

POLITECHNIKA OPOLSKA
WYDZIAŁ ELEKTROTECHNIKI, AUTOMATYKI I INFORMATYKI

MGR INŻ. MARCIN KOWOL

ANALIZA PRACY PRZEŁĄCZALNEGO SILNIKA
RELUKTANCYJNEGO Z WIRNIKIEM ZEWNĘTRZNYM
DO NAPĘDU LEKKICH POJAZDÓW



AUTOREFERAT ROZPRAWY DOKTORSKIEJ

PROMOTOR:
PROF. DR HAB. INŻ. MARIAN ŁUKANISZYN

PRACA POWSTAŁA PRZY WSPÓLFINANSOWANIU MINISTERSTWA NAUKI I SZKOLNICTWA WYŻSZEGO W RAMACH GRANTU
PROMOTORSKIEGO NR 3 T10A 030 29 ORAZ EUROPEJSKIEGO FUNDUSZU SPOŁECZNEGO
I ŚRODKÓW BUDŻETU PAŃSTWA

OPOLE 2007

Spis treści

1 Uwagi wstępne	3
2 Stan zagadnienia	3
3 Cele i teza pracy	4
4 Wstępne rozwiązanie konstrukcyjne silnika TFM	5
4.1 Model fizyczny	5
4.2 Konstrukcja modelu polowego	6
4.3 Wyniki obliczeń pola magnetycznego oraz parametrów całkowych silnika	7
5 Zmodyfikowana konstrukcja silnika TFM	8
5.1 Model fizyczny silnika	8
5.2 Wyniki obliczeń pola magnetycznego oraz parametrów całkowych silnika	9
6 Analiza wpływu zmian konstrukcyjnych obwodu magnetycznego na parametry całkowite silnika	10
6.1 Uwagi wstępne	10
6.2 Wpływ zmiany szerokości przekładek dystansowych silnika	11
6.3 Wpływ szerokości szczeliny powietrznej	12
6.4 Wpływ zmiany rozpiętości zębów stojana oraz wirnika	12
6.5 Zastosowanie bocznika magnetycznego w stojanie	13
6.6 Wpływ materiałów magnetycznych	13
6.7 Wpływ zmiany liczby zębów silnika	14
6.8 Wpływ zmian pozostałych parametrów konstrukcyjnych stojana	14
6.9 Wpływ zmian konstrukcji obwodu magnetycznego stojana i wirnika	15
7 Optymalizacja obwodu magnetycznego silnika TFM	15
7.1 Zastosowanie algorytmów ewolucyjnych do wyznaczenia optymalnych wymiarów obwodu magnetycznego silnika TFM	15
7.2 Silnik TFM o poprawionych parametrach elektromechanicznych	20
8 Analiza rozwiązań konstrukcyjnych silnika TFM z magnesami trwałymi	22
8.1 Opis wybranych konstrukcji silników	22
8.2 Wyniki obliczeń parametrów całkowych silników z magnesami trwałymi	24
9 Wstęp do analizy polowo-obwodowej silnika TFM	25
9.1 Wprowadzenie	25
9.2 Zasada pracy układu zasilającego	26
9.3 Opis modelu polowo-obwodowego w programie Flux3D	26
9.4 Przykładowe wyniki badań symulacyjnych	26
10 Podsumowanie i wnioski	27
Publikacje własne autora	29

1 Uwagi wstępne

Na przestrzeni ostatnich lat wzrosła konieczność stosowania ekonomicznych maszyn elektrycznych o dużej gęstości momentu i niewielkich kosztach budowy. Na szczególną uwagę zasługują napędy elektryczne zbudowane na bazie silników reluktancyjnych (SRM). Przemawiają za tym względy finansowe i eksploatacyjne. Maszyny te charakteryzują się bardzo dużą niezawodnością pracy, dużym zakresem regulacji prędkości obrotowej oraz wysoką sprawnością. Poszukuje się rozwiązań konstrukcyjnych, których proces technologiczny jest stosunkowo prosty przy uzyskaniu jak najlepszych parametrów elektromechanicznych.

Silniki tego typu mają szerokie zastosowanie między innymi w automatyce i robotyce. Ze względu na prostą budowę, dużą wytrzymałość mechaniczną i wysoką sprawność silników reluktancyjnych, są one coraz częściej stosowane jako napędy pojazdów konkurencyjne do silników indukcyjnych. Silniki SRM posiadają jednak istotne wady. Występujące pulsacje momentu elektromagnetycznego, wynikające z jawnobiegunowej konstrukcji silnika, powodują drgania i hałas. Poziom pulsacji momentu elektromagnetycznego decyduje o możliwościach zastosowania przetwornika elektromagnetycznego. W większości silników reluktancyjnych pulsacje momentu użytecznego są znaczne, co powoduje ograniczenie zakresu zastosowań tych maszyn. Obecnie są prowadzone intensywne badania w zakresie optymalizacji konstrukcji oraz sterowania w celu wyeliminowania tych wad.

