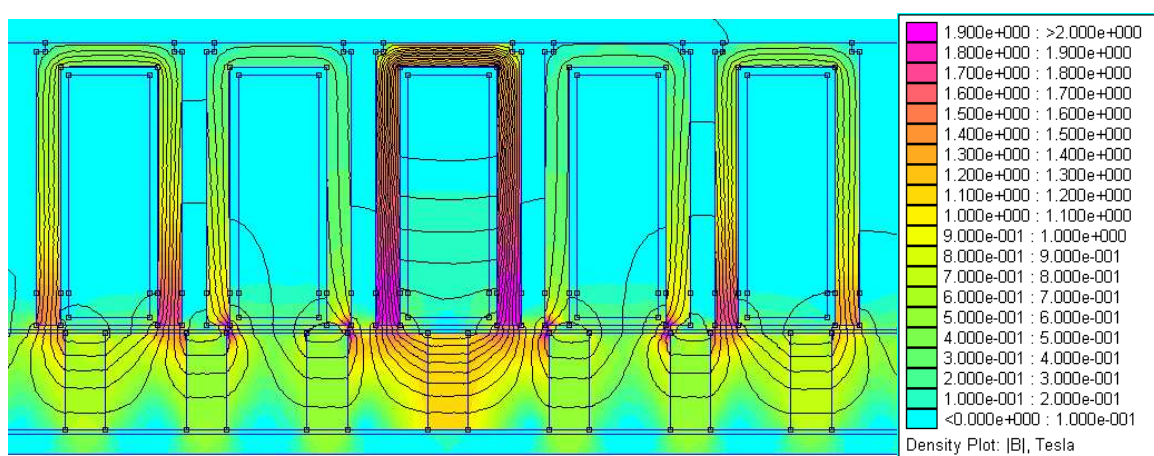
Rys. 6.18. Rozkład pola magnetycznego w modelu A63 ($I_3=8$ A, położenie neutralne biegnika)Rys. 6.19. Mapa modułu indukcji magnetycznej w przekroju modelu B63
($I_3=8$ A, położenie neutralne biegnika)

Tabela 6.3. Porównanie prototypu nr 1 z modelem A63 (o najmniejszej wartości maksymalnej siły zaczepowej) i z modelem B63 (o największej wartości maksymalnej siły znamionowej)

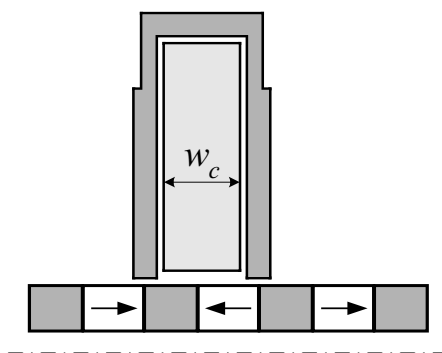
Model silnika	F_{dmax}	F_{dAV}	F_{dAV}/F_{dmax}	F_{Nmax}	F_{NAV}	F_{NAV}/F_{Nmax}
	N	N		N	N	
Prototyp nr 1 $R_{ri}=9$ mm $w_m=8$ mm	39	17	0,45	185	91	0,49
Model A63 $R_{ri}=13$ mm $w_m=3$ mm	4,3	1,7	0,40	82	29	0,35
Model B63 $R_{ri}=3$ mm $w_m=5$ mm	46	21	0,46	244	107	0,44

W tabeli 6.3 porównano prototyp nr 1 z modelami silnika o zmodyfikowanych wymiarach magnesów. Podano siły dla modelu A63 o najmniejszej sile zaczepowej oraz dla modelu B63 o największej sile znamionowej. Należy podkreślić, że silnik o magnesach z

cienkimi ściankami (grubość 2 mm) o szerokości 13 mm cechuje się bardzo małą, prawie znikomą wartością siły zaczepowej. Niestety, jednocześnie jego siła znamionowa jest ponad 2-krotnie mniejsza od siły ciągu prototypu nr 1. Natomiast silnik o największej wartości maksymalnej siły znamionowej (ponad 30% większa niż dla prototypu nr 1) ma siłę zaczepową jedynie 18% większą niż model wyjściowy.

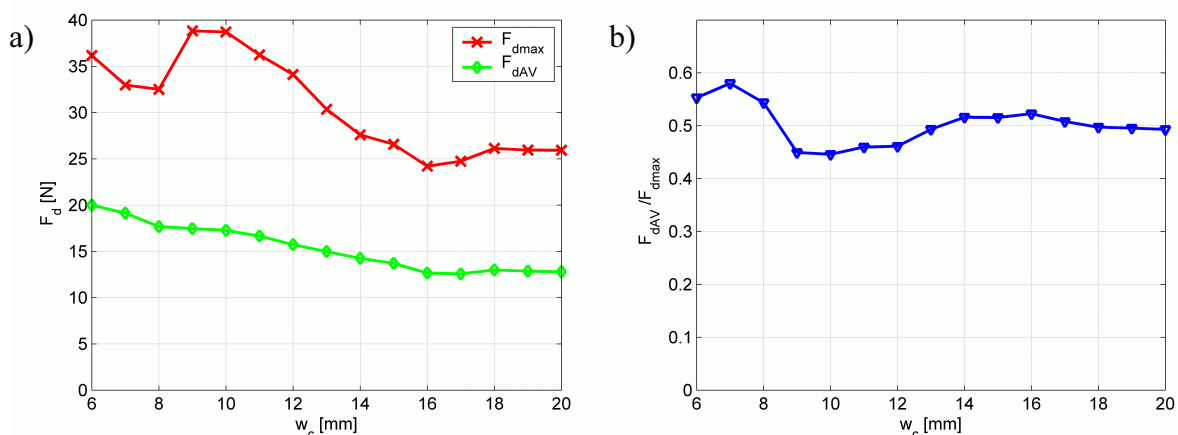
6.4. Rozkład pola i siła magnetyczna dla różnych szerokości cewek stojana

Zmiana szerokości cewek skutkuje, przy pełnym wykorzystaniu segmentu stojana, zmianą szerokości segmentów, czyli korektą wymiarów jarzm stojana. Jednakże w celu utrzymania wytrzymałości mechanicznej analizowanej konstrukcji zachowano stałą grubość w_j jarzm rdzenia stojana. Odpowiednio do zmian szerokości w_c cewek (rys. 6.20) w zakresie od 6 mm do 20 mm, zmieniano szerokość segmentu stojana, a w konsekwencji odległość między segmentami stojana d_s , co skutkowało zmianą szerokości w_p pierścienia ferromagnetycznego między magnesami biegnika. Szerokość magnesów w_m pozostawiono bez zmian.

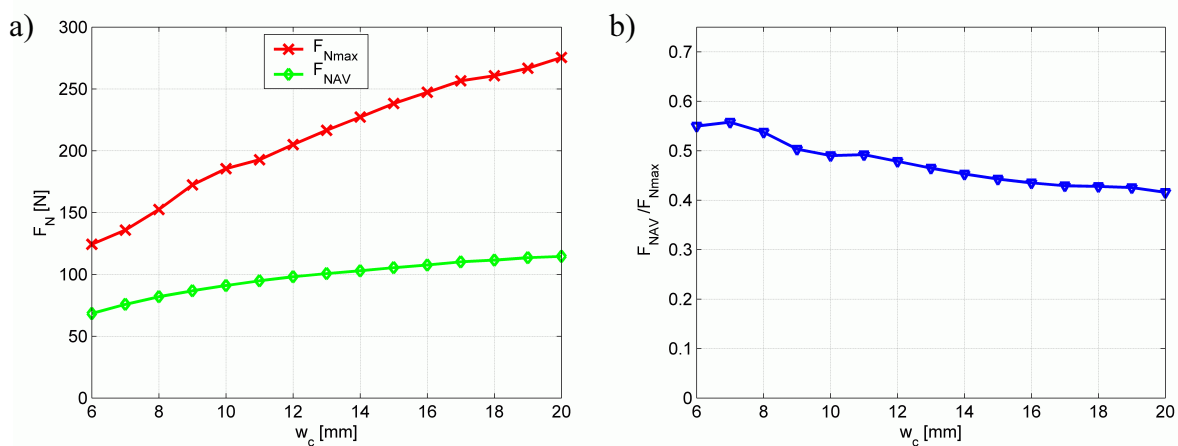


Rys. 6.20. Segment stojana wraz z fragmentem biegnika

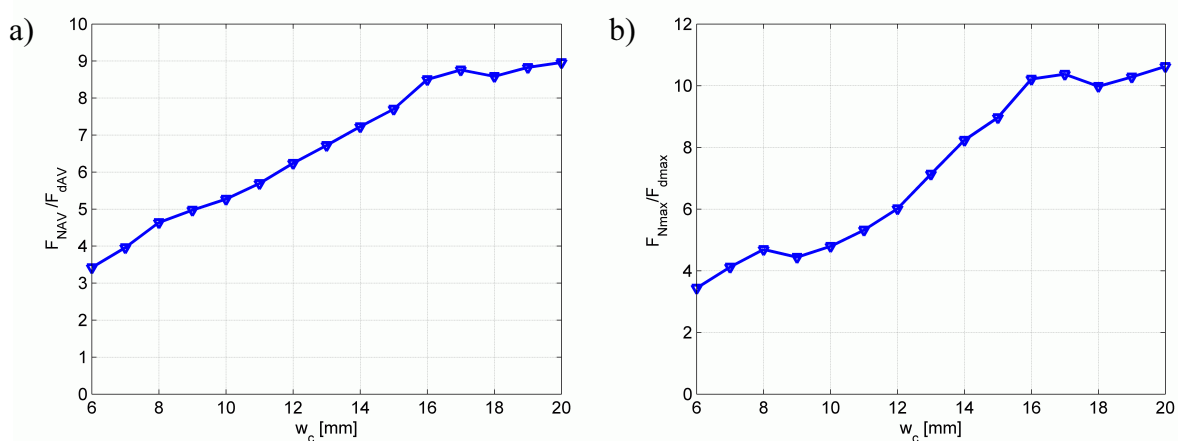
Zwiększanie szerokości cewek, przy zachowaniu powyższych warunków, powoduje zmniejszenie średniej wartości siły zaczepowej o około 35% (rys. 6.21a). Wartość maksymalna siły zaczepowej rośnie od 32,5 N (dla $w_c = 8$ mm) do około 40 N (dla $w_c = 10$ mm), by potem zmaleć do 24 N. Najbardziej korzystny stosunek wartości średniej do maksymalnej dla siły zaczepowej pochodzącej od magnesów występuje dla szerokości $w_c = 7$ mm (rys. 6.21b).



Rys. 6.21. Zależność siły zaczepowej od szerokości cewki:
a) wartość maksymalna i średnia, b) stosunek wartości średniej do maksymalnej



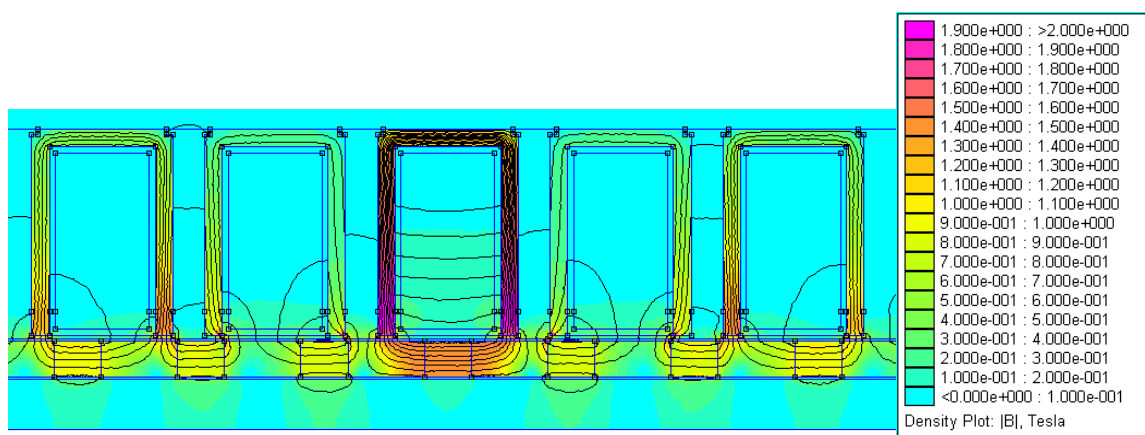
Rys. 6.22. Siła znamionowa w funkcji szerokości cewki w_c
a) wartość maksymalna i średnia, b) stosunek F_{NAV}/F_{Nmax}



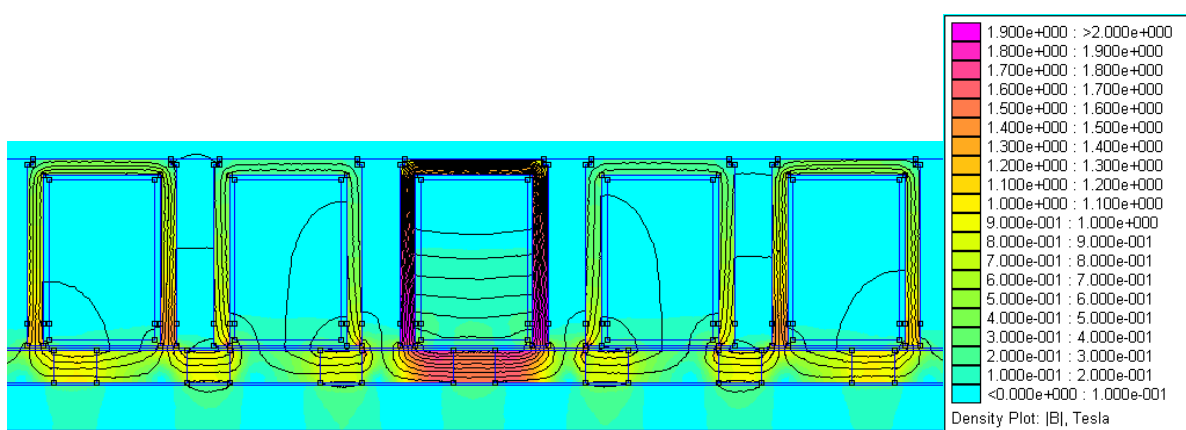
Rys. 6.23. Stosunek wartości siły znamionowej do zaczepowej:
a) iloraz wartości średnich, b) iloraz wartości maksymalnych

Wartość średnia siły znamionowej rośnie wraz ze wzrostem szerokości cewek (rys. 6.22a), co jest związane z większym przepływem uzwojenia. Różnica między

największą i najmniejszą wartością to 40%. Znacznie większy wpływ wymiaru w_c można zaobserwować w przypadku wartości maksymalnej siły znamionowej. W tym przypadku różnica między skrajnymi wartościami wynosi około 55%. Stosunek wartości średniej do maksymalnej dla siły znamionowej maleje monotonicznie wraz ze wzrostem szerokości cewek (rys. 6.22b). Wynika stąd, że korzystniej jest stosować cewki wąskie. Jednakże, biorąc pod uwagę przewagę siły znamionowej nad zaczepową (rys. 6.23), okazuje się, że stosowanie zbyt wąskich cewek może być niecelowe w przypadku konieczności uzyskania dużych wartości maksymalnych siły ciągu. Kompromisem wydaje się być szerokość w granicach $w_c = 14 \div 20 \text{ mm}$. Dysponuje się wówczas stosunkowo dużą wartością maksymalną siły znamionowej oraz małą wartością siły zaczepowej.



Rys. 6.24. Wartość indukcji magnetycznej w przekroju modelu A64 ($I_3=8 \text{ A}$)



Rys. 6.25. Rozkład pola w modelu B64 przy położeniu neutralnym biegnika i zasilaniu cewki środkowej prądem znamionowym $I_N=8 \text{ A}$

Należy pamiętać, że większa szerokość cewki wiąże się z większym skokiem silnika, a więc z pogorszeniem precyzji działania. Zmiana szerokości cewki bardziej wpływa na

maksymalną siłę ciągu F_{Nmax} niż zmiana jej wysokości (por. rys. 6.3a i 6.22a). Jednakże, siła średnia F_{NAV} w zakresie zmian tych parametrów zmienia się w mniejszym zakresie niż siła maksymalna. Dotyczy to również zmiany grubości jarzma stojana. Dodatkowo, z uwagi na rozmagnesowanie magnesów trwałych, podobnie jak w rozdz. 6.1, należy zwrócić uwagę na dopuszczalny przepływ uzwojenia silnika.

Ponieważ, jak to zostało wspomniane wcześniej, zwiększenie szerokości cewki wiąże się ze wzrostem jej przepływu, to znajduje to również swoje odzwierciedlenie w nasycaniu się obwodu magnetycznego silnika. Obydwa przedstawione modele (rys. 6.24 i 6.25) charakteryzują się większym przepływem uzwojenia w porównaniu z prototypem nr 1, a w konsekwencji większym nasycaniem się zarówno obwodu magnetycznego stojana, jak i biegnika. Dlatego też w omawianej konstrukcji silnika należy unikać cewek stojana szerszych niż 12 mm.

Tabela 6.4. Porównanie prototypu nr 1 z modelem *A64* i z modelem *B64*

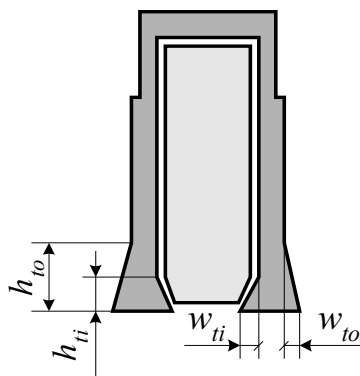
Model silnika	F_{dmax}	F_{dAV}	F_{dAV}/F_{dmax}	F_{Nmax}	F_{NAV}	F_{NAV}/F_{Nmax}
	N	N		N	N	
Prototyp nr 1 $w_c=10$ mm	39	17	0,45	185	91	0,49
Model <i>A64</i> $w_c=16$ mm	24	13	0,52	247	108	0,43
Model <i>B64</i> $w_c=20$ mm	26	13	0,49	275	115	0,42

Porównanie wyników obliczeń prototypu nr 1 z modelami o największej wartości F_{Nmax} maksymalnej siły znamionowej i najmniejszej wartości siły zaczepowej F_{dmax} (tabela 6.4) pokazuje, że wskazane jest stosowanie cewek szerszych niż w prototypie nr 1. Jednakże stosowanie cewek o zbyt dużej szerokości nie powoduje proporcjonalnego efektu. Zwiększenie o 25% liczby zwojów w cewce o szerokości 16 mm (model *B64*) powoduje jedynie około 10% wzrost wartości znamionowej siły ciągu.

6.5. Wpływ kształtu zębów stojana na pole w szczelinie i siłę magnetyczną

W ramach obliczeń wielowariantowych analizowano również wpływ kształtu zębów stojana na siłę zaczepową oraz znamionową silnika. Założono trapezoidalny kształt zębów jak na rys. 6.26. Geometrię zęba opisano poprzez cztery zmienne: szerokość wewnętrzną wypustu zęba $w_{li} = 0 \div 5$ mm, szerokość zewnętrzną wypustu zęba $w_{lo} = 0 \div 1,4$ mm, wysokość

zewnątrzną wypustu zęba $h_{ti} = 2 \div 14 \text{ mm}$ i wysokość wewnętrzną wypustu zęba $h_{to} = 2 \div 14 \text{ mm}$. Zakresy zmian tych wielkości dobrano tak, aby możliwe było umieszczenie zwężonej cewki w jarzmie, przy jednoczesnym dopasowaniu wymiarów jarzma do wymiarów biegnika.

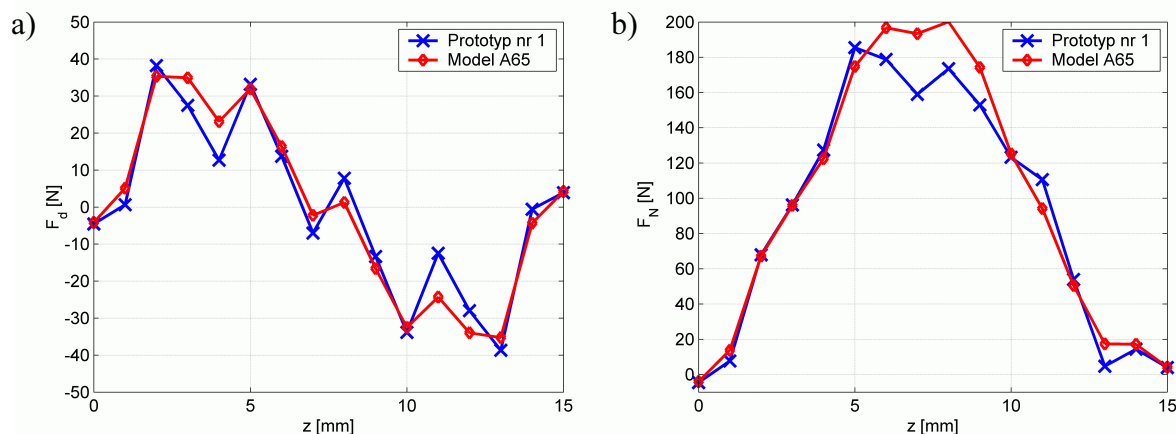


Rys. 6.26. Jarzmo o trapezoidalnym kształcie zębów oraz wymiary opisujące ich kształt

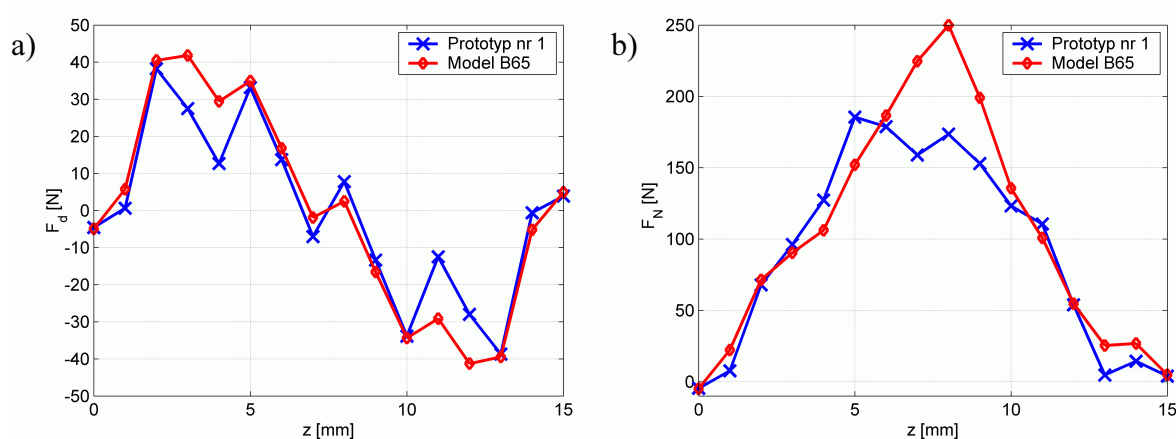
Tabela 6.5. Porównanie prototypu nr 1 z modelem A65 i z modelem B65

Model silnika	F_{dmax}	F_{dAV}	F_{dAV} / F_{dmax}	F_{Nmax}	F_{NAV}	F_{NAV} / F_{Nmax}
	N	N		N	N	
Prototyp nr 1 $w_{ti}=0 \text{ mm}$ $w_{to}=0 \text{ mm}$ $h_{ti}=0 \text{ mm}$ $h_{to}=0 \text{ mm}$	39	17	0,45	185	91	0,49
Model A65 $w_{ti}=1 \text{ mm}$ $w_{to}=0,5 \text{ mm}$ $h_{ti}=8 \text{ mm}$ $h_{to}=8 \text{ mm}$	35	20	0,56	200	96	0,48
Model B65 $w_{ti}=3 \text{ mm}$ $w_{to}=0,5 \text{ mm}$ $h_{ti}=5 \text{ mm}$ $h_{to}=14 \text{ mm}$	42	22	0,54	250	102	0,41

Ponieważ dla czterech zmiennych niezależnych nie ma prostego sposobu przedstawienia wyników w formie wykresów, to spośród wszystkich obliczanych przypadków wybrano te o najlepszych parametrach i porównano je z prototypem nr 1. Podobnie jak w poprzednich obliczeniach, jeden z modeli charakteryzował się największą wartością maksymalną siły znamionowej (model B65), natomiast drugi najmniejszą wartością maksymalną siły zaczepowej (model A65).



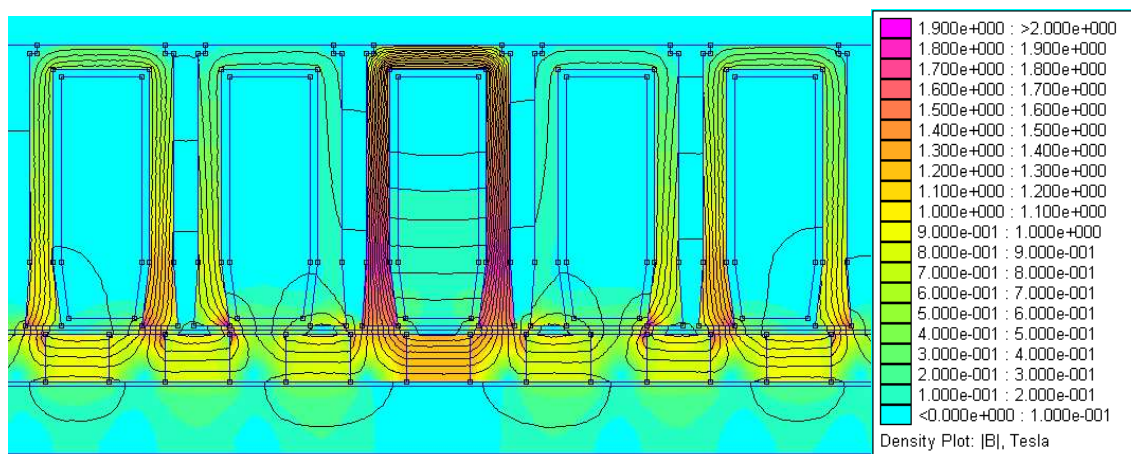
Rys. 6.27. Porównanie prototypu nr 1 z modelem A65:
a) siła zaczepowej, b) znamionowej siła ciągu



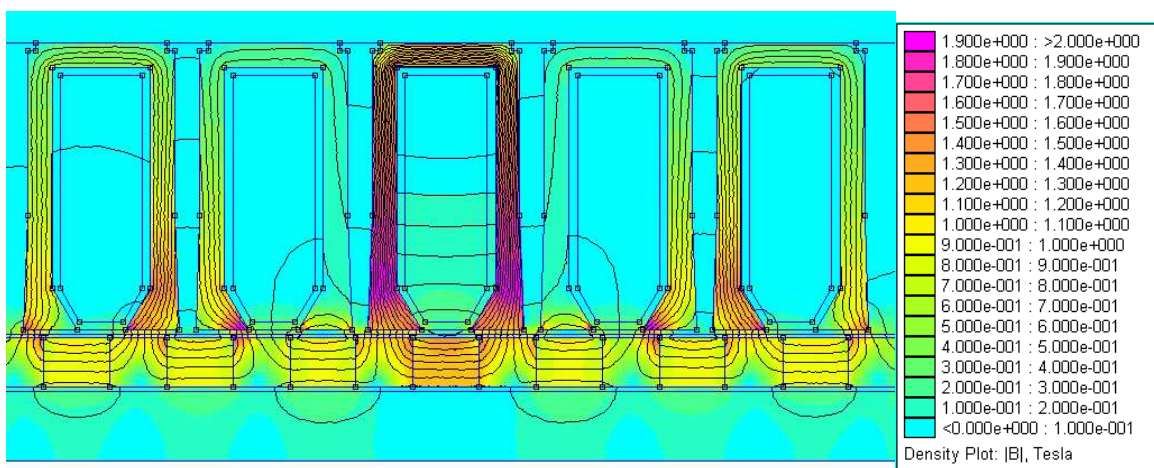
Rys. 6.28. Porównanie charakterystyk prototypu nr 1 z modelem B65:
a) siła zaczepowa, b) siła znamionowa

Porównanie wyników obliczeń dla w/w dwóch modelowanych przypadków, z wynikami dla prototypu nr 1, zawiera tabela 6.5. Zmiana kształtu zębów stojana pozwala uzyskać jednocześnie zmniejszenie siły zaczepowej (rys. 6.27a) i zwiększenie siły znamionowej (model A65, rys. 6.27b), co jest bardzo korzystne. Nie jest to jednak zmiana znacząca. Przyjęcie wymiarów, dla których siła zaczepowa jest nieco powiększona (o około 10%) w stosunku do minimalnej pozwala uzyskać 25% wzrost wartości maksymalnej siły znamionowej (model B65, rys. 6.28).

Ukształtowanie zęba stojana w formie trapezu powoduje zwiększenie jego pola powierzchni od strony szczeliny powietrznej. Następstwem tego jest zmniejszenie się nasycenia jarzma stojana w tej jego części (rys. 6.29 i 6.30) w porównaniu z prototypem nr 1. Miejsce największego nasycenia jarzma przesuwa się bardziej na zewnątrz i występuje w punkcie, gdzie kończy się ząb w kształcie trapezu.



Rys. 6.29. Pole magnetyczne w modelu A65 (położenie neutralne biegnika, $I_3=8\text{ A}$)



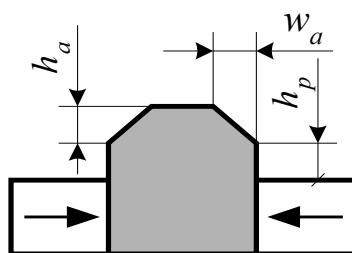
Rys. 6.30. Rozkład modułu indukcji magnetycznej w modelu B65 (dane jak dla modelu A65)

6.6. Zmiana kształtu pierścieni ferromagnetycznych w biegniku

Pozytywne wyniki dla trapezoidalnych kształtów zębów stojana, zachęciły autora do analizy wpływu kształtu ferromagnetycznych pierścieni biegnika na siłę. Zmiana kształtu pierścieni ferromagnetycznych w biegniku dotyczyła trzech parametrów (rys. 6.31): wysunięcia przekładki $h_p = 0; 0,5; 1; 1,5; 2\text{ mm}$, wysokości $h_a = 0; 0,5; 1; 1,5; 2\text{ mm}$ oraz szerokości ukosowania (skosu) $w_a = 0,5; 1; 1,5; 2; 2,5\text{ mm}$. Podczas obliczeń zachowano stałą szerokość i grubość magnesu (zmieniał się promień wewnętrzny magnesu). Podobnie jak w przypadku zmiany kształtu zęba stojana, wykreślono wyniki obliczeń dla wybranych przypadków.

W wyniku analizy silnika z przekładkami biegnika jak na rys. 6.31 otrzymano wartości siły znamionowej mniejsze niż w prototypie nr 1. Dlatego też, wyniki uzyskane dla tego

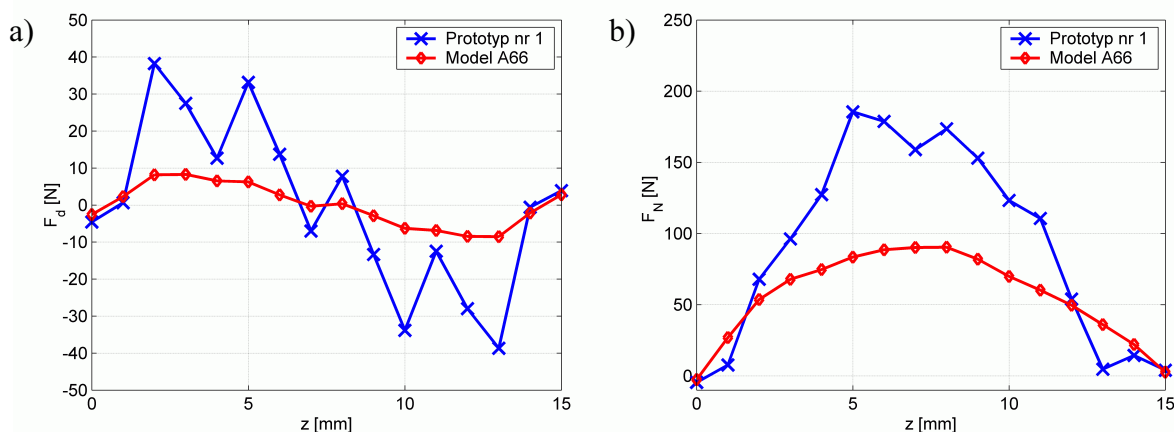
prototypu porównano jedynie z wynikami dla modelu A66 o najmniejszej wartości maksymalnej siły zaczepowej, (tabela 6.6). Modyfikacja kształtu przekładki ferromagnetycznej w biegniku pozwala wprowadzić na niemal 4-krotne zmniejszenie siły zaczepowej, jednakże kosztem siły znamionowej, która maleje około 2-krotnie. Wiąże się to przede wszystkim ze zmniejszeniem objętości magnesów trwałych – większa wysokość przekładek oznacza mniejszy promień zewnętrzny magnesów trwałych, dla ustalonej średnicy wewnętrznej cewek stojana.



Rys. 6.31. Wymiary opisujące kształt trapezoidalnych pierścieni ferromagnetycznych biegnika

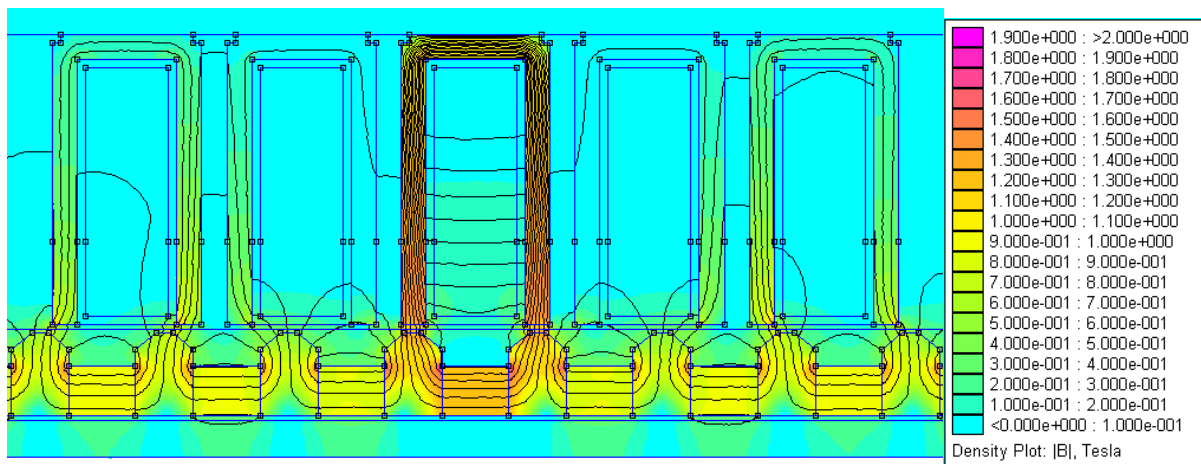
Tabela 6.6. Porównanie prototypu nr 1 z modelem A66 o najmniejszej wartości maksymalnej siły zaczepowej

Model silnika	F_{dmax}	F_{dAV}	F_{dAV}/F_{dmax}	F_{Nmax}	F_{NAV}	F_{NAV}/F_{Nmax}
	N	N		N	N	
Prototyp nr 1 $w_a=0$ $h_a=0$ $h_p=0$	39	17	0,45	185	91	0,49
Model A66 $w_a=2,5$ mm $h_a=2$ mm $h_p=2$ mm	8,5	4,7	0,55	90	56	0,62



Rys. 6.32. Porównanie prototypu nr 1 z modelem A66 o małej sile zaczepowej:
a) przebieg siły zaczepowej, b) przebieg siły znamionowej

Uzyskane na podstawie obliczeń wartości dotyczące modelu A66 charakteryzują się znacznie łagodniejszym przebiegiem siły (ponad 20% większa wartość stosunków F_{dAV}/F_{dmax} i F_{NAV}/F_{Nmax}). Znajduje to swoje odzwierciedlenie w przebiegu siły zaczepowej i znamionowej w funkcji położenia biegnika (rys. 6.32). W zależności od potrzeb i zastosowań można więc budować silniki z żądanym kształtem pierścieni ferromagnetycznych w biegniku.

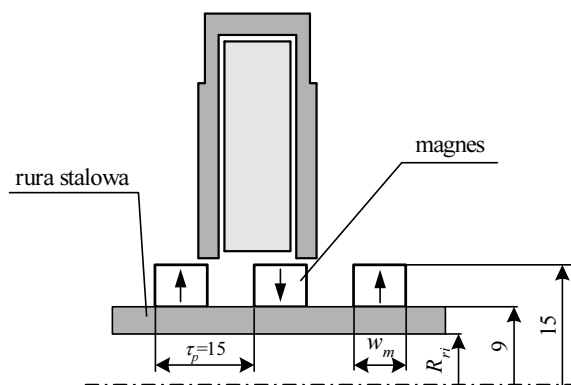


Rys. 6.33. Rozkład pola w modelu A66 przy położeniu neutralnym biegnika i zasilaniu cewki środkowej prądem znamionowym $I_N=8\text{ A}$

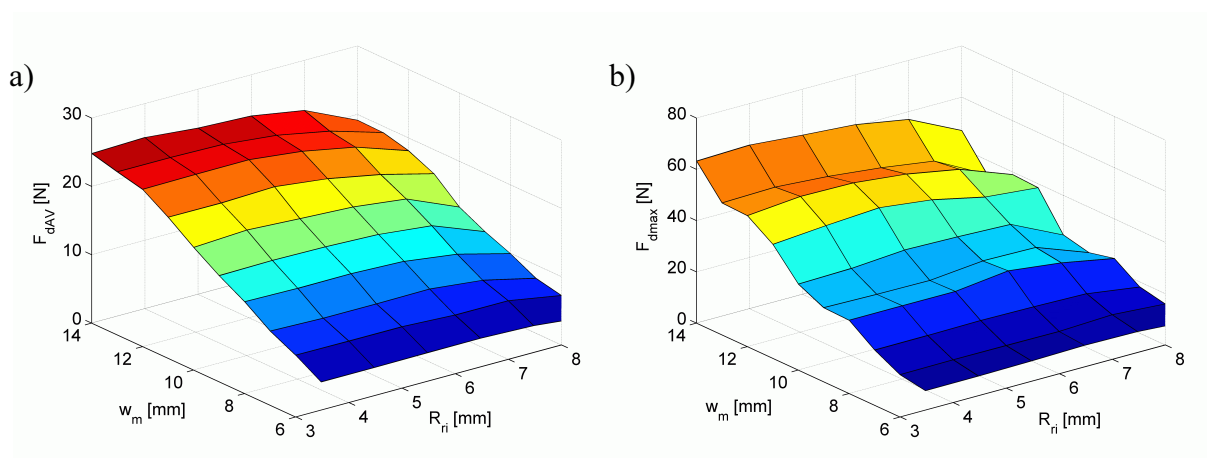
Zwiększenie wysokości zęba w biegniku dotyczy modyfikacji kształtu pierścieni ferromagnetycznych i wiąże się ze zmniejszeniem objętości magnesów trwałych. Jednoczesne zukosowanie ich powierzchni prowadzi do zmniejszenia się wartości indukcji w obwodzie magnetycznym (rys. 6.33). Wartości indukcji, przy znamionowym prądzie w cewce środkowej, nie przekraczają 1,5 T, a więc mieszczą się w zakresie prostoliniowej części charakterystyki magnesowania materiału rdzenia.

6.7. Konstrukcja z magnesami o magnesowaniu promieniowym

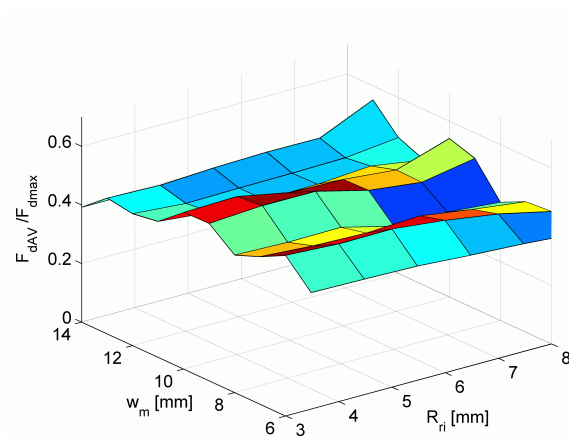
Ponieważ od kilku lat na rynku są dostępne coraz lepsze magnesy o magnesowaniu promieniowym, to jako jeden z wariantów przeanalizowano silnik z biegnikiem zbudowanym z takich właśnie magnesów umieszczonych na cylindrze z materiału ferromagnetycznego (rys. 6.34). W ramach obliczeń zmieniano szerokość magnesów w zakresie $w_m = (5 \div 14)\text{ mm}$ oraz promień wewnętrzny cylindra nośnego biegnika w zakresie $R_{ri} = (3 \div 8)\text{ mm}$. W obliczeniach zachowano stałą grubość magnesów równą 6 mm. Zmiana promienia R_{ri} oznaczała więc zmianę grubości cylindra nośnego (rury nośnej) w zakresie od 1 mm do 6 mm.



Rys. 6.34. Wymiary (w mm) magnesów o magnesowaniu promieniowym i stalowej rury nośnej



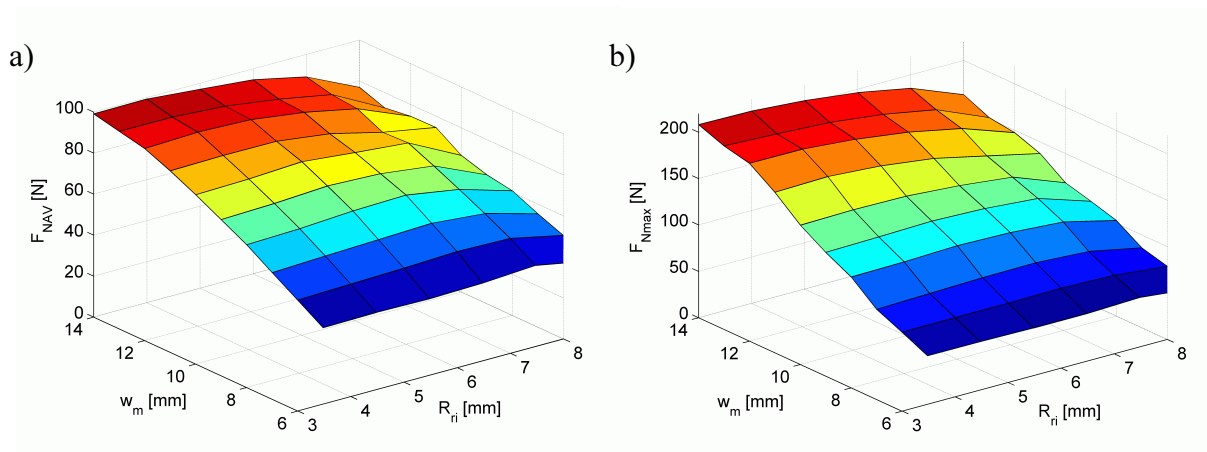
Rys. 6.35. Siła zaczepowa dla różnych grubości i długości magnesów:
a) wartość średnia, b) wartość maksymalna



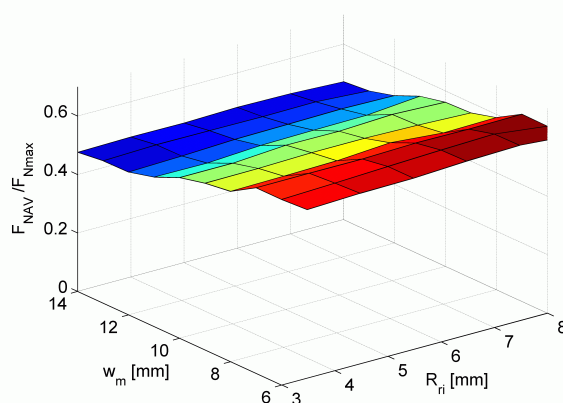
Rys. 6.36. Stosunek wartości średniej (F_{dAV}) do maksymalnej (F_{dmax}) siły zaczepowej dla biegnika z magnesami promieniowymi

Zmiana grubości rury nośnej tylko nieznacznie wpływa na wartość siły zaczepowej (rys. 6.35), szczególnie w zakresie większych grubości. W znacznie większym stopniu na wartość siły wpływa szerokość magnesów w_m . Wartość średnia siły zaczepowej rośnie

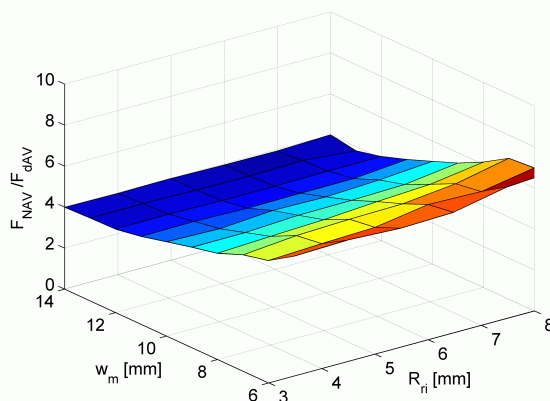
praktycznie liniowo wraz ze wzrostem szerokości magnesów (rys. 6.35a) aż do wymiaru $w_m = 12$ mm (rys. 6.34). Wartość maksymalna siły zaczepowej rośnie „schodkowo” (rys. 6.35b). Stosunek obu wartości siły zaczepowej nieznacznie zależy od wymiarów magnesów i rury nośnej biegnika (rys. 6.36).