Rozwój konstrukcji i technologii maszyn elektrycznych przełączalnych jest również związany z ciągłą poprawą materiałów do budowy obwodów magnetycznych i elementów elektrycznych. Konkretne zastosowanie silnika wymaga zbudowania prototypu oraz przeprowadzenia szeregu badań. Obecnie wiele zespołów badawczych w kraju i za granicą zajmuje się badaniem silników przełączalnych. Wiele miejsca na międzynarodowych kongresach (ICEM - International Conference on Electrical Machines) oraz konferencjach w kraju (Symposium "Mikromaszyny i Serwonapędy", Symposium Maszyn Elektrycznych) poświęcono problemom maszyn typu SRM oraz pozostałym z elektroniczną komutacją.

Duże zainteresowanie przełączalnymi silnikami reluktancyjnymi wymaga bardziej wnikliwego zbadania zjawisk fizycznych występujących w tych maszynach, a co więcej szukania nowych rozwiązań silników o poprawionych parametrach, zapewniających niezawodną pracę maszyny.

Obecnie istnieje wiele rozwiązań silników przełączalnych SRM. Jednym z nich jest przełączalny silnik reluktancyjny ze strumieniem poprzecznym (Transverse Flux Motor - TFM). Istnieje wiele odmian silników TFM reluktancyjnych, z magnesami trwałymi oraz hybrydowych. Maszyny tego typu są przedmiotem coraz szerszego zainteresowania. Rozwój nowych konstrukcji przetworników elektromechanicznych, w tym między innymi silników reluktancyjnych, jest uzależniony od doskonalenia metod projektowania i optymalizacji. Wiarygodność wyników uzyskanych w procesie projektowania zależy przede wszystkim od dokładności modelu matematycznego odwzorowującego zjawiska fizyczne w analizowanym przetworniku.

2 Stan zagadnienia

Koncepcja maszyny elektrycznej ze strumieniem poprzecznym znana jest już od ponad stu lat. Po raz pierwszy została opisana przez W. M. Morday i opatentowana w roku 1985. Przez kolejnych kilka lat nie prowadzono dalszych badań nad tymi maszynami. Główną przyczyną zaprzestania badań były problemy związane ze sterowaniem silnika, wynikające z zastosowania mechanicznego komutatora ślizgowego. Dopiero na początku lat siedemdziesiątych dwudziestego wieku pojawiły się publikacje profesora E.R. Laithwaite, dotyczące maszyn elektrycznych ze strumieniem poprzecznym. W tym samym czasie nastąpił rozwój półprzewodnikowych elementów mocy, który pozwolił na zastąpienie mechanicznych komutatorów ślizgowych układami energoelektronicznymi. Spowodowało to powrót do badań nad tymi maszynami. Jednakże opublikowane artykuły skupiają się głównie na silnikach liniowych. Wiadomo było, że koncepcję tę można również zastosować w przypadku silników wirujących, jednak uznano tego rodzaju maszyny za mało efektywne. Powodem były problemy konstrukcyjne oraz mniejsza sprawność w stosunku do silników indukcyjnych. Sposób na znalezienie takiej konstrukcji, której parametry elektromechaniczne byłyby najlepsze, polegał na budowaniu prototypów o różnych wymiarach obwodu magnetycznego silnika. Metoda taka okazała się jednak mało efektywna i bardzo kosztowna. Wynikało to również z braku dokładnego opisu modelu matematycznego przetwornika, co pozwoliłoby na uniknięcie budowania kosztownych prototypów. Dopiero pod koniec lat osiemdziesiątych XX wieku gdy nastąpił dynamiczny rozwój technologii komputerowej oraz powstały programy do analizy pola magnetycznego, pojawiły się prace profesora H. Weh z Uniwersytetu Technicznego w Braunschweig, w których przeprowadzono analizę pracy silników ze strumieniem poprzecznym. Wzrost zainteresowania tego rodzaju napędami nastąpił natomiast w połowie lat dziewięćdziesiątych.

Przełączalne silniki reluktancyjne typu TFM należą do grupy maszyn bezszczotkowych. Ich integralną częścią jest elektroniczny układ komutacyjny. Konstrukcja tych maszyn znacznie różni się od konstrukcji konwencjonalnych napędów. W literaturze można się spotkać z różnymi odmianami budowy tych maszyn. Cechą charakterystyczną odróżniającą silniki typu TFM, od standardowych rozwiązań silników reluktancyjnych, jest zazwyczaj taka sama

liczba par biegunów wirnika i stojana. Ich podstawową zaletą jest bardzo duża wartość stosunku momentu elektromagnetycznego do objętości. Silniki te należą do grupy maszyn wolnoobrotowych. Konstrukcja tych napędów jest jednak zdecydowanie bardziej złożona w stosunku do tradycyjnych silników reluktancyjnych. Błędy konstrukcyjne mogą spowodować np. że wytrzymałość tych maszyn może się okazać mniejsza niż silników ze strumieniem promieniowym (klasycznym).

Ze względu na bardzo wysoki rozwijany moment elektromagnetyczny, w ostatnim czasie maszyny tego rodzaju coraz częściej wykorzystuje się jako napędy pojazdów elektrycznych. Silniki elektryczne, napędzające każde koło pojazdu bez stosowania przekładni, są rozwiązaniem najlepszym z punktu widzenia sprawności.

W celu poprawienia parametrów elektromechanicznych silników reluktancyjnych ze strumieniem poprzecznym, dodatkowo w obwodzie magnetycznym stosuje się magnesy trwałe, wytwarzane na bazie pierwiastków ziem rzadkich. Maszyny tego typu (Transverse Flux Permanent Motor - TFFPM) mają zastosowanie nie tylko jako napędy pojazdów elektrycznych, ale w dużej mierze stosowane są jako generatory napędzane energią wiatru.