Rys. 6.37. Zależność siły znamionowej od wymiarów magnesów promieniowych:
a) wartość średnia, b) wartość maksymalna



Rys. 6.38. Stosunek wartości średniej siły znamionowej (F_{NAV}) ciągu do maksymalnej (F_{Nmax})



Rys. 6.39. Stosunek wartości średniej siły (F_{NAV}) w warunkach znamionowych do wartości średniej siły zaczepowej (F_{dAV})

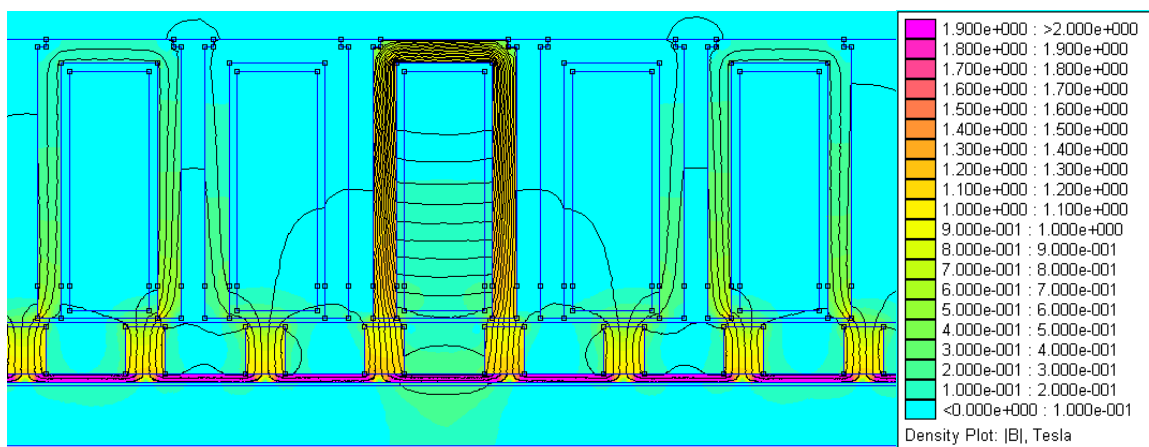
Wartość siły znamionowej zmienia się w podobny sposób (w zależności od wymiarów magnesów i rury), jak siła zaczepowa (rys. 6.37). Również w tym przypadku grubość rury wpływa bardziej znacząco na siłę jedynie w zakresie $R_{ri} = 6 \div 8 \text{ mm}$. Zarówno wartość średnia, jak i maksymalna siły rosną wraz z szerokością magnesów. Stosunek obu wartości siły znamionowej wzrasta ze zmniejszaniem się szerokości magnesów trwałych (rys. 6.38).

Z punktu widzenia przewagi wartości siły znamionowej nad zaczepową (rys. 6.39) najbardziej korzystne jest stosowanie magnesów wąskich. Grubość rury nośnej nie ma przy tym praktycznie znaczenia. Jednakże, z uwagi na wytrzymałość mechaniczną i nasycenie magnetyczne, nie może ona być za cienka. Ponadto, silnik charakteryzuje się w takim przypadku także małą wartością siły zaczepowej (tabela 6.7, model A67). Wadą takiego rozwiązania jest jednak znaczne zmniejszenie siły ciągu, do około 33% wartości uzyskanej w prototypie nr 1. Jeżeli istotne jest uzyskanie możliwie dużej wartości siły ciągu, to należy stosować magnesy szerokie ($w_m = 10 \div 14 \text{ mm}$). Badana konstrukcja pozwala w takim przypadku na uzyskanie nieznacznie większej siły znamionowej ciągu (około 10%) w porównaniu z prototypem nr 1 (tabela 6.7, model B67).

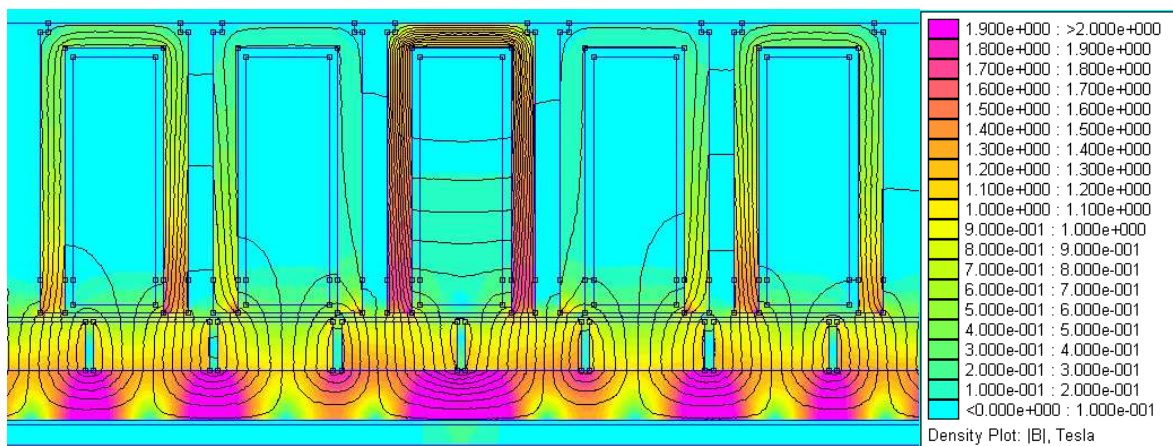
Tabela 6.7. Porównanie prototypu nr 1 z modelem A67 (o najmniejszej maksymalnej sile zaczepowej) i z modelem B67 (o największej sile znamionowej)

Model silnika	$F_{d\max}$	F_{dAV}	$F_{dAV}/F_{d\max}$	$F_{N\max}$	F_{NAV}	$F_{NAV}/F_{N\max}$
	N	N		N	N	
Prototyp nr 1	39	17	0,45	185	91	0,49
Model A67 $w_m=5 \text{ mm}$ $R_{ri}=8 \text{ mm}$	14	5,8	0,42	67	44	0,65
Model B67 $w_m=14 \text{ mm}$ $R_{ri}=3 \text{ mm}$	63	25	0,39	208	99	0,48

W przypadku wykorzystania magnesów o magnesowaniu promieniowym osadzonych na stalowej rurze nośnej biegnika, ważne jest umiejętne dobranie proporcji grubości rury i szerokości magnesów. Zastosowanie zbyt cienkiej rury powoduje jej magnetyczne nasycenie (rys. 6.40), nawet przy użyciu stosunkowo wąskich magnesów. W takim przypadku materiał ferromagnetyczny obwodu magnetycznego stojana pozostaje niewykorzystany (wartość indukcji magnetycznej w jarzmie segmentu stojana nie przekracza 1,1 T). Zastosowanie grubszej rury zmniejsza jej nasycenie, lecz istnieją obszary gdzie nasycenie jest za duże. Jednoczesne zwiększenie szerokości magnesów i grubości rury (rys. 6.41) powoduje dodatkowo nasycenie magnetyczne zębów stojana.



Rys. 6.40. Linie sił pola w modelu A67 (położenie neutralne biegnika, $I_3=8\text{ A}$)



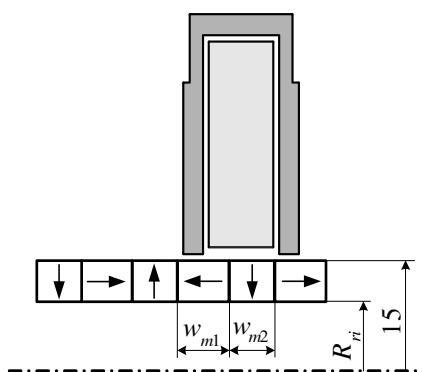
Rys. 6.41. Moduł indukcji magnetycznej w modelu B67 (dane jak w modelu A67)

Podsumowując, należy stwierdzić, że model silnika z magnesami trwałymi o magnesowaniu osiowym pozwala na otrzymanie nieznacznie lepszych parametrów w porównaniu z prototypem nr 1. Stalowa rura nośna biegnika powinna mieć grubość w przedziale $2\div 3\text{ mm}$. Stosowanie grubszych rur powoduje niekorzystny wzrost masy biegnika i nie podwyższa znacząco siły ciągu. Szerokość magnesu powinna się mieścić w zakresie $w_m = 9\div 12\text{ mm}$, co wydaje się dobrym kompromisem pomiędzy dużą siłą ciągu i małą siłą zaczepową.

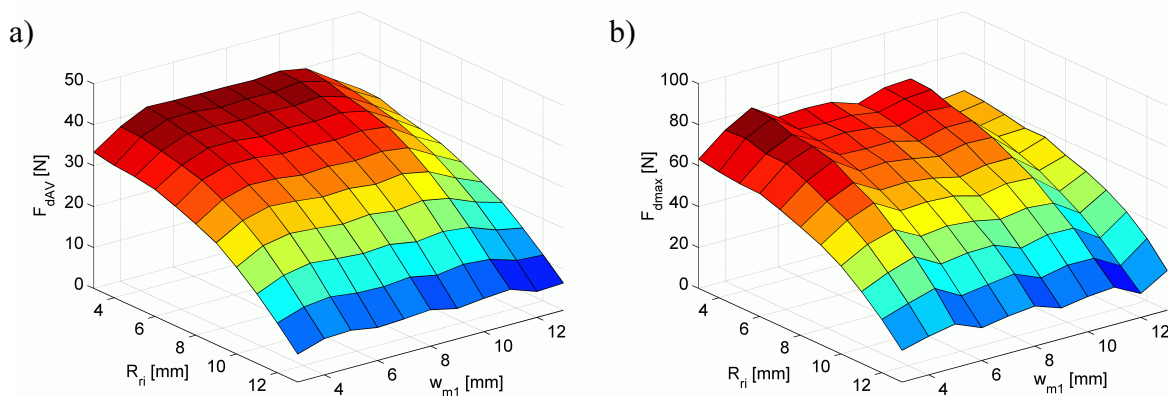
6.8. Układ Halbacha magnesów biegnika i jego wpływ na pole i siłę

Jedną z bardziej interesujących konstrukcji biegnika jest konstrukcja z magnesami umieszczonymi w układzie Halbacha [2, 47]. W literaturze nie ma obliczeń dotyczących zastosowania tego układu w silnikach 5-fazowych o budowie segmentowej. Dlatego też, autor postanowił przeanalizować również konstrukcję tego typu. Modyfikacja w stosunku do istniejącego prototypu nr 1 wiązała się z zamianą pierścieni ferromagnetycznych na magnesy

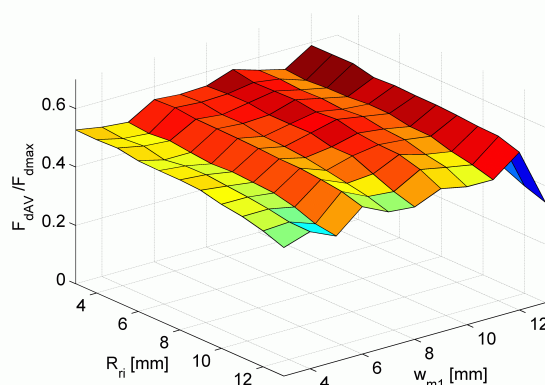
trwałe o magnesowaniu promieniowym (rys. 6.42). Zmianom podlegały szerokości magnesów (w_{m1} , w_{m2}) oraz ich promień wewnętrzny R_{ri} , a więc w konsekwencji ich grubość. Ponieważ zachowano stałą podziałkę biegunową $\tau_p = 15$ mm, to szerokości magnesów wyrażone w milimetrach muszą spełniać zależność $w_{m1} = 15 - w_{m2}$, a więc obliczenia dotyczyły w praktyce zmian dwóch parametrów.



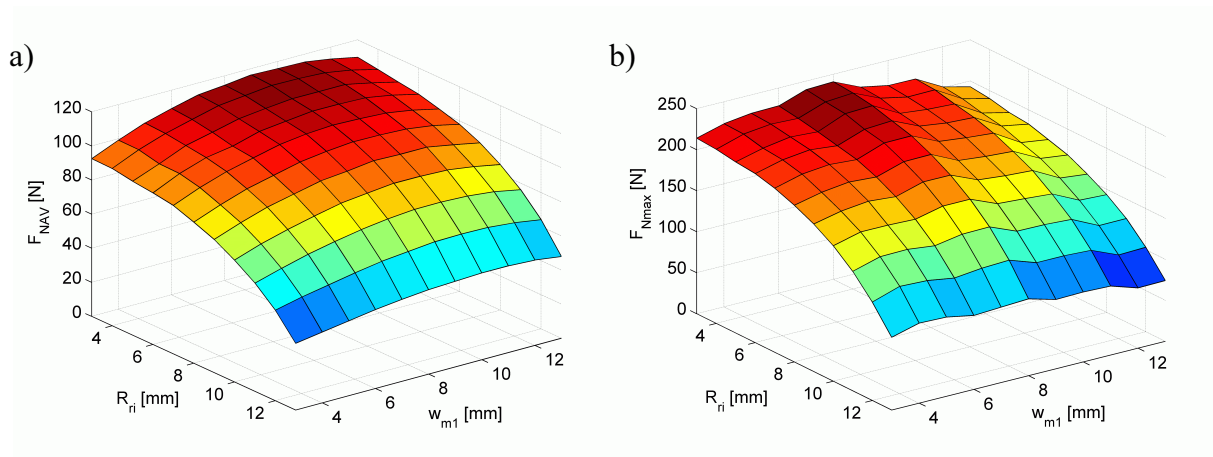
Rys. 6.42. Jarzmo wraz z fragmentem biegnika o magnesach w układzie Halbacha (wymiary w mm)



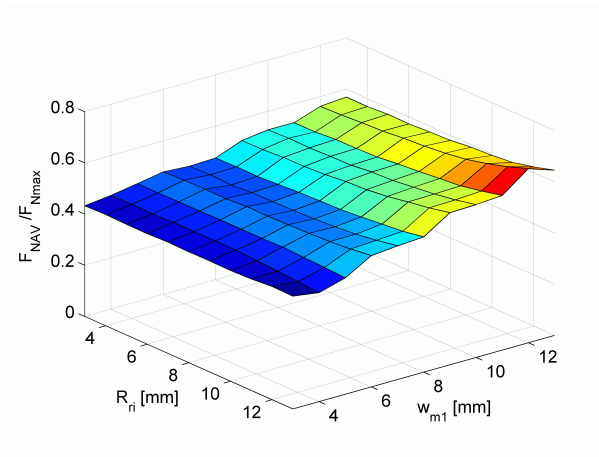
Rys. 6.43. Siła zaczepowa dla różnych wymiarów magnesów:
a) wartość średnia, b) wartość maksymalna



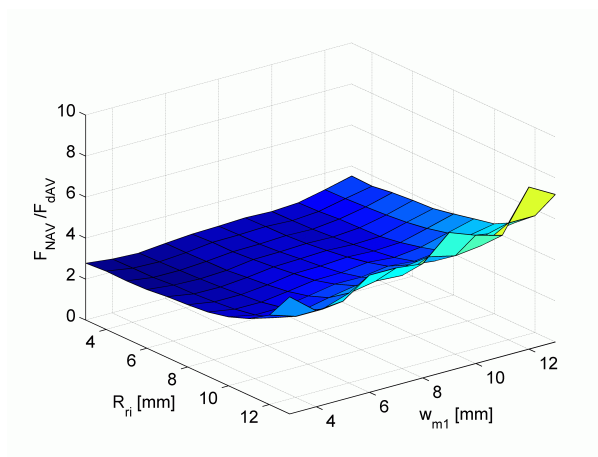
Rys. 6.44. Stosunek wartości średniej (F_{dAV}) do maksymalnej (F_{dmax}) dla siły zaczepowej



Rys. 6.45. Zależność siły znamionowej od wymiarów magnesów w biegniku:
a) wartość średnia, b) wartość maksymalna



Rys. 6.46. Stosunek wartości średniej (F_{NAV}) do maksymalnej (F_{Nmax}) dla siły znamionowej



Rys. 6.47. Iloraz wartości średnich siły znamionowej (F_{NAV}) i zaczepowej (F_{dAV})

Wartość siły zaczepowej maleje wraz ze wzrostem promienia wewnętrznego R_{ri} , magnesów w układzie Halbacha, a więc wraz ze spadkiem grubości magnesów (rys. 6.43). Spadek siły jest przede wszystkim związany ze zmniejszaniem się objętości magnesów i jest

najbardziej znaczący w zakresie zmian promienia $R_{ri} = 9 \div 13 \text{ mm}$. Zmiana szerokości w_{m1} magnesów osiowych ma znacznie mniejszy wpływ na siłę zaczepową niż zmiana ich grubości, szczególnie na wartość średnią tej siły (rys. 6.43a). Wartość maksymalna nieco bardziej zależy od szerokości magnesów – pojawiają się tu ekstrema (rys. 6.43b). Stosunek wartości średniej do maksymalnej siły zaczepowej słabo zależy od wymiarów magnesów (rys. 6.44). Najmniejszą wartość osiąga on dla szerokości magnesów $w_{m1} = 13 \text{ mm}$. Dla pozostałych szerokości jego wartość można przyjąć jako stałą.

Siła znamionowa zależy również od wymiarów magnesów, podobnie jak siła zaczepowa. Także tu wartość siły rośnie ze zmniejszaniem się promienia wewnętrznego magnesów (rys. 6.45). Szczególnie duży wzrost występuje dla zmian promienia w zakresie $R_{ri} = 10 \div 13 \text{ mm}$. Szerokość magnesów o magnesonaniu osiowym w_{m1} ma niewielki wpływ na wartość średnią siły znamionowej (rys. 6.45a) i nieco większy na wartość maksymalną (rys. 6.45b). Podobnie jak w przypadku siły zaczepowej, także tu wraz ze zmianą szerokości magnesów pojawiają się ekstrema wartości siły. Stosunek wartości średniej do maksymalnej rośnie wraz ze wzrostem szerokości w_{m1} i promienia wewnętrznego R_{ri} magnesów (rys. 6.46). Wartość maksymalną osiąga dla wymiarów $w_{m1} = 12 \text{ mm}$, $R_{ri} = 13 \text{ mm}$.

Dodatkowych informacji dostarcza wykres przewagi wartości średniej siły znamionowej nad wartością średnią siły zaczepowej (rys. 6.47). Jest on najbardziej korzystny dla magnesów cienkich (większy promień wewnętrzny) oraz o stosunkowo dużej szerokości ($w_{m1} > 7 \text{ mm}$).

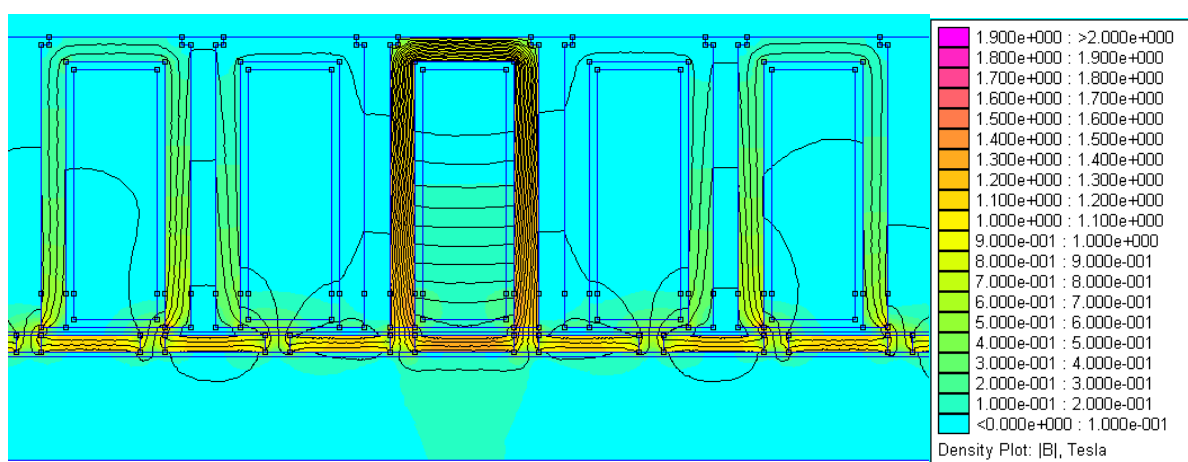
Tabela 6.8. Porównanie prototypu nr 1 z modelem A68 i z modelem B68

Model silnika	F_{dmax}	F_{dAV}	F_{dAV} / F_{dmax}	F_{Nmax}	F_{NAV}	F_{NAV} / F_{Nmax}
	N	N		N	N	
Prototyp nr 1	39	17	0,45	185	91	0,49
Model A68 $w_{m1}=12 \text{ mm}$ $w_{m2}=3 \text{ mm}$ $R_{ri}=13 \text{ mm}$	11,7	6,3	0,54	74	50	0,68
Model B68 $w_{m1}=8 \text{ mm}$ $w_{m2}=7 \text{ mm}$ $R_{ri}=3 \text{ mm}$	73	41	0,55	241	115	0,48

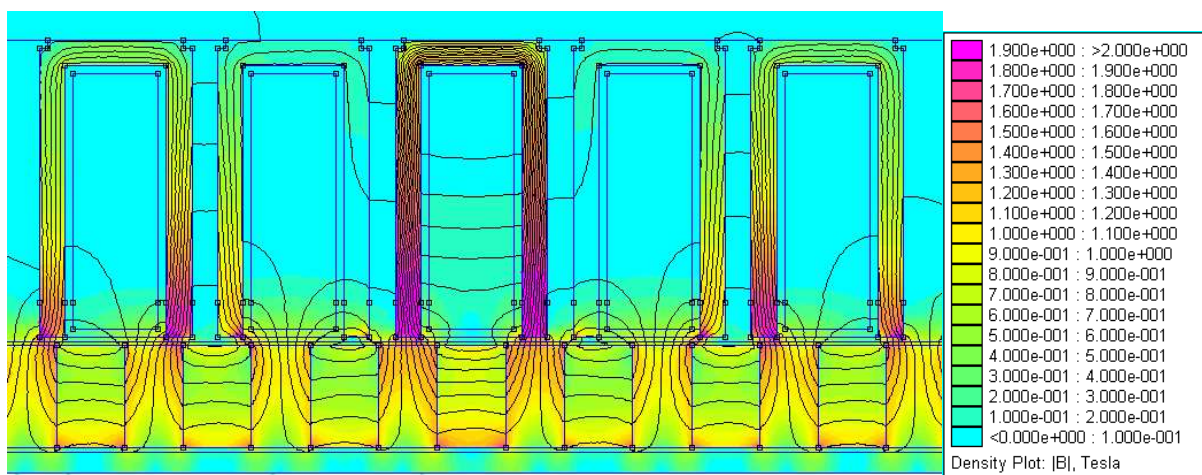
Z przeprowadzonych obliczeń dla układu Halbacha wynika, że minimalizacja siły zaczepowej powoduje jednoczesne zmniejszenie wartości siły znamionowej. Można więc zbudować silnik o małej sile zaczepowej (tabela 6.8, model A68), lecz jego siła ciągu będzie

jednocześnie ponad 2-krotnie mniejsza od siły zbudowanego prototypu nr 1. Z kolei budowa silnika o sile ciągu o 30% większej w stosunku do tego prototypu (tabela 6.8, model B68) wiąże się z blisko 90% wzrostem siły zaczepowej. Kompromisem wydaje się przyjęcie wymiarów w zakresie $w_{m1} = 7 \div 9 \text{ mm}$, $R_{r1} = 8 \div 10 \text{ mm}$.

Podobnie jak w przypadku poprzednich modyfikacji, zmiana wymiarów magnesów w układzie Halbacha, prowadząca do ich większej objętości, powoduje wzrost nasycenia jarzma stojana (rys. 6.48 i 6.49). Także tutaj, w przypadku magnesów o małej objętości, trzeba zwrócić szczególną uwagę na niebezpieczeństwo ich rozmagnesowania, gdy pola od prądu w cewce i od magnesów są przeciwnie skierowane.



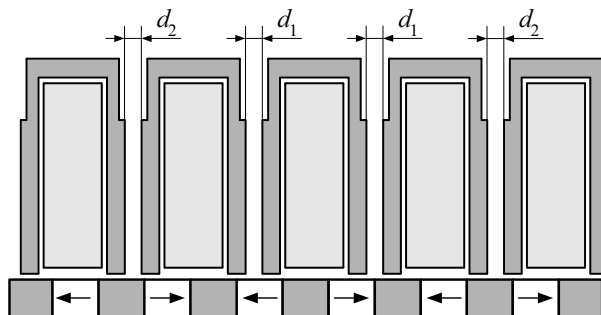
Rys. 6.48. Rozkład pola magnetycznego w modelu A68 przy położeniu neutralnym biegnika i zasilaniu cewki środkowej prądem znamionowym $I_3=8 \text{ A}$



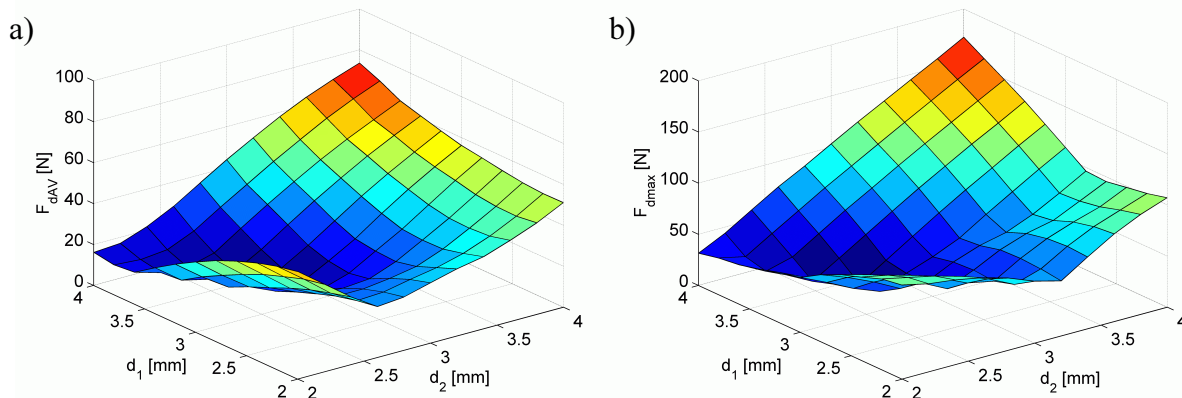
Rys. 6.49. Linie sił pola magnetycznego w przekroju modelu B68 (dane jak dla modelu A68)

6.9. Wpływ odległości między segmentami stojana na siłę magnetyczną

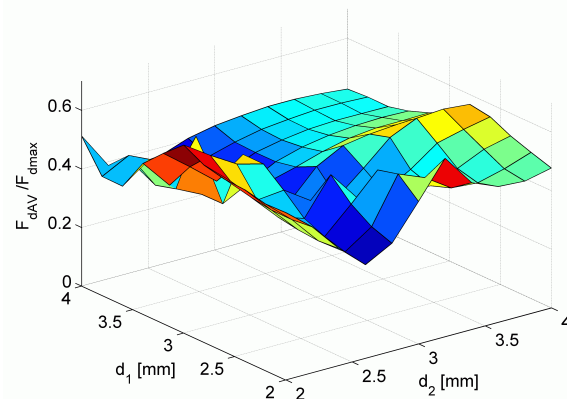
Celem sprawdzenia poprawności doboru odległości między segmentami stojana przeprowadzono obliczenia dla różnych wartości tych odległości (rys. 6.50). Przyjęto, że odległości d_1 i d_2 mogą być różne. Należy dodać, że w prototypie nr 1 odległości te są takie same i wynoszą 3 mm.



Rys. 6.50. Oznaczenie odległości między segmentami stojana



Rys. 6.51. Zależność siły zaczepowej od odległości między segmentami stojana:
a) wartość średnia, b) wartość maksymalna



Rys. 6.52. Stosunek wartości średniej do maksymalnej dla siły zaczepowej w funkcji odległości między segmentami stojana

Tabela 6.9. Porównanie prototypu nr 1 z modelem *A69*

Model silnika	F_{dmax}	F_{dAV}	F_{dAV}/F_{dmax}
	N	N	
Prototyp nr 1 $d_1=3$ mm $d_2=3$ mm	39	17	0,45
Model <i>A69</i> $d_1=3,2$ mm $d_2=2,6$ mm	17	5,6	0,50

Ponieważ zmiana odległości wpływa na długość skoków silnika przy zasilaniu poszczególnych faz, to przedstawiono jedynie obliczenia siły zaczepowej, która występuje w przypadku niewzbudzonych cewek stojana. Okazuje się, że siła ta ma najmniejszą wartość dla odległości $d_1 = 3,2$ mm i $d_2 = 2,6$ mm, a więc dla odległości bliskich wymiarom prototypu nr 1 (rys. 6.51). Niemniej jednak, nieznaczna zmiana odległości segmentów stojana pozwala na ponad 2-krotne zmniejszenie wartości siły zaczepowej (tabela 6.9). Stosunek wartości średniej do maksymalnej nie ulega natomiast znaczącym zmianom (rys. 6.52, tabela 6.9).

7. Tubowy silnik synchroniczny - obliczenia wielowariantowe

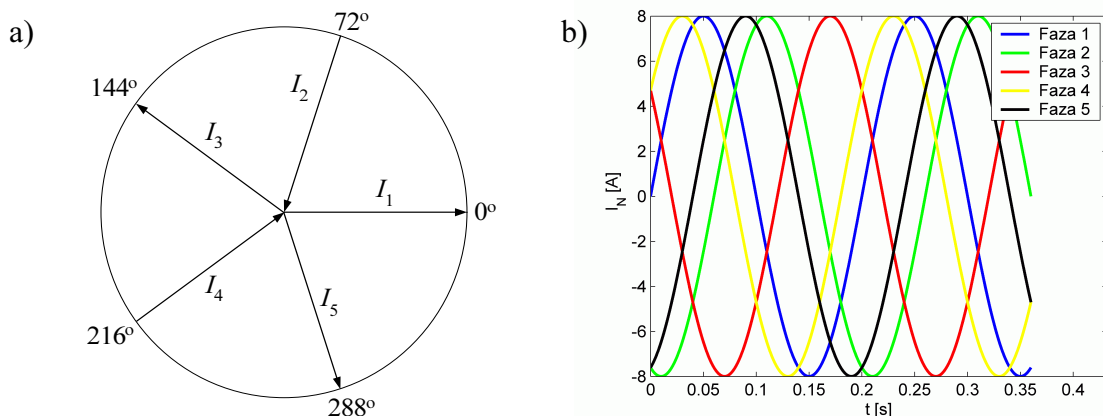
Podczas zasilania impulsami prostokątnymi (praca krokowa), praca badanego silnika liniowego w charakterze precyzyjnego pozycjonera nie jest możliwa. W celu osiągnięcia dokładności rzędu kilkudziesięciu mikrometrów konieczne jest zasilanie wielofazowe. Przykładowo, dla rozważanego w niniejszej pracy silnika rozpatrywano zasilanie ze źródła prądu sinusoidalnego 5-fazowego. Wówczas pozycjoner ten pracuje jako silnik liniowy synchroniczny. Ponieważ przy pracy synchronicznej dużym problem są zmiany siły ciągu wraz ze zmianą położenia biegnika (rys. 7.2a), to przeanalizowano wpływ zmian geometrii silnika na siłę znamionową ciągu oraz na wartość współczynnika pulsacji siły. Zmianom podlegały te same wymiary, co w przypadku pracy krokowej silnika (rozdz. 6). Wnioski płynące z obliczeń są jednak znacząco odmienne.

Założono 5-fazowe zasilanie sygnałem prądowym sinusoidalnym o amplitudzie $I_m = 8\text{ A}$. W porównaniu z pracą krokową wyznaczono dodatkowo wartość minimalną siły znamionowej i obliczono współczynnik pulsacji siły w_{pul} , który zdefiniowano jako

$$w_{\text{pul}} = \frac{F_{N\text{max}} - F_{N\text{min}}}{F_{N\text{AV}}} \quad (7.1)$$

gdzie $F_{N\text{max}}$, $F_{N\text{min}}$ i $F_{N\text{AV}}$ to kolejno wartość maksymalna, minimalna i średnia siły znamionowej ciągu dla suwu biegnika w zakresie jednej podziałki biegunowej τ_p .

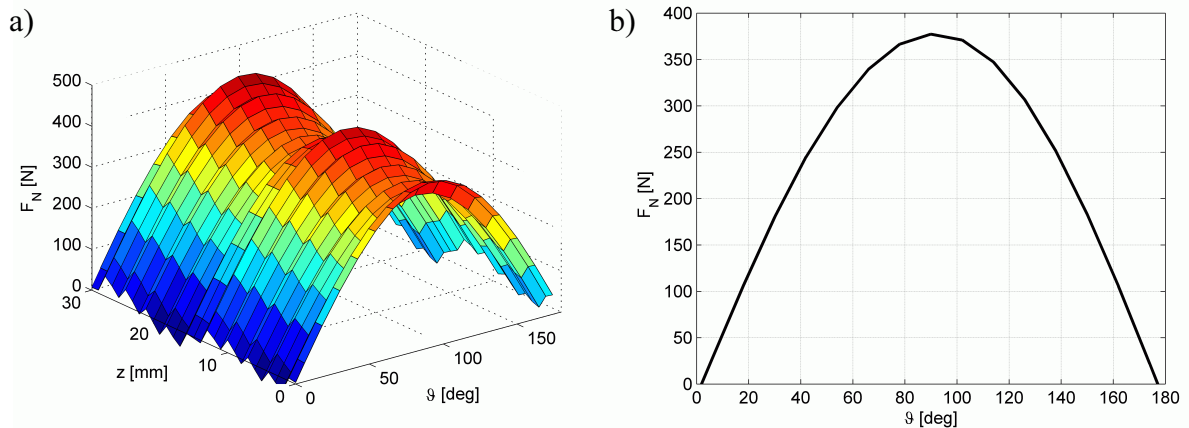
Podobnie jak dla silnika krokowego, także w przypadku pracy synchronicznej wprowadzono pomocnicze oznaczenia modeli obliczeniowych. Model C_{xx} oznacza silnik o najmniejszych pulsacjach siły znamionowej, gdzie xx to kolejno numer rozdziału i podrozdziału zawierającego obliczenia dotyczące konkretnej zmiany geometrii. Model D_{xx} to z kolei silnik o największej wartości siły znamionowej dla danej zmiany geometrii.



Rys. 7.1. Zasilanie 5-fazowe sinusoidalne silnika:

a) gwiazda prądów, b) przebieg czasowy prądów w poszczególnych fazach dla częstotliwości $f=5\text{ Hz}$

Ze względu na ułożenie segmentów stojana względem biegnika, gwiazda prądów przy zasilaniu 5-fazowym ma postać jak na rys. 7.1a. Wektory dla fazy 2 i 4 są skierowane do środka gwiazdy, gdyż tak wynika z konstrukcji silnika. Pokazanemu układowi prądów o częstotliwości $f=5$ Hz odpowiada przebieg czasowy prądów przedstawiony na rys. 7.1b.



Rys. 7.2. Charakterystyka mechaniczna synchronicznego silnika liniowego:

a) w funkcji położenia biegnika i kątów obciążenia, b) dla ustalonego wysunięcia biegnika $z=3$ mm

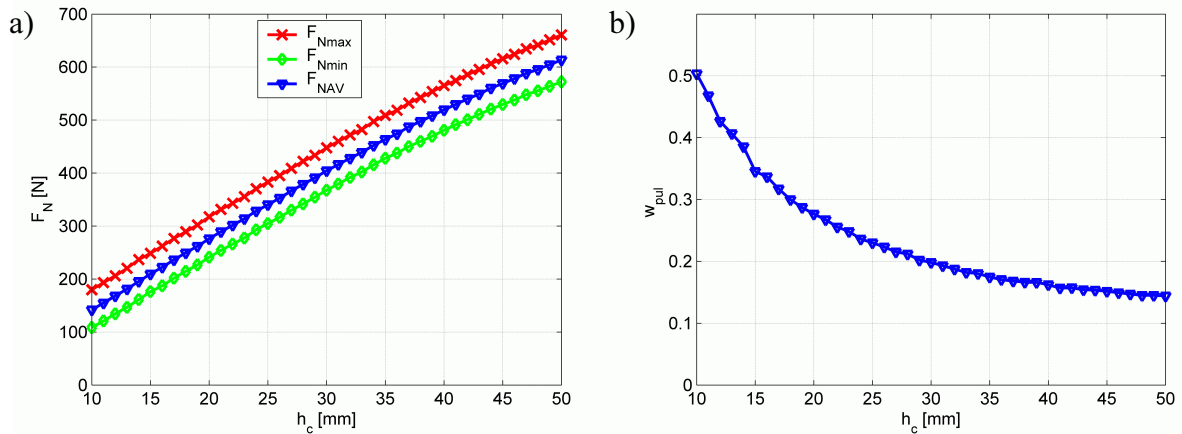
Podobnie jak w silnikach synchronicznych obrotowych, także w silniku liniowym można określić tzw. kąt obciążenia. Rośnie on wraz ze zwiększaniem obciążenia i dla obciążenia znamionowego przyjmuje wartość $\theta = 90^\circ$ (rys. 7.2b). Powyżej tej wartości silnik liniowy będzie zatrzymany.

7.1. Wpływ wymiarów zewnętrznych cewki na siłę ciągu

Dla wymuszenia sinusoidalnego, podobnie jak dla zasilania sygnałami prostokątnymi, przeprowadzono obliczenia wariantowe dla różnych wysokości cewek stojana, które zmieniano w zakresie od 10 mm do 50 mm, co 1 mm (rys. 6.1). W niniejszym rozdziale przedstawiono wyniki obliczeń dotyczące założonej znamionowej wartości amplitudy gęstości prądu w uzwojeniu stojana ($J_m = 7,4 \text{ A/mm}^2$).

Na rys. 7.3a przedstawiono wartości znamionowej siły ciągu dla różnych wysokości h_c cewek stojana. Zarówno wartość maksymalna, minimalna, jak i średnia tej siły obliczone w całym zakresie ruchu biegnika, zależą niemal liniowo od wysokości cewek. Przy 5-krotnym wzroście h_c , wartość minimalna wzrasta w tym samym stopniu, natomiast wartości średnia i maksymalna wzrastają odpowiednio 4- i 3,5-krotnie. Ponieważ wszystkie trzy wartości siły rosną wraz ze wzrostem wysokości cewek, to współczynnik pulsacji siły maleje (rys. 7.3b).

Jego wartość zmniejsza się ponad 3-krotnie przy 5-krotnym zwiększeniu wymiaru h_c (rys. 6.1). Przy wzroście h_c od 30 mm do 50 mm (tabela 7.1) zmiana współczynnika pulsacji jest znacznie mniejsza (około 25%) niż w zakresie zmian wysokości cewek od 10 mm do 30 mm (około 150%). Dla wysokości cewek większej niż 50 mm współczynnik pulsacji zmniejsza się już nieznacznie.

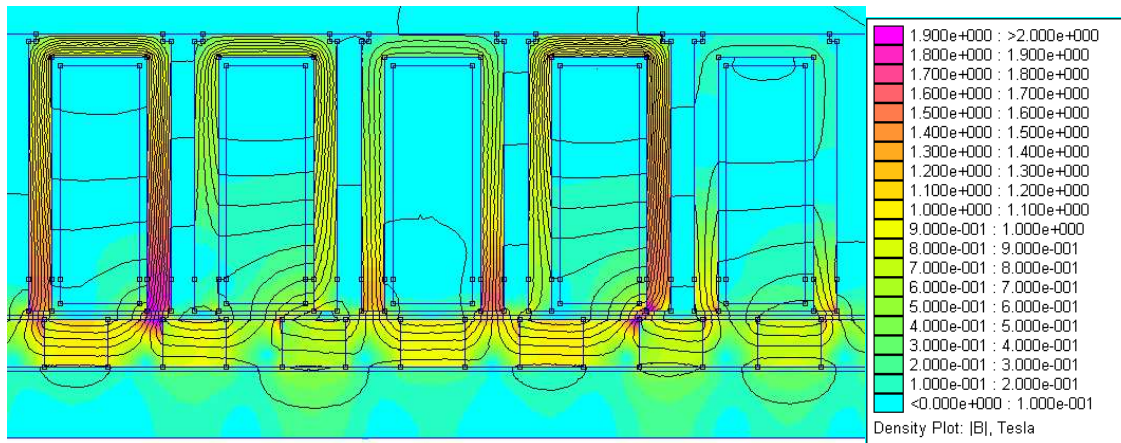


Rys. 7.3. Wpływ wysokości cewek na wartości siły ciągu:
a) wartość maksymalna, minimalna i średnia, b) współczynnik pulsacji siły

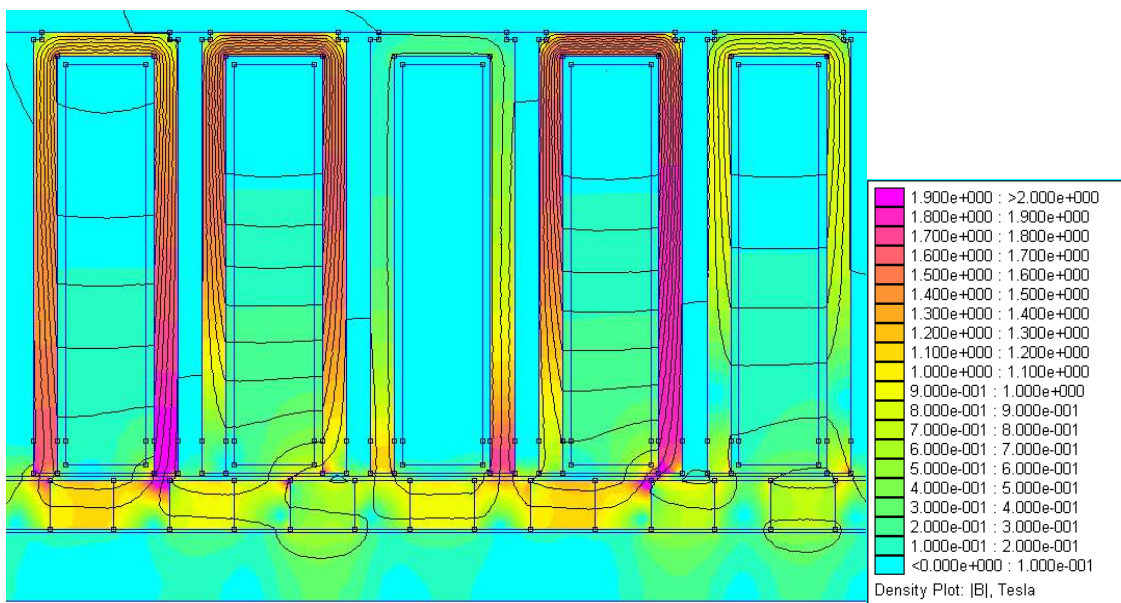
Tabela 7.1. Porównanie modelu C71 z istniejącym prototypem nr 1

Model silnika	F_{Nmax}	F_{Nmin}	F_{NAV}	w_{pul}
	N	N	N	-
Prototyp nr 1 $h_c=30$ mm	448	368	404	0,198
Model C71 $h_c=50$ mm	660	572	614	0,144

Podobnie jak dla pracy krokowej, także podczas pracy w charakterze silnika synchronicznego, zwiększenie wysokości segmentów stojana wiąże się ze wzrostem wartości indukcji magnetycznej w wewnętrznej części jarzma. Jest to widoczne na rys. 7.4 i 7.5, gdzie przedstawiono rozkład pola magnetycznego dla znamionowego kąta obciążenia ($\vartheta = 90^\circ$). Model C71, charakteryzujący się 66% większą wysokością cewek stojana niż w prototypie nr 1, a więc i 66% większą wartością przepływu, ma wyraźnie bardziej nasycone jarzmo. Zarówno w przypadku pracy krokowej, także i tu powinno się odpowiednio dobierać rozmiary cewek oraz przepływ, tak aby ograniczać wartość indukcji magnetycznej.



Rys. 7.4. Linie sił pola w prototypie nr 1 przy położeniu neutralnym biegnika (rozdz. 4.4) i kącie znamionowym obciążenia ($I_m=8\text{ A}$)



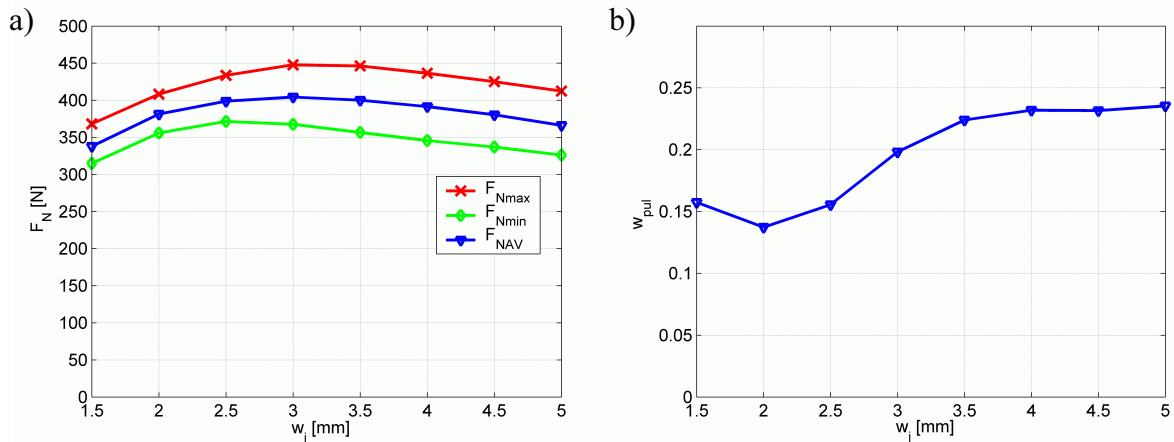
Rys. 7.5. Moduł indukcji magnetycznej w modelu C71 (położenie neutralne biegnika, znamionowy kąt obciążenia, $I_m=8\text{ A}$)

7.2. Zależność siły ciągu od grubości jarzm stojana

Przy zasilaniu sinusoidalnym cewek stojana silnika tubowego, podobnie jak w przypadku pracy krokowej, zbadano wpływ grubości jarzm w_j na wartości sił i współczynnik ich pulsacji (rys. 6.7). Zachowano stałą podziałkę biegunową. Tak więc, zakres zmian w_j był stosunkowo wąski i wynosił $1,5 \div 5,0\text{ mm}$.

Na rys. 7.6a przedstawiono wpływ grubości jarzma stojana na siłę maksymalną, minimalną i średnią. Wartości tych sił podlegają podobnym zmianom. Największa wartość siły maksymalnej występuje dla grubości jarzma stojana $w_j = 3\text{ mm}$. Dla tej samej grubości jarzma największą wartość ma także średnia siła znamionowa. Wartość minimalna tej siły dla

całego cyklu (rys.7.2) jest największa dla grubości $w_j = 2,5 \text{ mm}$. Zmiany te znajdują swoje odzwierciedlenie we współczynniku pulsacji siły (rys. 7.6b), który jest najkorzystniejszy dla grubości jarzma w zakresie $w_j = 1,5 \div 2,5 \text{ mm}$. Stosowanie grubszych jarzm, w tym konkretnym przypadku, prowadzi do zwiększenia współczynnika pulsacji. W zakresie grubości jarzma $w_j = 2,5 \div 5 \text{ mm}$ wartość w_{pul} jest praktycznie stała.



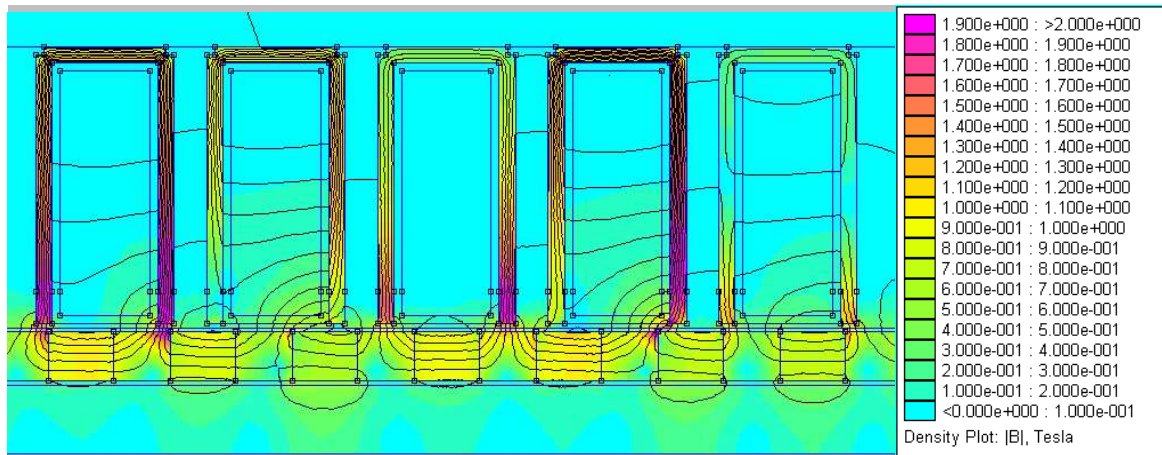
Rys. 7.6. Wpływ grubości jarzma segmentów stojana na wartość:
a) siły ciągu, b) współczynnik pulsacji siły

Tabela 7.2. Porównanie prototypu nr 1 z modelem C72 (najmniejszy współczynnik pulsacji)

Model silnika	$F_{N\text{max}}$	$F_{N\text{min}}$	$F_{N\text{AV}}$	w_{pul}
	N	N	N	-
Prototyp nr 1 $w_j=3 \text{ mm}$	448	368	404	0,198
Model C72 $w_j=2 \text{ mm}$	408	355	381	0,137

W tabeli 7.2 zamieszczono wartości sił i współczynnika pulsacji dla prototypu nr 1 oraz modelu silnika o takiej grubości jarzma stojana, która zapewnia najmniejszy współczynnik pulsacji. Okazuje się, że poprzez zastosowanie cieńszego jarzma, kosztem 10% spadku wartości siły można otrzymać 30% spadek pulsacji tej siły.

Przy badaniu wpływu grubości jarzma stojana na siłę nie można zapomnieć o problemach natury mechanicznej, związanych z wytrzymałością konstrukcji. Stosowanie zbyt cienkiego jarzma może powodować odkształcenia stojana podczas ruchu biegnika, co ma niekorzystny wpływ na pracę silnika liniowego. Dlatego też, podobnie jak dla pracy krokowej, nie przeprowadzono analizy dla jarzm cieńszych niż 1,5 mm.



Rys. 7.7. Rozkład pola magnetycznego w modelu C72 przy położeniu neutralnym biegnika i kącie znamionowym obciążenia ($I_m=8\text{ A}$)

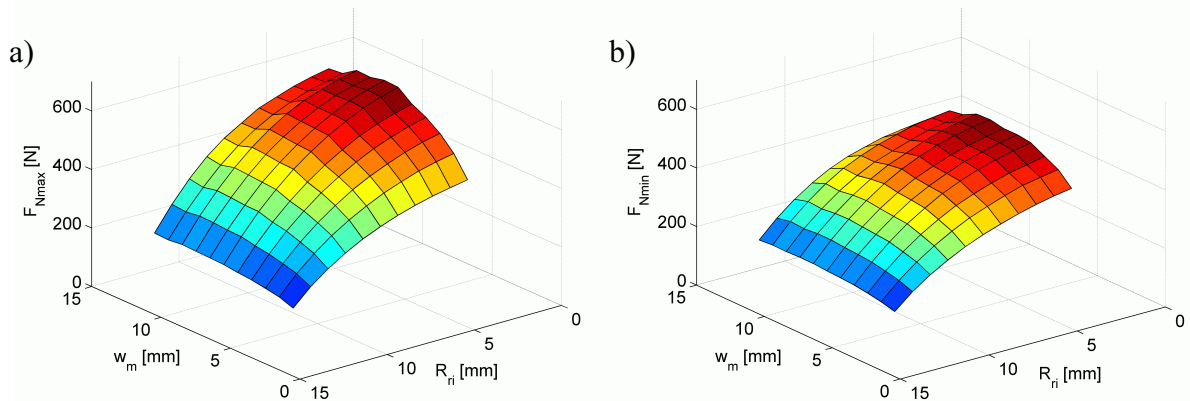
Dla rdzenia ze stosunkowo cienkimi jarzmami, oprócz problemów związanych z wytrzymałością mechaniczną, należy brać pod uwagę rozkład indukcji magnetycznej. Łatwo dochodzi w takim przypadku do nadmiernego wzrostu wartości indukcji magnetycznej. Szczególnie ma to miejsce w jarzmach (rys. 7.7). W konsekwencji część linii sił pola zamyka się przez obszar uzwojenia. Nie są one częścią strumienia oddziałującego na biegnik. Jest to zjawisko niekorzystne, ponieważ zmniejsza się wówczas maksymalna siła ciągu.

7.3. Zmiana wymiarów magnesów trwałych w biegniku

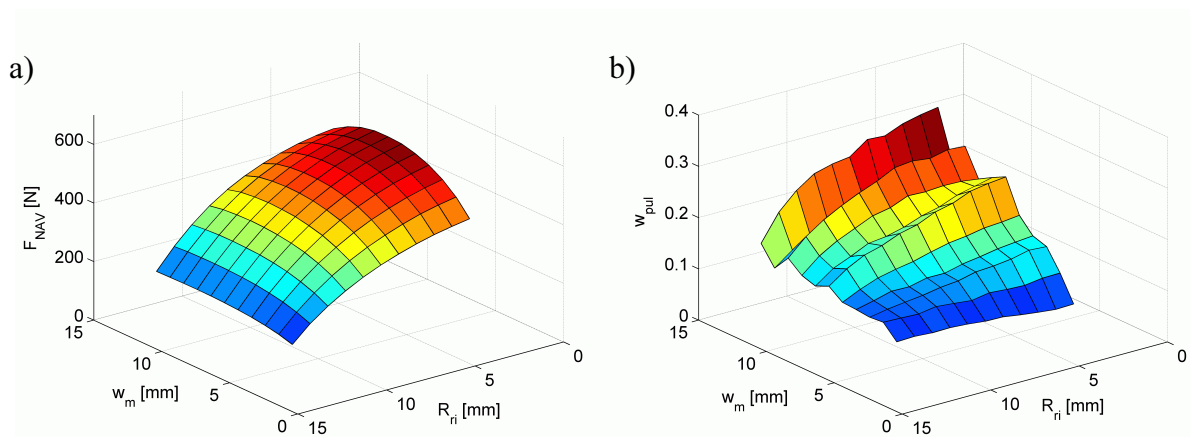
W celu określenia wpływu wymiarów magnesów biegnika na parametry silnika przeprowadzono obliczenia wariantowe zmieniając promień wewnętrzny magnesów (w zakresie $R_{ri} = 3 \div 13\text{ mm}$) przy zachowaniu stałego promienia zewnętrznego ($R_{ro} = 15\text{ mm}$). Równolegle zmieniano szerokość magnesu $w_m = 3 \div 13\text{ mm}$ przy zachowaniu stałej podziałki biegunowej $\tau_p = 15\text{ mm}$, co wymuszało odpowiednią zmianę szerokości pierścienia ferromagnetycznego $w_p = 15 - w_m [\text{mm}]$ (rys. 6.12). Wyniki obliczeń przedstawiono w postaci wykresów 3-wymiarowych.

Wartość siły rośnie ze wzrostem grubości magnesów, a więc ze zmniejszaniem promienia wewnętrznego (rys. 7.8 i 7.9a). Wynika to głównie ze wzrostu energii zgromadzonej w magnesach o większej objętości. Szczególnie wyraźny wzrost siły (około 100%) występuje przy zmianie promienia magnesów w zakresie $R_{ri} = 8 \div 13\text{ mm}$. Dalsze zwiększanie ich objętości, poprzez zmniejszanie promienia wewnętrznego, powoduje znacznie mniejszy, około 25% wzrost siły. Należy podkreślić, że w przypadku zmian

szerokości magnesu w_m pojawia się ekstremum dla wszystkich wartości siły znamionowej (rys. 7.8 i 7.9a) dla $w_m = 8 \div 9 \text{ mm}$.



Rys. 7.8. Zależność siły znamionowej od wymiarów magnesów w biegniku:
a) wartość maksymalna, b) wartość minimalna



Rys. 7.9. Zależność od wymiarów magnesów:
a) średniej (F_{NAV}) siły znamionowej ciągu, b) współczynnika pulsacji siły

Współczynnik pulsacji siły (rys. 7.9b) zależy w dość złożony sposób od wymiarów magnesu. Promień wewnętrzny magnesu wpływa w znacznie mniejszym stopniu na jego wartość niż zmiana szerokości magnesu. Najbardziej niekorzystna wartość tego współczynnika występuje dla wymiarów $w_m = 13 \text{ mm}$ oraz $R_{ri} = 3 \text{ mm}$ i wynosi $w_{pul} = 0,3$. Najbardziej korzystna wartość tego współczynnika wynosi $w_{pul} = 0,065$ i jest osiągana dla $w_m = 3 \text{ mm}$ oraz $R_{ri} = 3 \text{ mm}$ (tabela 7.3). Generalnie w celu otrzymania małych wartości pulsacji siły należy stosować magnesy o szerokości $w_m = 3 \div 6 \text{ mm}$. Jednakże, w tym zakresie wymiarów nie można osiągnąć największych możliwych wartości siły. Kompromisem może

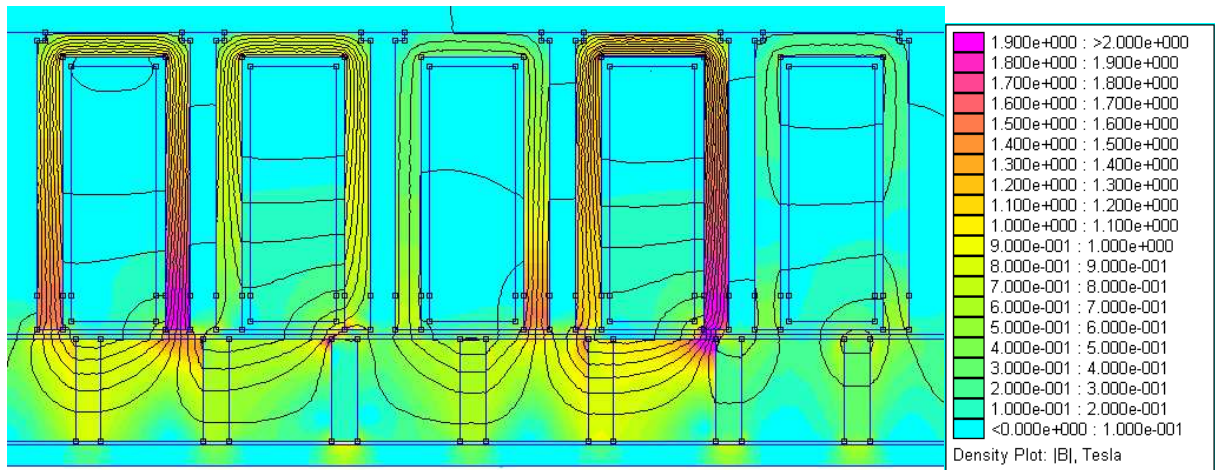
być w tym przypadku stosowanie magnesów o szerokości i promieniu wewnętrznym w przybliżeniu równym szerokości pierścieni ferromagnetycznych.

Tabela 7.3. Porównanie prototypu nr 1 z modelem *C73* o najmniejszym współczynniku pulsacji i z modelem *D73* o największej wartości średniej siły znamionowej

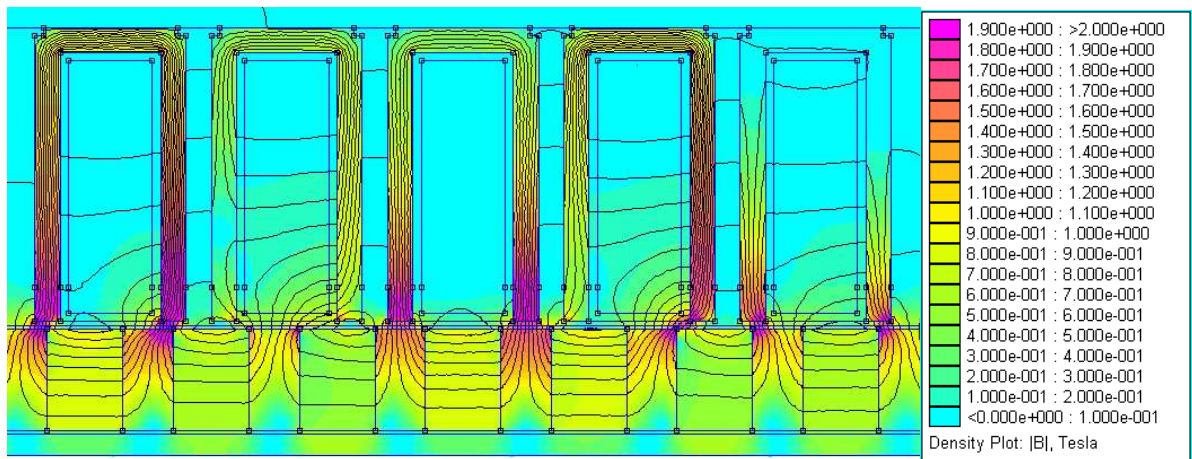
Model silnika	F_{Nmax}	F_{Nmin}	F_{NAV}	w_{pul}
	N	N	N	-
Prototyp nr 1 $R_{ri}=9$ mm $w_m=8$ mm	448	368	404	0,198
Model <i>C73</i> $R_{ri}=3$ mm $w_m=3$ mm	406	380	396	0,064
Model <i>D73</i> $R_{ri}=3$ mm $w_m=9$ mm	630	497	558	0,239

Dobierając odpowiednie proporcje szerokości magnesu i szerokości pierścienia ferromagnetycznego oraz grubość magnesu można otrzymać, w zależności od potrzeb, zmniejszenie pulsacji siły (tabela 7.3, model *C73*) lub zwiększenie wartości siły maksymalnej (tabela 7.3, model *D73*). Ponad trzykrotne zmniejszenie współczynnika pulsacji skutkuje wprawdzie zmniejszeniem wartości maksymalnej siły ciągu, jednocześnie jednak przyczynia się do korzystnego wzrostu wartości minimalnej siły. Wartość średnia nie ulega przy tym praktycznie żadnym zmianom. W napędach wymagających dużej płynności ruchu korzystne jest więc stosowanie magnesów wąskich ($w_m = 3$ mm) i jednocześnie grubych ($R_{ri} = 3$ mm). Dla powyższych wymiarów grubość ścianki magnesu wynosi 12 mm (rys. 6.12). Z kolei w napędach, gdzie wymagana jest duża siła, należy stosować magnesy nieco szersze od szerokości pierścieni ferromagnetycznych oraz o możliwie grubych ściankach (tabela 7.3, model *D73*).

Rozkłady pól dla obu modeli *C73* i *D73* charakteryzują się stosunkowo dużym nasyceniem obwodu magnetycznego stojana (rys. 7.10 i 7.11). Wynika to z zastosowania magnesów o małym promieniu wewnętrznym, a więc stosunkowo dużej ich objętości. W przypadku modelu *C73* objętość ta jest nieco mniejsza ze względu na węższe magnesy (rys. 7.10). Model *D73*, posiadający szersze magnesy, charakteryzuje się z kolei większym stopniem nasycenia jarzma stojana (rys. 7.11).



Rys. 7.10. Pole magnetyczne w przekroju modelu C73 (położenie neutralne biegnika, znamionowy kąt obciążenia, $I_m=8\text{ A}$)

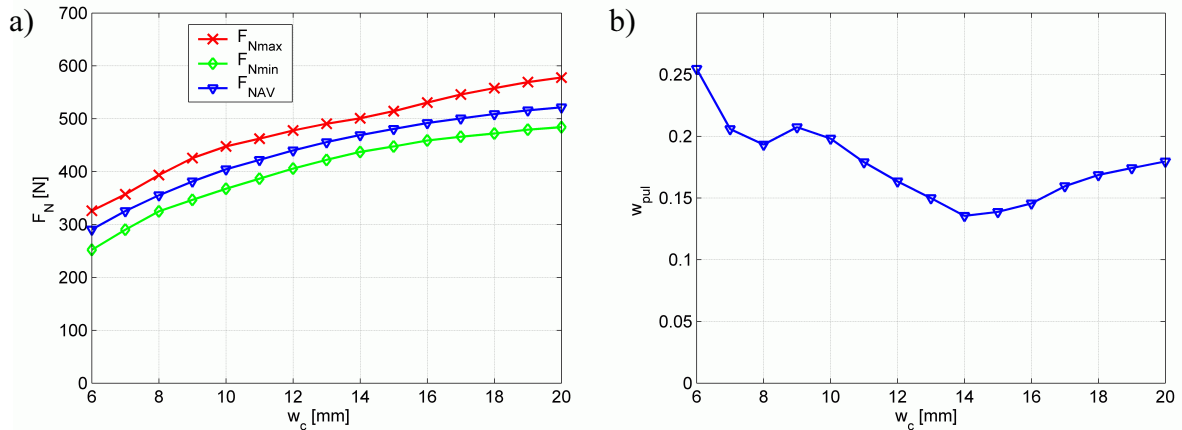


Rys. 7.11. Linie sił pola magnetycznego w modelu D73 (dane jak dla modelu C73)

7.4. Zmiana szerokości cewek

Wykonano również obliczenia silnika synchronicznego dla różnych szerokości cewek w zakresie od 6 mm do 20 mm, przy zachowaniu stałej wartości ich wysokości ($h_c = 30\text{ mm}$), (rys. 6.20). W przypadku zmian szerokości cewek dokonano też odpowiedniej zmiany szerokości pierścieni ferromagnetycznych w_p oraz odległości między segmentami d_s . Założono stałą szerokość w_m magnesów pierścieniowych.

Siła znamionowa rośnie dla zwiększającej się szerokości cewek (rys. 7.12a), co jest związane ze wzrostem ich przepływu. Wartość średnia tej siły wzrasta o 180% przy ponad 3-krotnym zwiększeniu szerokości cewki. Wpływ szerokości cewki na wartość siły znamionowej jest mniejszy niż wpływ wysokości cewki.



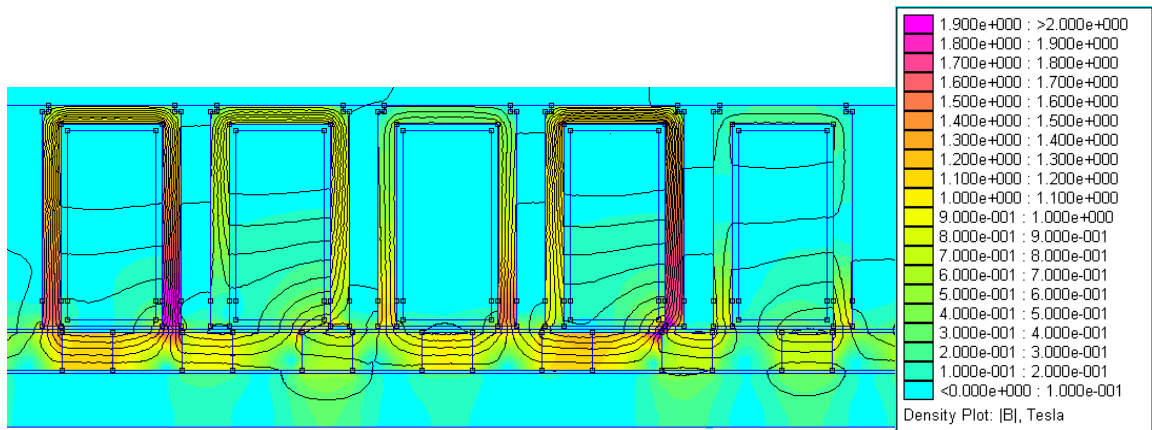
Rys. 7.12. Wpływ szerokości cewki na wartość: a) siły ciągu, b) współczynnik pulsacji

Współczynnik pulsacji siły w_{pul} (rys. 7.12b) ma wartość najmniejszą dla cewek o szerokości $w_c = 14$ mm. Zarówno powyżej, jak i poniżej tej wartości, współczynnik pulsacji rośnie. Różnica względna między największą i najmniejszą wartością tego współczynnika, odniesiona do wartości najmniejszej, wynosi około 78%. W porównaniu z badanym prototypem nr 1 silnika, dla tego wariantu można uzyskać ponad 40% poprawę współczynnika pulsacji w_{pul} (z wartości 0,2 do 0,14).

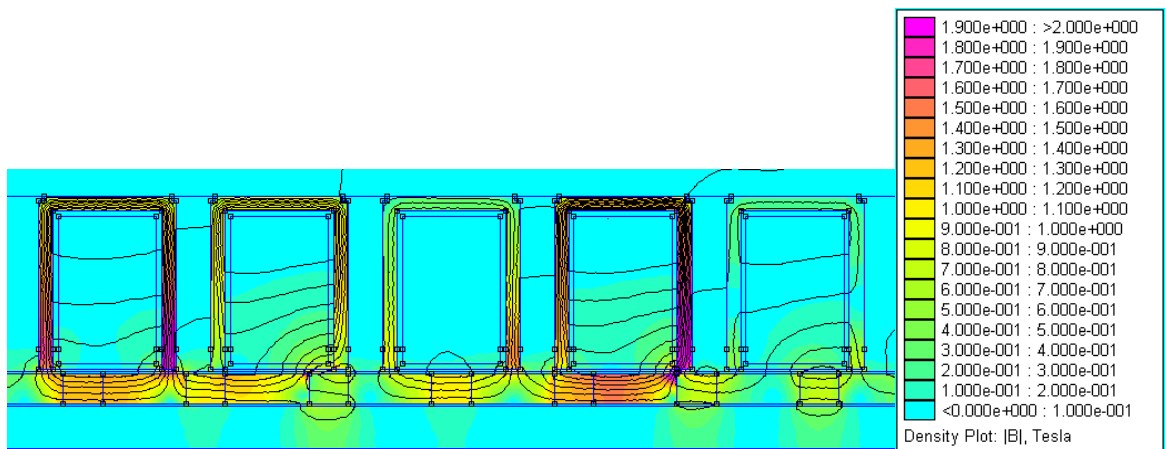
Tabela 7.4. Porównanie prototypu nr 1 z modelem C74 o najmniejszym współczynniku pulsacji i z modelem D74 o największej wartości średniej siły znamionowej

Model silnika	F_{Nmax}	F_{Nmin}	F_{NAV}	w_{pul}
	N	N	N	-
Prototyp nr 1 $w_c=10$ mm	448	368	404	0,198
Model C74 $w_c=14$ mm	501	437	469	0,136
Model D74 $w_c=20$ mm	578	484	522	0,180

W tabeli 7.4 zamieszczono wartości sił i współczynnika pulsacji dla prototypu nr 1 oraz wybranych wariantów modeli tubowego silnika synchronicznego. Poszerzenie cewek wpływa korzystnie zarówno na wartość siły, jak i współczynnik pulsacji siły. Szersze cewki oznaczają jednakże szersze segmenty stojana i w konsekwencji dłuższy stojan silnika, co nie zawsze jest korzystne. Ponieważ podczas obliczeń zachowano stałe wymiary magnesów trwałych, to zastosowanie cewki o szerokości $w_c = 20$ mm może grozić szybszym rozmagnesowaniem magnesów (duży przepływ od prądu płynącego w cewce). W związku z tym bardziej celowe wydaje się zastosowanie cewki o szerokości $w_c = 14$ mm.



Rys. 7.13. Linie sił pola w modelu C74 dla znamionowych warunków pracy

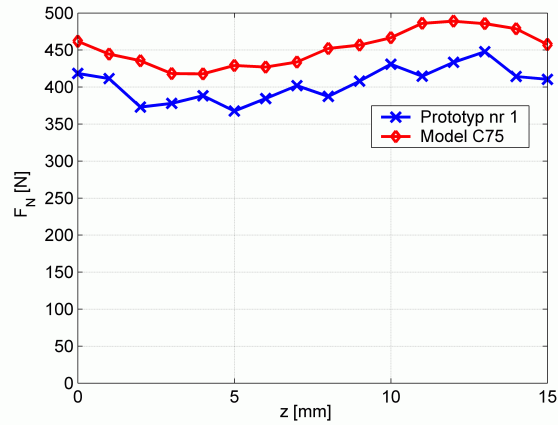


Rys. 7.14. Rozkład pola magnetycznego w modelu D74

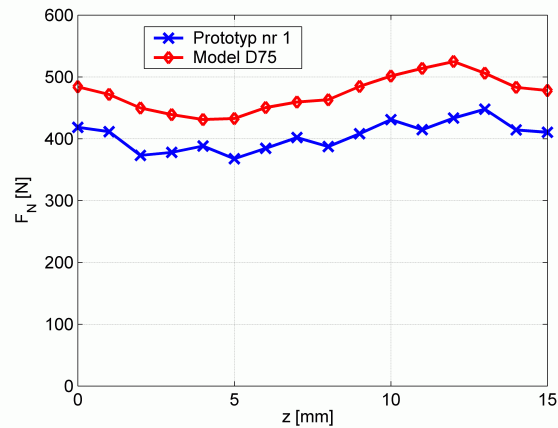
Zmiana szerokości cewki, a więc i segmentu stojana, nie zmienia znacząco rozkładu indukcji magnetycznej w przekroju silnika w porównaniu z prototypem nr 1. Zauważalny jest wzrost nasycenia jarzma stojana wraz ze zwiększaniem szerokości segmentu (rys. 7.13 i 7.14). Podobnie jak dla pracy krokowej, wynika on ze zwiększonego przepływu.

7.5. Wpływ kształtu zębów stojana na pole w szczelinie i siłę

Kształt zęba stojana został zdefiniowany, podobnie jak dla pracy krokowej, poprzez 4 parametry (rys. 6.26). Zakres zmian poszczególnych parametrów był następujący: $w_{ti} = 0,5 \div 5 \text{ mm}$, $w_{to} = 0,5 \div 1,4 \text{ mm}$, $h_{ti} = \{2,5,8,11,14\} \text{ mm}$ i $h_{to} = \{2,5,8,11,14\} \text{ mm}$. Proste i jednocześnie czytelne przedstawienie wyników obliczeń na wykresach (łącznie przeliczono 450 przypadków), z uwzględnieniem zmiany tych czterech parametrów jest niemal niemożliwe. Dlatego też przedstawiono jedynie wykresy charakterystyk siły magnetycznej w funkcji położenia, dla kąta obciążenia znamionowego (rys. 7.15 i 7.16).



Rys. 7.15. Porównanie prototypu nr 1 z modelem C75 o najmniejszym współczynniku pulsacji siły - charakterystyka siły w funkcji położenia dla znamionowego kąta obciążenia silnika synchronicznego

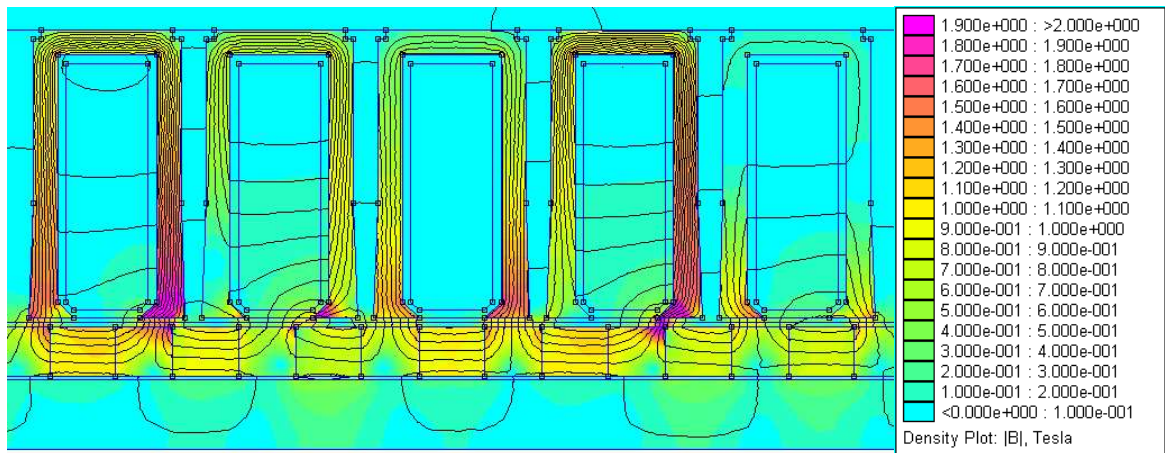


Rys. 7.16. Charakterystyka siły w funkcji położenia biegnika dla znamionowych warunków pracy - porównanie prototypu nr 1 z modelem D75

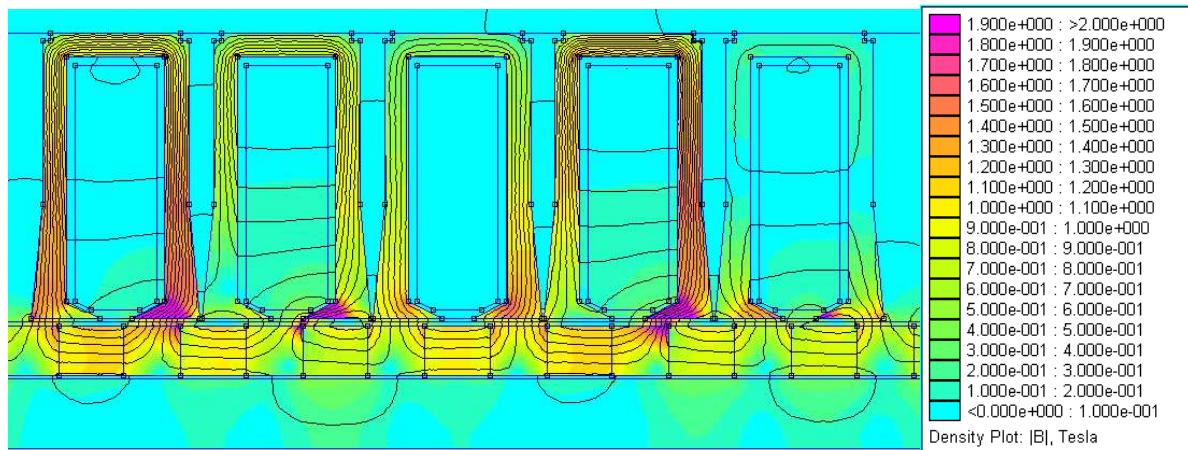
Tabela 7.5. Porównanie prototypu nr 1 z modelem C75 o najmniejszym współczynniku pulsacji i z modelem D75 o największej wartości średniej siły znamionowej

Model silnika	F_{Nmax}	F_{Nmin}	F_{NAV}	w_{pul}
	N	N	N	-
Prototyp nr 1 $w_{ti} = w_{to} = 0$ $h_{ti} = h_{to} = 0$	448	368	404	0,198
Model C75 $w_{ti} = 2$ mm $w_{to} = 0,5$ mm $h_{ti} = 2$ mm $h_{to} = 14$ mm	489	418	452	0,157
Model D75 $w_{ti} = 4$ mm $w_{to} = 1,4$ mm $h_{ti} = 2$ mm $h_{to} = 14$ mm	525	431	473	0,198

Poprzez zmianę kształtu zębów stojana można uzyskać zarówno zmniejszenie współczynnika pulsacji siły (model *C75*, rys. 7.15), jak również zwiększenie wartości siły ciągu (model *D75*, rys. 7.16). W przypadku modelu *C75* uzyskano około 25% zmniejszenie współczynnika pulsacji (tabela 7.5) przy jednoczesnym blisko 10% wzroście wartości siły ciągu. Poszerzenie końcówek zębów stojana (tabela 7.5, model *D75*) pozwala z kolei na blisko 20% zwiększenie siły bez pogorszenia współczynnika pulsacji.



Rys. 7.17. Pole w modelu *C75* przy położeniu neutralnym biegnika i kącie znamionowym obciążenia ($I_m=8\text{ A}$)

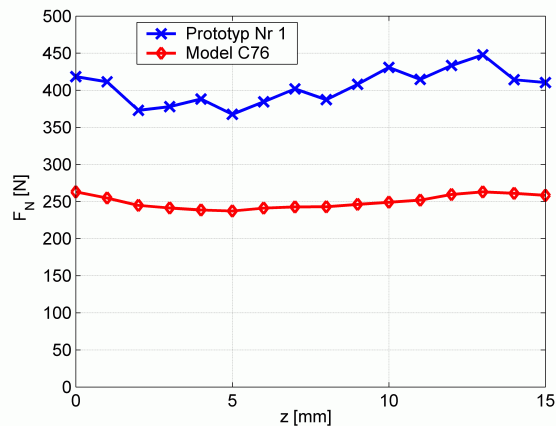


Rys. 7.18. Linie sił pola magnetycznego w modelu *D75* (dane jak dla modelu *C75*)

Trapezowy kształt zębów stojana powoduje zmniejszenie nasycenia się wewnętrznych części jarzma stojana. Dla modelu *D75* (o szerszych zębach, rys. 7.18) wartość indukcji w jarzynie nie przekracza 1,5 T. W modelu *C75* (rys. 7.17) jest ona z kolei mniejsza od 1,7 T. Nieco inna niż w jarzmach jest indukcja w obrębie samych zębów. Ostre krawędzie skierowane do środka segmentu ulegają znacznemu nasyceniu, co jest związane z koncentracją linii sił pola w ich obrębie. Zjawisko to jest bardziej znaczące w modelu *D75* (rys. 7.18) niż w modelu *C75* (rys. 7.17).

7.6. Zmiana kształtu pierścieni ferromagnetycznych w biegniku

Zakres zmian kształtu pierścieni ferromagnetycznych w biegniku był taki sam, jak dla pracy krokowej silnika (rozdz. 6, rys. 6.31). Także tutaj, ze względu na dużą liczbę zmiennych parametrów, spośród analizowanych przypadków wybrano model o najmniejszym współczynniku pulsacji. Żadna z rozważanych modyfikacji pierścienia ferromagnetycznego nie powoduje zwiększenia wartości siły ciągu. Stąd w tabeli 7.6 zamieszczono jedynie wyniki dla modelu C76. Odpowiedni dobór kształtu pierścienia pozwala na blisko 2-krotne zmniejszenie współczynnika pulsacji siły w porównaniu z prototypem nr 1, co znajduje swoje odzwierciedlenie w płynności ruchu biegnika (rys. 7.19). Wadą stosowania pierścieni o średnicach większych od zewnętrznej średnicy magnesów, jest zmniejszenie wartości siły ciągu, która dla modelu C76 jest również blisko 2-krotnie mniejsza niż w prototypie nr 1.



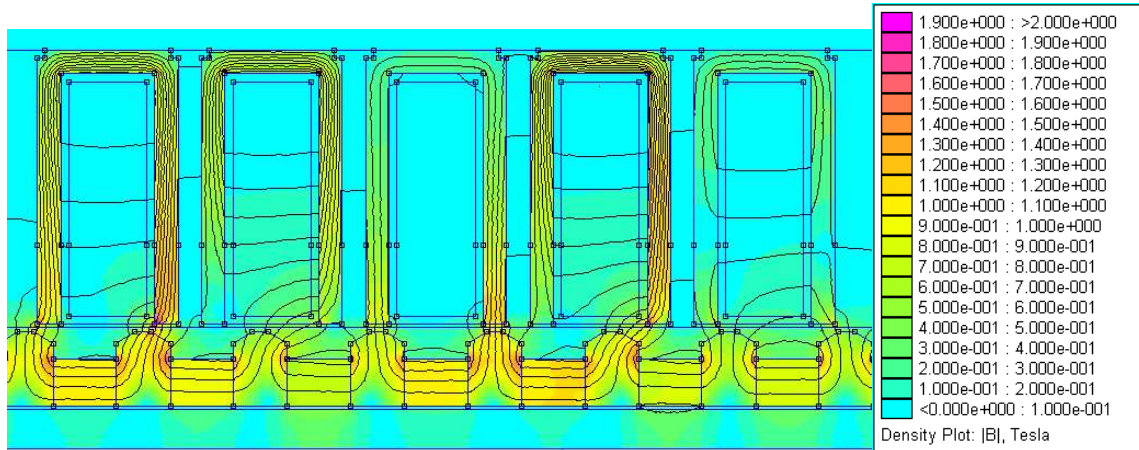
Rys. 7.19. Zależność siły od położenia biegnika dla prototypu nr 1 oraz modelu C76 (znamionowy kąt obciążenia dla silnika synchronicznego)

Tabela 7.6. Porównanie prototypu nr 1 z modelem C76 o najmniejszym współczynniku pulsacji

Model silnika	F_{Nmax}	F_{Nmin}	F_{NAV}	w_{pul}
	N	N	N	-
Prototyp nr 1 $w_a=0$ $h_a=0$ $h_p=0$	448	368	404	0,198
Model C76 $w_a=2,5$ mm $h_a=1,5$ mm $h_p=2$ mm	263	237	250	0,103

Wprowadzenie przekładek ferromagnetycznych, takich które powodują uzębienie biegnika, przy zachowaniu stałej grubości magnesu, przyczynia się do spadku wartości indukcji magnetycznej w obwodzie magnetycznym silnika (rys. 7.20). Wartość maksymalna

indukcji dla modelu C76 nie przekracza 1,3 T i jest znacznie mniejsza niż w prototypie nr 1. Ukosowanie powierzchni pierścieni ferromagnetycznych zmniejsza oczywiście koncentrację linii sił pola w obrębie ich naroży, co znajduje swoje odzwierciedlenie w mniejszych pulsacjach siły (tabela 7.6).



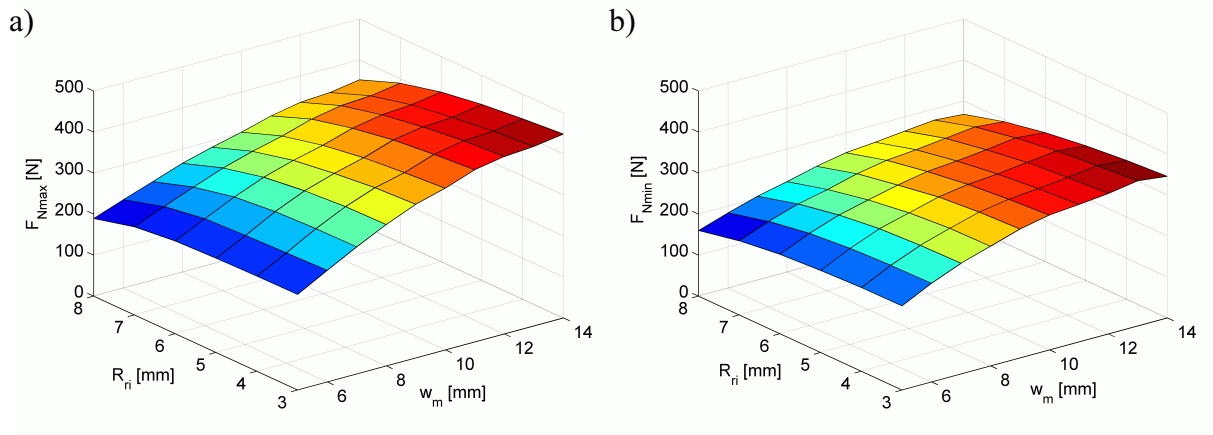
Rys. 7.20. Moduł indukcji magnetycznej w przekroju modelu C76 (znamionowe warunki pracy silnika)

7.7. Biegnik z magnesami o magnesowaniu promieniowym

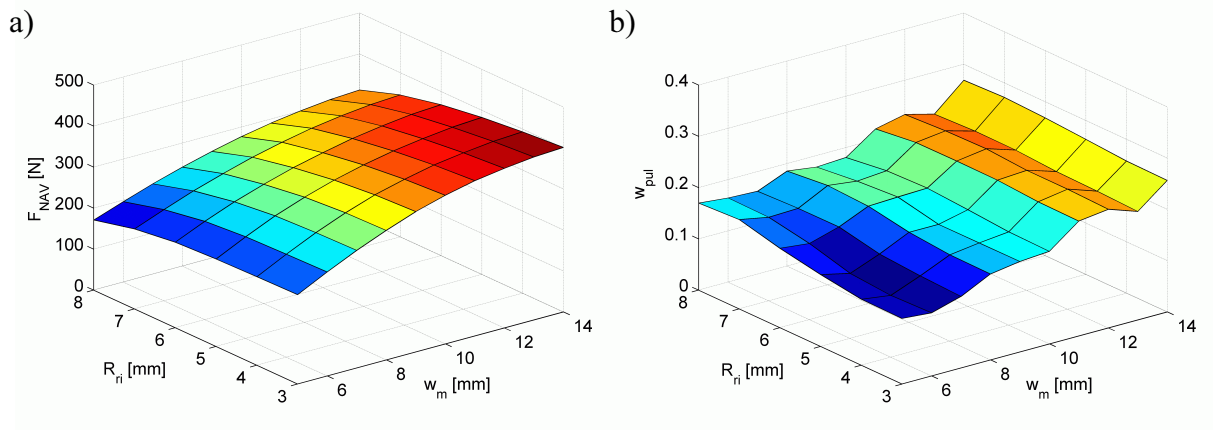
Wykorzystanie magnesów o magnesowaniu promieniowym umożliwia (podobnie jak dla pracy krokowej) zmianę parametrów tubowego silnika synchronicznego. Przeanalizowano model silnika z rys. 6.34 przy zasilaniu sinusoidalnym 5-fazowym. Podobnie jak dla pracy krokowej, także w tym przypadku szerokość magnesu wpływa znacznie na wartość siły niż zmiana promienia wewnętrznego rury nośnej biegnika.

Wartości: maksymalna, minimalna i średnia siły, rosną wraz ze zwiększaniem szerokości magnesów oraz grubości rury nośnej biegnika (rys. 7.21 i rys. 7.22a). Współczynnik pulsacji nieznacznie maleje ze wzrostem grubości tej rury. W celu uzyskania małych wartości współczynnika w_{pul} należy stosować wąskie magnesy (rys. 7.22b). Model C77 (tabela 7.7, oznaczenia wymiarów takie jak stosowano w rozdz. 6), w którym zamodelowano wąskie magnesy i grubą rurę ferromagnetyczną, charakteryzuje się mniejszym o 40% współczynnikiem pulsacji niż to ma miejsce w prototypie nr 1. Jednakże główną wadą w tym przypadku jest mniejsza (o ok. 40%) wartość znamionowej siły ciągu. Przedstawiona konstrukcja, w przypadku pracy synchronicznej, nie pozwala na uzyskanie wartości siły ciągu większej niż w prototypie nr 1. Należy więc stwierdzić, że konstrukcja z magnesami o

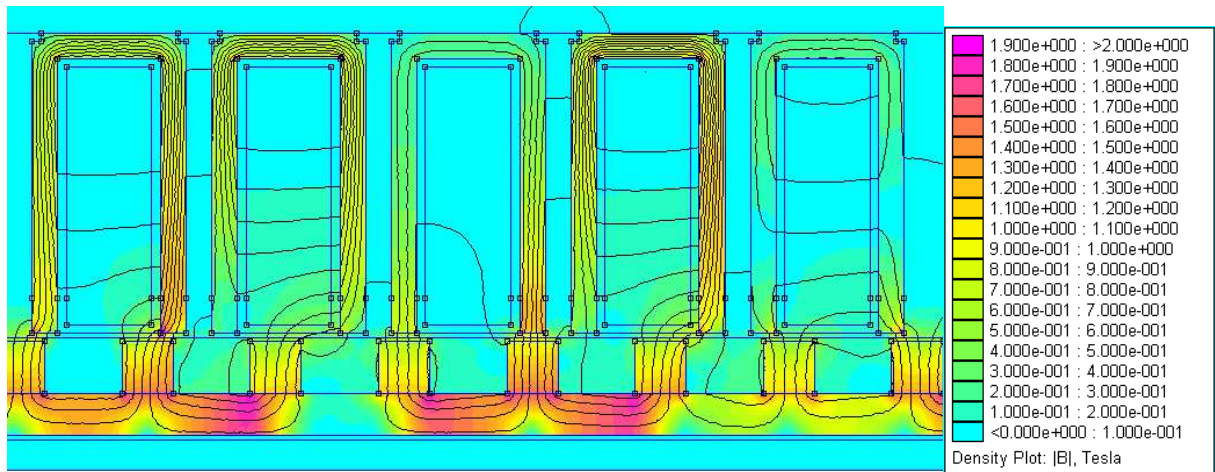
magnesowaniu promieniowym charakteryzuje się generalnie gorszymi parametrami, niż konstrukcja prototypowa.