3 Cele i teza pracy

W Katedrze Maszyn Elektrycznych Politechniki Opolskiej od około dziesięciu lat prowadzone są badania dotyczące maszyn elektrycznych ze strumieniem osiowym. Przedmiotem badań był silnik tarczowy z magnesami trwałymi typu torus oraz silnik tarczowy ze strumieniem osiowym w stojanie.

Kolejnym prototypem maszyny elektrycznej udostępnionym w Katedrze, był modułowy silnik reluktancyjny z wirnikiem zewnętrznym, zaprojektowany przez prof. Z. Gorycę. Autor, mając dobre doświadczenie w zakresie modelowania polowego i obwodowego złożonych układów elektromechanicznych, zainteresował się tą konstrukcją i stała się ona przedmiotem niniejszej pracy promocyjnej.

Racjonalne projektowanie maszyn elektrycznych pod względem techniczno-ekonomicznym jest tematem bardzo złożonym i rozległym. Poszukiwanie optymalnego rozwiązania wymaga określenia zbioru wartości zmiennych, ekstremalizujących zadaną funkcję celu, przy jednoczesnym zachowaniu wcześniej zdefiniowanych ograniczeń. Najczęściej rozwiązaniem zadania optymalizacyjnego jest wartość największa funkcji celu albo jej wartość najmniejsza. W rozważanym przypadku integralną częścią napędu elektrycznego jest energoelektroniczny układ przekształtnikowy. Modyfikacje obwodu magnetycznego silnika, jak i układu elektronicznego komutatora, mają wpływ na parametry techniczne badanej maszyny elektrycznej. W związku z tym przeprowadzone prace ograniczono do analizy wpływu zmian konstrukcyjnych wybranych elementów badanej maszyny elektrycznej na rozważane parametry elektromechaniczne.

W pracy przedstawiono symulacje komputerowe zjawisk zachodzących w silniku ze strumieniem poprzecznym. Zastosowane metody polowe i obwodowe wykorzystano do poprawy parametrów technicznych badanego silnika.

Podstawowym celem pracy była optymalizacja konstrukcji silnika TFM pod kątem poprawy parametrów elektromechanicznych. Chodziło głównie o zwiększenie średniej wartości momentu elektromagnetycznego. Model polowy stworzono na podstawie równań różniczkowych Maxwella, których przybliżone rozwiązanie uzyskano przy zastosowaniu numerycznej metody elementów skończonych (MES). Do obliczeń wykorzystano profesjonalne oprogramowanie komercyjne Flux3D.

Rosnące zainteresowanie silnikami wolnoobrotowymi, o dużej wartości stosunku momentu elektromagnetycznego do jego objętości, wymaga prowadzenia intensywnych badań.

Teza pracy została sformułowana następująco:

Zaproponowany trójwymiarowy model polowy i bazujący na nim model obwodowy stanowią podstawę analizy własności ruchowych przetłaczalnego silnika reluktancyjnego z wirnikiem zewnętrznym, już w fazie projektowania.

Niniejsza teza rozprawy została postawiona z kilku zasadniczych powodów. Przede wszystkim ciągły postęp w inżynierii materiałowej, jak chociażby dynamiczny rozwój półprzewodnikowych elementów mocy i mikroprocesorów oraz technologii wytwarzania materiałów magnetycznie twardych, a także rosnące zapotrzebowanie na zaawansowane systemy napędu elektrycznego, wymagają gruntownych badań. Badania takie dotyczą przede wszystkim zagadnień związanych z analizą rozwiązań konstrukcyjnych obwodów magnetycznych i ich wpływu na parametry elektromechaniczne silnika TFM. W szczególności, w niniejszej rozprawie, dotyczy to maksymalizacji momentu elektromagnetycznego wytwarzanego przez silnik.

Autor w swojej pracy skupił się na silniku reluktancyjnym z wirnikiem zewnętrznym o budowie modułowej.

Aby udowodnić tezę pracy sformułowano następujące cele:

- gruntowny przegląd literatury dotyczącej silników TFM;
- opracowanie trójwymiarowego modelu polowego badanego silnika TFM, o budowie modułowej;