Rys. 7.21. Siła znamionowa dla różnych grubości rury biegnika i szerokości magnesów:
a) wartość maksymalna, b) wartość minimalna



Rys. 7.22. Zależność od wymiarów magnesów i rury nośnej:
a) średniej siły znamionowej, b) współczynnika pulsacji siły



Rys. 7.23. Linie sił pola dla pracy synchronicznej w przekroju modelu C77 ($I_m=8\text{ A}$, $\vartheta=90^\circ$)

Tabela 7.7. Porównanie prototypu nr 1 z modelem C77 o najmniejszym współczynniku pulsacji i z modelem D77 o największej wartości średniej siły znamionowej

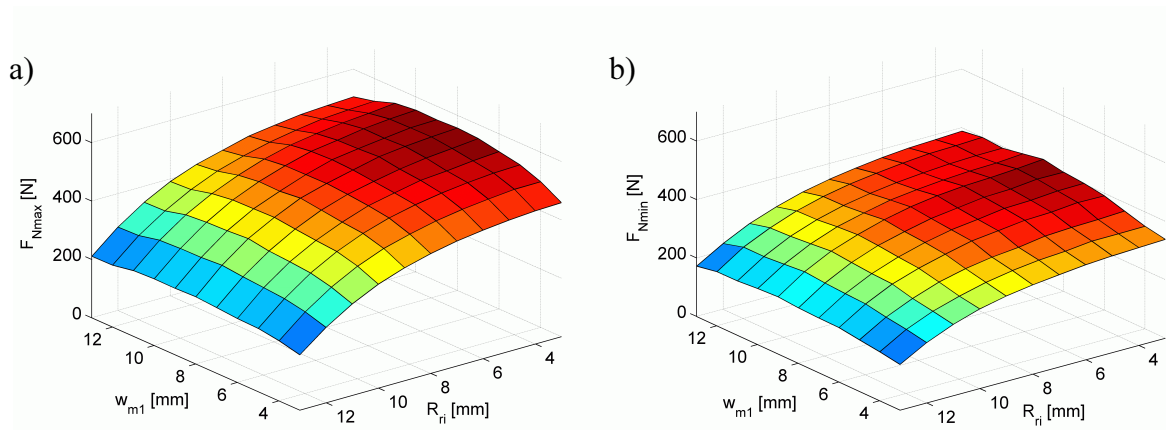
Model silnika	F_{Nmax}	F_{Nmin}	F_{NAV}	w_{pul}
	N	N	N	-
Prototyp nr 1	448	368	404	0,198
Model C77 $R_{ri}=4$ mm $w_m=6$ mm	269	239	251	0,121
Model D77 $R_{ri}=3$ mm $w_m=14$ mm	448	345	401	0,257

W przypadku zastosowania magnesów o magnetyzacji promieniowej umieszczonych na rurze stalowej, nie występuje nasycenie jarzma stojana (wartość indukcji poniżej 1,3 T, rys. 7.23). Miejscowemu nasyceniu ulega natomiast rura stalowa (wartości indukcji do 1,8T).

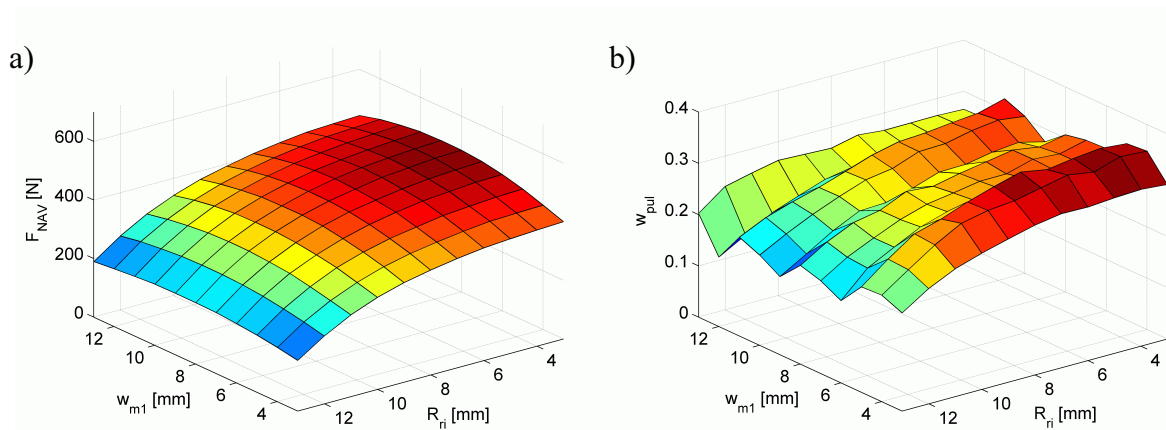
7.8. Magnesy biegnika w układzie Halbacha

W ramach obliczeń dla pracy synchronicznej silnika, zbadano, jakie możliwości daje zastosowanie biegnika z magnesami w układzie Halbacha (rys. 6.42). Z obliczeń tych wynika, że szerokość magnesu nie ma znaczącego wpływu na wartość siły ciągu (rys. 7.24 i 7.25a). Ma natomiast wpływ na wartość współczynnika pulsacji siły (rys. 7.25b). Odpowiedni dobór szerokości w_{m1} magnesu pozwala nawet na kilkunastoprocentowe zmniejszenie w_{pul} . Tak jak w innych przypadkach, zmniejszenie promienia wewnętrznego magnesów, a więc zwiększenie ich objętości, skutkuje wzrostem siły ciągu (rys. 7.24 i 7.25a) i jednocześnie wzrostem wartości współczynnika pulsacji.

Podobnie jak w przypadku magnesów o magnesowaniu osiowym, zastosowanie układu Halbacha umożliwia blisko 40% redukcję współczynnika pulsacji. Jednakże odbywa się to kosztem wartości siły ciągu (tabela 7.8, model C78), która jest ponad 2-krotnie mniejsza niż w prototypie nr 1. Z kolei wybór modelu D78 (tabela 7.8) wiąże się wprowadzić z ponad 20% wzrostem siły ciągu, ale jednocześnie wzrasta o około 40% współczynnik pulsacji siły. Z przeprowadzonych obliczeń wynika, że zastosowanie układu Halbacha w biegniku nie pozwala na uzyskanie modelu lepszego pod względem parametrów mechanicznych od wykonanego w ramach niniejszej pracy prototypu nr 1. Dla istniejącej konstrukcji stojana najbardziej odpowiednie wymiary magnesów powinny się zawierać w granicach $w_{m1} = 7 \div 11$ mm, $R_{ri} = 8 \div 10$ mm.



Rys. 7.24. Zależność siły znamionowej od wymiarów magnesów w biegniku:
a) wartość maksymalna, b) wartość minimalna



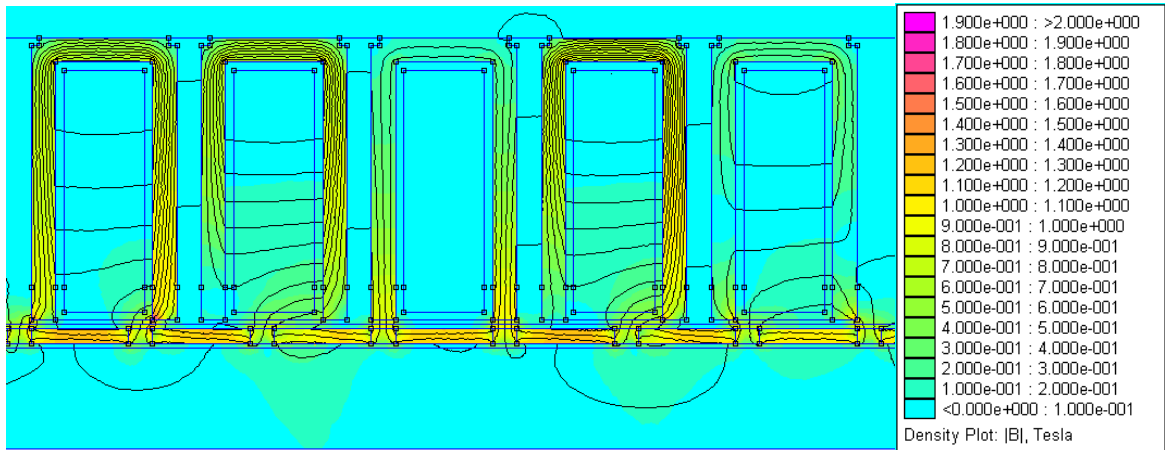
Rys. 7.25. Wpływ wymiarów magnesów na wartość:
a) średnią siły znamionowej, b) współczynnik pulsacji siły

Tabela 7.8. Porównanie prototypu nr 1 z modelem C78 o najmniejszym współczynniku pulsacji i z modelem D78 o największej wartości średniej siły znamionowej

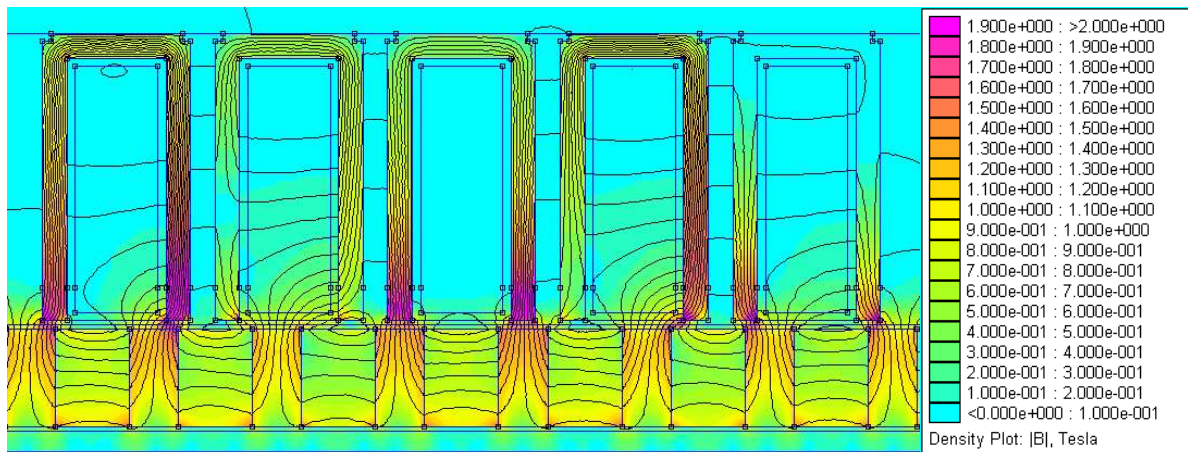
Model silnika	F_{Nmax}	F_{Nmin}	F_{NAV}	w_{pul}
	N	N	N	-
Prototyp nr 1	448	368	404	0,198
Model C78 $R_{ri}=13$ mm $w_{m1}=12$ mm	212	185	197	0,136
Model D78 $R_{ri}=3$ mm $w_{m1}=9$ mm	553	420	485	0,275

Model C78 charakteryzuje się małą wartością indukcji w rdzeniu (poniżej 1,2 T, rys. 7.26). Wynika to głównie z niewielkich rozmiarów magnesów trwałych i związanego z tym niewielkiego, w porównaniu ze strumieniem cewek, strumienia przez nie generowanego. W przypadku modelu C78 należy więc odpowiednio dobrać sposób zasilania cewek, aby nie

doprowadzić do zjawiska demagnetyzacji. Problem ten nie występuje w przypadku modelu D78, gdzie magnesy mają ponad 3-krotnie większy przepływ w porównaniu z przepływem pochodzącym od prądu w cewkach (rys. 7.27). W modelu tym wartość indukcji w biegniku wynika głównie z indukcji remanentu magnesów trwałych i nie przekracza 1,2 T. Z kolei w obszarze stojana nasyceniu ulegają wewnętrzne części segmentów. Rozkład pola w całym stojanie nie ulega znaczącym zmianom w porównaniu z prototypem nr 1 (rys. 7.4).



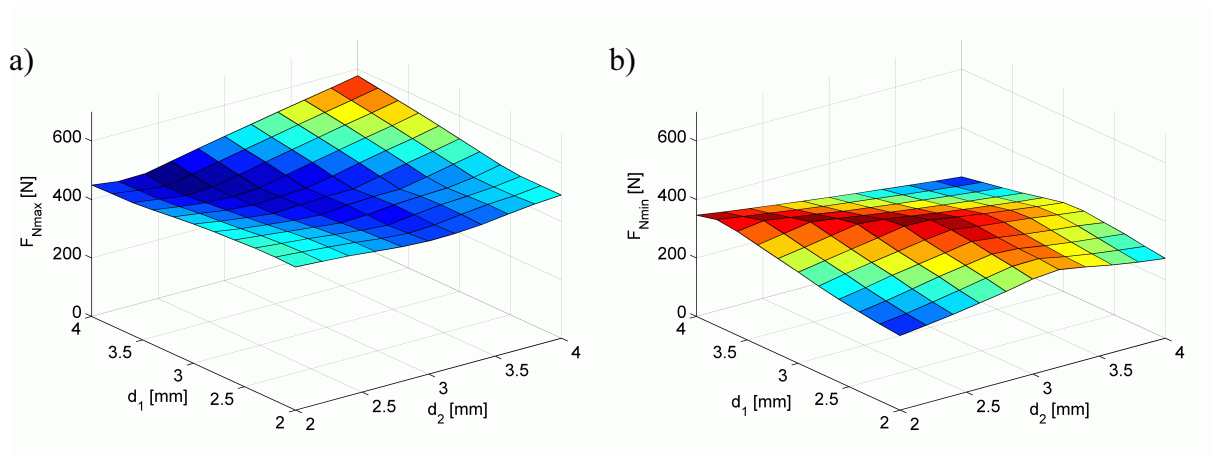
Rys. 7.26. Rozkład pola w modelu C78 silnika synchronicznego (położenie neutralne biegnika, obciążenie znamionowe, $I_m=8$ A)



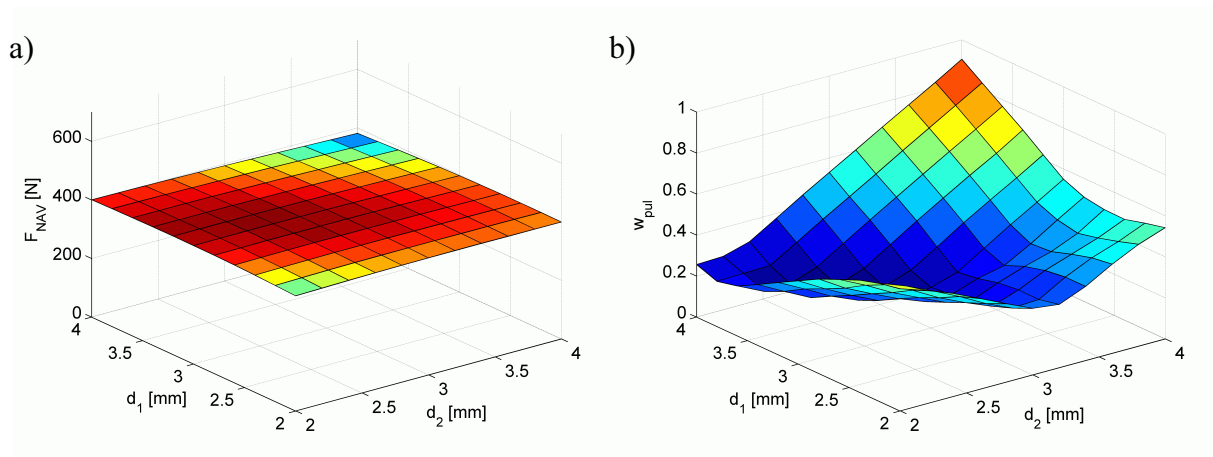
Rys. 7.27. Moduł indukcji magnetycznej w przekroju modelu D78 (dane jak dla modelu C78)

7.9. Wpływ odległości między segmentami stojana na siłę ciągu

W celu wykazania poprawności doboru odległości między segmentami stojana, zbadano, jaki wpływ ma ta odległość (rys. 6.50) na wartość siły ciągu i na współczynnik pulsacji. Ponieważ założono, że silnik ma pracować symetrycznie w obydwu kierunkach, to zmieniano dwie odległości: między segmentami zewnętrznymi (d_2) i między segmentami wewnętrznymi (d_1).



Rys. 7.28. Zależność znamionowej siły ciągu od odległości między segmentami stojana:
a) wartość maksymalna, b) wartość minimalna



Rys. 7.29. Wpływ rozsunięcia segmentów stojana na:
a) wartość średnią siły znamionowej, b) wartość współczynnika pulsacji siły

Tabela 7.9. Porównanie prototypu nr 1 z modelem C79 o najmniejszym współczynniku pulsacji

Model silnika	F_{Nmax}	F_{Nmin}	F_{NAV}	w_{pul}
	N	N		
Prototyp nr 1 $d_1=3$ mm $d_2=3$ mm	448	368	404	0,198
Model C79 $d_1=3,2$ mm $d_2=2,6$ mm	435	370	405	0,160

Zmiana odległości między segmentami w analizowanym zakresie ma korzystny wpływ na wartość maksymalną siły znamionowej (rys. 7.28a) oraz niekorzystny na jej wartość minimalną (rys. 7.28b). Natomiast, wartość średnia siły praktycznie nie zależy od odległości między segmentami stojana (rys. 7.29a). Największy wpływ parametrów d_1 i d_2 jest widoczny w

odniesieniu współczynnika pulsacji siły (rys. 7.29b). Zbyt duże zmiany odległości między segmentami powodują jego wzrost, nawet do wartości bliskich jedności.

W porównaniu z prototypem nr 1 można uzyskać blisko 20% poprawę współczynnika pulsacji siły (tabela 7.9, model C79). Nieznaczne rozsuniecie segmentów wewnętrznych (o 0,2 mm) i zbliżenie do siebie segmentów zewnętrznych (o 0,4 mm) powoduje nieco korzystniejszy rozkład pola (podobnie jak dla pracy krokowej, rozdz. 6.9).

7.10. Warunki konstrukcyjne poprawnego działania silnika

Z obliczeń wariantowych (rozdz. 6 i 7) uzyskano rozkłady pola dla różnych wymiarów elementów silnika. Widać, że pewne elementy muszą być zmieniane jedynie w określonych granicach w korelacji z pozostałymi podzespołami. Szczególnie widoczne jest to w rozdz. 6.9 i 7.9, gdzie badano wpływ odległości segmentów stojana na siłę ciągu. Dlatego też, autor podjął próbę uogólnienia pewnych korelacji między tymi wymiarami zarówno dla silnika pracującego krokowo, jak też silnika synchronicznego, o podziałce biegunowej τ_p . Geometria badanego silnika musi spełniać pewne warunki, aby było możliwe jego poprawne działanie. W zależności od liczby faz, zarówno podziałka biegunowa, jak również odległości segmentów fazowych silnika d_s muszą być ze sobą związane w celu zapewnienia poprawnych warunków pracy. Szerokość pojedynczego segmentu stojana w_{ss} oraz podziałka biegunowa τ_p , a także odległości między segmentami stojana d_s można ująć w zespół równań, które można nazwać podstawowymi warunkami poprawnej konstrukcji:

$$\begin{aligned} &\text{Jeżeli } w_{ss} \leq \frac{\tau_p}{n_f} + \tau_p \text{ to} \\ &d_s = k \cdot \frac{\tau_p}{n_f} - w_{ss} + \tau_p, \quad k = 0, 1, 2, \dots \\ &\text{w przeciwnym wypadku} \\ &d_s = \frac{\tau_p}{n_f} - w_{ss} + k \cdot \tau_p, \quad k = 0, 1, 2, \dots \end{aligned}$$

(7.2)

gdzie

n_f - liczba faz

k - najmniejsza liczba całkowita, dla której $d_s > 0$

W powyższym wzorze zakłada się, że szerokość pojedynczego segmentu stojana, pomniejszona o grubość jarzma, równa się podziałce biegunowej, a więc środki zębów stojana pokrywają się ze środkami wysokości pierścieni ferromagnetycznych. Dla silnika 5-fazowego ($n_f = 5$), przy podziałce biegunowej $\tau_p = 15$ mm oraz szerokości segmentu stojana $w_{ss} = 18$ mm, dla $k = 2$ otrzymuje się

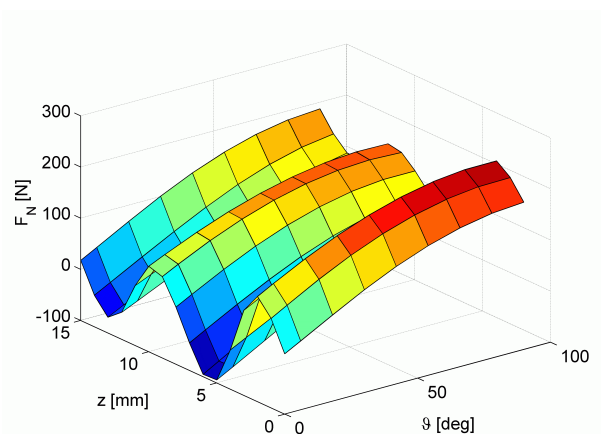
$$d_s = k \cdot \frac{\tau_p}{n_f} - w_{ss} + \tau_p = 2 \cdot \frac{15}{5} - 18 + 15 = 3 \text{ mm} \quad (7.3)$$

Należy tu zaznaczyć, że ze względu na możliwość rozsunięcia segmentów (różnej grubości przekładki) istnieje możliwość stosunkowo łatwej zmiany liczby faz silnika n_f . Jest to niewątpliwa zaleta silnika, gdyż umożliwia ona szybkie dopasowywanie konstrukcji silnika do jego przeznaczenia. Powyższe zależności mogą być nieco zmienione w przypadku modyfikacji geometrii pewnych elementów silnika np. kształt zębów, przekładek itp. Wówczas należy uwzględnić korzystny rozkład pola magnetycznego, a więc konieczna jest analiza polowa. Autor przeprowadził wielowariantową analizę polową, która dodatkowo pozwala uwzględnić zmianę kształtu niektórych elementów, co przedstawiono w niniejszym rozdziale oraz w rozdz. 6.

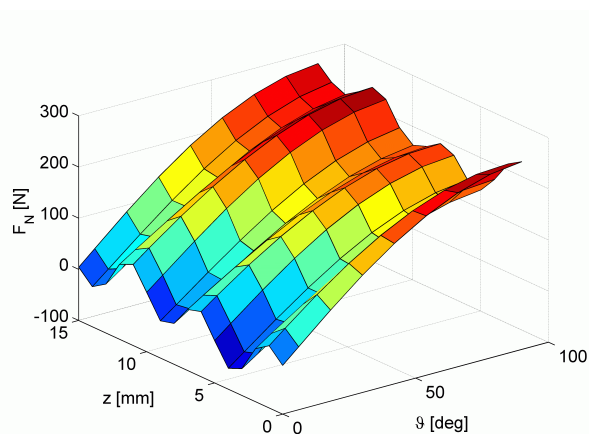
7.11. Wpływ liczby faz na siłę ciągu silnika synchronicznego

Przedstawiony typ silnika liniowego może być wykonywany nie tylko jako 5-fazowy, ale także o innej liczbie faz. Dzięki modułowej konstrukcji istnieje możliwość składania silników o dowolnej liczbie faz. Pierwotnie tego typu silniki były wykonywane jako 2-fazowe (jest to minimalna liczba faz) [141, 142]. Wadą takiego rozwiązania są duże pulsacje siły znamionowej. Zwiększając liczbę faz można zmniejszyć pulsacje siły. Maksymalna liczba faz jest właściwie ograniczona jedynie trudnościami związanymi z konstrukcją odpowiedniego, wielofazowego zasilania.

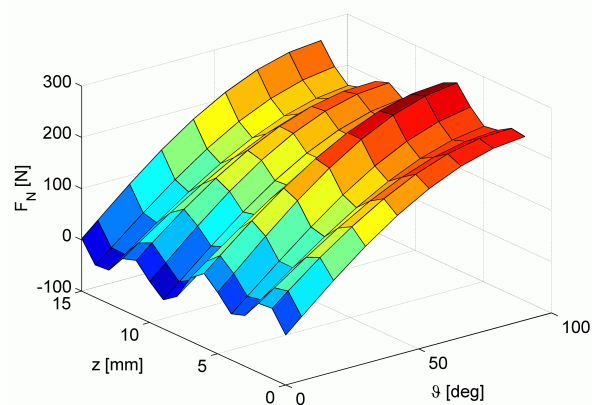
W celu wykazania zalet zasilania 5-fazowego przedstawiono również analizę badanej konstrukcji silnika dla różnej liczby faz. W każdym z liczonych przypadków liczba cewek odpowiadała liczbie faz. Wymiary biegnika założono takie jak w prototypie nr 1, a więc pozostał on niezmienny. Odległości między segmentami stojana obliczono na podstawie wzorów z rozdziału 7.10.



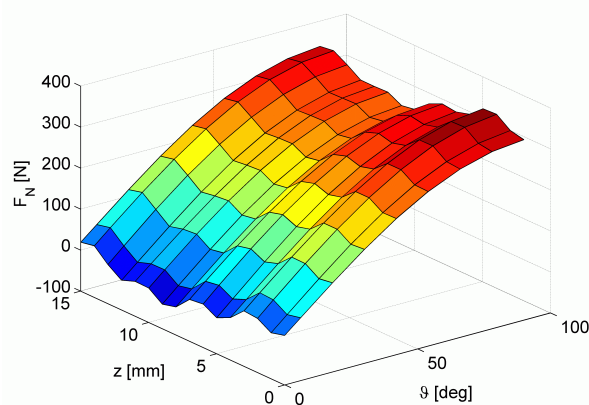
Rys. 7.30. Zależność siły ciągu od kąta obciążenia i położenia biegnika dla silnika dwufazowego ($d_s=4,5$ mm)



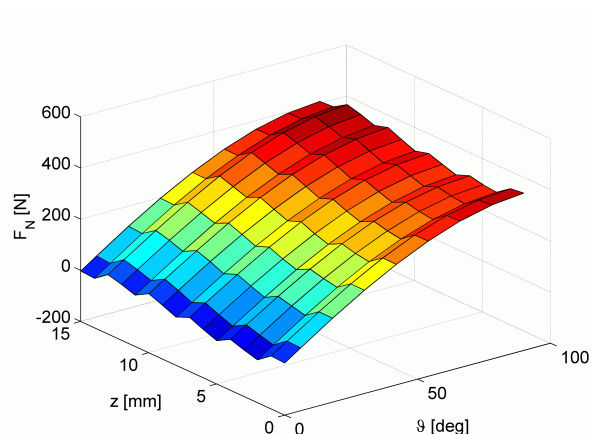
Rys. 7.31. Zależność siły ciągu w funkcji kąta obciążenia i położenia biegnika dla silnika trójfazowego ($d_s=2$ mm)



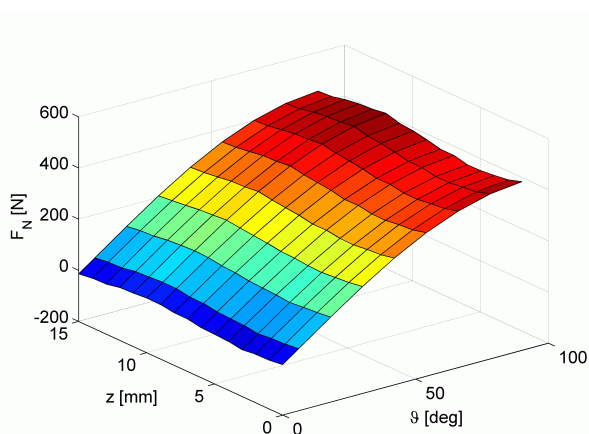
Rys. 7.32. Charakterystyka mechaniczna silnika liniowego trójfazowego synchronicznego ($d_s=7$ mm)



Rys. 7.33. Zależność siły ciągu w funkcji kąta obciążenia i położenia biegnika dla silnika czterofazowego ($d_s=0,75$ mm)



Rys. 7.34. Charakterystyka mechaniczna dla silnika pięcioletowego ($d_s=3$ mm)

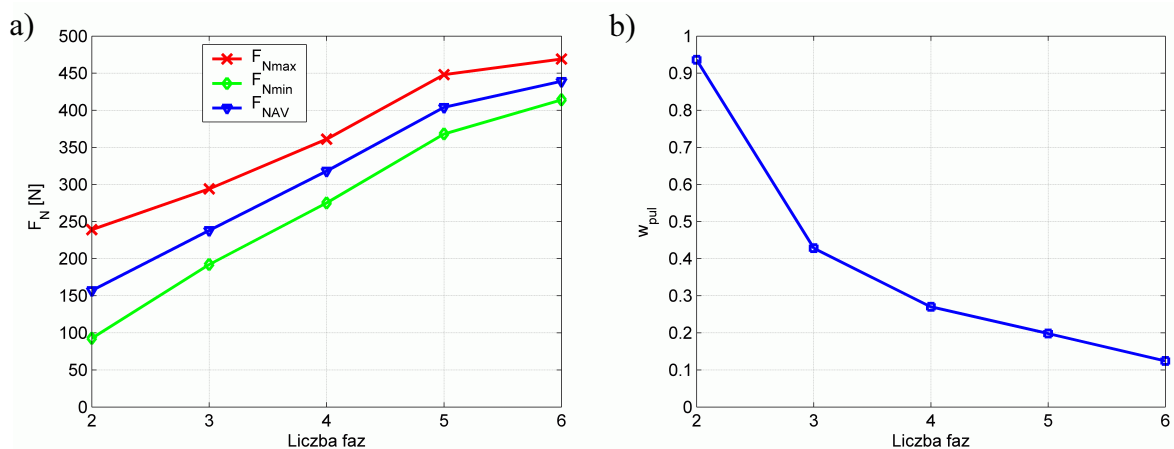


Rys. 7.35. Wyniki obliczeń siły w funkcji położenia biegnika i kąta obciążenia dla silnika sześciopoleowego ($d_s=14,5$ mm)

Dla każdej liczby faz, w tabeli 7.10, zamieszczono obliczone z zależności (7.2) odległości d_s między segmentami stojana. We wszystkich przyjętych modelach założono stałą długość podziałki biegunowej $\tau_p = 15$ mm oraz stałą szerokość pojedynczego segmentu stojana $w_{ss} = 18$ mm (rozdz. 3). W przypadku silnika trójfazowego wykonano obliczenia dla dwóch różnych odległości między segmentami stojana (otrzymanych z wyrażeń 7.2 i 7.3, dla $k=1$ i $k=2$). Obliczenia te miały na celu wykazanie, w jakim stopniu odległość między segmentami stojana, przy zachowanej stałej liczbie faz, wpływa na pulsacje i wartość siły ciągu.

Tabela 7.10. Odległości między segmentami stojana dla silników o różnej liczbie faz

Liczba faz (n_f)	k	d_s
	-	mm
2	1	4,5
3	1	2
3	2	7
4	1	0,75
5	2	3
6	2	14,5



Rys. 7.36. Wpływ liczby faz na wartość:
a) siły ciągu, b) współczynnika pulsacji siły

Tabela 7.11. Wartości sił dla różnej liczby faz (kąt $\vartheta = 90^\circ$, prąd znamionowy)

n_f (liczba faz)	2	3 ($d_s=2$ mm)	3 ($d_s=7$ mm)	4	5	6
F_{Nmax}	239	294	271	361	448	469
F_{Nmin}	92,5	192	169	275	368	414
F_{NAV}	157	238	226	318	404	439
w_{pul}	0,936	0,428	0,454	0,270	0,198	0,124

Na rysunkach 7.30 do 7.35 zamieszczono charakterystyki siły ciągu w funkcji położenia biegnika i kąta obciążenia dla tubowego silnika synchronicznego. Ze względu na większy przepływ uzwojenia stojana, wzrost liczby faz skutkuje wzrostem wartości tej siły. Nie jest to jednak wzrost liniowy. Dla silników z liczbą faz większą niż 4 siła rośnie wolniej (rys. 7.36a) niż w zakresie liczby faz od 2 do 4. Szczególnie dotyczy to siły maksymalnej. Siła średnia i minimalna w większym stopniu zależą od liczby faz (rys. 7.36a, tabela 7.11).

Ze wzrostem liczby faz współczynnik pulsacji siły ciągu maleje, co jest wyraźnie widoczne przy porównaniu rysunków 7.30 i 7.35. Jego wartość zmniejsza się od wartości 0,936 dla silnika dwufazowego do wartości 0,124 dla silnika sześciofazowego (tabela 7.11). Zmiana ta jest szczególnie widoczna dla wzrostu liczby faz od 2 do 4. Dla liczby faz większej od 4 zmiany te są nieco mniejsze (rys. 7.36b).

Stosowanie różnych możliwych (z uwzględnieniem warunków 7.2 i 7.3) odległości między segmentami, nieznacznie wpływa na charakterystykę statyczną siły silnika. Kształt charakterystyki mechanicznej w przypadku silnika 3-fazowego dla $d_s = 2\text{ mm}$ oraz $d_s = 7\text{ mm}$ jest praktycznie identyczny (rys. 7.31 i 7.32). Różnice między wartościami sił nie przekraczają 11%. Również współczynnik pulsacji siły nieznacznie zależy od odległości między segmentami stojana. Wyniki otrzymane dla większych wartości d_s powinny być praktycznie identyczne, jak dla przypadku $d_s = 7\text{ mm}$.

Dobór odpowiedniej liczby faz zależy od wymagań stawianych silnikowi. Jeżeli ma być on prosty w konstrukcji i mało precyzyjny, to wskazane jest wykorzystanie silników o liczbie faz równej 2 lub 3. Wzrost wymagań, co do precyzji pozycjonowania, wymaga zastosowania większej liczby faz. Należy jednakże zaznaczyć, że stosowanie silników o liczbie faz większej od 6 jest dosyć kosztowne i kłopotliwe ze względu na budowę układu zasilającego.

8. Szybkie modelowanie charakterystyk silnika z wykorzystaniem praw podobieństwa

8.1. Wprowadzenie

Ze względu na złożoność zjawisk elektromagnetycznych, trudno jest opracować teorię i wiarygodne wzory obliczeniowe bez weryfikacji pomiarowej założeń i wyników obliczeń. Weryfikacja ta może być kosztowna, szczególnie wtedy, gdy ma się do czynienia z urządzeniami o bardzo dużych lub bardzo małych gabarytach [103]. Dlatego też, duże znaczenie ma opracowanie efektywnych metod badań doświadczalnych na modelach uproszczonych i przeskalowanych (zmniejszonych lub zwiększonych). W badaniach tych wykorzystuje się teorię podobieństwa i teorię matematycznego modelowania [124].

Teoria podobieństwa znalazła szerokie zastosowanie w badaniach modelowych w technice cieplnej (np. modele ogrzewania kuli ziemskiej w wyniku efektu cieplarnianego), w hydrodynamice (np. modelowanie przepływów w rzekach), aerodynamice (np. analiza przepływu powietrza wokół samochodów i samolotów) i w elektrodynamice. W tym ostatnim przypadku badania dotyczyły głównie skalowania transformatorów [136, 137, 138, 139] oraz silników indukcyjnych liniowych [17, 37, 140]. Pojawiła się także publikacja dotycząca skalowania mikroaktuatorów [88] z uwzględnieniem zjawisk termicznych oraz publikacja związana z projektowaniem (w skali) pojazdu Maglev [103]. Autorowi znana jest tylko jedna publikacja dotycząca skalowania silników liniowych z magnesami trwałymi [126], która obejmowała silniki liniowe ze strumieniem poprzecznym. Spośród literatury jedynie publikacja własna autora [114], dotyczy projektowania, z wykorzystaniem współczynników skali, silników liniowych tubowych z magnesami trwałymi.

Zadaniem teorii podobieństwa jest udzielenie wskazówek:

- jak należy zbudować zmniejszony lub powiększony model badanego urządzenia, zwany modelem przeskalowanym, aby przebiegi elektrodynamiczne w modelu i w oryginale były podobne,
- jak należy opracować wyniki otrzymane z badania przeskalowanego modelu, aby wnioski z obliczeń mogły również dać wskazówki do budowy oryginału i aby można było przewidzieć charakterystyki oryginału.

Aby zjawiska w modelu i oryginale były podobne, niezbędne jest spełnienie warunków nazywanych kryteriami podobieństwa [124]. W celu ustalenia tych kryteriów zostanie wykorzystana metoda analizy równań pola elektromagnetycznego i równań obwodowych.

Metoda modelowania przebiegów elektromagnetycznych ze zmianą skali obiektu opiera się na zasadzie, że zjawiska zachodzące w modelu i w oryginale podlegają tym samym równaniom Maxwella. W przedstawionych poniżej zależnościach, przy pominięciu prądów wirowych, założono nieliniową charakterystykę magnesowania rdzenia oraz przyjęto obecność magnesów trwałych. We wszystkich poniższych wyprowadzeniach, współczynnik skali m_X dowolnej wielkości X , zdefiniowano jako stosunek wielkości fizycznej w modelu przeskalowanym X_M do wielkości fizycznej w oryginale X_O , tzn. $m_X = X_M / X_O$.

8.2. Wyprowadzenie kryteriów podobieństwa

W przypadku przyjęcia pola quasistatycznego, drugie równanie Maxwella może być pominięte. Pierwsze równanie Maxwella dla maszyn z magnesami trwałymi zawiera wektor magnetyzacji $\vec{M}$:

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu_0} \vec{B} - \vec{M} \right) = \vec{J} \quad (8.1)$$

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu_0} \vec{B} - \vec{M} \Rightarrow \vec{B} = \mu_0 (\vec{H} + \vec{M}) \quad (8.2)$$

Wartość tego wektora zależy od materiału z jakiego został wykonany magnes (krzywej od magnesowania) i nie może być przeskalowana ($m_M = 1$). Wykorzystując notację związaną z prawami podobieństwa, wzory (8.1) i (8.2) przyjmują postać:

$$\frac{m_B / m_\mu}{m_I} = m_J, \quad \frac{m_M}{m_I} = m_J \quad (8.3)$$

$$m_B = m_\mu \cdot m_H, \quad m_B = m_\mu \cdot m_M \quad (8.4)$$

W powyższych równaniach niezmienna pozostaje także wartość przenikalności magnetycznej ($m_\mu = 1$). Z zależności (8.4) wynika więc, że $m_B = 1$ i w konsekwencji $m_H = 1$. Jedynym parametrem w równaniach (8.3) i (8.4), który podlega zmianom wraz z wymiarami silnika jest gęstość prądu płynącego w uzwojeniach:

$$m_J = \frac{1}{m_I} \quad (8.5)$$

Współczynnik skali dla energii można otrzymać z zależności

$$W = \int_V B H dV \quad (8.6)$$

Wynikiem jest $m_W = m_l^3$. Podobnie z zależności

$$\Phi = B \cdot S \quad (8.7)$$

otrzymuje się współczynnik skali dla strumienia magnetycznego $m_\Phi = m_l^2$.

W celu wyznaczenia współczynników skali dla siły i indukcyjności w silniku liniowym, należy przyjąć dodatkowe założenia dotyczące liczby zwojów. Z praktycznego punktu widzenia istnieją tutaj dwie możliwości. Pierwsza to zmiana liczby zwojów wraz ze zmianą gabarytów silnika, przy zachowaniu stałego przekroju drutu ($m_{SCu} = 1$). Liczba zwojów zależy w tym przypadku od kwadratu współczynnika skali ($m_N = m_l^2$). Druga natomiast zakłada zachowanie stałej liczby zwojów uzwojenia przy zmianie przekroju przewodu nawojowego ($m_N = 1, m_{SCu} = m_l^2$).

W przypadku stałej liczby zwojów, tak jak zostało to wyżej opisane, przekrój przewodu nawojowego musi się zmieniać z kwadratem współczynnika skali wymiarów geometrycznych:

$$m_{SCu} = m_l^2 \quad (8.8)$$

Współczynnik skali natężenia prądu płynącego w uzwojeniu zależy od współczynnika skali gęstości prądu i przekroju uzwojenia i wynosi

$$m_I = m_l \quad (8.9)$$

Dla strumienia sprzężonego z całym uzwojeniem otrzymuje się zależność

$$m_\Psi = m_\Phi \cdot m_N = m_l^2 \cdot 1 = m_l^2 \quad (8.10)$$

Wykorzystując równania (8.9) i (8.10), otrzymuje się współczynnik skali dla indukcyjności

$$m_L = \frac{m_\Psi}{m_I} = \frac{m_l^2}{m_l} = m_l \quad (8.11)$$

Ze wzoru (8.6) można otrzymać prawo podobieństwa dla siły elektromagnetycznej

$$m_F = \frac{m_W}{m_z} = \frac{m_l^3}{m_l} = m_l^2 \quad (8.12)$$

W podobny sposób można otrzymać zależności na współczynniki skali w przypadku założenia stałego przekroju ($m_{SCu} = 1$) przewodu nawojowego uzwojenia stojana silnika tubowego z magnesami trwałymi. Otrzymuje się wówczas kolejno

$$m_N = m_l^2 \quad (8.13)$$

$$m_I = \frac{1}{m_l} \quad (8.14)$$

$$m_\Psi = m_\Phi \cdot m_N = m_l^2 \cdot m_l^2 = m_l^4 \quad (8.15)$$

$$m_L = \frac{m_\psi}{m_I} = \frac{m_l^4}{m_l} = m_l^3 \quad (8.16)$$

$$m_F = \frac{m_l^3}{m_l} = m_l^2 \quad (8.17)$$

W obu modelach otrzymuje się tę samą zależność na współczynnik skali przepływu:

$$m_\Theta = m_I \cdot m_N = m_J \cdot m_S = m_l \quad (8.18)$$

Jeśli współczynniki skali przekroju poprzecznego uzwojenia i przekroju pojedynczego zwoju oznaczy się kolejno przez m_S oraz m_{SCu} , a odpowiadające im gęstości prądów jako J oraz J_{Cu} , to łączy je współczynnik wypełnienia uzwojenia. W omawianych tutaj zależnościach przyjęto, że jest on równy jedności. Otrzymuje się wówczas

$$m_J = m_{JCu} \quad (8.19)$$

Powyższe zależności zamieszczono w tabeli 8.1, gdzie uwzględniono współczynnik skali dla gęstości prądu całego uzwojenia.

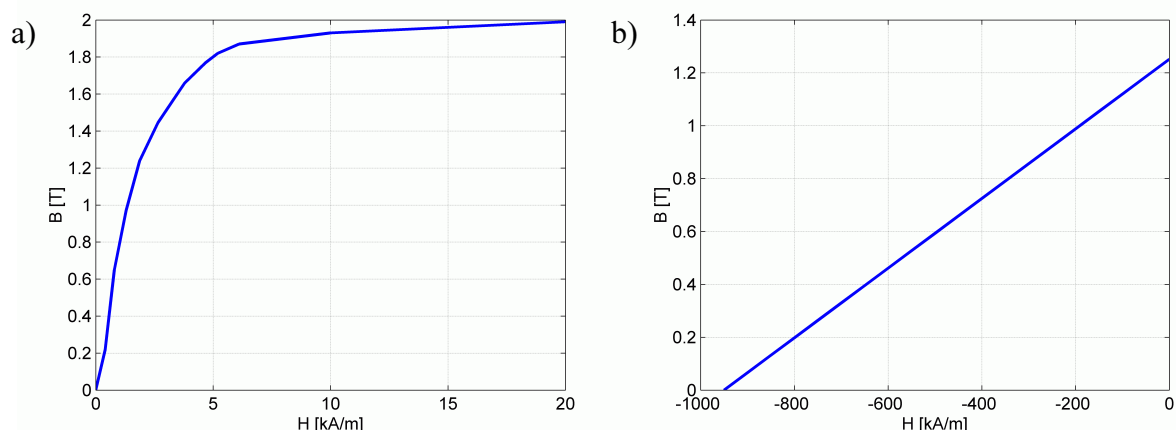
Tabela 8.1. Współczynniki skali dla obiektów z magnesami trwałymi

Parametr	m_N	m_{SCu}	m_S	m_B, m_H, m_M	m_J	m_I	m_Θ	m_Φ	m_ψ	m_L	m_F
$m_N=1$	1	m_l^2	m_l^2	1	$1/m_l$	m_l	m_l	m_l^2	m_l^2	m_l	m_l^2
$m_{SCu}=1$	m_l^2	1	m_l^2	1	$1/m_l$	$1/m_l$	m_l	m_l^2	m_l^4	m_l^3	m_l^2

W przedstawionych wyprowadzeniach należy zwrócić uwagę na skalowanie natężenia prądu. Wartość parametrów całkowych (strumieni, indukcyjności i siły) dla silnika przeskalowanego oblicza się po uprzednim przeskalowaniu wartości natężeń prądu.

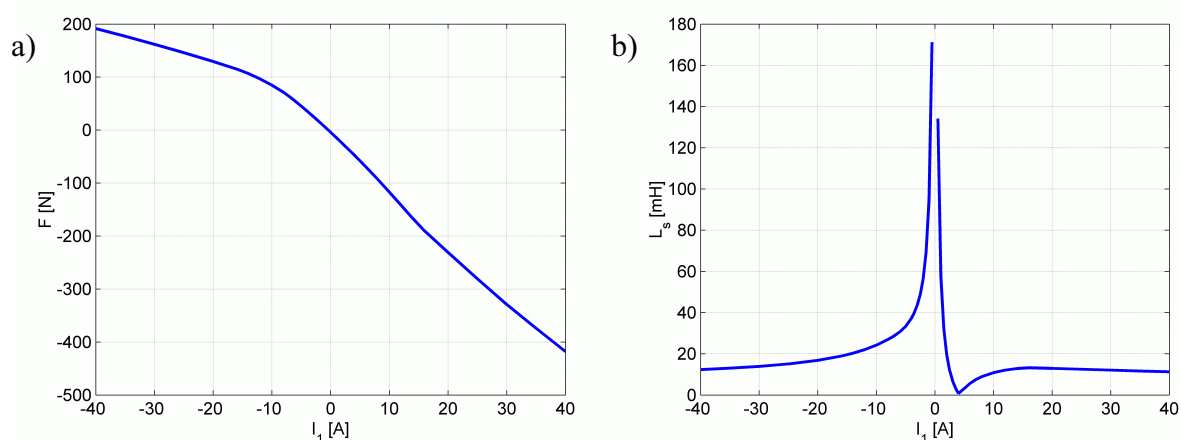
8.3. Obliczenia przeskalowanego prototypu nr 1

Przedstawione poniżej przykłady obliczeń dotyczą prototypu nr 1 opisanego w rozdz. 5. Niemniej jednak, przedstawiony tok postępowania może być zastosowany do dowolnej maszyny z magnesami trwałymi. Zgodnie z poprzednim rozdziałem przyjęto niezmiennosc parametrów materiałowych. W omówionych poniżej przykładach wykorzystano charakterystyki magnesowania stali i odmagnesowania magnesów trwałych jak na rys. 8.1.



Rys. 8.1. Charakterystyki: a) magnesowania stali ST3, b) od magnesowania magnesów NdFeB

Obliczenia przeskalowanego prototypu nr 1 wykonano przy założeniu wartości maksymalnej natężenia prądu dla oryginału jako równej $I_m = 8$ A. Ponieważ założono zakres współczynnika skali m_l od 0,2 do 5, to obliczenia dla oryginału wykonano w zakresie prądów od -40 A do 40 A. Wyniki obliczeń dla indukcyjności i siły przedstawiono na rys. 8.2. Dotyczą one zasilania cewki 1 (skrajnej) przy położeniu neutralnym biegnika (rozdz. 4.4).

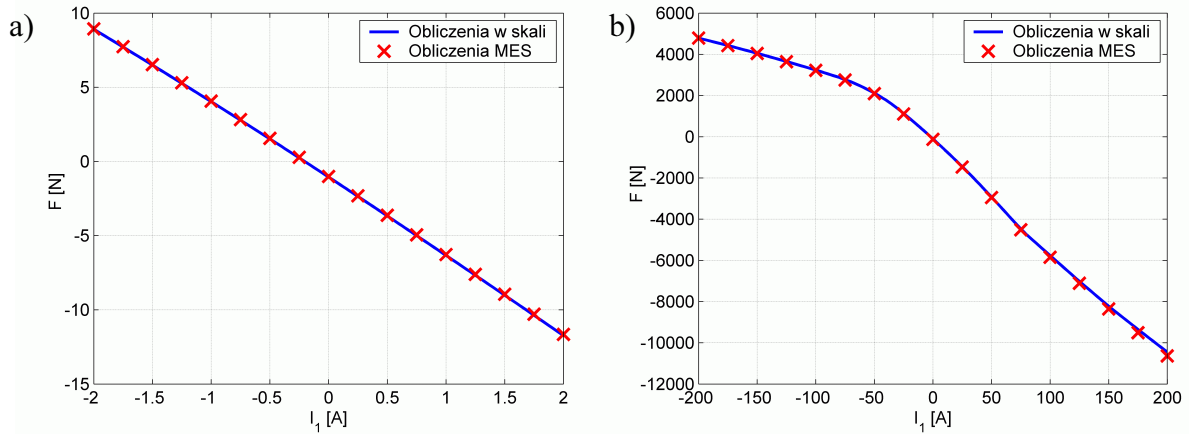


Rys. 8.2. Parametry obliczone dla oryginału przy zasilaniu cewki 1: a) siła ciągu, b) indukcyjność

Bardziej szczegółowa analiza obejmowała modele w skali $m_l = 0,5$ i $m_l = 5$ i została przeprowadzona dla dwóch przypadków: $m_N = 1$ i $m_{SCu} = 1$. Wyniki obliczeń z wykorzystaniem współczynników skali, otrzymane na podstawie obliczeń oryginału, oznaczono na rysunku jako „obliczenia w skali”. Obliczenia dla modeli w skali wykonano z wykorzystaniem metody elementów skończonych, dlatego też nazwano je „obliczeniami MES”. Celem sprawdzenia poprawności wyprowadzonych wzorów, wyniki otrzymane za pomocą współczynników skali porównano z wynikami analizy polowej przeskalowanych modeli.

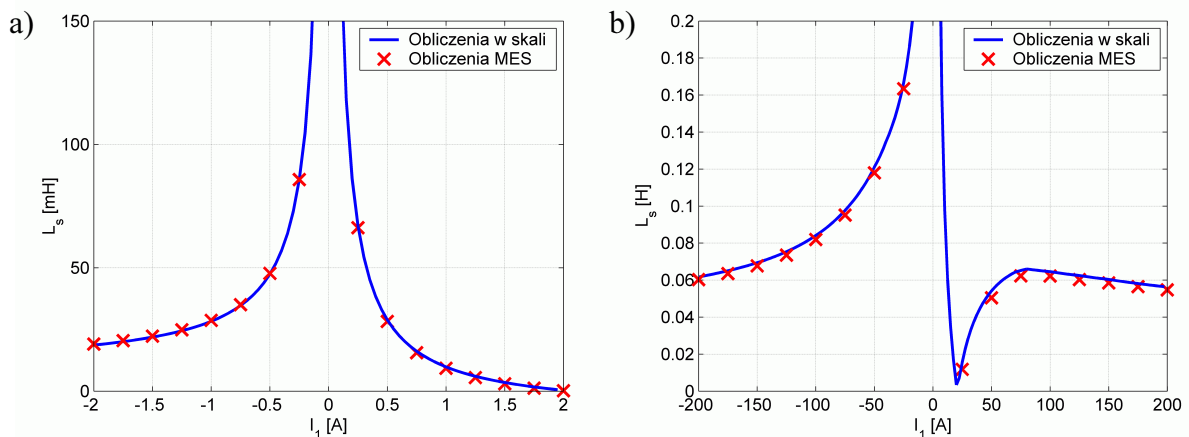
8.3.1. Obliczenia dla przypadku $m_N=1$

Uwzględniając stałość warunków chłodzenia, założono stałą gęstość prądu płynącego w cewkach. Korzystając z tabeli 8.1, przy założeniu stałej liczby zwojów ($m_N = 1$), przelicza się odpowiednie wielkości zgodnie ze wzorami podanymi w rozdziale 8.2.



Rys. 8.3. Siła ciągu w funkcji natężenia prądu dla współczynników skali: a) $m_l=0,5$, b) $m_l=5$

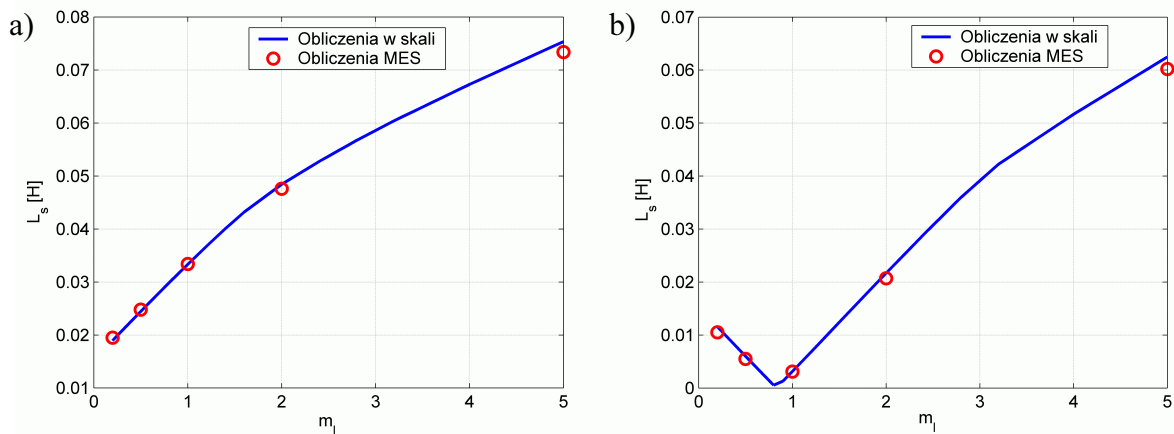
Na rys. 8.3 przedstawiono wyniki obliczeń siły ciągu silnika. W przypadku obu modeli w skali należy odpowiednio przeliczyć prąd oraz siłę, pamiętając o stałej maksymalnej wartości gęstości prądu. Zauważalna jest znaczna zależność siły od natężenia prądu, która jest mocno nieliniowa dla skali $m_l = 5$. Model dwa razy mniejszy ($m_l = 0,5$) ma około 8-krotnie mniejszą wartość siły ciągu, której zależność od natężenia prądu jest praktycznie liniowa. Model 5-krotnie większy ma ponad 20-krotnie większą wartość siły niż oryginał. Wartość tej siły zależy w pewnym zakresie prądów nieliniowo od natężenia prądu, co świadczy o nasycaniu się niektórych części obwodu magnetycznego.



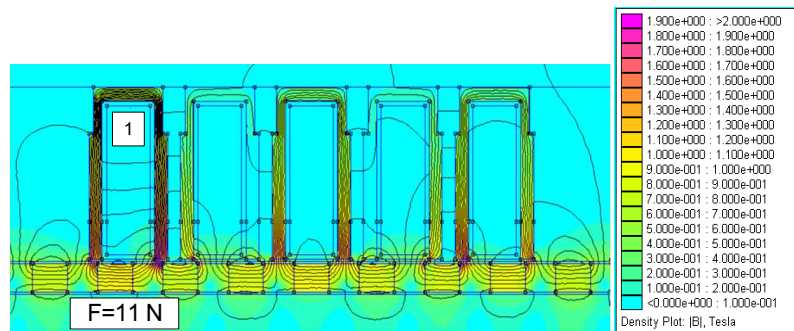
Rys. 8.4. Indukcyjność w funkcji natężenia prądu dla współczynników skali: a) $m_l=0,5$, b) $m_l=5$

Podobnie jak siłę, dla przeskalowanego modelu, oblicza się indukcyjność (rys. 8.4). W analizowanym przypadku stałej liczby zwojów wartości bezwzględne indukcyjności

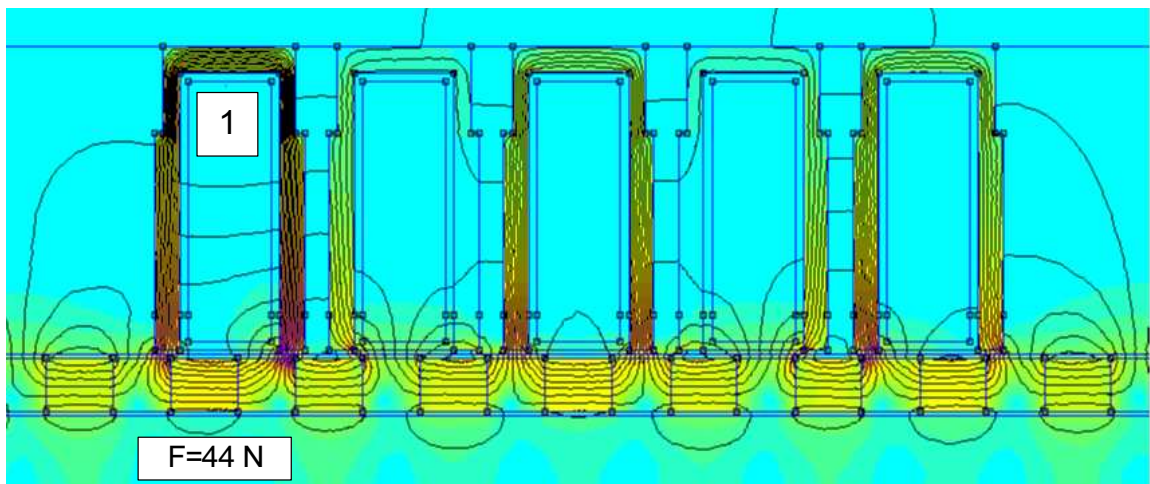
zmieniają się nieznacznie. Wraz ze zmianą gabarytów zmienia się natomiast zależność indukcyjności od prądu zasilania. Dla modelu mniejszego, w zakresie prądów dodatnich, jej wartość maleje do zera wraz ze wzrostem prądu. Dla modelu większego, wartość indukcyjności początkowo maleje do zera (dla wartości natężenia prądu $I_1 = 20 \text{ A}$), następnie wzrasta do wartości około $L = 65 \text{ mH}$. Powyżej wartości $I_1 = 75 \text{ A}$ indukcyjność znowu stopniowo maleje.



Rys. 8.5. Zależność indukcyjności statycznej od wymiarów silnika, przy: a) $I = -5 \text{ A}$, b) $I = 5 \text{ A}$



Rys. 8.6. Rozkład modułu indukcji magnetycznej w przekroju modelu silnika w skali $m_1 = 0,5$ (położenie neutralne biegnika). Zasilana cewka 1 ($I_1 = 2 \text{ A}$)



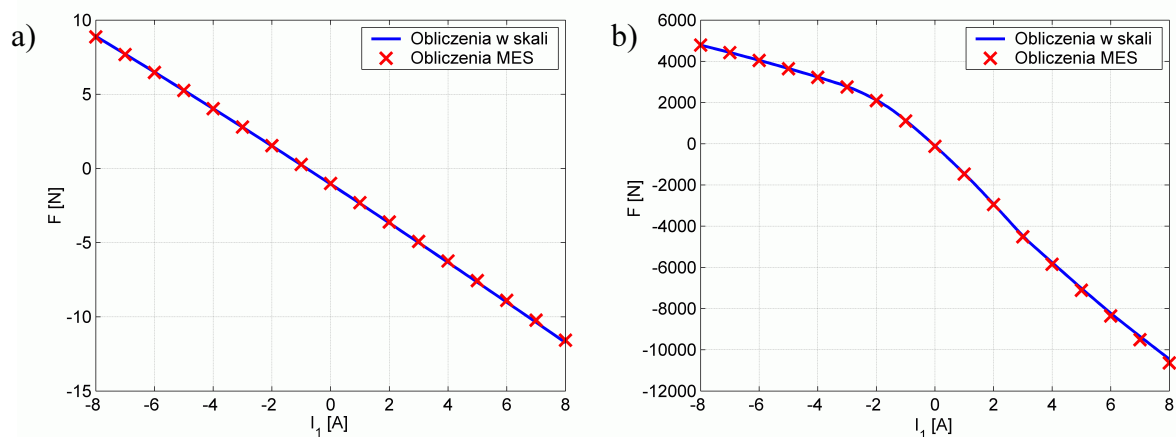
Rys. 8.7. Linie sił pola magnetycznego w przekroju prototypu nr 1 (położenie neutralne biegnika). Zasilana cewka 1 ($I_1 = 4 \text{ A}$)

Na rys. 8.5 przedstawiono zależność wartości indukcyjności od współczynnika skali dla stałej wartości prądu zasilania. Przedstawione wyniki obliczeń dotyczą zasilania cewki skrajnej prądami $I_1 = -5\text{ A}$ i $I_1 = 5\text{ A}$. Wyraźnie widoczna jest nieliniowa zależność indukcyjności od współczynnika skali. W przypadku natężenia prądu o wartości ujemnej, wartość indukcyjności wzrasta wraz z gabarytami silnika (rys. 8.5a). Dla prądu o wartości dodatniej zależność indukcyjności od współczynnika skali jest nieco bardziej złożona (rys. 8.5b). Indukcyjność osiąga zerową wartość dla współczynnika skali 0,8. Wynika to ze wzajemnego znoszenia się pola pochodzącego od magnesów trwałych i od prądu w cewce w przypadku silnika o wymiarach 20% mniejszych od oryginału.

Rozkład pola magnetycznego w modelu dwukrotnie pomniejszonym (rys. 8.6) w stosunku do oryginału (prototyp nr 1) jest praktycznie identyczny jak w oryginale (rys. 8.7). Wynika to z zachowania warunku $m_B=1$, co uzyskano poprzez odpowiednio dobraną wartość prądu (w modelu pomniejszonym jest ona dwukrotnie mniejsza, tabela 8.1). Dla założonych prądów, siła ciągu oryginału jest czterokrotnie większa niż w modelu dwukrotnie pomniejszonym.

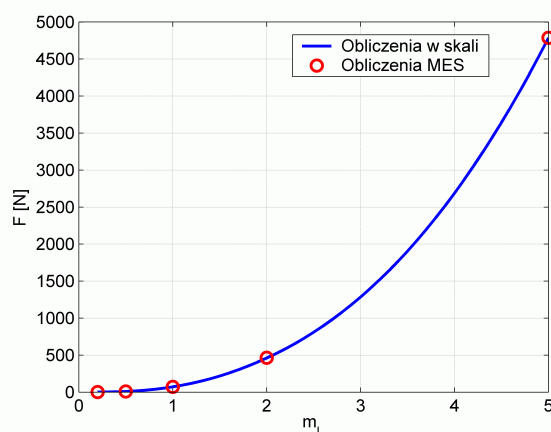
8.3.2. Obliczenia dla przypadku $m_{Scu}=1$

Wykorzystując technikę skalowania można określić parametry silnika, uwzględniając stałość przekroju przewodu nawojowego uzwojenia stojana. Przeliczając odpowiednie parametry, zgodnie z tabelą 8.1, otrzymuje się wyniki analogiczne jak dla przypadku $m_N = 1$.

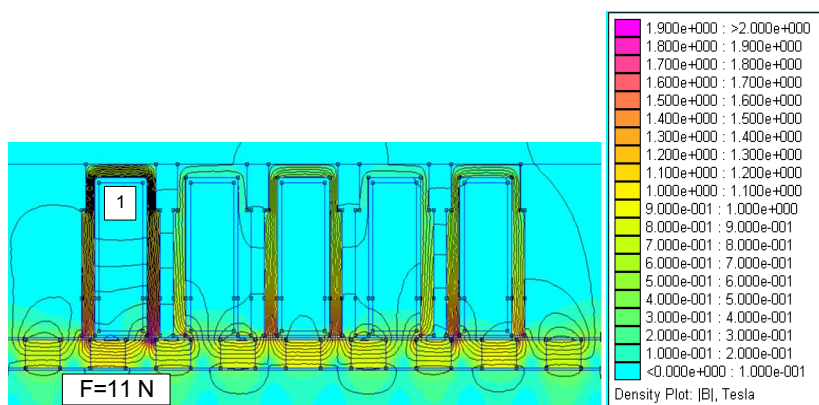


Rys. 8.8. Siła ciągu w funkcji natężenia prądu dla współczynników skali: a) $m_l=0.5$, b) $m_l=5$

Zależność wartości siły od prądu (rys. 8.8) jest identyczna jak w przypadku $m_N = 1$ (rys. 8.3). Jedynie zakres prądów jest inny (niezależny od współczynnika skali). Na rys. 8.9 przedstawiono dodatkowo zależność siły od współczynnika skali przy zasilaniu cewki skrajnej prądem o wartości $I_1 = -8\text{ A}$. Widoczny jest znaczny, praktycznie wykładniczy, wpływ wymiarów geometrycznych na wartość siły ciągu silnika.

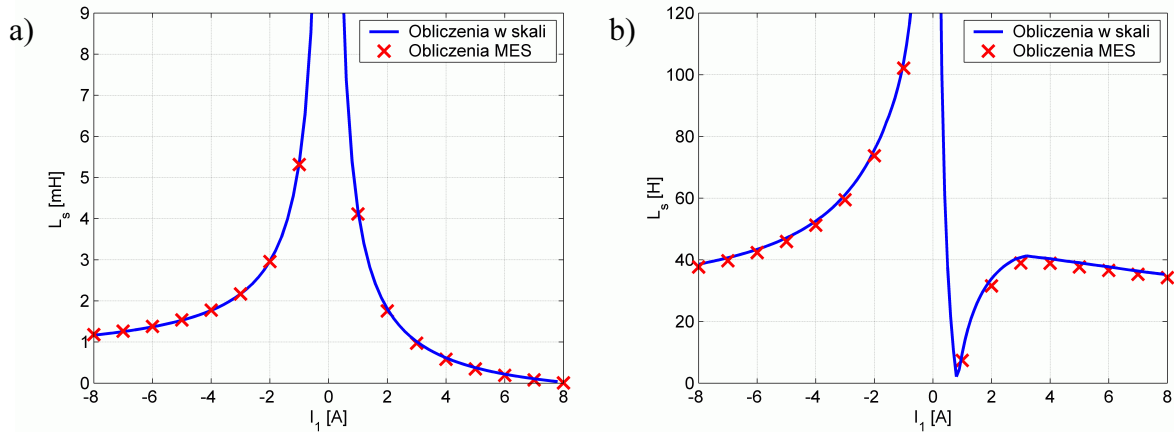


Rys. 8.9. Zależność siły od wymiarów dla prądu $I_1 = -8\text{ A}$

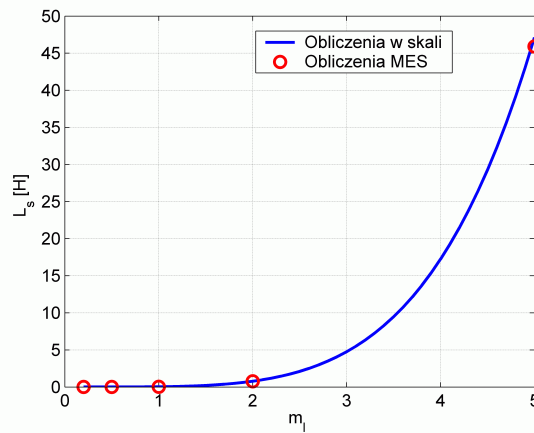


Rys. 8.10. Pole magnetyczne w przekroju modelu silnika w skali $m_l = 0,5$ (położenie neutralne biegnika, zasilana cewka 1 prądem $I_1 = 8\text{ A}$)

Przy założeniu stałości przekroju przewodu nawojowego ($m_{Scu} = 1$), dla modelu dwukrotnie mniejszego należy przyjąć dwukrotnie większą wartość prądu niż założono w oryginale. Otrzymuje się wówczas identyczny rozkład indukcji magnetycznej jak w oryginale (rys. 8.10). Siła ciągu, podobnie jak dla przypadku $m_N = 1$, jest w mniejszym modelu czterokrotnie mniejsza od siły uzyskanej dla prototypu nr 1.



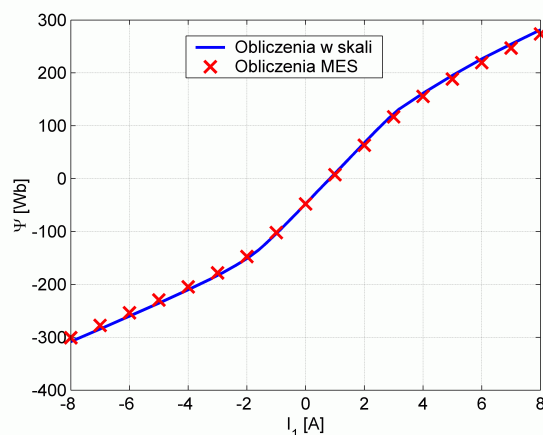
Rys. 8.11. Indukcyjność w funkcji natężenia prądu dla współczynników skali: a) $m_l=0.5$, b) $m_l=5$



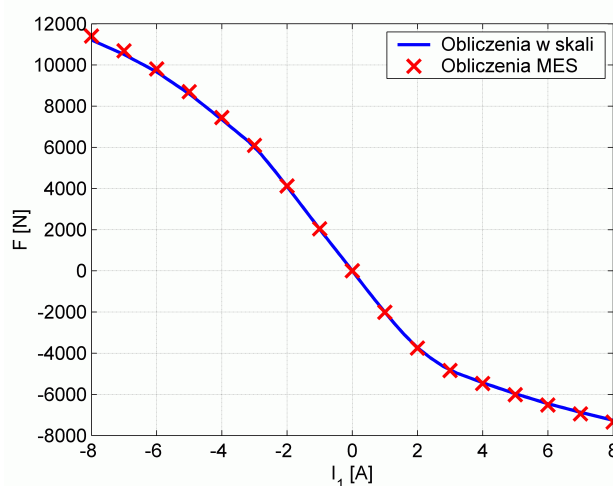
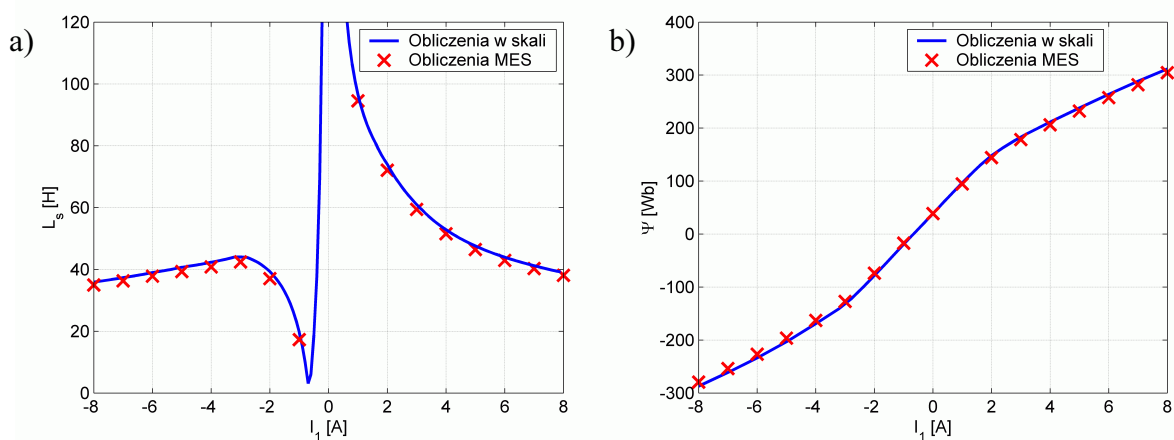
Rys. 8.12. Zależność indukcyjności od wymiarów dla prądu $I_1=5A$

Kształt krzywych indukcyjności w funkcji natężenia prądu (rys. 8.11) jest praktycznie identyczny jak dla przypadku $m_N = 1$ (rys. 8.4). Zmianie ulega natomiast nie tylko zakres prądów, ale także znacząco zmieniają się wartości indukcyjności, co wiąże się głównie ze zmianą liczby zwojów cewek, proporcjonalnie do kwadratu wymiarów geometrycznych silnika. Na rys. 8.12 przedstawiono zależność indukcyjności od wymiarów geometrycznych silnika przy stałej wartości prądu zasilania $I_1 = 5A$. Jest tu szczególnie dobrze widoczna duża zależność tej wartości od współczynnika skali. Podobnie jak dla siły, zależność ta ma charakter wykładniczy.

Na rys. 8.13 przedstawiono dodatkowo zależność strumienia skojarzonego z cewką skrajną od natężenia płynącego w niej prądu, dla modelu silnika 5-krotnie większego od oryginału. Podobnie jak w poprzednich obliczeniach, także i w tym przypadku dodatkowa analiza wykonana za pomocą MES potwierdziła poprawność szybkiego wyznaczania parametrów silnika za pomocą współczynników skali.

Rys. 8.13. Strumień skojarzony z uzwojeniem w funkcji natężenia prądu, dla $m_l=5$

Celem dodatkowego sprawdzenia zależności dotyczących skalowania całego obiektu, w pracy zamieszczono także obliczenia wykonane przy wysunięciu biegnika o 7,5 mm z pozycji neutralnej. Dotyczyły one jedynie modelu w skali $m_l = 5$ i przypadku $m_{SCu}=1$.

Rys. 8.14. Siła ciągu silnika w funkcji natężenia prądu (model $m_l=5$)Rys. 8.15. Przeliczenie dla modelu $m_l=5$: a) indukcyjności, b) strumienia skojarzonego z cewką

Podobnie jak dla pozycji neutralnej, również w omawianym wyżej przypadku, wyniki otrzymane z obliczeń wykorzystujących współczynniki skali pokrywają się z wynikami analizy wykonanej za pomocą MES. Na rys. 8.14 przedstawiono wyniki obliczeń dla siły ciągu silnika, natomiast na rys. 8.15 dla indukcyjności oraz strumienia skojarzonego z cewką skrajną.

8.4. Uwagi i wnioski dotyczące obliczeń w skali

Kształt krzywych $F = f(I)$ oraz $L_s = f(I)$ jest taki sam, niezależnie od przyjętego założenia ($m_N=1$ lub $m_{SCu}=1$, rys. 8.3 i 8.8 oraz rys. 8.4 i 8.11). Wynika to stąd, że w obu rozważanych przypadkach przepływ jest skalowany w identyczny sposób:

$$m_\Theta = m_I \cdot m_N = m_I \quad (8.20)$$

Maksymalna wartość przepływu jest więc w obu przypadkach identyczna.

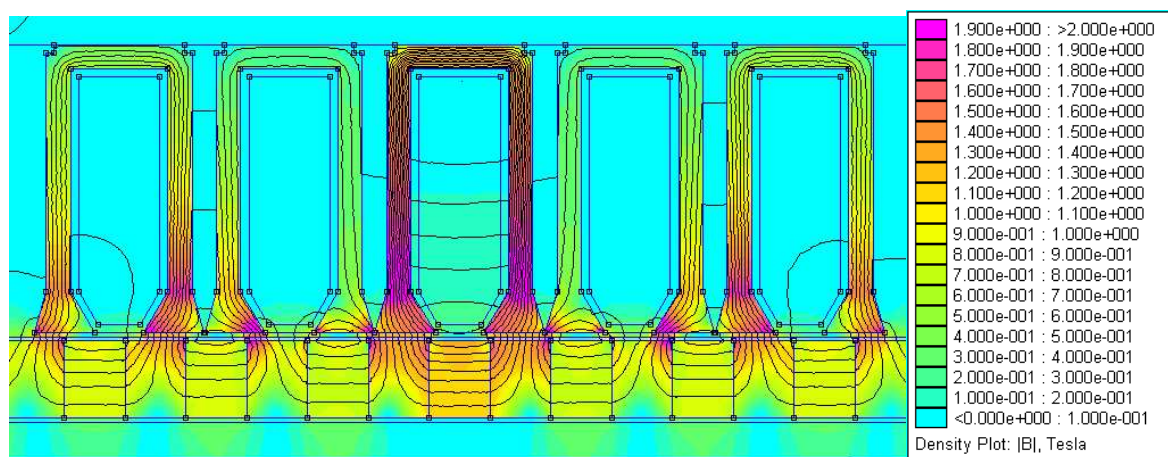
Niezależnie od przyjętego założenia ($m_N=1$ lub $m_{SCu}=1$), wartości siły otrzymane dla przeskalowanych modeli są takie same. Znaczące różnice występują natomiast w przypadku wartości indukcyjności statycznej, co wynika z różnej liczby zwojów dla modelu skalowanego przy założeniu $m_{SCu}=1$ w porównaniu z przypadkiem $m_N=1$. Dla $m_N=1$, wartość indukcyjności zmienia się w granicach jednego rzędu wielkości (rys. 8.4). Przyjęcie $m_{SCu}=1$ powoduje, że w zakresie analizowanych współczynników skali, wartość indukcyjności zmienia się o kilka rzędów wielkości (rys. 8.11).

Siła działająca na biegnik znacząco zależy od gabarytów silnika (rys. 8.12). Jest to zależność wielomianowa, co oznacza, że stosunkowo nieznaczna zmiana gabarytów silnika prowadzi do znacznej zmiany wartości siły ciągu.

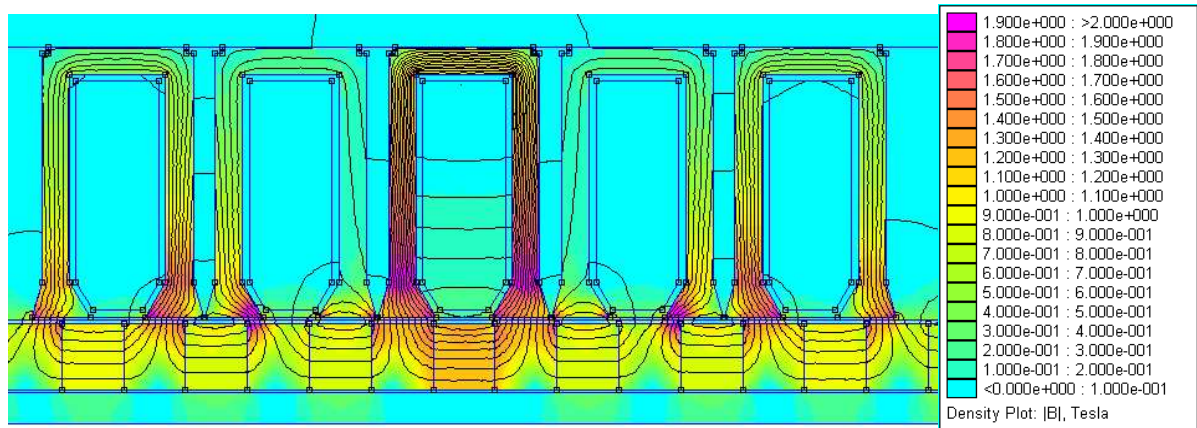
9. Wyznaczenie parametrów prototypu nr 2 i jego weryfikacja pomiarowa

Na podstawie przeprowadzonych obliczeń wielowariantowych podjęto próbę stworzenia ulepszanego, w stosunku do prototypu nr 1, fizycznego modelu silnika liniowego z magnesami trwałymi (prototyp nr 2). Ulepszona konstrukcja miała się charakteryzować zbliżonymi wymiarami do prototypu nr 1, lecz większą siłą ciągu. Projektowany prototyp nr 2 miał być przeznaczony do pracy ciągłej.

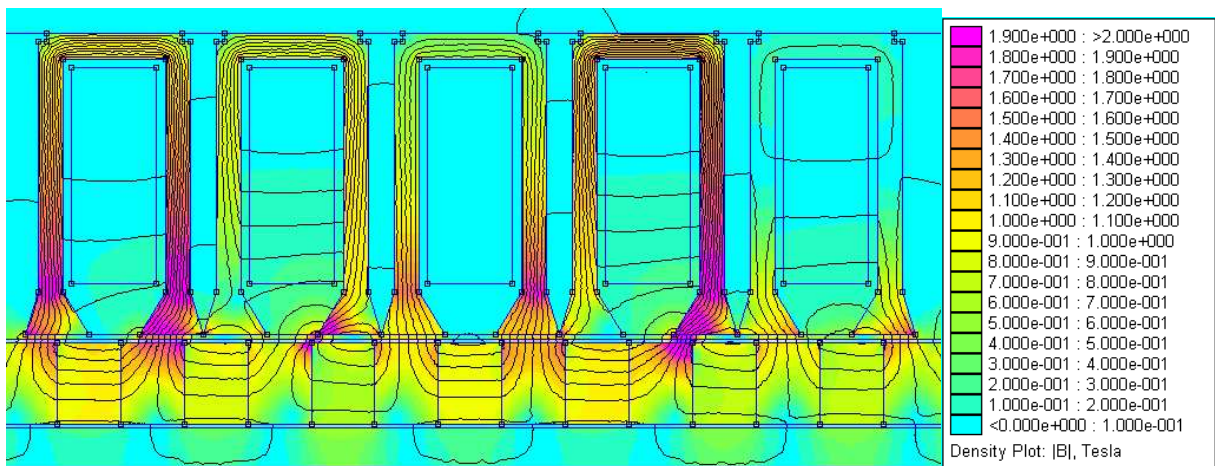
Prototyp nr 2 wykonano w oparciu o szereg dodatkowych obliczeń. Najpierw wyznaczono parametry silnika o identycznych wymiarach zewnętrznych stojana jak w prototypie nr 1 (model *E*). W modelu *E*, w porównaniu z prototypem nr 1 zmieniono kształt zębów stojana oraz geometrię biegnika. Na podstawie przeprowadzonych obliczeń wielowariantowych dobrano wymiary magnesów i pierścieni ferromagnetycznych w biegniku. Przyjęto identyczną szerokość magnesów i pierścieni ferromagnetycznych (po 7,5 mm) oraz, uwzględniając mechaniczną wytrzymałość biegnika, przyjęto jednocentymetrową średnicę ($R_{ri}=0,5$ cm, rozdz. 6) wewnętrzną wszystkich magnesów i pierścieni ferromagnetycznych. Dla trapezoidalnego kształtu zębów jarzm stojana przyjęto następujące wymiary (rys. 6.26): wysokość zębów $h_{ti}=h_{to}=14$ mm, wypust zęba w kierunku środka segmentu $w_{ti}=5$ mm, wypust na zewnątrz segmentu $w_{to}=1,5$ mm. Pozostałe wymiary, a więc wysokość i szerokość cewki oraz grubość jarzma stojana pozostały takie same jak w prototypie nr 1.



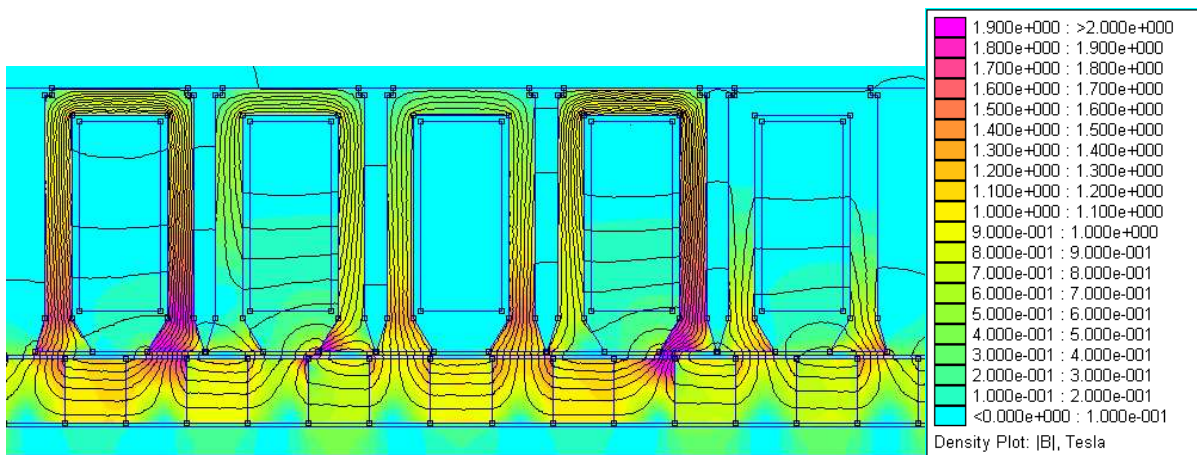
Rys. 9.1. Linie sił pola w silniku o wymiarze zewnętrznym stojana jak w prototypie nr 1 przy zasilaniu cewki środkowej prądem $I_3=8A$ (praca krokowa)



Rys. 9.2. Rozkład pola w przekroju prototypu nr 2 silnika przy zasilaniu cewki środkowej prądem $I_3=8A$ (praca krokowa)



Rys. 9.3. Pole magnetyczne w przekroju silnika o wymiarze zewnętrznym stojana identycznym z prototypem nr 1 (praca synchroniczna modelu E przy znamionowym kącie obciążenia)

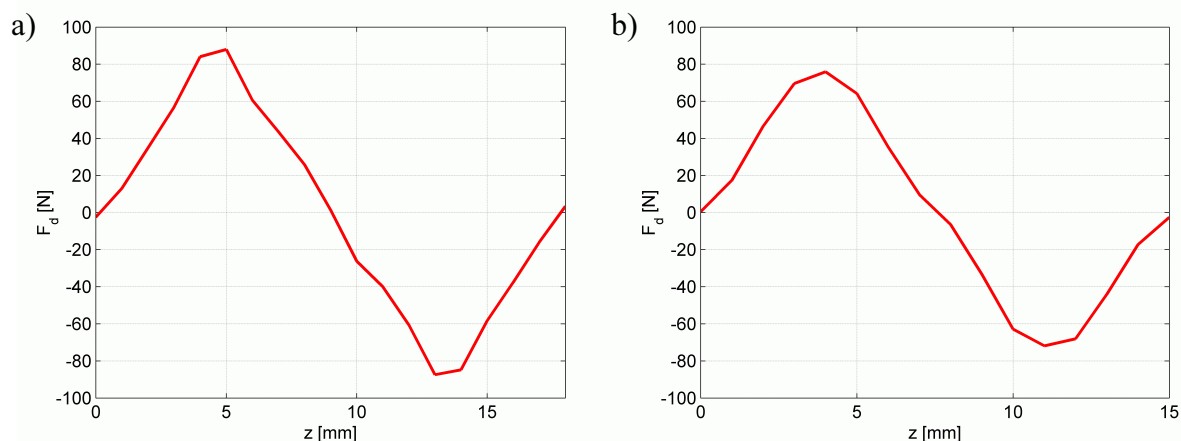


Rys. 9.4. Rozkład pola magnetycznego w przekroju prototypu nr 2 silnika przy pracy synchronicznej silnika (znamionowy kąt obciążenia)

Rozkład pola magnetycznego (rys. 9.1) świadczy, że w analizowanym modelu dochodzi do znacznego nasycenia jarzm stojana. Zjawisko to jest szczególnie dobrze widoczne w części wewnętrznej stojana, gdzie kończy się ząb trapezowy. W związku z tym zdecydowano się

zwiększyć przekrój jarzma, poprzez zwiększenie jego grubości (do 4 mm). Ponieważ projektowany prototyp nr 2 ma być przeznaczony do pracy ciągłej, to zwiększono przekrój uzwojenia (o około 20%), przy zachowaniu liczby zwojów zbliżonej do prototypu nr 1. W związku z powyższym, zwiększeniu uległa szerokość stojana (z 18 mm do 22 mm) oraz jego wysokość (z 35 mm do 39 mm). Pociągnęło to za sobą także zmianę wymiarów magnesów i pierścieni ferromagnetycznych w biegniku (szerokość magnesów wzrosła do $w_m=9$ mm). Przeprowadzono analizę pola magnetycznego dla modelu o opisanej wyżej geometrii i wykreślono jego rozkład (rys. 9.2). W przypadku pracy krokowej nasycenie obwodu magnetycznego nieco spadło w części zewnętrznej (segmenty skrajne), co jest zjawiskiem pozytywnym.

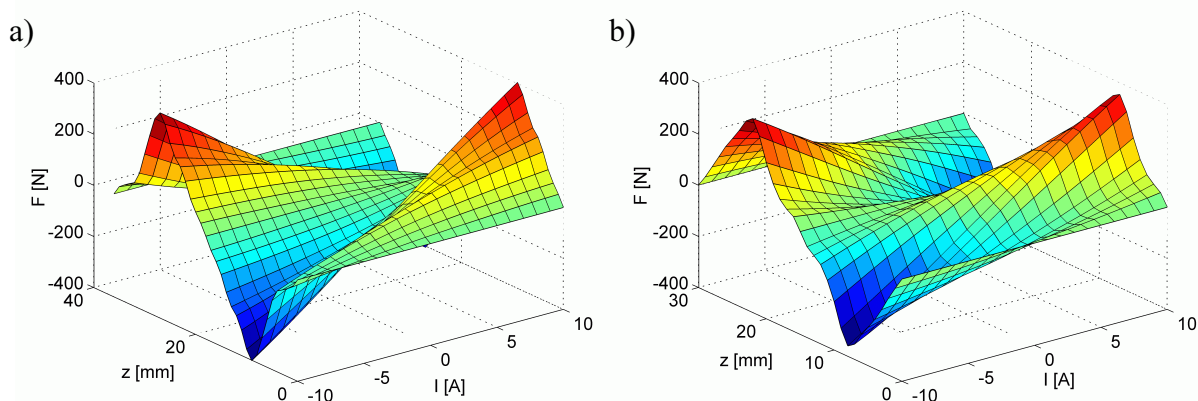
Przeprowadzono również obliczenia dla synchronicznej pracy silnika. Także w tym przypadku nasycenie obwodu magnetycznego w prototypie nr 2 (rys. 9.4) było niższe niż w zmodyfikowanym modelu *E* (rys. 9.3). Nieznaczne nasycenie obwodu magnetycznego wynika głównie z nieco większej objętości magnesów trwałych, przyjętej w celu zwiększenia siły ciągu prototypu nr 2 w stosunku do prototypu nr 1. Należy dodać, że ograniczono obszar części nasyconych jedynie do ostrych krawędzi jarzm stojana oraz połączenia trapezowego zębów stojana z wewnętrzną częścią jego jarzm.