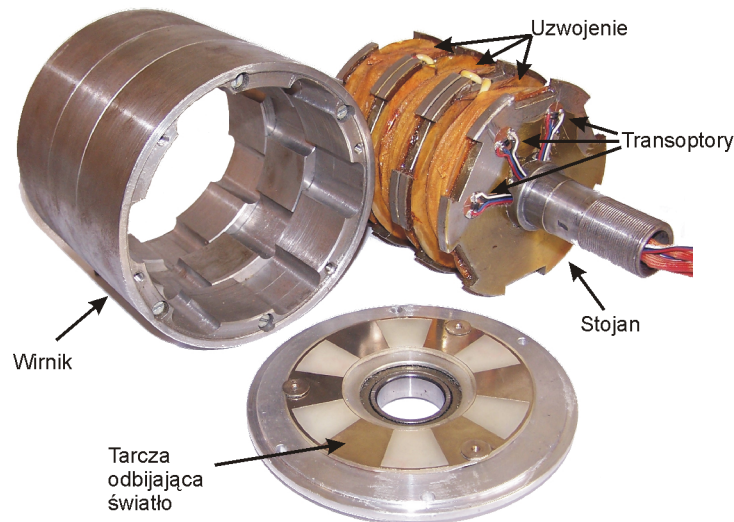
- weryfikacja pomiarowa prototypów silnika;
- opracowanie skryptu do automatycznego tworzenia i generowania siatki dyskretyzacyjnej;
- analiza wpływu parametrów konstrukcyjnych rozważanego silnika na jego własności elektromechaniczne;
- opracowanie sparametryzowanego trójwymiarowego modelu polowego silnika pozwalającego na przeprowadzenie obliczeń optymalizacyjnych za pomocą pakietu programowego Flux3D oraz programu Matlab;
- budowa nowego stanowiska pomiarowego dla silnika o parametrach zoptymalizowanych;
- weryfikacja pomiarowa nowego prototypu silnika;
- analiza wybranych stanów dynamicznych przetwornika w oparciu o model obwodowo-polowy.

Wynikiem prac będzie opracowanie podstaw do projektowania i optymalizacji konstrukcji modułowego silnika TFM.

4 Wstępne rozwiązanie konstrukcyjne silnika TFM

4.1 Model fizyczny

W niniejszym rozdziale przedstawiono analizę wstępnej konstrukcji trójfazowego silnika reluktancyjnego ze strumieniem poprzecznym. Na rysunku 1 przedstawiono prototyp silnika reluktancyjnego ze strumieniem poprzecznym, o budowie modułowej z wirnikiem zewnętrznym. Prototyp silnika wykonano z trzech jednakowych modułów.



Rys. 1: Model fizyczny silnika TFM (prototyp A)

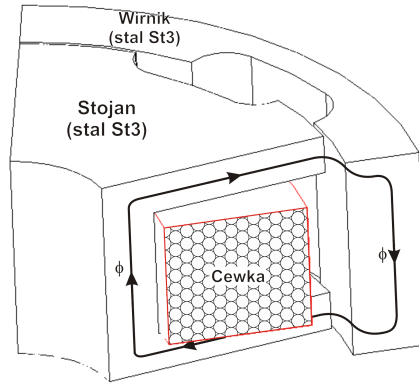
Moduły wirnika są przesunięte względem siebie o dwadzieścia stopni mechanicznych, natomiast moduły stojana są ułożone symetrycznie względem siebie. Każdy moduł posiada sześć zębów oraz zawiera jedno pasmo uzwojenia w postaci solenoidalnej cewki. Wszystkie elementy konstrukcyjne przetwornika zostały wykonane jako elementy masywne. Podstawowe parametry techniczne silnika zestawiono w tabeli 1, natomiast w tabeli 2 zamieszczono podstawowe dane konstrukcyjne przetwornika. Na rysunku 2 przedstawiono uproszczoną topologię rozplywu głównego strumienia magnetycznego, która ilustruje zasadę działania maszyny.

Tab. 1: Parametry elektromechaniczne silnika TFM (prototyp A)

Napięcie zasilania:	$U_n = 24 \text{ V}$ (napięcie stałe)
Prąd znamionowy:	$I_n = 12 \text{ A}$
Prędkość obrotowa:	$0 \div 300 \text{ obr/min}$
Uzwojenie:	trójfazowe

Tab. 2: Wybrane parametry techniczne silnika TFM

Średnica zewnętrzna wirnika:	123 mm
Średnica zewnętrzna stojana:	100 mm
Długość maszyny:	104 mm
Liczba zwojów:	130
Grubość szczeliny powietrznej:	$\delta = 0,5$ mm



Rys. 2: Uproszczona topologia rozprywu głównego strumienia magnetycznego

Sterowanie silnika polega na załączaniu pasm w sekwencji C,B,A,C. Włączenie dowolnego pasma powoduje odpowiednie ustawienie się wirnika względem stojana (zęby pokrywają się). Ponieważ moduły są przesunięte względem siebie, kolejne włączanie pasm wywołuje ruch wirnika. Sygnały do włączania zasilania kolejnych pasm pochodzą z trzech transoptorów odbiciowych umieszczonych w skrajnym module. Transoptory te współpracują z tarczą odbijającą światło, umieszczoną na wewnętrznej ścianie wirnika.

4.2 Konstrukcja modelu polowego

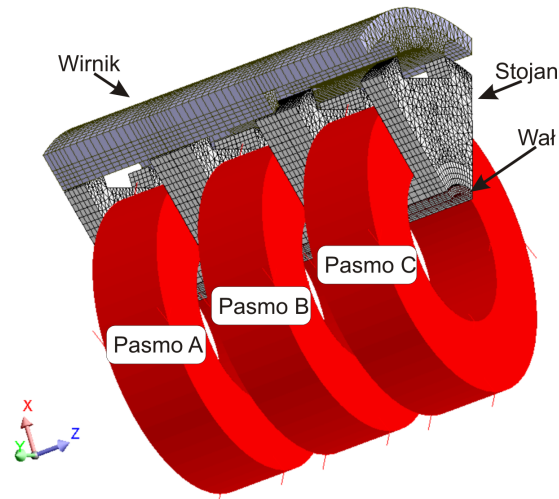
Dla maszyn o specjalnych rozwiązaniach konstrukcyjnych, czasami niemożliwe jest dokładne obliczenie momentu elektromagnetycznego za pomocą metod analitycznych, jak również za pomocą dwuwymiarowych polowych modeli numerycznych. Dlatego trójwymiarowa metoda elementów skończonych jest niezbędnym narzędziem w przypadku analizy tego typu konstrukcji maszyn elektrycznych, w celu uniknięcia budowania kosztownych prototypów. Struktura prezentowanego silnika typu Transverse Flux Motor jest jedną z tego rodzaju maszyn.