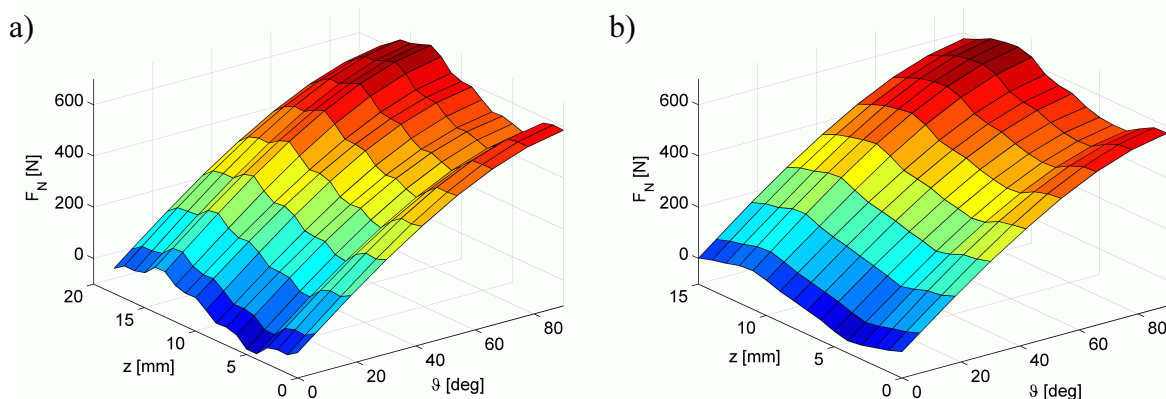
Rys. 9.5. Przebieg siły zaczepowej przy pracy krokowej silnika:
a) prototyp nr 2, b) zmodyfikowany model o wymiarach prototypu nr 1

Tabela 9.1. Parametry prototypu nr 2 i zmodyfikowanego modelu o wymiarach prototypu nr 1 (model *E*) przy pracy krokowej

Model silnika	F_{dmax}	F_{dAV}	F_{dAV}/F_{dmax}	F_{Nmax}	F_{NAV}	F_{NAV}/F_{Nmax}
	N	N	-	N	N	-
Prototyp nr 2	88	45	0,51	322	133	0,41
Model <i>E</i>	76	37	0,49	290	136	0,47



Rys. 9.6. Zależność siły znamionowej od prądu i położenia dla pracy krokowej silnika:
a) prototyp nr 2, b) model o wymiarach prototypu nr 1



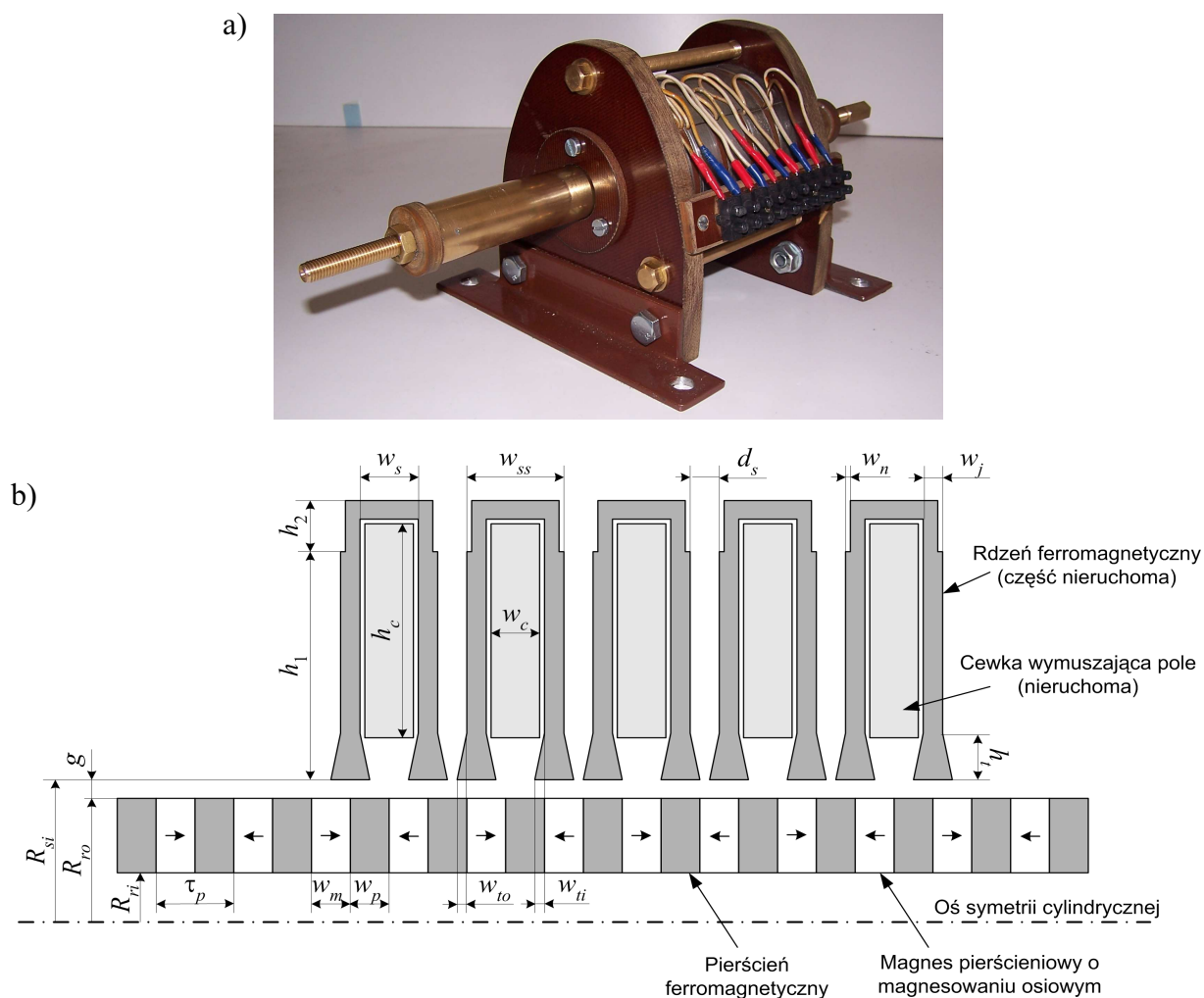
Rys. 9.7. Siła znamionowa podczas pracy w charakterze silnika synchronicznego:
a) prototyp nr 2, b) model E o wymiarach prototypu nr 1

Tabela 9.2. Porównanie parametrów prototypu nr 2 i zmodyfikowanego modelu o wymiarach prototypu nr 1 (model E) przy pracy jako silnik synchroniczny

Model silnika	F_{Nmax}	F_{Nmin}	F_{NAV}	w_{pul}
	N	N	N	-
Prototyp nr 2	680	506	590	0,294
Model E	646	507	573	0,242

Przeanalizowano także wpływ zmiany gabarytów na wartość sił w silniku. Obliczenia przeprowadzono zarówno dla pracy krokowej, jak i synchronicznej silnika. W obu przypadkach różnice między modelem E i prototypem nr 2 są nieznaczne. Wartość maksymalna siły zaczepowej jest o około 15% większa dla prototypu nr 2. Przebieg tej siły w funkcji położenia jest bardziej łagodny dla modelu gabarytowo mniejszego (rys. 9.5). Znajduje to swoje odzwierciedlenie w rozkładzie siły znamionowej (rys. 9.6). Dla prototypu nr 2 jej rozkład (w funkcji prądu i położenia) jest mniej łagodny i charakteryzuje się większymi wartościami w stosunku do modelu E. Różnice te nie są jednak znaczące, np.

wartość maksymalna siły ciągu dla prądu $I=8$ A jest o ok. 10% większa (tabela 9.1). Także różnice między charakterystykami mechanicznymi dla pracy synchronicznej prototypu nr 2 i modelu E silnika są nieznaczne (rys. 9.7). Wartość średnia siły ciągu (przy znamionowym kącie elektrycznym obciążenia) jest jedynie o 3% większa w prototypie nr 2. Z kolei współczynnik pulsacji jest bardziej korzystny dla modelu E (o mniejszych wymiarach, tabela 9.2).



Rys. 9.8. Prototyp nr 2 obliczony na podstawie wielowariantowych symulacji komputerowych:
a) zdjęcie silnika, b) połowa przekroju wraz z wymiarami

Ulepszony prototyp silnika przygotowanego do weryfikacji pomiarowej przedstawiono na rys. 9.8a. Wymiary, których oznaczenia podano na rys. 9.8b, zamieszczono w tabeli 9.3. Podano dodatkowe wymiary związane z trapezowym kształtem zębów stojana. Cewki nawinięto przewodem nawojowym miedzianym o przekroju 1 mm^2 . Liczba zwojów każdej cewki wynosi $N=300$. Przyjęto maksymalną wartość prądu płynącego w cewkach taką samą jak w prototypie nr 1, a więc $I_m=8$ A.

Należy zaznaczyć, że prototyp nr 2 silnika liniowego został wykonany dokładniej niż prototyp nr 1, zarówno pod względem mechanicznym, jak i elektrycznym, bowiem autor wykorzystał doświadczenia praktyczne zdobyte przy budowie prototypu nr 1. Doświadczenia praktyczne zdobyte przez autora podczas wykonania w/w prototypów silnika będą również wykorzystywane w następnych badaniach konstrukcji silników liniowych tubowych.

Tabela 9.3. Wymiary prototypu nr 2 silnika

Wymiar	Wartość [mm]
d_s	3,2
w_{ss}	22
w_s	14
w_c	12
h_c	33
w_j	4
g	1
h_1	29
h_2	10
w_m	9
w_p	9
τ_p	18
R_{si}	15,5
R_{ro}	14,5
R_{ri}	5
$h_{to}=h_{ti}$	5
w_{to}	1,5
w_{ti}	3

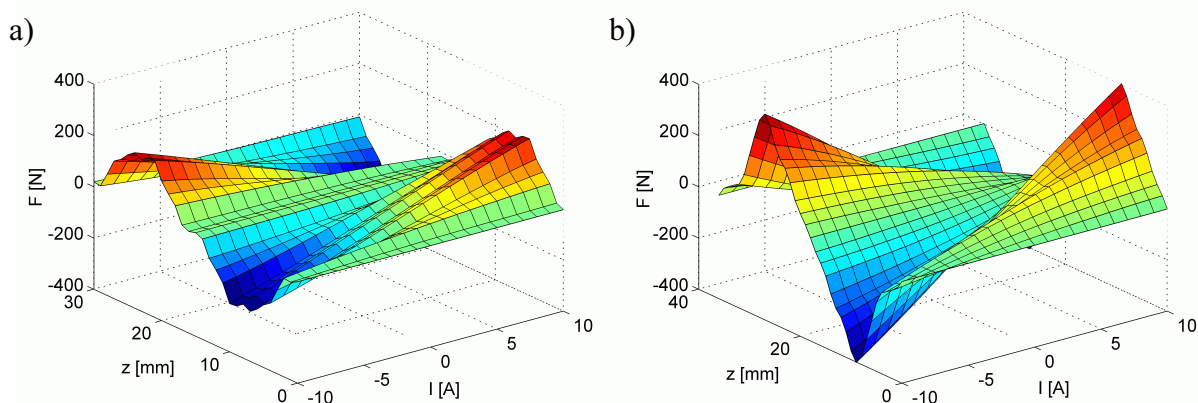
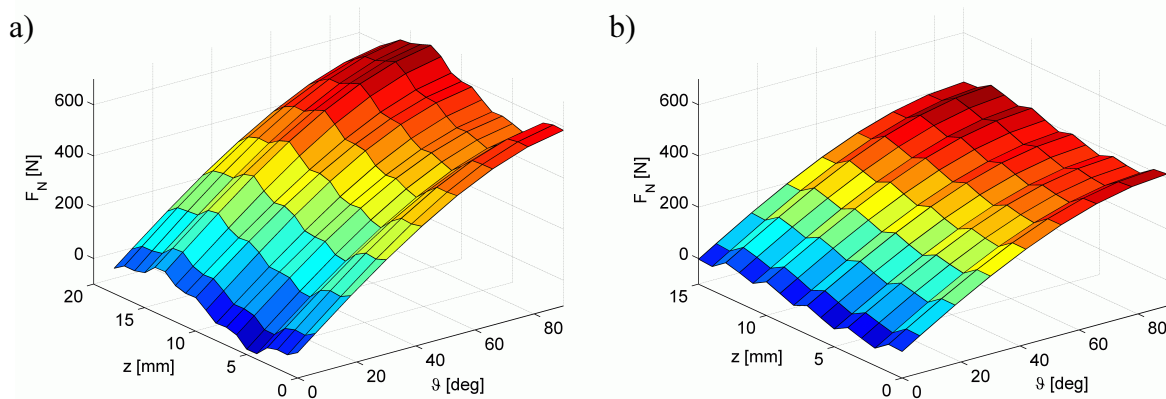
W kolejnych rozdziałach przedstawiono porównanie parametrów i charakterystyk obliczonych dla obu wykonanych prototypów silnika oraz zamieszczono weryfikację pomiarową prototypu nr 2.

9.1. Obliczenia parametrów prototypu nr 2 i porównanie z charakterystykami prototypu nr 1

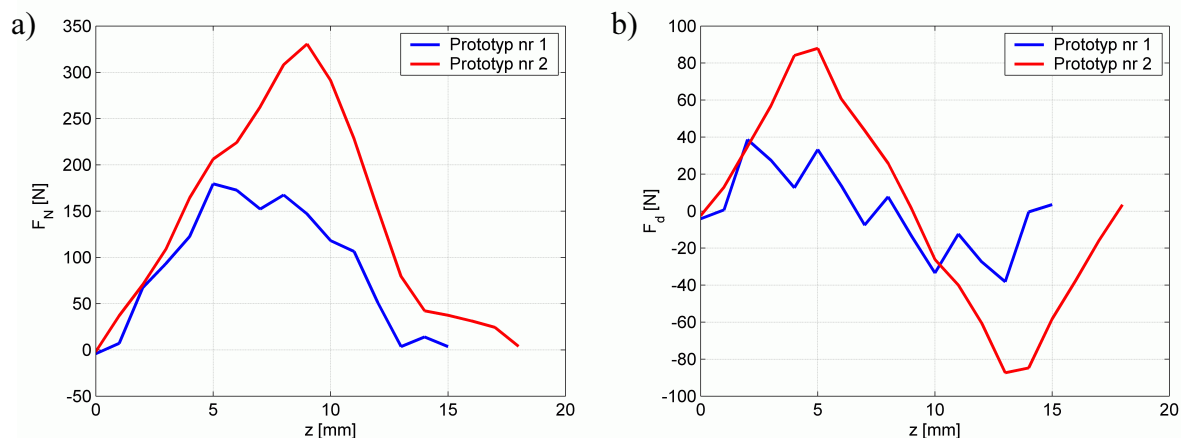
W projektowaniu drugiego prototypu silnika położono szczególny nacisk na uzyskanie większej siły ciągu, w odniesieniu do jednostki powierzchni wewnętrznej stojana, jak również na mniejsze wahania tej siły. W porównaniu z prototypem nr 1, maksymalna siła ciągu dla pracy krokowej silnika (zasilanie pojedynczej cewki) wzrosła o 74% (tabela 9.4). Natomiast wartość średnia siły dla znamionowego prądu zasilania, zwanej siłą znamionową, wzrosła o około 46%.

Tabela 9.4. Porównanie parametrów dwóch wykonanych prototypów pracujących jako silniki krokowe

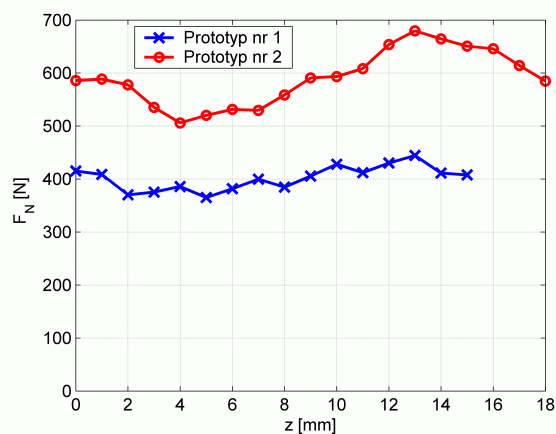
Model silnika	F_{dmax}	F_{dAV}	F_{dAV}/F_{dmax}	F_{Nmax}	F_{NAV}	F_{NAV}/F_{Nmax}
	N	N	-	N	N	-
Prototyp nr 1	39	17	0,45	185	91	0,49
Prototyp nr 2	88	45	0,51	322	133	0,41

Rys. 9.9. Siła ciągu w funkcji położenia i prądu przy zasilaniu cewki środkowej:
a) prototyp nr 1, b) prototyp nr 2Rys. 9.10. Charakterystyki mechaniczne silników zasilanych prądem sinusoidalnym:
a) prototyp nr 1, b) prototyp nr 2

Zmiana kształtu zębów stojana spowodowała złagodzenie przebiegu siły w funkcji położenia biegnika (rys. 9.9 i 9.11), co ma korzystny wpływ na układ napędowy. Pomimo dużej szczeliny powietrznej, zależność siły w funkcji natężenia prądu jest bardziej nieliniowa niż w przypadku prototypu nr 1.



Rys. 9.11. Porównanie zależności sił od położenia biegnika dla prototypów nr 1 i nr 2:
a) siła znamionowa, b) siła zaczepowa



Rys. 9.12. Siła znamionowa w funkcji położenia biegnika – silniki synchroniczne

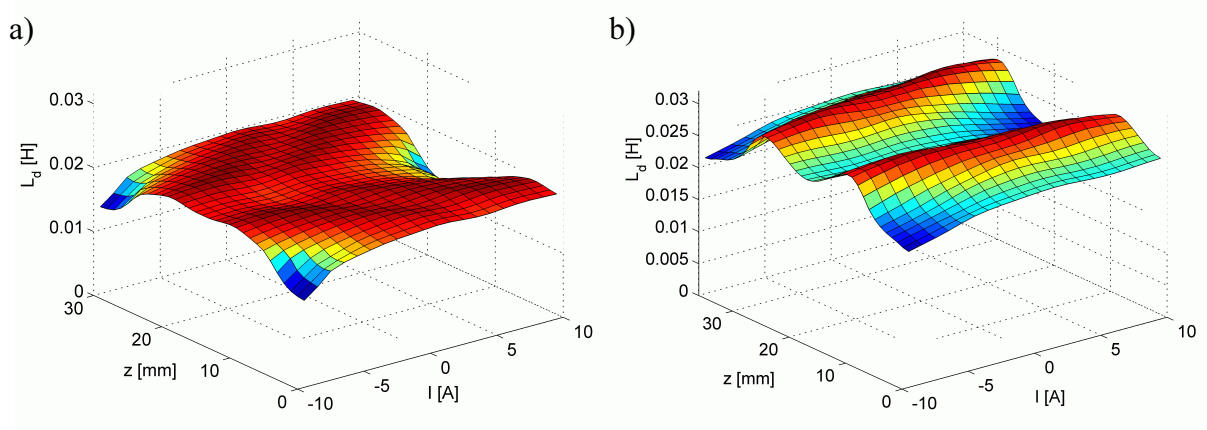
Tabela 9.5. Porównanie parametrów wykonanych prototypów pracujących jako silniki synchroniczne

Model silnika	F_{Nmax}	F_{Nmin}	F_{NAV}	w_{pul}
	N	N	N	-
Prototyp nr 1	448	368	404	0,198
Prototyp nr 2	680	506	590	0,294

Oprócz wzrostu znamionowej siły ciągu, w prototypie nr 2 zaobserwowano 2,5-krotny wzrost siły zaczepowej w porównaniu z prototypem nr 1 silnika (rys. 9.11b). Jednakże, należy dodać, że w/w siła jest i tak dużo mniejsza od siły znamionowej. W przypadku pracy krokowej silnika, podwyższona wartość tej siły może stanowić zaletę, gdyż pozwala na wyłączenie zasilania silnika, bez groźby nagłej zmiany położenia biegnika. W przypadku zasilania sinusoidalnym prądem 5-fazowym, siła ta oddziałuje na siłę magnetyczną związaną

z przepływem prądu w uzwojeniach i powoduje powstanie niekorzystnych (z punktu widzenia napędu) pulsacji siły (rys. 9.10 i 9.12, tabela 9.5).

Wartość średnia siły znamionowej podczas pracy silnika synchronicznego wzrosła drugim prototypie o blisko 50% (tabela 9.5, rys. 9.12), (w porównaniu z prototypem nr 1), co przy niewielkim wzroście gabarytów silnika jest bardzo dobrym rezultatem. Ze względu na większą wartość siły zaczepowej, wartości maksymalna i minimalna siły znamionowej bardziej odbiegają od siebie niż to ma miejsce w prototypie nr 1. Jednakże, zmiana kształtu zębów stojana przyczyniła się do złagodzenia zmian wartości siły w funkcji położenia w porównaniu z prototypem nr 1.



Rys. 9.13. Wartość indukcyjności dynamicznej cewki środkowej w funkcji prądu zasilania i położenia biegnika: a) prototyp nr 1, b) prototyp nr 2

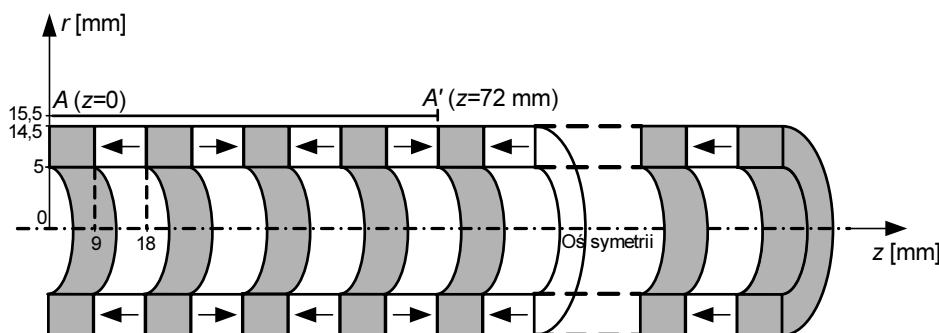
Wartość indukcyjności dynamicznej w drugim prototypie silnika wzrosła średnio o około 30%. Nieznacznej zmianie uległ także kształt wykresu indukcyjności dynamicznej w funkcji natężenia prądu i położenia biegnika (rys. 9.13).

9.2. Weryfikacja pomiarowa obliczeń

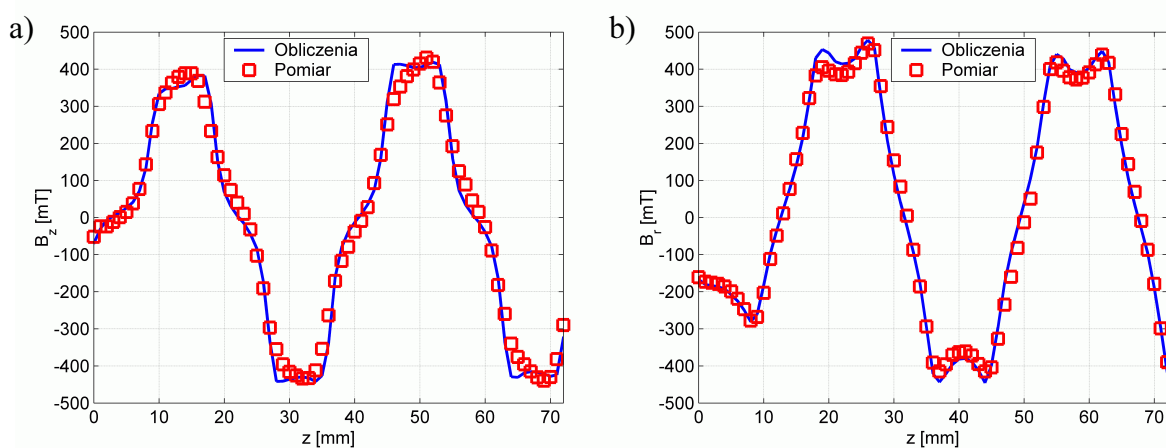
Podobnie jak w przypadku pierwszego prototypu silnika, także dla ulepszonej konstrukcji prototypu nr 2 przeprowadzono pomiary, w celu sprawdzenia poprawności modelowania matematycznego. Dotyczyły one zarówno charakterystyk statycznych silnika, jak i charakterystyk dynamicznych.

9.2.1. Charakterystyki statyczne

Weryfikacja pomiarowa modelu polowego obejmowała, podobnie jak w rozdziale 5, rozkład indukcji magnetycznej wokół biegnika i stojana oraz wartości siły ciągu i indukcyjności statycznych.



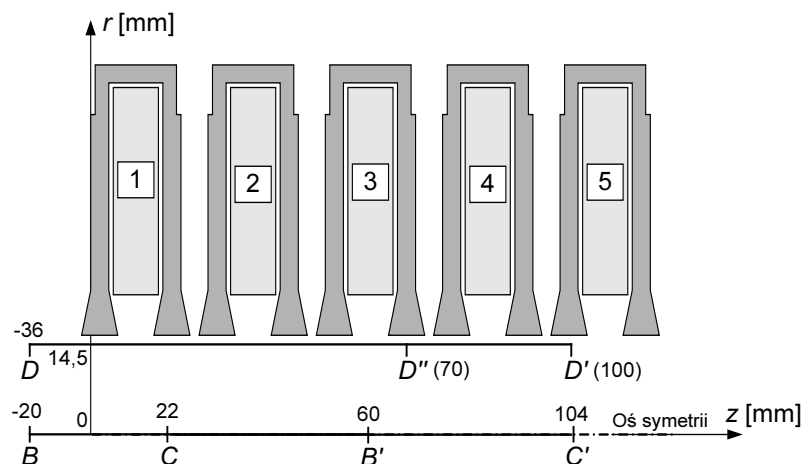
Rys. 9.14. Odcinek pomiarowy AA' oddalony o 1 mm od powierzchni biegnika



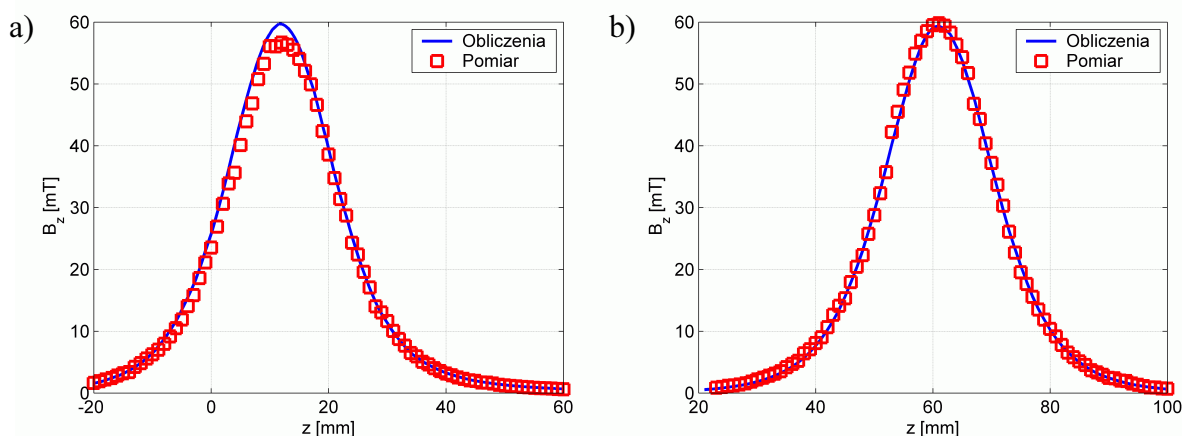
Rys. 9.15. Indukcja magnetyczna wzdłuż odcinka AA':
a) składowa osiowa, b) składowa promieniowa

Pomiary pola wokół biegnika wykonano wzdłuż odcinka AA' (rys. 9.14). Obejmowały one zarówno składową promieniową, jak i osiową indukcji magnetycznej (rys. 9.15). Pomiary tych składowych potwierdziły wyniki analizy polowej, co świadczy o poprawności wykonanego modelu polowego. Dla odległości (od krawędzi biegnika) większych niż podwojona długość podziałki biegunowej (36 mm) rozkład pola jest praktycznie okresowy (dla $z > 36$ mm, rys. 9.15). Bliżej krawędzi biegnika, szczególnie w przypadku składowej promieniowej (rys. 9.15b), wartości indukcji zmieniają się nieco inaczej niż w pobliżu pozostałej części powierzchni biegnika.

Na rys. 9.16 przedstawiono odcinki pomiarowe, wzdłuż których mierzono wartości indukcji magnetycznej stojana. Pomiary obejmowały zarówno składową osiową, jak i promieniową indukcji i dotyczyły różnych konfiguracji zasilania cewek.

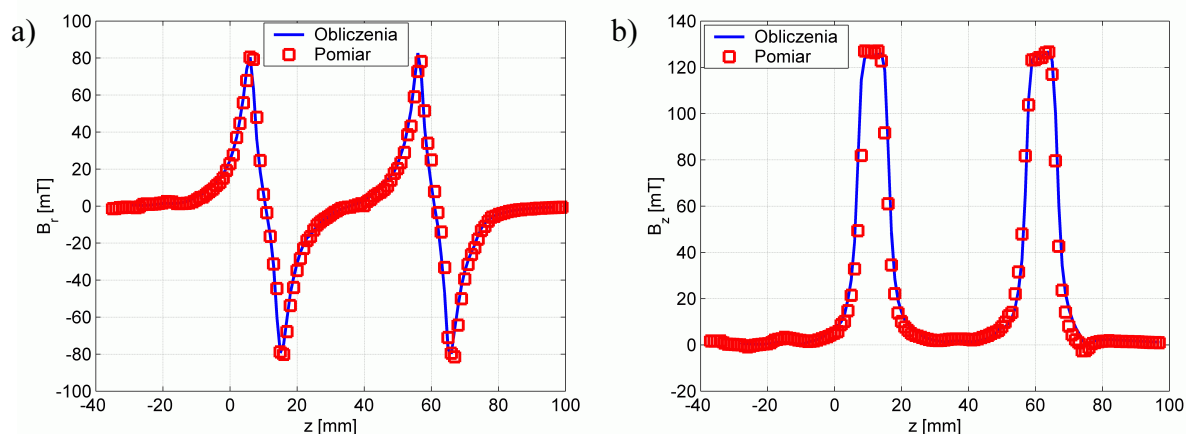


Rys. 9.16. Odcinki pomiarowe w stojanie

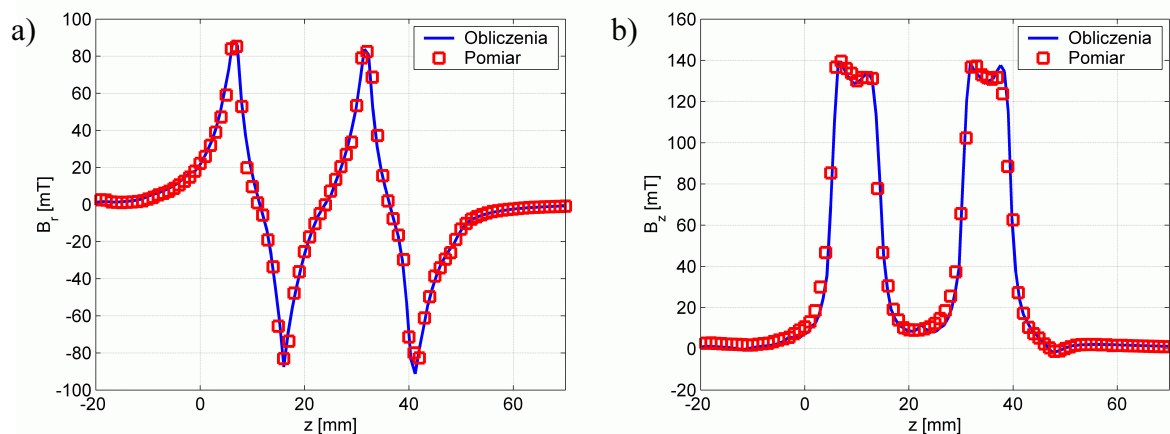


Rys. 9.17. Wartość składowej osiowej indukcji przy zasilaniu cewki 1 prądem $I_1=4\text{ A}$, wzdłuż odcinka:
a) BB' , b) CC'

Pomiary indukcji na osi symetrii silnika przeprowadzono podczas zasilania cewek stojana prądem o wartości 4 A. W jednym przypadku zasilano cewkę skrajną (odcinek BB' , rys. 9.16), a w drugim przypadku cewkę 3 (odcinek CC' , rys. 9.16). Z uwagi na zerową wartość składowej promieniowej na osi symetrii, pomiary obejmowały składową osiową indukcji (rys. 9.17). W obu przypadkach otrzymano praktycznie identyczne krzywe rozkładu indukcji. Maksymalna wartość składowej osiowej indukcji wystąpiła w środku szerokości zasilanej cewki. Dobra zgodność między pomiarami i obliczeniami świadczy o poprawności modelu polowego silnika.



Rys. 9.18. Indukcja magnetyczna wzdłuż odcinka DD' przy zasilaniu cewek 1 i 3 prądem $I=4$ A:
a) składowa promieniowa, b) składowa osiowa

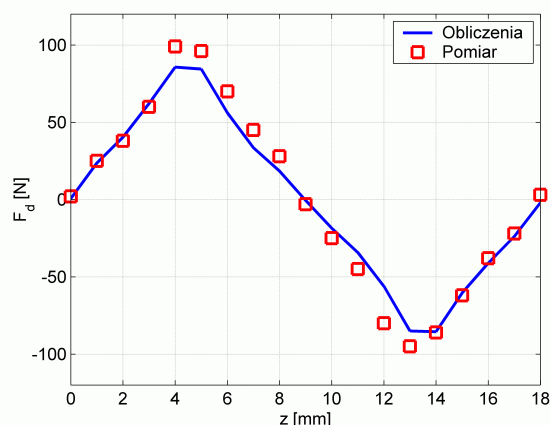


Rys. 9.19. Indukcja wzdłuż odcinka DD'' przy zasilaniu cewek 1 i 2 prądem $I=4$ A:
a) składowa promieniowa, b) składowa osiowa

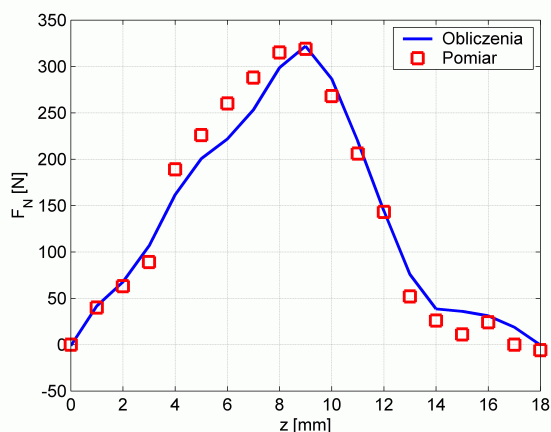
Pomiary w pobliżu powierzchni wewnętrznej stojana (odcinek DD' i DD'' , rys. 9.16) wykonano podczas przepływu prądu (o wartości 4 A) przez dwie różne konfiguracje cewek stojana. W pierwszym przypadku zasilono cewki 1 i 3 (rys. 9.18), natomiast w drugim przypadku cewki 1 i 2 (rys. 9.19). Pomiary obejmowały zarówno składową promieniową, jak i osiową indukcji magnetycznej. Otrzymane w obu przypadkach krzywe mają zbliżone kształty. Składowa promieniowa indukcji ma wartość maksymalną w pobliżu zębów zasilanego segmentu stojana, natomiast składowa osiowa osiąga maksimum w środku odległości pomiędzy tymi zębami. Wartości indukcji w pobliżu zasilanych faz silnika są do siebie zbliżone.

Weryfikacja pomiarowa modelu polowego obejmowała również pomiary sił statycznych, takich jak siła zaczepowa i siła ciągu. Wartość maksymalna siły zaczepowej w

prototypie nr 2 silnika dochodzi do około 100 N (rys. 9.20). Siła ta ma wartość zerową dla położenia neutralnych biegnika (magnes lub pierścien ferromagnetyczny znajduje się w środku wysokości 3-go segmentu). Taka konfiguracja powtarza się co 9 mm. W porównaniu z prototypem nr 1 silnika, siła zaczepowa narasta monotonicznie od zera do wartości maksymalnej, w związku z czym jej wykres w funkcji położenia biegnika jest zbliżony do trójkątnego (rys. 9.20). Wykonane pomiary potwierdziły poprawność obliczeń siły zaczepowej jako parametru całkowitego otrzymanego z analizy pola.



Rys. 9.20. Pomiar siły zaczepowej

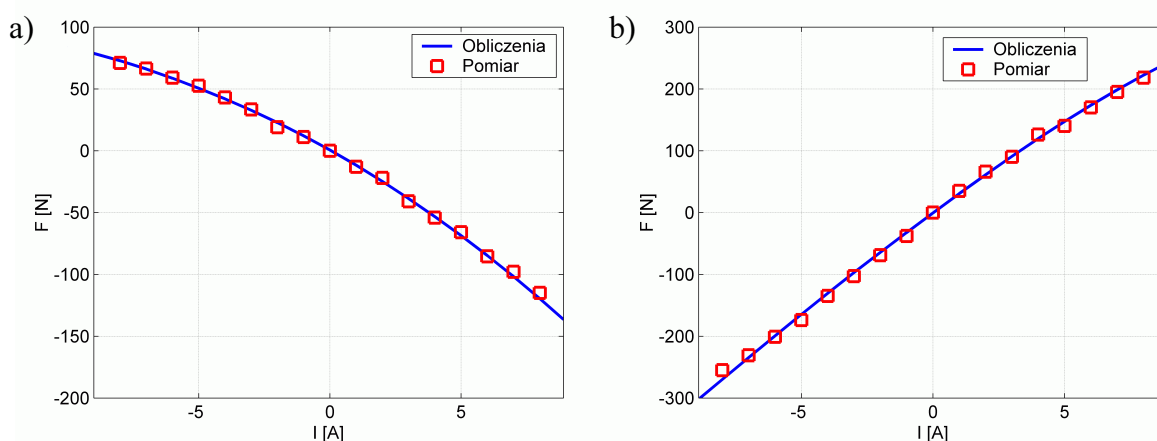


Rys. 9.21. Pomiar siły w funkcji położenia przy zasilaniu cewki środkowej prądem o wartości znamionowej ($I_3=8\text{ A}$)

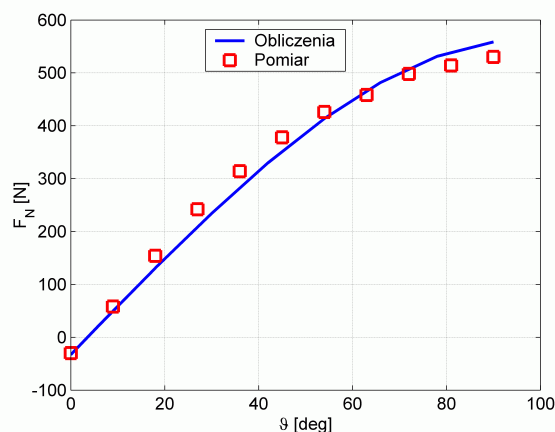
Wartość znamionowej siły ciągu (dla prądu 8 A) początkowo rośnie wraz ze zmianą położenia biegnika (rys. 9.21), osiągając maksimum dla wysunięcia biegnika o 9 mm z pozycji neutralnej, a następnie monotonicznie maleje. Początkowo na bieżnik działa głównie siła przyciągająca, natomiast dla wysunięcia 9 mm przewagę zyskuje siła odpychająca działająca pomiędzy polem magnesów trwałych i polem od prądu płynącego w uzwojeniu. W

związku z tym, w zakresie położenia biegnika $9 \div 18$ mm przebieg siły jest odmienny od przebiegu siły dla położenia $0 \div 9$ mm (rys. 9.21).

Podobnie jak dla pierwszego prototypu silnika, przeprowadzono także pomiary siły przy zabloковanym biegniku prototypu nr 2. W pozycji pomiarowej biegnika środek magnesu pokrywał się ze środkiem segmentu centralnego. Pomiary te obejmowały dwa przypadki. W pierwszym zasilano cewkę 1, natomiast w drugim cewkę 2 (rys. 9.16). W obu pomiarach wartość prądu zmieniano w zakresie $-8 \div 8$ A. W przypadku zasilania cewki 1 (rys. 9.22a) otrzymano około 3-krotnie mniejsze wartości siły ciągu niż dla zasilania cewki 2 (rys. 9.22b), co wynika z innego położenia segmentów 1 i 2 względem biegnika. W obu przypadkach zależność siły od prądu zasilania jest nieliniowa, co potwierdziły także przeprowadzone pomiary.



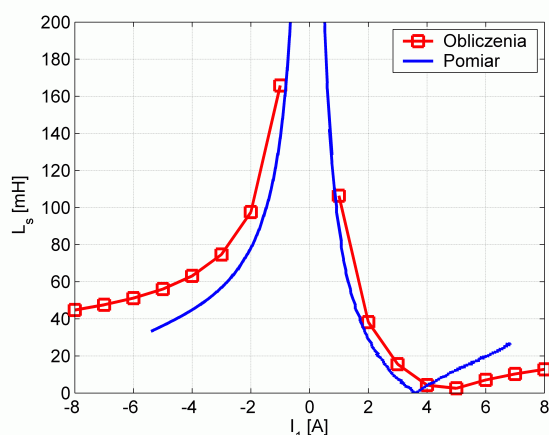
Rys. 9.22. Zależność siły magnetycznej od prądu przy położeniu neutralnym biegnika i zasilaniu:
a) cewki 1, b) cewki 2



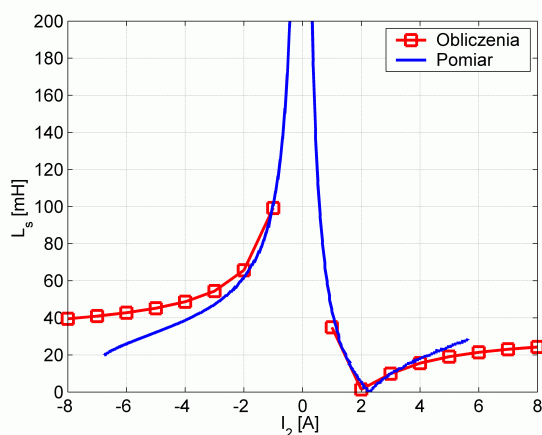
Rys. 9.23. Zależność siły od kąta obciążenia silnika przy położeniu neutralnym biegnika i zasilaniu prądem 5-fazowym sinusoidalnie zmiennym

Celem sprawdzenia dokładności obliczenia parametrów całkowitych otrzymanych z analizy pola, wykonano także pomiary siły przy zasilaniu stojana prądem sinusoidalnie

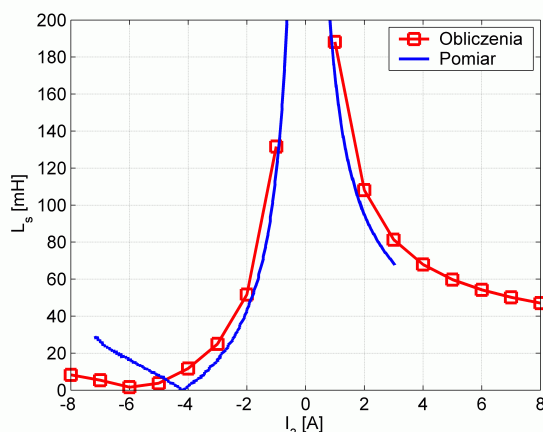
zmiennym. Zablockowany biegnik usytuowano względem stojana w taki sam sposób, jak podczas wyżej opisanych pomiarów. Amplituda prądu zasilającego wynosiła $I_m=8$ A. Pomiary i obliczenia obejmowały zakres kątów obciążenia $\vartheta = 0 \div 90^\circ$. Siła ciągu, podobnie jak dla maszyn synchronicznych obrotowych, rośnie monotonicznie wraz ze zwiększaniem się kąta obciążenia (rys. 9.23). Dla założonego położenia biegnika, wartość maksymalna tej siły wynosi ok. 540 N. Także w tym przypadku pomiary pozytywnie zweryfikowały model matematyczny silnika.



Rys. 9.24. Indukcyjność statyczna w funkcji prądu w cewce 1, przy położeniu neutralnym biegnika



Rys. 9.25. Indukcyjność statyczna w funkcji prądu w cewce 2 (położenie neutralne biegnika)

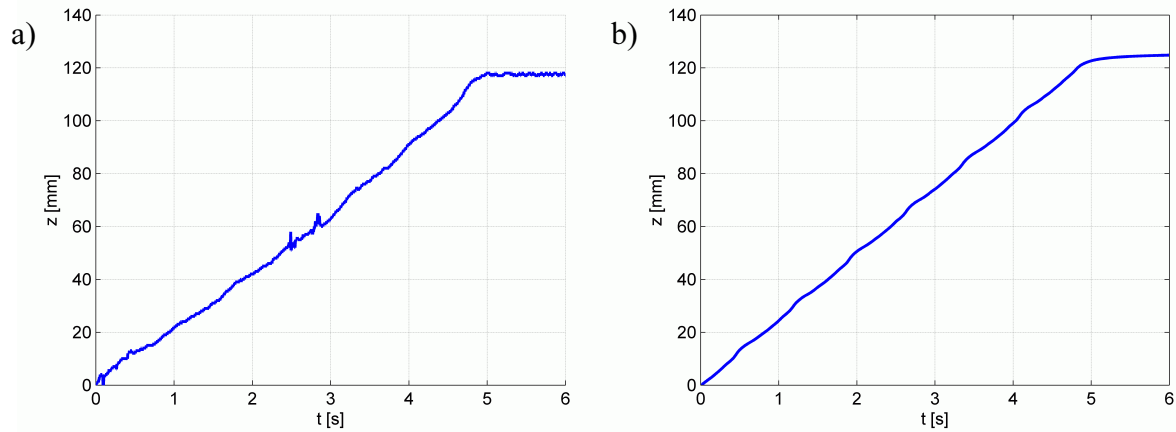


Rys. 9.26. Zależność indukcyjności statycznej od prądu w cewce 3 (położenie neutralne biegnika)

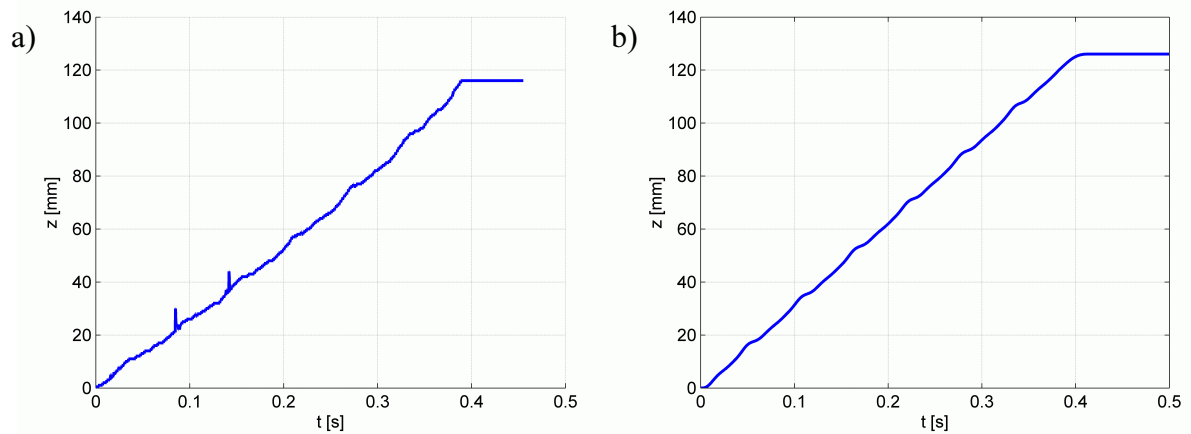
W celu określenia wielkości niezbędnych do analizy dynamiki prototypu nr 2 przeprowadzono weryfikację pomiarową indukcyjności statycznej pierwszych trzech faz (segmentów) silnika. Zarówno w pomiarach, jak i obliczeniach analizowano położenie neutralne biegnika (magnes znajduje się w środku segmentu fazy 3). Wyraźnie widoczny (rys. 9.24 do 9.26) jest wpływ położenia segmentu względem biegnika na otrzymany kształt krzywej indukcyjności statycznej w funkcji prądu. Dla wartości prądu bliskiej zero, indukcyjność dąży do nieskończoności (strumień od magnesów trwałych jest dzielony przez tą minimalną wartość prądu). W przypadku każdego segmentu występuje charakterystyczna wartość prądu, dla której indukcyjność jest równa zero. Jest to punkt, w którym pole od magnesów trwałych jest „wygaszane” przez pole magnetyczne od prądu płynącego w danej fazie. Ponieważ względne położenie segmentów jest inne dla każdej z faz, to wartość tego prądu także jest różna dla poszczególnych faz. Dla kolejnych faz (rys. 9.16) wartości tego prądu wynoszą $I_1=4$ A (rys. 9.24), $I_2=2$ A (rys. 9.25) i $I_3=-5$ A (rys. 9.26).