Złożoność obliczeń polowych wymaga stosowania wyszukanych algorytmów obliczeniowych oraz szybkich komputerów zapewniających rozwiązywalność danego problemu. Pomimo ciągłego rozwoju w obu dziedzinach istniejące pakiety programowe nie zapewniają użytkownikowi swobody działania ze względu na ograniczenia programowe i duże wymagania sprzętowe. W związku z tym jest konieczne wprowadzenie niezbędnych założeń upraszczających, ograniczających złożoność zadania, a przy tym zapewniających poprawność rozwiązania.

Obliczenia pola magnetycznego w przestrzeni trójwymiarowej wykonano przy następujących założeniach upraszczających:

- rozpatrywano pole magnetostatyczne;
- cewki zamodelowano jako szyny wiodące prąd;
- gęstość prądu jest stała w całym przekroju cewek;
- w obliczeniach przyjęto prostokątny przebieg zmienności natężenia prądu w czasie;
- pominięto zjawisko prądów wirowych;
- pominięto histerezę magnetyczną.

W przypadku obliczeń naukowych, szczególnie dla zagadnień polowych, jest istotne nie tylko końcowe rozwiązanie, ale i nakład pracy. Wybór przestrzeni obliczeniowej trójwymiarowej ma zasadnicze znaczenie i jest uzależniony od struktury modelowanego obiektu.



Rys. 3: Trójwymiarowy model numeryczny (1/6 silnika) wraz z siatką dyskretyzacyjną

Ze względu na symetrię obrotową silnika w obliczeniach numerycznych ograniczono się do jednej szóstej obszaru obliczeniowego. Na podstawie struktury badanego silnika można stwierdzić, że istnieje również możliwość ograniczenia się do obliczeń jednego modułu, co pozwoliłoby na dalszą redukcję kosztów obliczeniowych. Jednakże występujące sprzężenie magnetyczne pomiędzy modułami uniemożliwia zastosowania tego ograniczenia. Ważnym problemem w konstrukcji modelu matematycznego są warunki brzegowe, określające zachowanie się pola na granicach obszaru obliczeniowego. Podstawą do zadania prawidłowych warunków brzegowych jest poznanie zasady działania badanego przetwornika elektromechanicznego. Szczególnie ważny jest obieg strumienia magnetycznego (rys. 2). Innym problemem w konstrukcji modelu polowego jest odpowiedni poziom dyskretyzacji siatki. Autor przeprowadził szereg doświadczeń numerycznych związanych z dyskretyzacją modelu polowego badanego silnika. Wykorzystując te doświadczenia, zbudowano odpowiedni model numeryczny przedstawiony na rysunku 3, którego siatka dyskretyzacyjna składała się z 86508 węzłów (206946 elementów), gdzie zastosowano elementy sześciowęzłowe i ośmiowęzłowe o aproksymacji linowej.

4.3 Wyniki obliczeń pola magnetycznego oraz parametrów całkowych silnika

Modele fizyczne prototypów przetworników elektromechanicznych stanowią znaczną część kosztów badań. Zastosowanie odpowiednich modeli matematycznych pozwala na ograniczenie nakładów finansowych, związanych z wyprodukowaniem pojedynczych egzemplarzy danego silnika elektrycznego. Dlatego jest istotne aby model obliczeniowy jak najlepiej odzwierciedlał zjawiska fizyczne, zachodzące w rzeczywistej maszynie elektrycznej. Weryfikacja pomiarowa pozwala na określenie poprawności oraz przydatności modelu w dalszych badaniach, mających na celu poprawę parametrów technicznych prototypu silnika elektrycznego.

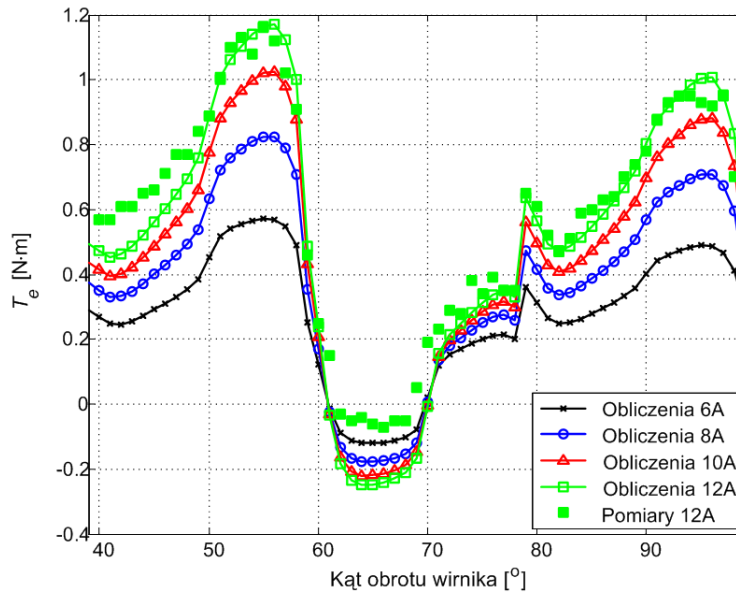
Wykorzystując opracowany model numeryczny, przeprowadzono symulacje komputerowe dla ustalonego stanu pracy. Obliczenia wykonano przy zasilaniu pojedynczego pasma, dla różnych wartości natężenia prądu. W obliczeniach wprowadzono dodatkowy parametr określający tętnienia momentu elektromagnetycznego wg zależności:

$$\varepsilon = \frac{T_{max} - T_{min}}{T_{av}} \cdot 100\% \quad (1)$$

W tabeli 3 zamieszczono wyniki obliczeń numerycznych parametrów całkowych odpowiednio dla prototypu silnika TFM z uwzględnieniem przełączeń pasm oraz dla poszczególnych jego modułów. Moment elektromagnetyczny obliczono metodą pracy wirtualnej, wykorzystując wewnętrzną funkcję pakietu Flux3D.

Tab. 3: Zestawienie wyników obliczeń dla prototypu A silnika TFM

	I [A]	T_{max} [N·m]	T_{min} [N·m]	T_{av} [N·m]	ε [%]	L_{av} [mH]
Obliczenia	6	0,57	-0,12	0,27	252	30,00
Obliczenia	8	0,82	-0,18	0,38	264	25,58
Obliczenia	10	1,02	-0,22	0,46	270	22,03
Obliczenia	12	1,17	-0,25	0,53	269	19,26
Pomiar	12	1,16	-0,07	0,59	212	-



Rys. 4: Moment elektromagnetyczny w funkcji kąta obrotu wirnika (uzwojenia silnika przełączane)

Rysunek 4 ilustruje zmienność momentu elektromagnetycznego w funkcji kąta obrotu wirnika z uwzględnieniem przełączeń pasm. Na podstawie wyników obliczeń, można zauważyć różnice pomiędzy charakterystykami skrajnych modułów. Różnice te wynikają z ułożenia modułów wirnika tj. środkowy moduł wirnika wyprzedza pierwszy moduł wirnika o dwadzieścia stopni mechanicznych, natomiast względem trzeciego jest opóźniony o dwadzieścia stopni mechanicznych. Porównując wyniki obliczeń i pomiarów momentu, uzyskano dobrą zgodność. Świadczy to o poprawnym wykonaniu modelu połowego silnika.

Przedstawiony silnik charakteryzuje się bardzo niską wartością momentu elektromagnetycznego oraz niewielką sprawnością. Główną tego przyczyną jest jego nieprawidłowa budowa. Przy zasilaniu dowolnego pasma przetworznika, występuje silne sprzężenie magnetyczne głównego strumienia z sąsiednimi modułami, które było trudne do określenia w fazie projektowania maszyny bez przeprowadzonej wcześniej analizy polowej. W wyniku tego sprzężenia powstaje moment elektromagnetyczny, którego zwrot jest przeciwny do zwrotu momentu wytwarzanego w module zasilanym. Sprzężenie to zachodzi poprzez wirnik wykonany w postaci jednego elementu. Wpływ na moment elektromagnetyczny silnika ma również wał, który został wykonany z materiału o dużej przenikalności magnetycznej i tworzy dodatkową drogę sprzężenia strumienia magnetycznego z pozostałymi modułami.

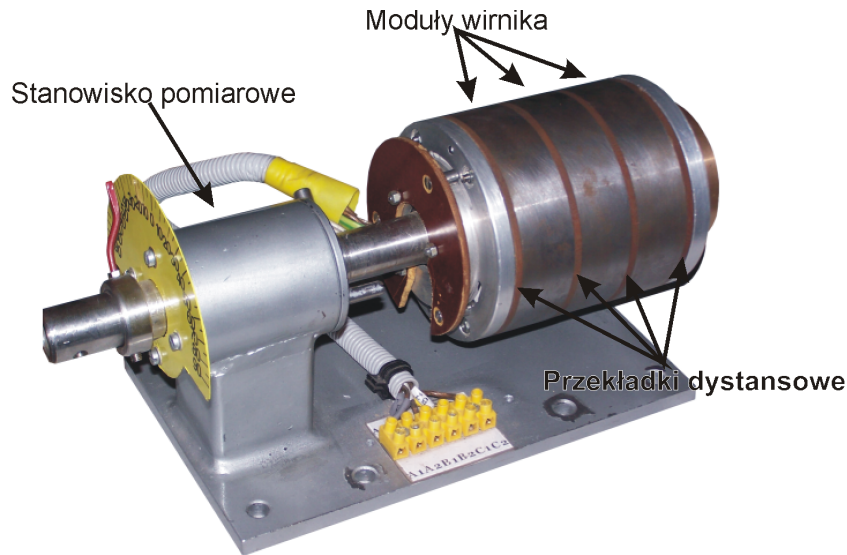
5 Zmodyfikowana konstrukcja silnika TFM

5.1 Model fizyczny silnika

Analizując wyniki obliczeń i pomiarów prototypu A silnika, dokonano korekt w konstrukcji maszyny. Na rysunku 5 przedstawiono poprawiony model fizyczny silnika reluktancyjnego ze strumieniem poprzecznym. Silnik, podobnie jak w przypadku prototypu A, wykonano z trzech takich samych modułów. Każdy moduł ma sześć zębów oraz zawiera jedno uzwojenie w postaci solenoidalnej cewki. Różnice jakie występują pomiędzy prototypem A i B są następujące:

- moduły stojana są przesunięte względem siebie o dwadzieścia stopni mechanicznych, natomiast moduły wirnika są ułożone symetrycznie względem siebie;
- wirnik został wykonany z litego materiału, natomiast stojan częściowo wykonano z pakietowanej stali (zęby), w celu ograniczenia strat w żelazie;
- poszczególne moduły są oddzielone od siebie przekładkami dystansowymi (o szerokości 5mm), co zmniejsza sprzężenia magnetyczne pomiędzy nimi;
- wał silnika wykonano ze stali niemagnetycznej, która również ogranicza oddziaływanie pola magnetycznego na sąsiednie moduły.

Sposób sterowania silnika jest taki sam, jak w przypadku prototypu A i polega na włączaniu pasma w sekwencji A,B,C,A. Istnieje również możliwość sterowania maszyny tak, aby równocześnie były zasilane dwa pasma, dzięki czemu można zwiększyć moment elektromagnetyczny silnika. Włączenie dowolnego pasma powoduje odpowiednie



Rys. 5: Model fizyczny silnika TFM (prototyp B)

ustawienie się wirnika względem stojana (zęby pokrywają się). Ponieważ moduły stojana są przesunięte względem siebie, a moduły wirnika są ułożone symetrycznie, to kolejne włączanie pasm wywołuje ruch obrotowy wirnika.

5.2 Wyniki obliczeń pola magnetycznego oraz parametrów całkowych silnika

Wykorzystując opracowany model numeryczny, przeprowadzono szereg obliczeń parametrów całkowych silnika. W tabeli 4 zamieszczono wyniki obliczeń numerycznych parametrów całkowych odpowiednio dla prototypu silnika TFM z uwzględnieniem przełączeń pasm oraz dla poszczególnych jego modułów. Rysunek 6 ilustruje kątową zmienność momentu elektromagnetycznego z uwzględnieniem przełączeń pasm. Wyniki obliczeń zostały zweryfikowane pomiarami na prototypie silnika.

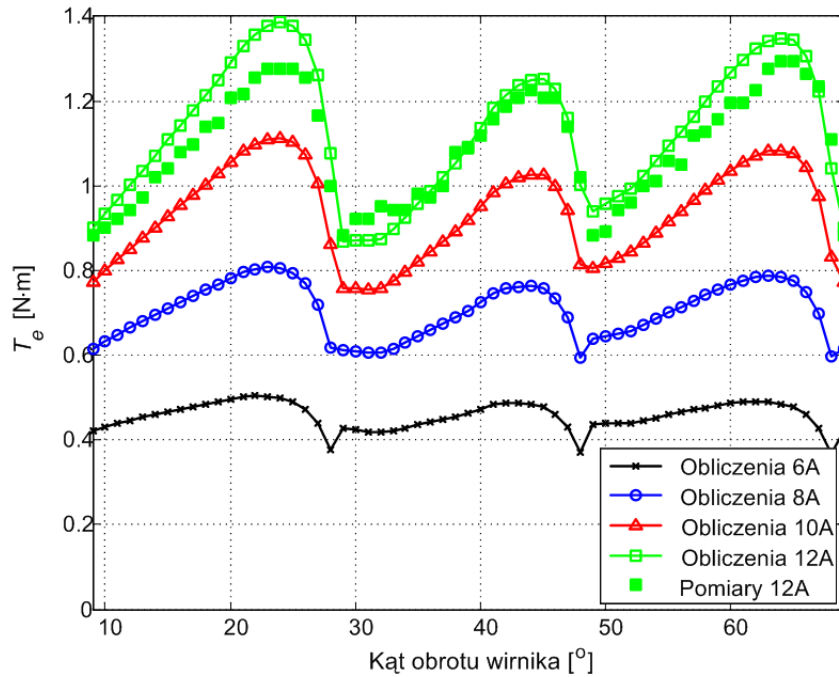
Tab. 4: Zestawienie wyników obliczeń dla prototypu B silnika TFM

	I [A]	T_{max} [N·m]	T_{min} [N·m]	T_{av} [N·m]	ε [%]	L_{av} [mH]
Obliczenia	6	0,50	0,37	0,46	29,93	21,03
Obliczenia	8	0,81	0,59	0,71	30,17	19,52
Obliczenia	10	1,11	0,76	0,94	38,14	17,91
Obliczenia	12	1,39	0,87	1,13	45,61	16,36
Pomiar	12	1,29	0,88	1,09	37,73	-

W tabelach 5 oraz 6 porównano wyniki obliczeń parametrów całkowych prototypu A i B dla natężenia prądu wynoszącego 12A. Zastosowanie przekładek niemagnetycznych pomiędzy modułami oraz zastosowanie wału ze stali niemagnetycznej, pozwoliło uzyskać ponad dwukrotny wzrost średniego momentu elektromagnetycznego w przedziale zasilania pasm. Pulsacje momentu zmniejszyły się o 83%. Zastosowane zmiany wpłynęły również na zmniejszenie indukcyjności pasm o około 15%. Można zauważyć, że w przypadku środkowego modułu, średnia wartość momentu elektromagnetycznego w tym przedziale, wzrosła blisko pięciokrotnie.