9.2.2. Charakterystyki dynamiczne przy wymuszeniu prądowym

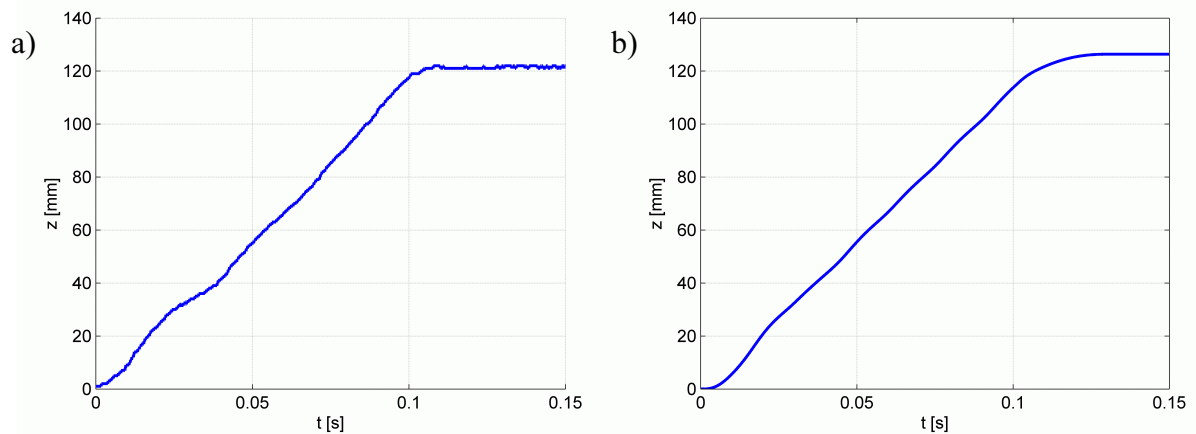
Podobnie jak w przypadku pomiarów dynamiki prototypu nr 1 silnika, pierwsza seria badań dotyczyła ruchu biegnika na długości 120 mm przy braku obciążenia. Spośród szeregu wykonanych pomiarów położenia biegnika w funkcji czasu, dla różnych średnich prędkości suwu, wybrano trzy, które zamieszczono na rys. 9.27 do 9.29. Dodatkowo, dla średniej prędkości suwu $v=1200$ mm/s przedstawiono wykres przyspieszenia działającego na biegnik (rys. 9.30).



Rys. 9.27. Zmiana położenia biegnika w funkcji czasu przy średniej prędkości suwu $v=24$ mm/s:
a) pomiar, b) obliczenia



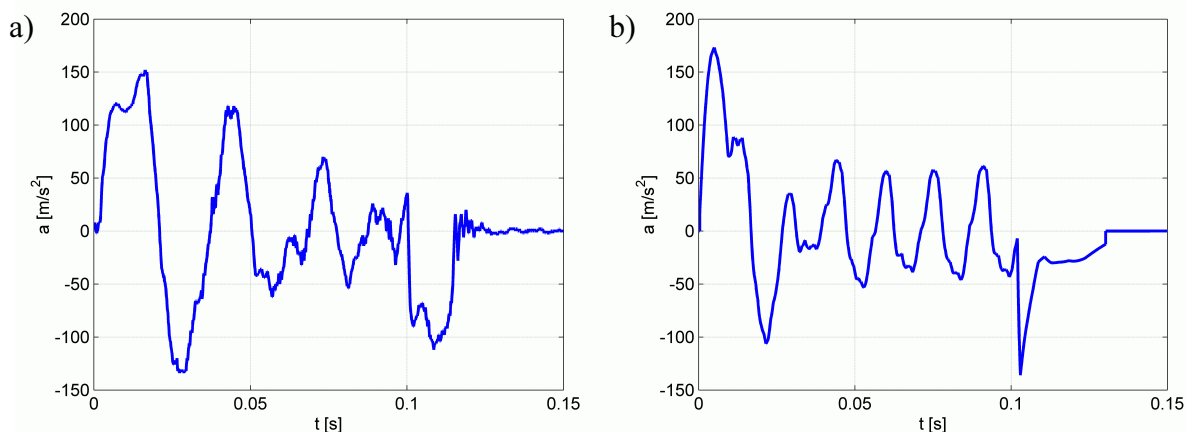
Rys. 9.28. Położenie biegnika w funkcji czasu dla średniej prędkości suwu $v=300$ mm/s:
a) pomiar, b) obliczenia



Rys. 9.29. Zmiana położenia biegnika w funkcji czasu dla średniej prędkości suwu $v=1200$ mm/s:
a) pomiar, b) obliczenia

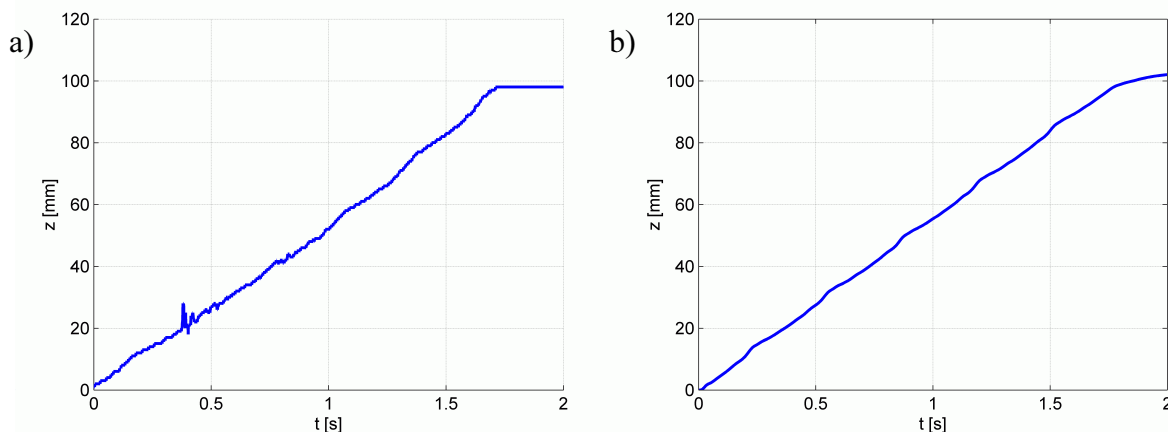
W przypadku najmniejszej średniej prędkości suwu ($v=24$ mm/s) pomiary położenia biegnika praktycznie pokrywają się z przeprowadzonymi obliczeniami (rys. 9.27).

Zwiększenie średniej prędkości suwu do 300 mm/s nie wpływa znacząco na przebieg zmiany położenia biegnika w funkcji czasu (rys. 9.28). Pewne opóźnienie w ruchu biegnika, wynikające z jego bezwładności, jest widoczne dla największej badanej średniej prędkości suwu $v=1200$ mm/s (rys. 9.29).

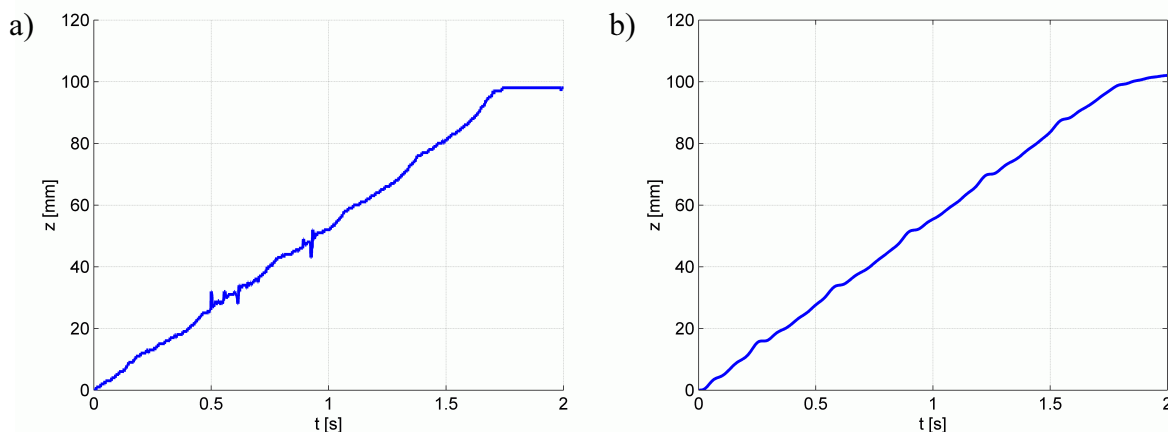


Rys. 9.30. Przyspieszenie działające na bieżnik dla średniej prędkości suwu $v=1200$ mm/s: a) pomiar, b) obliczenia

W przypadku obliczeń i pomiarów przyspieszenia występuje mniejsza zbieżność (rys. 9.30). Pomimo dołożenia wszelkich starań mających na celu ograniczenie zmiennych oporów tarcia w modelu fizycznym prototypu nr 2, nie udało się całkowicie wyeliminować zjawisk związanych ze zmieniającym się (w funkcji położenia biegnika) tarcie bieżnik-łożyska ślizgowe. Z tego też powodu występują dosyć znaczne różnice między modelem matematycznym, a modelem fizycznym. Otrzymane wyniki pomiarów odbiegają kształtem od obliczonych krzywych przyspieszenia (rys. 9.30). Jednakże współrzędne przemieszczenia biegnika są do siebie zbliżone. Także pewne charakterystyczne cechy otrzymanych krzywych są wspólne dla pomiarów i obliczeń.



Rys. 9.31. Położenie biegnika w funkcji czasu dla średniej prędkości suwu $v=60$ mm/s i obciążeniu bezwładnościowym silnika $m=3,2$ kg: a) pomiar, b) obliczenia



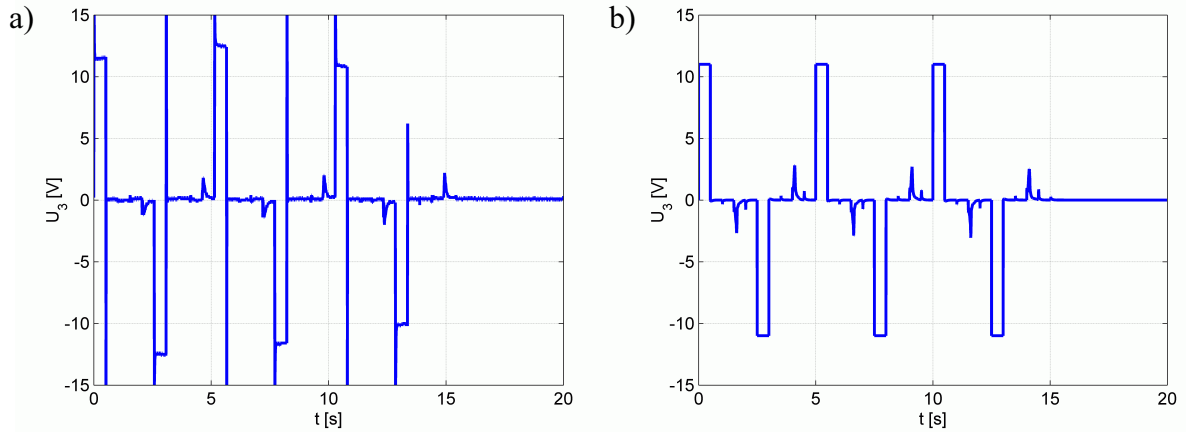
Rys. 9.32. Zmiana położenia biegnika dla średniej prędkości suwu $v=60$ mm/s i obciążeniu bezwładnościowym silnika $m=19,2$ kg: a) pomiar, b) obliczenia

Wzorując się na badaniach prototypu nr 1 silnika, pomiary i obliczenia dla obciążonego silnika wykonano przy stałej średniej prędkości suwu ($v=60$ mm/s). Pomimo ukosowania biegnika na skutek promieniowej siły ciągu, wyniki obliczeń i pomiarów położenia biegnika w funkcji czasu są zbliżone (rys. 9.31 i 9.32). Podobnie jak poprzednio, niewielkie różnice są głównie wynikiem trudności związanych z określeniem tarcia w modelu obliczeniowym. Zwiększenie masy bezwładnościowej z 3,2 kg do 19,2 kg nie wpływa znacząco na przebieg otrzymanych wartości.

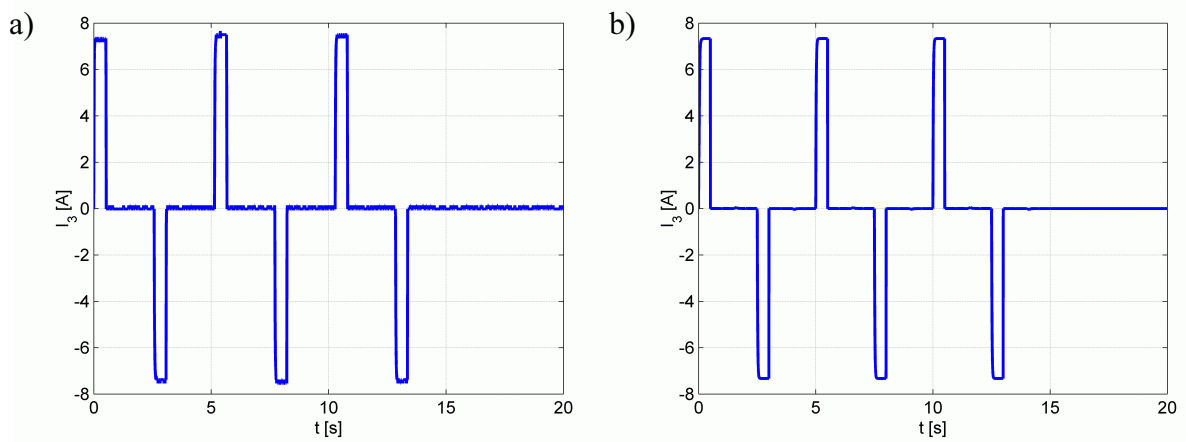
9.2.3. Charakterystyki dynamiczne przy wymuszeniu napięciowym

Podobnie jak w przypadku pierwszego prototypu silnika, także dla wersji ulepszonej wykonano pomiary charakterystyk dynamicznych przy wymuszeniu kluczkowanym napięciem w postaci impulsów prostokątnych. Wykorzystano schemat obwodowy modelu matematycznego w programie Simulink pakietu Matlab jak na rys. 4.2. Zmienił się jedynie model polowy, a w konsekwencji charakterystyki wykorzystane w modelu obwodowym.

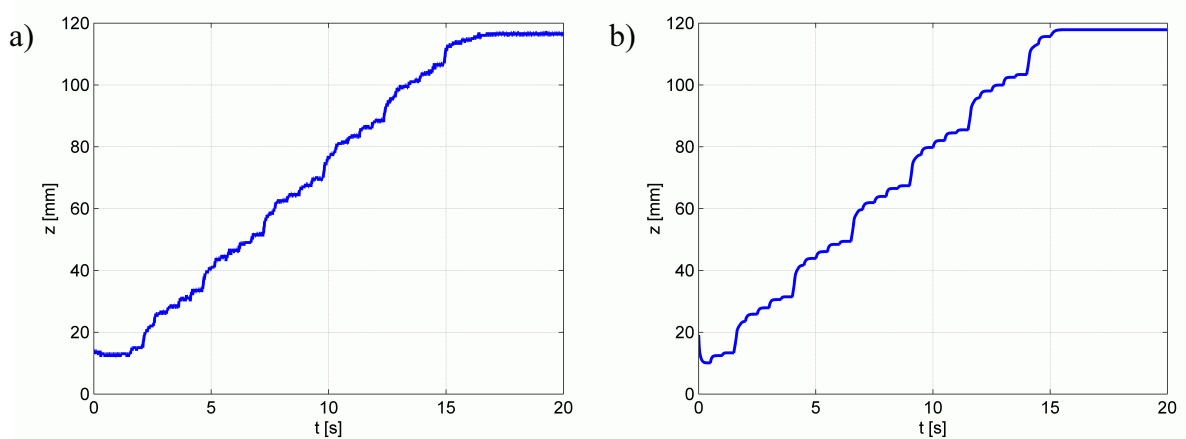
Przeprowadzono, podobnie jak w podrozdziale 5.2.2, obliczenia i pomiary charakterystyk dynamicznych dla dwóch różnych średnich prędkości suwu i jednego obciążenia bezwładnościowego. Wyniki przedstawione na rysunkach obejmują napięcie zasilania, prąd płynący przez środkową cewkę silnika, przyspieszenie oraz położenie biegnika.



Rys. 9.33. Napięcie zasilania silnika na cewce nr 3 (praca jałowa silnika, średnia prędkość suwu $v=7$ mm/s): a) pomiar, b) obliczenia



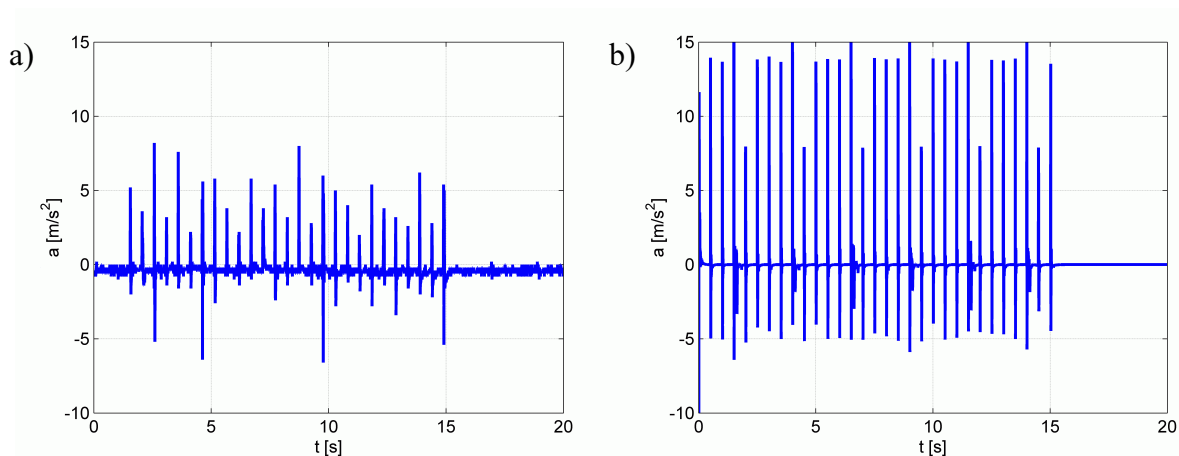
Rys. 9.34. Wartości prądu w cewce środkowej dla pracy jałowej silnika z średnią prędkością suwu $v=7$ mm/s: a) pomiar, b) obliczenia



Rys. 9.35. Zmiana położenia biegnika w czasie dla średniej prędkości suwu $v=7$ mm/s: a) pomiar, b) obliczenia

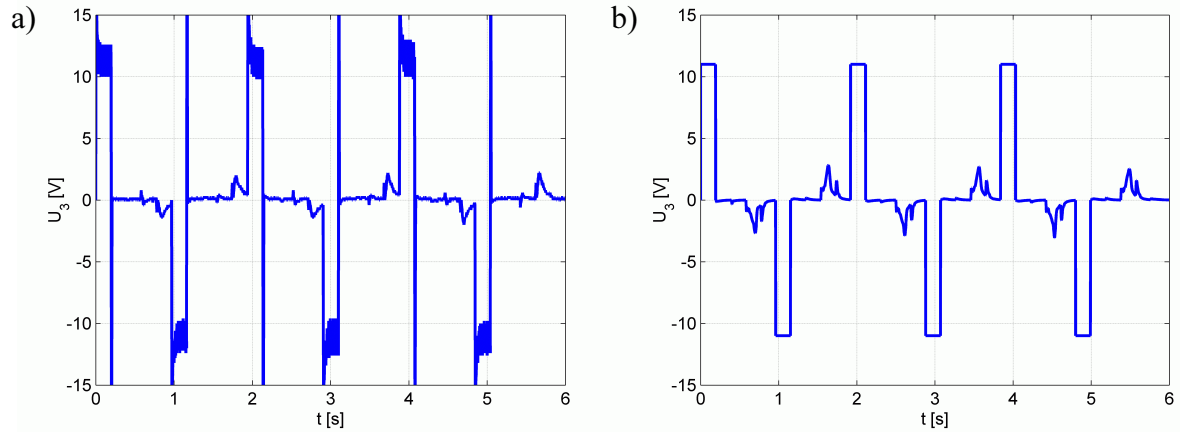
Zmierzone dla prędkości suwu $v=7$ mm/s napięcie różni się od zadanego o pewne przepięcia, które można nazwać „pikami”. „Piki” napięciowe występujące pomiędzy kolejnymi załączeniami cewki (rys. 9.33), jak to zostało już wyjaśnione w rozdziale 5.2.2, są związane z indukowaniem się siły elektromotorycznej generowanej ruchem biegnika z magnesami trwałymi. Występują one zarówno w pomiarach, jak i obliczeniach napięcia (rys. 9.33) i mają zbliżony kształt. Nie pojawiają się one natomiast w przebiegach prądu, który ma praktycznie prostokątny kształt (rys. 9.34).

Zmiana położenia biegnika w funkcji czasu jest bardziej płynna niż w pierwszym prototypie silnika (rys. 9.35). Występuje tu pewna okresowość w ruchu biegnika. Pierwszy wzrost jest stosunkowo duży, a po nim następują cztery skoki biegnika kolejno coraz mniejsze, po czym następuje znowu większy skok i cykl się powtarza. Zjawisko to wystąpiło zarówno w pomiarach, jak i obliczeniach.

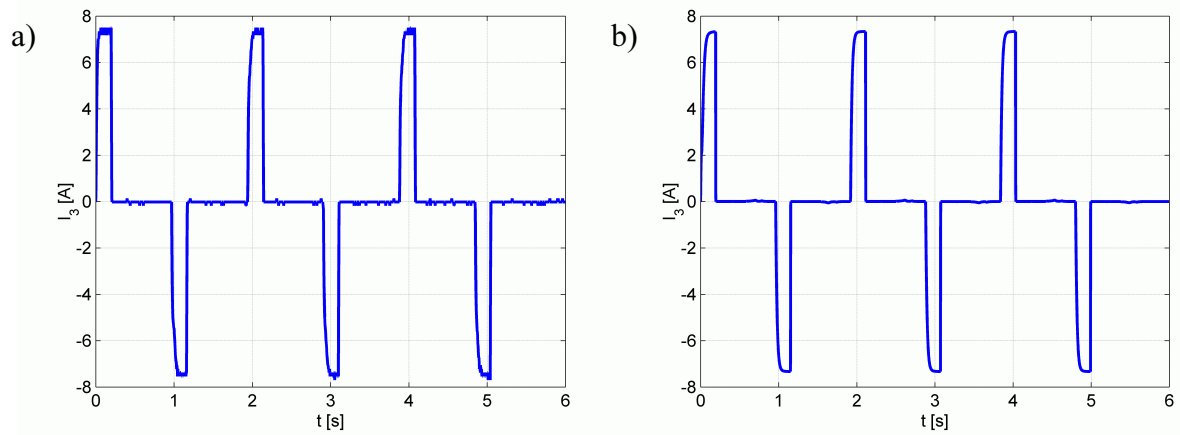


Rys. 9.36. Przyspieszenie biegnika przy braku obciążenia silnika (średnia prędkość suwu $v=7$ mm/s):
a) pomiar, b) obliczenia

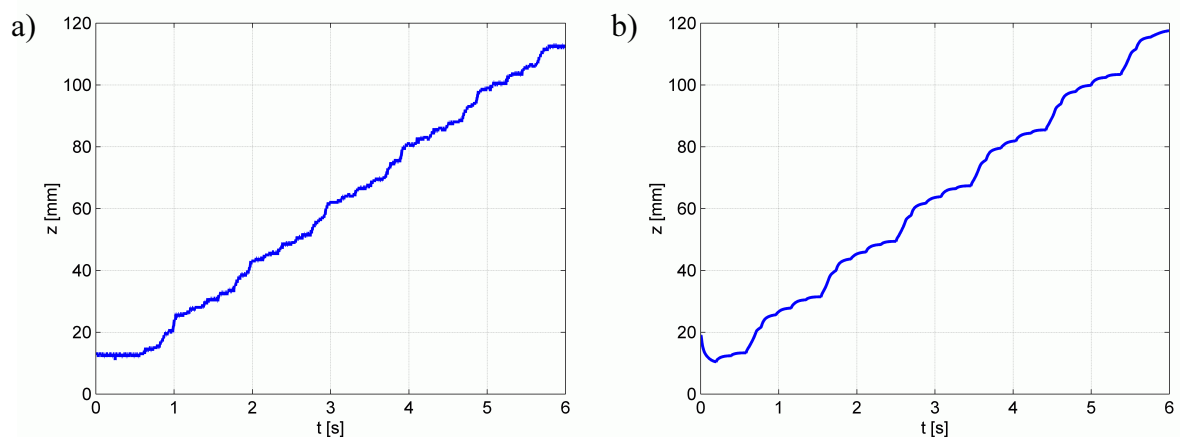
Jednym z parametrów podlegających weryfikacji pomiarowej było przyspieszenie działające na biegnik (rys. 9.36). Wartości maksymalne otrzymane w pomiarach dla drugiego prototypu silnika było około 10-krotnie mniejsze niż w prototypie pierwszym silnika. Wiąże się to z większą płynnością ruchu drugiego prototypu. Występują tu pewne różnice między pomiarami i obliczeniami. W pomiarach pojawia się tu pewna asymetria pomiędzy „pikami” przyspieszenia (o wartości dodatniej i ujemnej). W obliczeniach jest ona znacznie mniejsza (rys. 9.36). Błędy były głównie związane z trudnymi warunkami pomiarowymi.



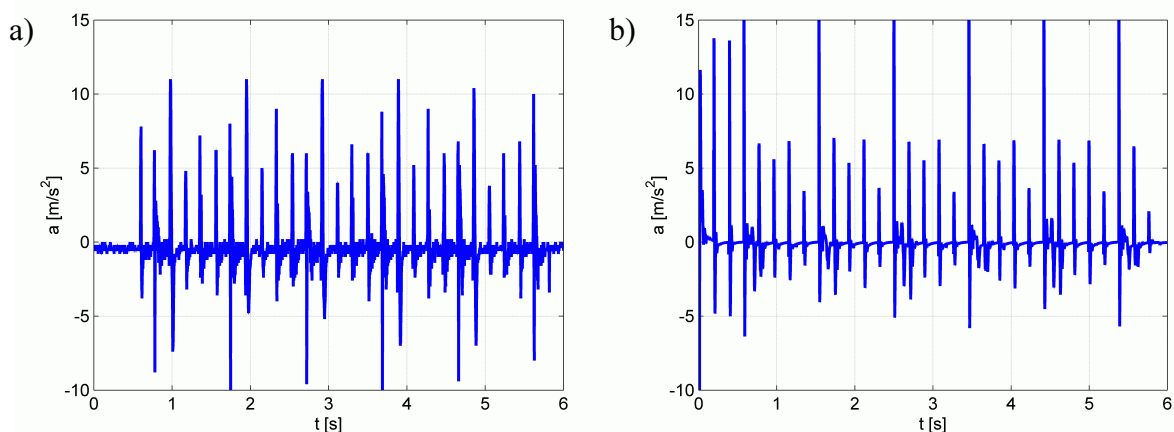
Rys. 9.37. Napięcie na cewce środkowej przy pracy jałowej silnika i średniej prędkości suwu $v=21$ mm/s: a) pomiar, b) obliczenia



Rys. 9.38. Przebieg prądu w cewce nr 3 przy pracy jałowej silnika z średnią prędkością suwu $v=21$ mm/s: a) pomiar, b) obliczenia

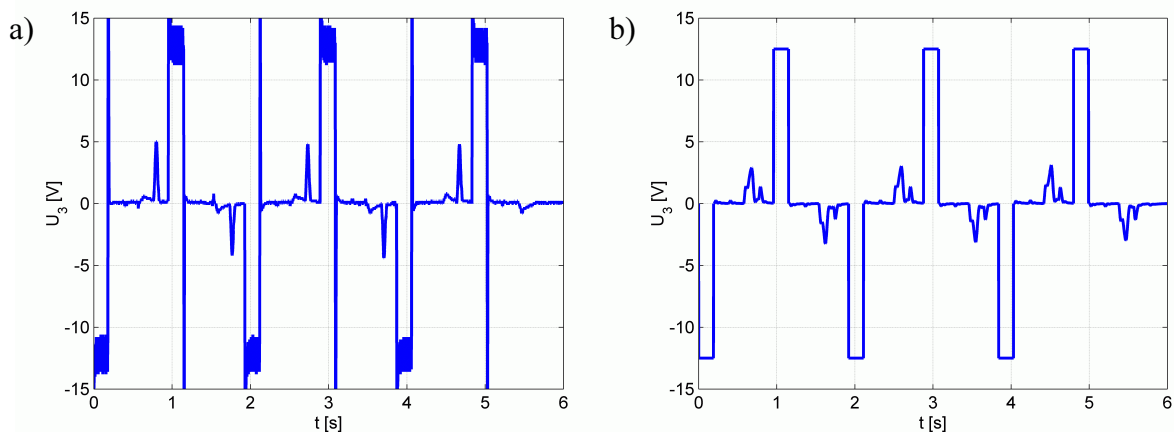


Rys. 9.39. Zmiana położenia biegnika w czasie przy średniej prędkości suwu $v=21$ mm/s: a) pomiar, b) obliczenia



Rys. 9.40. Przyspieszenie biegnika przy braku obciążenia silnika (średnia prędkość suwu $v=21$ mm/s): a) pomiar, b) obliczenia

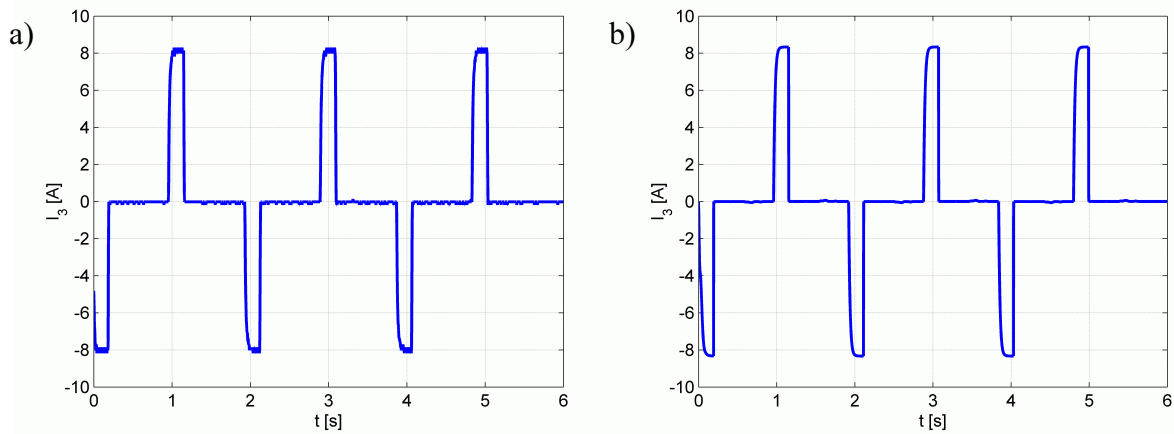
Trzykrotne zwiększenie średniej prędkości suwu biegnika, do wartości $v=21$ mm/s, wpływa nieznacznie na kształt analizowanych przebiegów. Przebieg prądu i napięcia pozostaje praktycznie identyczny (rys. 9.33 i 9.37 oraz rys. 9.34 i 9.38). Zmiana położenia w czasie jest nieco bardziej płynna przy większej prędkości suwu (rys. 9.39). W przypadku przyspieszenia działającego na bębnik (rys. 9.40), zarówno w pomiarach jak i obliczeniach, dla większej średniej prędkości suwu, pojawiają się „piki” o większych wartościach, pomiędzy którymi występują „piki” o wartościach o połowę mniejszych.



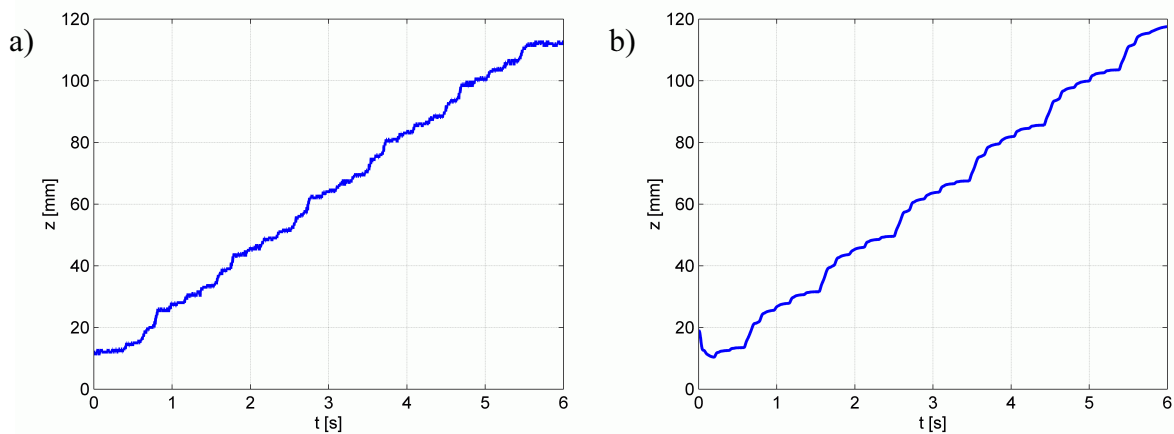
Rys. 9.41. Przebieg napięcia w cewce nr 3 (obciążenie bezwładnościowe o masie $m=7,2$ kg, średnia prędkość suwu $v=21$ mm/s): a) pomiar, b) obliczenia

Dołożenie obciążenia bezwładnościowego o masie $m=7,2$ kg, przy zachowaniu średniej prędkości suwu $v=21$ mm/s, spowodowało zmniejszenie się wartości przyspieszenia biegnika (rys. 9.44). Okresowo pojawiające się „piki” o zwiększonych wartościach pozostały. Inne

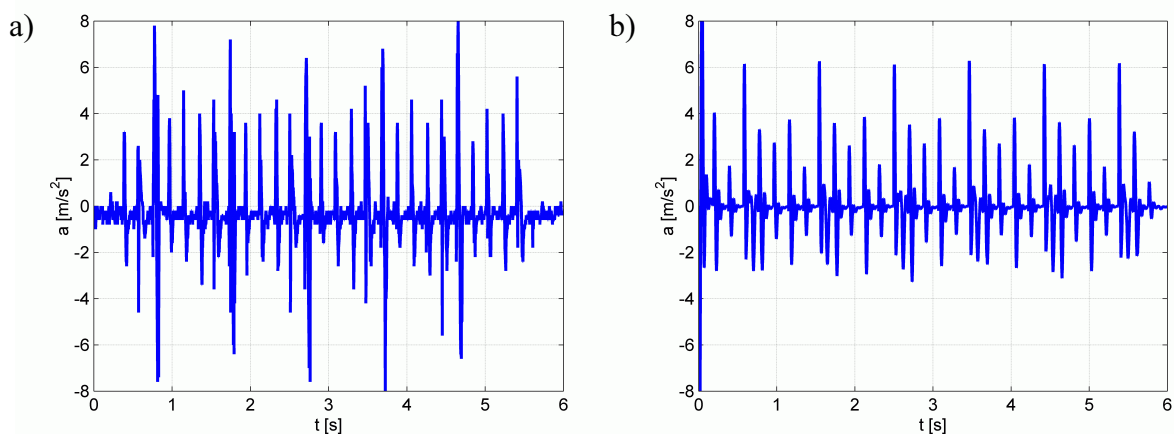
analizowane wielkości nie uległy znaczącym zmianom w porównaniu z silnikiem nieobciążonym (rys. 9.41 do 9.43).



Rys. 9.42. Wartość prądu w cewce środkowej przy pracy z obciążeniem bezwładnościowym o masie $m=7,2$ kg (średnia prędkość suwu $v=21$ mm/s): a) pomiar, b) obliczenia



Rys. 9.43. Zmiana położenia biegnika w czasie przy obciążeniu bezwładnościowym $m=7,2$ kg i średniej prędkości suwu $v=21$ mm/s: a) pomiar, b) obliczenia



Rys. 9.44. Wartość przyspieszenia biegnika przy obciążeniu silnika masą bezwładnościową $m=7,2$ kg (średnia prędkość suwu 21 mm/s): a) pomiar, b) obliczenia

10. Uwagi i wnioski

W rozprawie przedstawiono analizę nowej konstrukcji silnika liniowego tubowego z magnesami trwałymi (PMTLM). Badany, pięciofazowy silnik tubowy może pracować jako aktuator krokowy oraz silnik synchroniczny. Analiza obejmowała zarówno część obliczeniową, jak i eksperymentalną. Badana konstrukcja silnika odróżniała się od innych zastosowaniem segmentowanego stojana z jednoczesnym wielofazowym zasilaniem.

Obliczono parametry elektromagnetyczne i wyznaczono charakterystyki statyczne indukcyjności i siły ciągu w funkcji wartości prądu zasilania, które porównano z pomiarami prototypu wstępnego nr 1. Z użyciem w/w prototypu zweryfikowano pomiarowo rozkłady pola magnetycznego, zarówno pochodzącego od magnesów trwałych, jak i wytworzonego przez prądy płynące w cewkach stojana silnika.

Przedstawiono metodę polowo-obwodową pozwalającą analizować stany dynamiczne silnika liniowego tubowego z magnesami trwałymi. Metoda ta pozwala uwzględnić różne warianty jego konstrukcji oraz sposoby zasilania. Wyznaczono charakterystyki statyczne oraz podano przebiegi czasowe prądów, napięć, położenia i przyspieszenia działającego na biegnik. Otrzymane przebiegi porównano z przebiegami uzyskanymi z pomiarów modeli fizycznych silnika.

W następstwie weryfikacji pomiarowej modeli obliczeniowych wykonano obliczenia wariantowe, zmieniając wielokrotnie geometrię silnika oraz wymiary poszczególnych podzespołów. Przeprowadzono obliczenia parametrów elektromagnetycznych oraz charakterystyk dynamicznych w celu ulepszenia konstrukcji. Obliczenia wielowariantowe miały na celu dostarczenie wskazówek do przyszłych badań optymalizacyjnych silnika. Zmiany konstrukcyjne obejmowały zarówno stojan, jak i biegnik. Uwzględniono także dwa rodzaje zasilania: sygnałem prostokątnym (praca krokowa silnika) oraz sygnałem sinusoidalnym (praca jako silnik synchroniczny). Obliczenia te pozwoliły na określenie możliwie dobrych proporcji poszczególnych elementów konstrukcyjnych silnika, a także na zbadanie wpływu poszczególnych zmian na wartość i przebieg siły ciągu. W ramach obliczeń wielowariantowych zbadano także wpływ liczby faz na pulsacje siły przy pracy synchronicznej silnika. Na podstawie wniosków z tych obliczeń wykonano projekt drugiego prototypu silnika, charakteryzujący się głównie większą siłą ciągu. Należy dodać, że ulepszanie konstrukcji musi przede wszystkim uwzględniać przeznaczenie silnika.

Metoda polowo-obwodowa, zaproponowana w niniejszej rozprawie, pozwala na analizę pracy silnika dla różnych typów zasilania. Stosując jeden z przedstawionych modeli polowo-

obwodowych zbadano zachowanie się silnika zarówno przy wymuszeniu prądowym, jak i napięciowym.

Na podstawie obliczeń polowych autor sformułował główne założenia dotyczące wymiarów geometrycznych silników tubowych z magnesami trwałymi o dowolnej liczbie faz, co stanowi pewne novum. Mogą one być przydatne jako punkt wyjścia do optymalizacji konstrukcji dotyczącej projektowania silników tubowych z magnesami trwałymi i różną liczbą faz. Podane zależności dotyczą silnika z segmentowanym stojanem o liczbie faz większej lub równej 2. Wynikają one z analizy polowej wielu wariantów konstrukcyjnych. Ich poprawność potwierdzono obliczeniami zarówno dla pracy krokowej silnika (rozdz. 6.9), jak i pracy synchronicznej (rozdz. 7.9), gdzie dodatkowo przeliczono konstrukcje o różnych liczbach faz (rozdz. 7.11).

Osiągnięciem autora jest zaprojektowanie i wykonanie układu pomiarowego do badania charakterystyk statycznych i dynamicznych silnika liniowego. W kraju nie ma wielu ośrodków zajmujących się problemem pomiarów nowoczesnych silników liniowych. W związku z tym autor musiał się wzorować głównie na literaturze zagranicznej, gdzie opis stanowisk pomiarowych jest więcej niż skromny. Ze względu na ograniczone środki finansowe zastosowano tanie rozwiązania techniczne możliwie do realizacji.

Dużą trudność w wykonaniu symetrycznego obiektu-silnika sprawia także pewna niepowtarzalność parametrów magnesów trwałych, co skutkuje siłami naciągu promieniowego prostopadłymi do osi silnika. Te z kolei starają się ukosować ruch biegnika i zmieniają siły tarcia w trakcie jego ruchu, co utrudnia pomiary. Doświadczenia zdobyte przez autora przy budowie tego stanowiska, pozwolą w przyszłości na jego udoskonalenie.

Podane w pracy równania dla metody elementów skończonych w układzie osiowosymetrycznym są znane, jednakże trudno znaleźć w literaturze ich szczegółowe wyprowadzenie. W rozprawie przedstawiono takie wyprowadzenie z wykorzystaniem przekształcenia Melissena-Simkina.

W rozprawie przedstawiono zastosowanie praw podobieństwa do szybkiego modelowania układów elektromechanicznych z magnesami trwałymi. Zastosowanie tych praw, w połączeniu z obliczeniami polowymi daje efektywne narzędzie do szybkiego określania parametrów silników liniowych przy zmianach wymiarów geometrycznych na podstawie wyników obliczeń jednego tylko modelu. Metoda zaprezentowana w pracy nadaje się szczególnie do zastosowania w przemyśle, gdzie na podstawie obliczeń i pomiarów jednego silnika, można zaprojektować cały typoszereg maszyn. Przedstawione w pracy

przykłady, dotyczące zastosowania praw podobieństwa, nie wyczerpują wszystkich możliwości ich zastosowania.

Przeprowadzone obliczenia pozwoliły na wyciągnięcie wielu wniosków szczegółowych, z których najistotniejsze przedstawiono niżej.

- Metoda elementów skończonych (MES), wraz z zastosowaniem mieszanego warunku brzegowego, pozwala na analizę pola, nieekranowanego magnetycznie, bez znacznego rozszerzenia obszaru obliczeniowego. Obszar ten, w przypadku obliczanego silnika tubowego z magnesami trwałymi, był zaledwie dwukrotnie większy od wartości najdłuższego wymiaru obwodu magnetycznego.
- Dobra zgodność wyników analizy stanów dynamicznych z wynikami pomiarów modeli fizycznych silnika liniowego potwierdza prawidłowość zaproponowanych w niniejszej pracy modeli polowo-obwodowych.
- Zwiększenie liczby faz silnika skutkuje zmniejszeniem niekorzystnych, z punktu widzenia napędu, pulsacji siły.
- Modelowanie z wykorzystaniem praw podobieństwa stanowi użyteczne narzędzie do szybkiego projektowania typoszeregu silników o (z góry) określonej wartości siły znamionowej.

Przeprowadzone w rozprawie obliczenia wielowariantowe stanowią wstęp do optymalizacji wielokryterialnej, uwzględniającej, oprócz siły ciągu silnika, także koszty materiałowe, jak i też eksploatacyjne silnika, co nie było celem niniejszej pracy. Należy się spodziewać, że wprowadzenie do silnika kilku zmian geometrii jednocześnie pozwoliłoby na uzyskanie znacznie lepszych rezultatów dotyczących wartości siły zaczepowej, znamionowej i współczynnika pulsacji. Ze względu na dużą skalę problemu, analiza tego typu wymagałaby użycia algorytmów optymalizacji (np. algorytmów genetycznych lub algorytmów hybrydowych).

Zaproponowana metodologia analizy pracy liniowych silników tubowych z magnesami trwałymi może być stosowana dla innych, nierozważanych przez autora, wariantów konstrukcyjnych.

Literatura

- [1] Ait-Sadi R., Colyer B.F., Emson C.R.I., Simkin J., Maanen J.: *"A 2D and axisymmetric finite element environment based upon STEP type database"*, IEEE Transactions on Magnetism, New York, USA, Vol. MAG-30, No. 5, 1994, pp. 3622-3624.
- [2] Amara Y., Wang J., Howe D.: *"Stator iron loss of tubular permanent-magnet machines"*, IEEE Transactions on Industry Applications, New York, USA, Vol. 41, No. 4, 2005, pp. 989-995.
- [3] Amara Y., Wang J., Howe D.: *"Eddy current loss in tubular modular permanent magnet machines"*, XVIth International Conference on Electrical Machines (ICEM), Cracow, Poland, September 5-8, 2004, paper 192.
- [4] Ancelle B., Coulomb J.L., Masse P., Meunier G., Sabonnadiere J.C.: *"Computer methods for electrical and magnetic devices designed by field analysis"*, IEEE Transactions on Magnetism, New York, USA, Vol. MAG-15, No. 6, 1979, pp. 1671-1673.
- [5] Armstrong A.G.A.M., Fan M.W., Simkin J., Trowbridge C.W.: *"Automated optimization of magnet design using the boundary integral method"*, IEEE Transactions on Magnetism, New York, USA, Vol. MAG-18, No. 2, 1982, pp. 620-623.
- [6] Atherton D.L., Fraser S.D.: *"A homopolar linear synchronous test motor using permanent magnets"*, IEEE Transactions on Magnetism, New York, USA, Vol. MAG-18, No. 6, 1982, pp. 1843-1846.
- [7] Atherton D.L.: *"Design and control studies of a linear synchronous motor for urban transit application"*, IEEE Transactions on Magnetism, New York, USA, Vol. MAG-18, No. 6, 1982, pp. 1847-1855.
- [8] Baker N. J., Mueller M. A., Tavner P. J., Ran Li: *"Prototype development of direct-drive linear electrical machines for marine energy converters"*, World Renewable Energy Congress (WREC), 2005, Elsevier Ltd., pp. 271-276.
- [9] Balac S., Caloz G.: *"Magnetostatic field computations based on the coupling of finite element and integral representation methods"*, IEEE Transactions on Magnetism, New York, USA, Vol. MAG-38, No. 2, 2002, pp. 393-396.
- [10] Bandelier B., Rioux-Damidaou.: *"Modeling of eddy currents in magnetic materials and laminated materials"*, XIVth Conference on the Computation of Electromagnetic Fields (Compumag), Saratoga Springs, New York, USA, July 13-17, 2003, paper P41716.
- [11] Basak A., Filho A.F.F., Nakata T., Takahashi.: *"Three dimensional computation of force in a novel brushless DC linear motor"*, IEEE Transactions on Magnetism, New York, USA, Vol. MAG-33, No. 2, 1997, pp. 2030-2032.
- [12] Basak A.: *"Permanent-magnet DC linear motors"*, Clarendon Press, Oxford, 1996.
- [13] Berowski P., Filipowicz S. F., Nita K., Sikora J.: *"Zastosowanie metody elementów brzegowych w tomografii impedancyjnej"*, XXVII IC-SPETO, Gliwice-Niedzica, 26-29 maj, 2004, s. 129-132.
- [14] Bianchi N.: *"Analytical field computation of a tubular permanent-magnet linear motor"*, IEEE Transactions on Magnetism, New York, USA, Vol. 36, No. 5, 2000, pp. 3798-3801.
- [15] Binns K. J., Lawrenson P. J., Trowbridge C. W.: *"The analytical and numerical solution of electric and magnetic fields"*, Wiley & Sons, Chichester, 1995.

- [16] Blanc P., Xuan T.T., Deshais R.: *"Design calculations for annular induction electromagnetic pumps based on the finite element method"*, IEEE Trans. on Magnetics, Vol. MAG-18, No.2, 1982, pp. 650-654.
- [17] Bland T.G., Freeman E.M.: *"Scale-model linear induction motors with solid iron secondaries"*, Proc. of Institution of Electrical Engineers (IEE), London, UK, Vol. 125, No. 11, November 1978, pp. 1223-1226.
- [18] Bolkowski S., Stabrowski M., Skoczylas J., Sroka J., Sikora J., Winceniak S.: *"Komputerowe metody analizy pola elektromagnetycznego"*, WNT, Warszawa, 1993.
- [19] Bugeza M., Makuc D., Fiser R.: *"Calculation of linear motor performance using finite element method"*, XIth International Symposium on Electromagnetic Fields in Electrical Engineering (ISEF), Maribor, Slovenia, September 18-20, 2003, pp. 747-750.
- [20] Burke P.E., Kuntz S., Slemon G.R.: *"A dual linear synchronous motor for Maglev vehicles"*, IEEE Transactions on Magnetics, New York, USA, Vol. MAG-13, No. 5, 1977, pp. 1415-1417.
- [21] Camberos J.A.: *"Scalar and vector potentials in the dynamical equations of electromagnetism"*, XIVth Conference on the Computation of Electromagnetic Fields – Compumag, Saratoga Springs, New York, USA, July 13-17, 2003, paper P76512.
- [22] Canova A., Gruosso G., Ottella M., Repetto M., Schofield N.: *"Soft magnetic composites for tubular linear actuators"*, XVth International Conference on Electrical Machines (ICEM), Brugge, Belgium, August 25-28, 2002, paper 488.
- [23] Chevaillier S., Markovic M., Jufer M., Perriard Y.: *"Linear motor optimization using an analytical model"*, XVIth International Conference on Electrical Machines (ICEM), Cracow, Poland, September 5-8, 2004, paper 311.
- [24] Choi H.-Y., Jung S.-Y., Jung H.-K.: *"Performance evaluation of permanent magnet linear generator for charging the battery of mobile apparatus"*, XVth International Conference on Electrical Machines (ICEM), Brugge, Belgium, August 25-28, 2002, paper 234.
- [25] Chung M.J., Gweon D.G.: *"Modeling of the armature slotting effects in the magnetic field distribution of a linear permanent magnet motor"*, Electrical Engineering (Archiv für Elektrotechnik), Springer-Verlag, Berlin, Germany, No. 84, 2002, pp. 101-108.
- [26] Dąbrowski M., Rudeński A.: *"Zastosowanie genetycznych procedur ewolucyjnych w optymalizacji maszyn elektrycznych"*, X Konferencja „Zastosowania Komputerów w Elektrotechnice” (ZKwE), Poznań, Poland, April 18-20, 2005, s. 11-12.
- [27] Deas D., Kuo-Peng P., Sadowski N., Oliveira A.M., Roel J.L., Bastos P.A.: *"2-D FEM modeling of the tubular linear induction motor taking into account the movement"*, IEEE Transactions on Magnetics, New York, USA, Vol. MAG-38, No. 2, 2002, pp. 1165-1168.
- [28] Delale A., Albert L., Wurtz F., Gerbaud L.: *"Automatic generation of sizing models for the optimization of electromagnetic devices using reluctance networks"*, XIVth Conference on the Computation of Electromagnetic Fields (Compumag), Saratoga Springs, New York, USA, July 13-17, 2003, paper P54088.
- [29] Demenko A., Mendrela E., Szeląg W.: *"FE analysis of saturation effects in tubular linear permanent magnet machine"*, XVIII Symposium on Electromagnetic Phenomena in Nonlinear Circuits (EPNC), June 28-30, Poznań, 2004, paper 82.1_Paper.
- [30] Demenko A.: *"Symulacja dynamicznych stanów pracy maszyny elektrycznej w ujęciu polowym"*, Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, Poznań, 1997.

- [31] Deng Z., Boldea I., Nasar S.A.: *"Fields in permanent magnet linear synchronous machines"*, IEEE Transactions on Magnetics, New York, USA, Vol. MAG-22, No. 2, 1986, pp. 107-112.
- [32] Di Barba P., Invernizzi A., Savini A.: *"An approach to the optimization of the dynamic performance of a small linear actuator"*, Electromotion Quarterly, Mediamira Science Publisher, Cluj-Napoca, Romania, Vol. 6, No. 3, 1999, pp. 87-92.
- [33] Dolezel I., Jaskovska M., Skopek M., Ulrych B.: *"Dynamic characteristics of combined actuators"*, XIth International Symposium on Electromagnetic Fields in Electrical Engineering (ISEF), Cracow, Poland, September 20-22, 2001, pp. 227-232.
- [34] Eastham J.F., Profumo F., Teneoni A., Gianolio G.: *"Linear drive in industrial application: state of the art and open problems"*, XVth International Conference on Electrical Machines (ICEM), Brugge, Belgium, August 25-28, 2002, paper 620.
- [35] El Amraoui L., Gillon F., Vivier S., Brochet P., Benrejeb M.: *"New design method applied to a linear actuator"*, XIVth Conference on the Computation of Electromagnetic Fields (Compumag), Saratoga Springs, New York, USA, July 13-17, 2003, paper P74387.
- [36] Findeisen W., Szymanowski J., Wierzbicki A.: *„Metody obliczeniowe optymalizacji”*, Wydawnictwo Politechniki Warszawskiej, Warszawa, 1973.
- [37] Freeman E.M., Lowther D.A., Laithwaite E.R.: *„Scale-model linear induction motors”*, Proc. of Institution of Electrical Engineers (IEE), London, UK, Vol. 122, No. 7, July 1975, pp. 721-726.
- [38] Gieras J.: *„Silniki indukcyjne liniowe”*, WNT, Warszawa, 1990.
- [39] Gordon S., Hillery M.T.: *"Development of a high-speed CNC cutting machine using linear motors"*, Journal of Materials Processing Technology, Elsevier, Kidlington Oxford, UK, No. 166, 2005, pp. 321-329.
- [40] Guerreiro Goncalves J.: *„Modeling of two-dimensional electromagnetic field in both linear and tubular actuators”*, XVIth International Conference on Electrical Machines (ICEM), Cracow, Poland, September 5-8, 2004, paper 407.
- [41] Hajji O., Brisset S., Brochet P.: *"A new tabu search method for optimization with continuous parameters"*, XIVth Conference on the Computation of Electromagnetic Fields (Compumag), Saratoga Springs, New York, USA, July 13-17, 2003, paper P94585.
- [42] Henrotte F., Hedia H., Bamps N., Genon A., Nicolet A., Legros W.: *"A new method for axisymmetrical linear and nonlinear problems"*, IEEE Transactions on Magnetics, New York, USA, Vol. 29, No. 2, 1993, pp. 1352-1355.
- [43] Hippner M.: *"Iron loss calculation in laminated linear DC motor"*, XVII Symposium on Electromagnetic Phenomena in Nonlinear Circuits (EPNC), July 1-3, Leuven-Poznan, 2002, pp. 43-46.
- [44] Hong J.P., Kim J.K., Joo S.W., Hahn S.C.: *"Static characteristics of linear BLDC motor using equivalent magnetic circuit and finite element method"*, XIVth Conference on the Computation of Electromagnetic Fields (Compumag), Saratoga Springs, New York, USA, July 13-17, 2003, paper P33799.
- [45] Hor P.J., Zhu Z.Q., Howe D., Rees-Jones J.: *"Minimization of cogging force in a linear permanent magnet motor"*, IEEE Transactions on Magnetics, New York, USA, Vol. 34, No. 5, 1998, pp. 3544-3547.

- [46] Hu G.: *"Analysis of eddy currents in a permanent magnet tubular slotless linear motor housing due to motion"*, XVth International Conference on Electrical Machines (ICEM), Brugge, Belgium, August 25-28, 2002, paper 106.
- [47] Ibrahim T., Wang J., Howe D.: *"Iron loss calculation in a reciprocating soft magnetic composite tubular permanent magnet motor"*, XVIIth International Conference on Electrical Machines (ICEM), Ghania, Crete Island, Greece, September 2-5, 2006, paper no 406.
- [48] Ierusalimschy R., Figueiredo L. H., Celes W.: *"Reference manual of the programming language Lua 4.0"*, TeCGraf, PUC-Rio, Brazil, 2000.
- [49] Ishikawa T., Chen C., Hashimoto S., Matsunami .: *"Optimal design of thrust characteristics of permanent magnet type linear motor using L9 orthogonal table and multi-regression"*, Conference on the Computation of Electromagnetic Fields (Compumag), Saratoga Springs, New York, USA, July 13-17, 2003, paper P84932.
- [50] Iwasa Y., Brown W.S., Wallace C.: *"An operational 1/25-scale magneplane system with superconducting coils"*, IEEE Transactions on Magnetics, New York, USA, Vol. MAG-11, No. 5, 1975, pp. 1490-1492.
- [51] Janssen J. L. G., Paulides J. J. H., Lomonova E. A., Vandenput A. J. A.: *"Design of a tubular permanent magnet actuator for automotive applications"*, ICEM, Ghania, Crete Island, Greece, September 2-5, 2006, paper no 632.
- [52] Jung M., Steinbach O.: *"A finite element-boundary element algorithm for inhomogeneous boundary value problems"*, Computing (Archives for Scientific Computing), Springer, Vienna, Austria, No. 68, 2002, pp. 1-17.
- [53] Jung S.Y., Kim J.K., Jung H.K., Lee Ch.G.: *"Size optimization of steel-cored PMLSM aimed for rapid and smooth driving on short reciprocating trajectory by using auto-tuning niching genetic algorithm"*, XIVth Conference on the Computation of Electromagnetic Fields (Compumag), Saratoga Springs, New York, USA, July 13-17, 2003, paper P65152.
- [54] Kaltenbacher M., Reitzinger S.: *"Algebraic multigrid methods for nodal and edge based discretizations of Maxwell's equations"*, ICS Newsletter, Univ. of Southampton, UK, Vol. 9, No. 3, 2002, pp.15-23.
- [55] Kang D.-H., Weh H.: *"Comparative thrust analysis of transverse-flux linear motors"*, XVIth International Conference on Electrical Machines (ICEM), Cracow, Poland, September 5-8, 2004, paper 189.
- [56] Kang G.-H., Hong J.-P., Kim G.-T.: *"Design and analysis of slotless-type permanent-magnet linear brushless motor by using equivalent magnetizing current"*, IEEE Transactions on Magnetics, New York, USA, Vol. 37, No. 5, 2001, pp. 1241-1247.
- [57] Kawase Y., Miyatani O., Yamaguchi T., Ito .: *"Numerical analysis of dynamic characteristics of electromagnets using 3D finite element method with edge elements"*, IEEE Transactions on Magnetics, New York, USA, Vol. MAG-30, No. 5, 1994, pp.3248-3251.
- [58] Kim M.Y., Kim Y.Ch., Kim G.T.: *"Design of slotless type PMLSM for high power density using divided PM"*, XIVth Conference on the Computation of Electromagnetic Fields (Compumag), Saratoga Springs, New York, USA, July 13-17, 2003, paper P44451.

- [59] Kim M.Y., Moon J.Y., Kim G.T.: *"Design of inserted core type slotless PMLSM for detent force minimization by using neural network"*, XIVth Conference on the Computation of Electromagnetic Fields (Compumag), Saratoga Springs, New York, USA, July 13-17, 2003, paper P74649.
- [60] Kim W.-J., Murphy B.C.: *"Development of a novel direct-drive tubular linear brushless permanent-magnet motor"*, International Journal of Control, Automation and Systems, Bucheon, Korea, Vol. 2, No. 3, September 2004, pp. 279-288.
- [61] Komeza K., Pelikant A., Tegopoulos J., Wiak S.: *"Comparative computation of forces and torques of electromagnetic devices by means of different formulae"*, IEEE Transactions on Magnetics, New York, USA, Vol. MAG-30, No. 5, 1994, pp. 3475-1478.
- [62] Krebs G., Tounzi A., Pauwels B., Willemot D., Piriou F.: *"Two cogging force minimization applied to a linear actuator"*, XVIIth International Conference on Electrical Machines (ICEM), Ghania, Crete Island, Greece, September 2-5, 2006, paper no 480.
- [63] Kwon B.I., Woo K.I., Kim .: *"Finite element analysis of direct thrust-controlled linear induction motor"*, IEEE Transactions on Magnetics, New York, USA, Vol. MAG-35, No. 3, 1999, pp. 1306-1309.
- [64] Laithwaite E.R.: *"A history of linear electric motors"*, MacMillan, London, 1987.
- [65] Laithwaite E.R.: *"Linear electric motors"*, Mills&Boon Limited, London, 1971.
- [66] Leonowicz M., Wysłocki J. J.: *„Współczesne magnesy"*, WNT, Warszawa, 2005.
- [67] Lim J., Choi H.-Y., Hong S.-K., Cho D.-H., Jung H.-K.: *"Development of tubular type linear generator for free-piston engine"*, XVIIth International Conference on Electrical Machines (ICEM), Ghania, Crete Island, Greece, September 2-5, 2006, paper no 578.
- [68] Lim K.C., Woo J.K., Kang G.H., Hong J.P., Kim G.T.: *"Detent force minimization techniques in permanent magnet linear synchronous motors"*, IEEE Transactions on Magnetics, New York, USA, Vol. MAG-38, No. 2, 2002, pp. 1157-1160.
- [69] Łukaniszyn M., Tomczuk B., Wach P.: *„Model matematyczny transformatorów jedno- i trójfazowych z uwzględnieniem nieliniowej charakterystyki magnesowania rdzenia"*, Zeszyty Naukowe WSI w Opolu, seria Elektryka, z. 26, nr. 119/1986, s. 57-71.
- [70] Małecki M.: *"Mikroprocesorowy sterownik silnika liniowego wraz z układem zasilania"*, praca dyplomowa pod kierunkiem prof. B. Tomczuka, Politechnika Opolska, Opole, 2005.
- [71] Marignetti F., Scarano .: *"Comparative analysis and design criteria of permanent magnet tubular actuators"*, Electrical Engineering (Archiv für Elektrotechnik), Springer-Verlag, Berlin, Germany, No. 84, 2002, pp. 255-263.
- [72] Meeker D.: *"FEMM 4.0, User's Manual"*, Univ. of Virginia, Virginia, USA, 2004.
- [73] Melissen J. B. M., Simkin J.: *"A new coordinate transform for the finite element solution of axisymmetric problems in magnetostatics"*, IEEE Transactions on Magnetics, New York, USA, Vol. 26, No. 2, March 1990, pp. 391-394.
- [74] Mendrela E.A., Gierczak E.: *"Calculation of transverse edge effects of linear induction motor using fourier's series method"*, Archiv für Elektrotechnik, Springer-Verlag, Berlin, Germany, No. 65, 1982, pp. 161-165.

- [75] Mirzayee M., Nicomanesh A., Zangeneh A.Z., Mirsalim M., Moghani J.: *"Finite element analysis of a linear induction motor with and without end effects consideration"*, XIth International Symposium on Electromagnetic Fields in Electrical Engineering (ISEF), Maribor, Slovenia, September 18-20, 2003, pp. 119-124.
- [76] Moghani J.S., Eastham J.F., Akmes R., Hill-Cottingham R.J.: *"Three dimensional force prediction in a model linear brushless DC motor"*, IEEE Transactions on Magnetics, New York, USA, Vol. MAG-30, No. 6, 1994, pp. 4752-4754.
- [77] Moon J.Y., Lee D.Y., Kim G.: *"The optimum design of slotless type PMLSM using neural-network and space harmonic field analysis"*, XIVth Conference on the Computation of Electromagnetic Fields (Compumag), Saratoga Springs, New York, USA, July 13-17, 2003, paper P24572.
- [78] Morisue T.: *"Magnetic vector potential and electric scalar potential in three-dimensional eddy current problem"*, IEEE Transactions on Magnetics, New York, USA, Vol. MAG-18, No. 2, 1982, pp. 531-535.
- [79] Mueller M. A., Xiang J., Baker N. J., Brooking P. R. M.: *"Dynamic modeling of a linear vernier hybrid permanent magnet machine coupled to a wave energy emulator test rig"*, XVIth International Conference on Electrical Machines (ICEM), Cracow, Poland, September 5-8, 2004, paper 495.
- [80] Nasar S. A., Boldea I.: *"Linear electric motors: theory, design, and practical applications"*, Prentice-Hall Inc., New Jersey, 1985.
- [81] Nitsche M.: *"Projekt i wykonanie interfejsu pomiarowego do rejestracji stanów dynamicznych przetworników elektromechanicznych"*, praca magisterska, Politechnika Opolska, Opole, 28 czerwca 2007.
- [82] Nowak L., Kowalski K., Radziuk K.: *"Polowo-obwodowa symulacja dynamiki wielostanowego aktuatora liniowego"*, X Konferencja „Zastosowania Komputerów w Elektrotechnice” (ZKwE), Poznań, Poland, April 18-20, 2005, s. 285-286.
- [83] Nowak L.: *"The 3D transient simulation of the inverter fed linear induction motor"*, XIVth Conference on the Computation of Electromagnetic Fields (Compumag), Saratoga Springs, New York, USA, July 13-17, 2003, paper P71802.
- [84] Nowak L.: *"Modele polowe przetworników elektromechanicznych w stanach nieustalonych"*, Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, Poznań, 1999.
- [85] Pawluk K., Sobczyk T. J.: *"Wyznaczanie prądów granicznych dla maszyn synchronicznych z magnesami trwałymi umieszczonymi powierzchniowo"*, Proc. of XLII Intern. Symp. on Electr. Machines SME 2006, Cracow, Poland, July 3-6, 2006, s. 143-146.
- [86] Pawluk K., Szczepański W.: *"Silniki elektryczne liniowe"*, Warszawa, WNT, 1974.
- [87] Pawluk K.: *"Permanent magnets dealt with boundary-integral approach"*, XIth International Symposium on Electromagnetic Fields in Electrical Engineering (ISEF), Maribor, Slovenia, September 18-20, 2003, pp. 381-386.
- [88] Peirs J., Reynaerts D., Van Brussel H.: *"Scale effects and thermal considerations for micro-actuators"*, Proc. of the IEEE International Conference on Robotics & Automation, Leuven, Belgium, May 1998, pp. 1516-1521.
- [89] Polinder H., Slootweg J.G., Hoeijmakers M.J., Compter J.C.: *"Modeling of a linear PM machine including magnetic saturation and end effects: maximum force-to-current ratio"*, IEEE Transactions on Magnetics, New York, USA, Vol. 39, No. 6, 2003, pp. 1681-1688.
- [90] Puchała A.: *"Dynamika maszyn i układów elektromagnetycznych"*, PWN, Warszawa, 1977.

- [91] Rizzo M., Savini A., Turowski J.: "3-D finite element analysis of a linear reluctance motor by using difference scalar potential", IEEE Transactions on Magnetics, New York, USA, Vol. MAG-32, No. 3, 1996, pp. 1534-1536.
- [92] Rong R., Lowther D.: "Adapting design using dimensional models of electromagnetic devices", IEEE Transactions on Magnetics, New York, USA, Vol. 32, No. 3, 1996, pp. 1437-1440.
- [93] Shek J. K. H., Macpherson D. E., Mueller M. A.: "Control of linear electrical generators for direct drive wave energy conversion", XVIIth International Conference on Electrical Machines (ICEM), Ghania, Crete Island, Greece, September 2-5, 2006, paper no 256.
- [94] Shikayama T., Oguro R., Tsuji T., Hanamoto T.: "Thrust and cogging force improvement on inductor linear motor", XVIth International Conference on Electrical Machines (ICEM), Cracow, Poland, September 5-8, 2004, paper 254.
- [95] Shiroshita K., Iijima K., Kichiji T., Shimogawa K., Wakiwaka H.: "Reduction of the cogging in a linear synchronous motor with a claw-pole structured mover – trial fabrication 2", XVIth International Conference on Electrical Machines (ICEM), Cracow, Poland, September 5-8, 2004, paper 579.
- [96] Silvester P. P., Ferrari R. L.: "Finite elements for electrical engineers", Cambridge University Press, Cambridge, 1990.
- [97] Simkin J., Trowbridge C.W.: "Optimization problems in electromagnetics", IEEE Transactions on Magnetics, New York, USA, Vol. MAG-27, No. 5, 1991, pp. 4016-4019.
- [98] Simkin J., Trowbridge C.W.: "Three-dimensional nonlinear electromagnetic field computations, using scalar potentials", Proc. of Institution of Electrical Engineers (IEE), London, UK, Vol. 127, Pt. B., No. 6, 1980, pp. 368-374.
- [99] Sobol M.: "Polowo-obwodowa analiza pracy tubowego silnika reluktancyjnego o liniowym ruchu oscylacyjnym", praca doktorska pod kier. prof. B. Tomczuk, Politechnika Opolska, Opole, 2003.
- [100] Stachowiak D.: "Edge element analysis of brushless motors with inhomogeneously magnetized permanent magnets", XVII Symposium on Electromagnetic Phenomena in Nonlinear Circuits (EPNC), July 1-3, Leuven-Poznan, 2002, pp. 99-102.
- [101] Starzyński J.: "Implementacja hybrydowej metody elementów skończonych z procedurami brzegowymi", XXIX IC-SPETO, Gliwice-Niedzica, 24-27 maj, 2006, s. 37-40.
- [102] Thompson M.T., Thornton R.D., Kondoleon A.: "Flux-canceling electrodynamic Maglev suspension: Part 1 Test fixture design and modeling", IEEE Transactions on Magnetics, New York, USA, Vol. 35, No. 3, 1999, pp. 1956-1963.
- [103] Thompson M.T., Thornton R.D.: "Flux-canceling electrodynamic Maglev suspension: Part 2 Test results and scaling laws", IEEE Transactions on Magnetics, New York, USA, Vol. 35, No. 3, 1999, pp. 1964-1975.
- [104] Tomczuk B., Schröder G., Waindok A.: "Finite element analysis of the magnetic field and electromechanical parameters calculation for a slotted permanent magnet tubular linear motor", IEEE Transactions on Magnetics, New York, USA, Vol. 43, No. 7, July 2007, pp. 3229-3236.
- [105] Tomczuk B., Sobol M.: "A Field-Network model of a linear oscillating motor and its dynamics characteristics", IEEE Transactions on Magnetics, New York, USA, Vol. 41, No. 8, August 2005, pp. 2362-2367.

- [106] Tomczuk B., Sobol M.: *"Field analysis of the magnetic systems for tubular linear reluctance motors"*, IEEE Transactions on Magnetics, New York, USA, Vol. 41, No. 4, April 2005, pp. 1300-1305.
- [107] Tomczuk B., Sobol M.: *"Analysis of tubular linear reluctance motor (TLRM) under various voltage supplying"*, XVIth International Conference on Electrical Machines (ICEM), Cracow, Poland, September 5-8, 2004, paper 792.
- [108] Tomczuk B., **Waindok A.**: *"Wizualizacja wyników obliczeń polowych przyjaznych środowisku silowników elektromagnetycznych"*, Chemia-Dydaktyka-Ekologia-Metrologia, Opole, R. 10, nr 1-2, 2005, s. 57-63.
- [109] Tomczuk B., **Waindok A.**: *"Integral parameters of the magnetic field in the permanent magnet linear motor"*, XIIIth International Symposium on Electromagnetic Fields in Electrical Engineering (ISEF), Prague, Czech Republic, 13-15 September, 2007, pp. 161-162.
- [110] Tomczuk B., **Waindok A.**: *"Magnetic field calculations of a permanent magnet tubular linear motor (PMTLM)"*, X Konferencja „Zastosowania Komputerów w Elektrotechnice” (ZKwE), Poznań, Poland, April 18-20, 2005, pp. 89-90.
- [111] Tomczuk B., **Waindok A.**: *"Obliczenia parametrów statycznych silnika liniowego tubowego z magnesami trwałymi (PMTLM)"*, XLI Sympozjum Maszyn Elektrycznych (SME), Jarnołtówek, 14-17 czerwiec, 2005, s. 316-320.
- [112] Tomczuk B., **Waindok A.**: *"Redukcja współczynnika tętnień siły magnetycznej poprzez zmianę wymiarów cewek stojana silnika liniowego z magnesami trwałymi"*, XLIII Sympozjum Maszyn Elektrycznych (SME), Poznań, 2-5 lipiec, 2007, s. 289-292.
- [113] Tomczuk B., **Waindok A.**: *"Wpływ wymiarów uzwojenia stojana na siłę ciągu silnika tubowego z magnesami trwałymi"*, Prace Instytutu Elektrotechniki, Warszawa, z. 231, 2007, s. 163-172.
- [114] Tomczuk B., Zakrzewski K., **Waindok A.**: *"Field analysis in permanent magnet tubular linear motor (PMTLM) under variable scaled geometries"*, Electromotion Quarterly, Mediamira Science Publisher, Cluj-Napoca, Romania, Vol. 14, No. 1, 2007, pp. 19-25.
- [115] Tomczuk B., Zimon J., **Waindok A.**: *"Obliczanie sił elektromagnetycznych w aktuatorach o ruchu liniowym z wykorzystaniem Metody Elementów Skończonych (MES)"*, Pomiary-Automatyka-Kontrola (PAK), Warszawa, nr 10, 2006, s. 57-58.
- [116] Tomczuk B., Zimon J., **Waindok A.**: *"Wykorzystanie potencjału wektorowego oraz jego kombinacji z potencjałami skalarnymi do obliczania pola magnetycznego z uwzględnieniem prądów wirowych"*, Zeszyty Naukowe Politechniki Opolskiej, seria Elektryka, Nr kol. 284/2002, s. 221-239.
- [117] Tomczuk B.: *"Metody numeryczne w analizie pola układów transformatorowych"*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Opolskiej, Opole, 2007.
- [118] Tomczuk B.: *"Obliczanie pola magnetycznego i reaktancji zwarcia transformatorów rozproszonych"*, praca doktorska, Łódź, 1985.
- [119] Tomczuk B.: *"Porównanie metody analityczno-doświadczalnej i polowej MRS w zastosowaniu do obliczeń reaktancji zwarcia transformatorów z rozproszeniem radialnym"*, Zeszyty Naukowe WSI w Opolu, seria „Elektryka”, z. 39, nr 201/1995, s. 105-124.
- [120] Tomczuk B.: *"Trójwymiarowe modelowanie nieograniczonych pól magnetycznego rozproszenia transformatorów i dławików z zastosowaniem metod całkowych"*, KRW WSI w Opolu, Opole, 1994.

- [121] Tonti E.: *"Finite formulation of electromagnetic field"*, IEEE Transactions on Magnetism, New York, USA, Vol. 38, No. 2, 2002, pp. 333-336.
- [122] Trowbridge C.: *"Three-dimensional field computation"*, IEEE Transactions on Magnetism, New York, USA, Vol. MAG-18, No. 1, 1982, pp. 293-297.
- [123] Praca zbiorowa pod redakcją J. Turowskiego, autorzy: Pawluk K., Sikora R., Turowski J., Zakrzewski K.: *Analiza i synteza pól elektromagnetycznych*, PAN Ossolineum, Wrocław, 1989.
- [124] Turowski J.: *„Elektrodynamika techniczna“*, WNT, Warszawa, 1993.
- [125] Turowski J.: *„Obliczenia elektromagnetyczne elementów maszyn i urządzeń elektrycznych“*, WNT, Warszawa, 1982.
- [126] Viorel I. A., Crivii M., Jufer M., Viorel A.: *„Scaling procedure applied to the transverse flux motors“*, XVIth International Conference on Electrical Machines (ICEM), Cracow, Poland, September 5-8, 2004, paper 500.
- [127] Wang J., Howe D.: *"Design optimization of radially magnetized, iron-cored, tubular permanent-magnet machines and drive systems"*, IEEE Transactions on Magnetism, New York, USA, Vol. 40, No. 5, September 2004, pp. 3262-3277.
- [128] Wang J., Howe D.: *"Tubular modular permanent-magnet machines equipped with quasi-Halbach magnetized magnets – Part I: magnetic field distribution, emf, and thrust force"*, IEEE Transactions on Magnetism, New York, USA, Vol. 41, No. 9, September 2005, pp. 2470-2478.
- [129] Wang J., Jewell G.W., Howe D.: *"A general framework for the analysis and design of tubular linear permanent magnet machines"*, IEEE Transactions on Magnetism, New York, USA, Vol. MAG-35, No. 3, 1998, pp. 1986-1999.
- [130] Wang S., Kang J., Lee H., Hong E., Park K.: *"3-D FEA and topology optimization of linear motor for linear compressor"*, XIth International Symposium on Electromagnetic Fields in Electrical Engineering (ISEF), Maribor, Slovenia, September 18-20, 2003, pp. 853-858.
- [131] Webb J.P., Forghani B.: *"A single scalar potential method for 3D magnetostatics using edge elements"*, IEEE Transactions on Magnetism, New York, USA, Vol. MAG-25, No.5, 1989, pp. 4126-4128.
- [132] Wiese A.: *„Entwicklung und Aufbau eines Umrichters für einen 5-phasigen Linearmotor“*, praca dyplomowa pod kier. prof. G. Schrödera, University of Siegen, Siegen, Germany, 8 lipiec 2005.
- [133] Xiong G., Nasar S.A.: *"Analysis of fields and forces in a permanent magnet linear synchronous machine based on the concept of magnetic charge"*, IEEE Transactions on Magnetism, New York, USA, Vol. MAG-25, No. 3, 1999, pp. 2713-2719.
- [134] Xu L., Yao B.: *"Output feedback adaptive robust precision motion control of linear motors"*, Automatica, Elsevier, Kidlington Oxford, UK, No. 37, 2001, pp. 1029-1039.
- [135] Zagirnyak M.V., Pai R.M., Nasar S.A.: *"Analysis of tubular linear induction motors, using the concept of surface impedance"*, IEEE Transactions on Magnetism, New York, USA, Vol. MAG-21, No. 4, July 1985, pp. 1310-1313.
- [136] Zakrzewski K., Tomczuk B., **Waindok A.**: *"Scale-models in computer aided design of transformers"*, XIth International Symposium on Electromagnetic Fields in Electrical Engineering (ISEF), Maribor, Slovenia, September 18-20, 2003, pp. 869-872.

- [137] Zakrzewski K., Tomczuk B., **Waindok A.**: *"Nonlinear scaled models in 3-D calculation of transformer magnetic circuits"*, The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering (COMPEL), MCB University Press Limited, England, Vol. 25, No. 1, 2006, pp. 91-101.
- [138] Zakrzewski K.: *"Modelowanie fizyczne pól i strat obciążeniowych w transformatorach"*, Rozprawy Elektrotechniczne, z. 2, nr 25, 1979, s. 401-418.
- [139] Zakrzewski K.: *"Modelowanie pól elektromagnetycznych w projektowaniu transformatorów"*, Przegląd Elektrotechniczny, R. LXXVIII, nr 03, 2002, s. 59-63.
- [140] Zakrzewski K.: *"Scale modeling of linear induction motors taking into account magnetic nonlinearity of iron secondaries"*, Rozprawy Elektrotechniczne, z. 2, nr 29, 1983, pp. 469-489.
- [141] Zhu Z.Q., Hor P.J., Howe D., Rees-Jones J.: *"Calculation of cogging force in a novel slotted linear tubular brushless permanent magnet motor"*, IEEE Transactions on Magnetics, New York, USA, Vol. MAG-33, No. 5, 1997, pp. 4098-4100.
- [142] Zhu Z.Q., Hor P.J., Howe D., Rees-Jones J.: *"Novel linear tubular brushless permanent magnet motor"*, VIIIth International Conference on Electrical Machines and Drives (EMD), Robinson College, Cambridge, UK, September 1-3, 1997, pp. 91-95.
- [143] Zienkiewicz C.C.: *"The finite element method"*, McGraw-Hill B. C., London, 1967.
- [144] Zienkiewicz O. C., Morgan K.: *"Finite elements and approximation"*, John Wiley & Sons, New York, 1983.

Strony internetowe (stan z dnia 25.03.2008)

- [145] www.ansoft.com – strona internetowa firmy Ansoft, USA, Pittsburgh
- [146] www.ansys.com – strona internetowa firmy Ansys, USA, Southpointe
- [147] www.baldor.com – firma Baldor Electric zajmująca się aktuatorami liniowymi, USA, R.S. Boreham
- [148] www.calinear.com – firma CLD (California Linear Devices) produkująca aktulatory liniowe, USA, Carlsbad
- [149] www.cedrat-groupe.com – strona firmy CEDRAT produkującej oprogramowanie do obliczeń polowych, Francja, Meylan Cedex
- [150] www.cimne.upc.es/emant/ - oprogramowanie EMANT napisane przez International Center for Numerical Methods in Engineering, Hiszpania, Barcelona
- [151] www.linmot.com – producent silników liniowych LinMot, Szwajcaria, Spreitenbach
- [152] www.rockwellautomation.com/anorad/ - firma Rockwell Automation zajmująca się produkcją napędów liniowych, USA, Milwaukee, Wisconsin
- [153] www.vectorfields.com – oprogramowanie firmy Vector Fields, UK, Kidlington, Oxford

Publikacje z udziałem autora rozprawy doktorskiej

- [X1] Zimon J., Waindok A.: „*Analiza parametrów całkowych pola elektromagnesu z ruchomą zworą*”, 22 Międzynarodowe Sympozjum Naukowe Studentów i Młodych Pracowników Nauki, Zielona Góra 14-15 maj, 2001, s. 224-230.
- [X2] Waindok A., Zimon J.: „*Obliczenia pola magnetycznego magnesów trwałych z wykorzystaniem metody elementów skończonych (MES) i weryfikacja pomiarowa*”, 22 Międzynarodowe Sympozjum Naukowe Studentów i Młodych Pracowników Nauki, Zielona Góra 14-15 maj, 2001, s. 217-223.
- [X3] Tomczuk B., Zimon J., Waindok A.: „*Wykorzystanie potencjału wektorowego oraz jego kombinacji z potencjałami skalarnymi do obliczania pola magnetycznego z uwzględnieniem prądów wirowych*”, Zeszyty Naukowe Politechniki Opolskiej, seria Elektryka, Nr kol. 284/2002, s. 221-239.
- [X4] Zimon J., Waindok A.: „*Porównanie wyników analizy pola magnetycznego dla układu cewka-rdzeń (układ cylindryczny)*”, Międzynarodowa Konferencja Studenckich Kół Naukowych: „Studencki ruch naukowy - wyzwania XXI wieku”, Siedlce 25-26 kwiecień, 2002, s. 82-87.
- [X5] Waindok A., Zimon J.: „*Energia geometralna jako alternatywne źródło energii*”, Międzynarodowa Konferencja Studenckich Kół Naukowych: „Studencki ruch naukowy - wyzwania XXI wieku”, Siedlce 25-26 kwiecień, 2002, s. 88-95.
- [X6] Zimon J., Waindok A.: „*Obliczanie pola magnetycznego prostych układów geometrycznych z uwzględnieniem prądów wirowych*”, 23 Międzynarodowe Sympozjum Naukowe Studentów i Młodych Pracowników Nauki: „Elektrotechnika i Elektronika”, Zielona Góra 13-14 maj, 2002, s. 145-151.
- [X7] Zakrzewski K., Tomczuk B., Waindok A.: „*Scale-Models in Computer Aided Design of Transformers*”, XIth International Symposium on Electromagnetic Fields in Electrical Engineering (ISEF), Maribor, Slovenia, September 18-20, 2003, pp. 869-872.
- [X8] Zakrzewski K., Tomczuk B., Waindok A.: „*Nonlinear scaled models in 3-D calculation of transformer magnetic circuits*”, XVIII Symposium on Electromagnetic Phenomena in Nonlinear Circuits (EPNC), June 28-30, Poznań, 2004, pp. 31-32.
- [X9] Tomczuk B., Koteras D., Waindok A.: „*Obliczanie rozkładu pola rozproszenia transformatorów przekształtnikowych*”, V Konferencja Naukowo-Techniczna Transformatory Energetyczne i Specjalne, Kazimierz Dolny, 13-15 październik, 2004, s. 69-78.
- [X10] Tomczuk B., Waindok A.: „*Wizualizacja wyników obliczeń polowych przyjaznych środowisku silowników elektromagnetycznych*”, Chemia-Dydaktyka-Ekologia-Metrologia, R. 10, Nr 1-2, 2005, s. 57-63.
- [X11] Tomczuk B., Koteras D., Waindok A.: „*Wyznaczanie parametrów elektromagnetycznych z wykorzystaniem 3-wymiarowej analizy pola magnetycznego transformatorów służących do zasilania wielopulsowych prostowników*”, Energetyka, nr 1, 2005, s. 35-43.
- [X12] Tomczuk B., Waindok A.: „*Magnetic field calculations of a permanent magnet tubular linear motor (PMTLM)*”, X Konferencja „Zastosowania Komputerów w Elektrotechnice” (ZKwE), Poznań, Poland, April 18-20, 2005, s. 89-90.

- [X13] Tomczuk B., Waindok A.: „*Obliczenia parametrów statycznych silnika liniowego tubowego z magnesami trwałymi (PMTLM)*”, XLI Sympozjum Maszyn Elektrycznych (SME), Jarnołtówek, 14-17 czerwiec, 2005, s. 316-320.
- [X14] Zakrzewski K., Tomczuk B., Waindok A.: “*Nonlinear scaled models in 3-D calculation of transformer magnetic circuits*”, The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering (COMPEL), MCB University Press Limited, England, Vol. 25, No. 1, 2006, pp. 91-101.
- [X15] Tomczuk B., Zakrzewski K., Waindok A.: „*Field analysis in permanent magnet tubular linear motor (PMTLM) under variable scaled geometries*“, MiS 2006, Soplicowo, Poland, September 17-21, 2006, pp. 305-311.
- [X16] Tomczuk B., Zakrzewski K., Waindok A.: „*Obliczanie strumieni magnetycznych w transformatorach 3-fazowych z rdzeniami budowy modułowej*”, Konferencja Naukowo-Techniczna „Transformatory energetyczne i specjalne – rozwiązania, funkcje, trendy”, Janów, Poland, Oktober 11-13, 2006, s. 75-85.
- [X17] Tomczuk B., Zimon J., Waindok A.: „*Obliczanie sił elektromagnetycznych w aktuatorach o ruchu liniowym z wykorzystaniem Metody Elementów Skończonych (MES)*“, Pomiary-Automatyka-Kontrola (PAK), Warszawa, nr 10, 2006, s. 57-58.
- [X18] Tomczuk B., Zakrzewski K., Waindok A.: „*Field analysis in permanent magnet tubular linear motor (PMTLM) under variable scaled geometries*”, Electromotion Quarterly, Mediamira Science Publisher, Cluj-Napoca, Romania, Vol. 14, No. 1, 2007, pp. 19-25.
- [X19] Waindok A., Mazur G.: „*Model polowo-obwodowy akceleratora reluktancyjnego*”, I-sze Studenckie Sympozjum Naukowe „Elektrodynamika”, Opole, 11-12 maj, 2007, s. 55-58.
- [X20] Tomczuk B., Schröder G., Waindok A.: “*Finite element analysis of the magnetic field and electromechanical parameters calculation for a slotted permanent magnet tubular linear motor*”, IEEE Transactions on Magnetics, New York, USA, Vol. 43, No. 7, July 2007, pp. 3229-3236.
- [X21] Tomczuk B., Waindok A.: „*Redukcja współczynnika tętnień siły magnetycznej poprzez zmianę wymiarów cewek stojana silnika liniowego z magnesami trwałymi*”, XLIII Sympozjum Maszyn Elektrycznych (SME), Poznań, 2-5 lipiec, 2007, s. 289-292.
- [X22] Tomczuk B., Waindok A.: „*Wpływ wymiarów uzwojenia stojana na siłę ciągu silnika tubowego z magnesami trwałymi*”, Prace Instytutu Elektrotechniki, zeszyt 231, 2007, s. 163-172.
- [X23] Tomczuk B., Waindok A.: „*Integral parameters of the magnetic field in the permanent magnet linear motor*”, XIII International Symposium on Electromagnetic Fields in Electrical Engineering (ISEF'07), Prague (Czech Republic), 13-15 September, 2007, pp. 161-162.
- [X24] Beniak R., Waindok A., Zimon J.: „*Application of minimization methods in modeling of converter drives*”, Przegląd Elektrotechniczny, R. 83, Nr 11/2007, pp. 231-234.

Symulacja komputerowa i weryfikacja pomiarowa charakterystyk silnika liniowego tubowego z magnesami trwałymi

W rozprawie przedstawiono charakterystyki silnika liniowego tubowego z magnesami trwałymi (PMTLM). Badana nowa konstrukcja cechuje się zastosowaniem segmentowanego stojana oraz wielofazowym zasilaniem. Analiza obejmowała zarówno część obliczeniową, jak i eksperymentalną w odniesieniu do silników liniowych tubowych 5-fazowych.

W części obliczeniowej wyznaczono parametry różniczkowe i całkowite pola magnetycznego oraz charakterystyki silnika. Przeprowadzono także analizę wielowariantową obejmującą różne geometrie silnika. Rozważono zarówno pracę synchroniczną, jak i krokową. Na podstawie obliczeń wielowariantowych podano niezbędne warunki geometryczne zapewniające prawidłowe działanie PMTLM.

W celu analizy pola sformułowano równania metody elementów skończonych dla obiektów osiowo-symetrycznych przy zastosowaniu przekształcenia Melissena-Simkina. Przedstawiono także model polowo-obwodowy pozwalający analizować stany dynamiczne silnika liniowego tubowego z magnesami trwałymi zarówno dla wymuszenia napięciowego, jak i prądowego. Dodatkowo podano prawa podobieństwa i ich zastosowanie w szybkim modelowaniu układów elektromechanicznych z magnesami trwałymi, np. silnikach liniowych tubowych z magnesami trwałymi.

Część eksperymentalna pracy obejmowała weryfikację pomiarową wyników obliczeń dla dwóch modeli fizycznych silnika liniowego. Badanie przeprowadzono na zbudowanym przez autora stanowisku pomiarowym. Dla obu prototypów silnika liniowego tubowego z magnesami trwałymi wykonano zasilacze z wymuszeniem napięciowym i prądowym. W pewnych punktach analizowanego obszaru zmierzono wartości indukcji magnetycznej i uzyskano dobrą zgodność z obliczeniami. Określono także siłę i indukcyjność, jako statyczne parametry całkowite pola. Zarejestrowano przebiegi zmian położenia i przyspieszenia ruchomego biegnika w czasie dla dwóch wykonanych prototypów silnika.

Po wielowariantowych obliczeniach uzyskano 50% wzrost siły ciągu. Wymiary zewnętrzne silnika zostały powiększone zaledwie o 10%. Z pomiarów i obliczeń charakterystyk dynamicznych wynika, że ruch biegnika dla ulepszanego prototypu silnika jest bardziej płynny niż w prototypie wstępnym. Zauważono, że ulepszony prototyp w niewielkim stopniu nagrzewa się podczas pracy.

Computer simulation and measurement verification of the permanent magnet tubular linear motor (PMTLM) characteristics

In the dissertation the permanent magnet tubular linear motor (PMTLM) characteristics have been presented. The features of the new investigated construction are the segmented stator and multiphase supplying. Both, computational and experimental analyses have been provided concerning the 5-phase tubular linear motors.

In the computational part, the differential and integral parameters of the magnetic field as well as the motor characteristics have been determined. The multivariant analyses have been also carried out, including the various geometry of the motor. Both, synchronous and step operations have been considered. Using the results of the multivariant calculations, the essential geometrical conditions for properly working of PMTLM have been given.

For the field analysis, the equations of the finite element method, with using the Melissen-Simkin transformation, have been derived including axisymmetrical objects. The field-circuit model, which can be used for simulation of PMTLM transients, under both voltage and current supplying, has been also presented. Additionally, the similarity laws and their applying in quick modeling of the electromechanical systems with permanent magnets e.g. PMTLM, have been given.

The experimental part of the work covers the measurement verification of the calculated results for two physical models of the linear motor. The tests have been carried out using the measurement system made by the author of the thesis. The voltage and current suppliers for the two PMTLM prototypes have been developed. Magnetic flux density has been measured in some points of the analyzed region and a good conformity with the calculated results has been obtained. The magnetic force and inductance as the static integral parameters of the field has been determined, as well. The waves of the position and acceleration of the moving runner have been recorded for the two prototypes of the motor.

After the multivariant calculations, the pulled force increasing of 50% has been obtained. The outer dimensions were enlarged only by 10%. From the measurements and calculations of the transients it is evident, that the runner move of the improved prototype is smoother than for the tentative one. It is observed, that the improved prototype is slightly warming up under the operation.