Tab. 5: Porównanie wyników obliczeń dla prototypu A i B ($I = 12A$)

	T_{max} [N·m]	T_{min} [N·m]	T_{av} [N·m]	ε [%]	L_{av} [mH]
Prototyp A	1,17	-0,25	0,53	269	19,26
Prototyp B	1,39	0,87	1,13	45,61	16,36
Zmiana [%]	+18,8	+448	+113	-83	-15,1



Rys. 6: Moment elektromagnetyczny w funkcji kąta obrotu wirnika (uzwojenia silnika przełączane)

Tab. 6: Porównanie wyników obliczeń dla poszczególnych modułów prototypu A i B ($I = 12A$)

		moduł A	moduł B	moduł C
Prototyp A	T_{avp} [N·m]	0,65	0,18	0,64
	L_{avp} [mH]	18,07	20,04	18,17
Prototyp B	T_{avp} [N·m]	0,98	0,89	0,98
	L_{avp} [mH]	15,70	17,17	15,66
Zmiana [%]	ΔT_{avp}	+50,8	+394	+53,1
	ΔL_{avp}	-13,1	-14,3	-13,8

6 Analiza wpływu zmian konstrukcyjnych obwodu magnetycznego na parametry całkowite silnika

6.1 Uwagi wstępne

Podstawowym zagadnieniem w projektowaniu silników reluktancyjnych typu TFM jest uzyskanie możliwie największego średniego momentu elektromagnetycznego. Do znalezienia optymalnych wartości parametrów konstrukcyjnych dla powyższego założenia wykorzystuje się algorytmy optymalizacyjne oraz programy do obliczeń pola elektromagnetycznego, w celu uniknięcia budowania kosztownych prototypów. Analiza wpływu zmiany obwodu magnetycznego na parametry całkowite pozwala na wybranie tych parametrów konstrukcyjnych silnika, które mają istotny wpływ na zmianę wartości momentu elektromagnetycznego oraz pozwala na wstępne oszacowanie możliwego przedziału zmienności danego parametru w procesie optymalizacji.

Modyfikacja parametrów konstrukcyjnych silnika została wykonana przy następujących założeniach:

- została zachowana objętość modułu,
- promień zewnętrzny silnika nie ulegał zmianom,
- zachowana została stała liczba amperozwojów pasma.

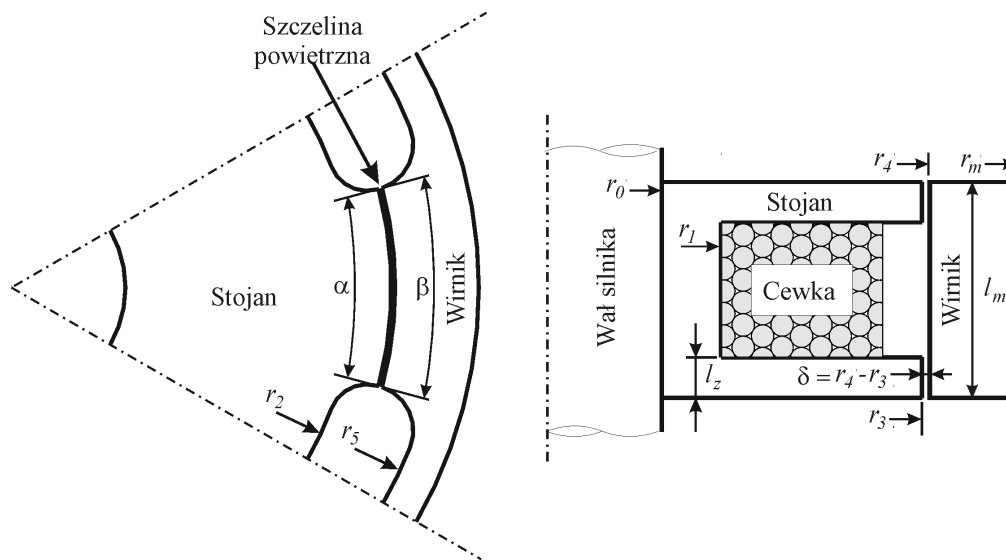
Przekrój modułu silnika TFM wraz z zaznaczonymi parametrami przedstawiono na rysunku 7. Wpływ zmian parametrów konstrukcyjnych analizowano w oparciu o prototyp B. Początkowe wartości parametrów konstrukcyjnych prototypu silnika zestawiono w tabeli 7.

Obliczenia wykonano również dla jednego modułu przetwornika. W obliczeniach numerycznych wprowadzono założenie, że pomiędzy poszczególnymi modułami nie występują sprzężenia magnetyczne, co można zrealizować w praktyce oddzielając moduły przekładkami niemagnetycznymi o odpowiedniej szerokości. Powyższe założenie

Tab. 7: Podstawowe parametry konstrukcyjne modułu silnika TFM

r_0 [mm]	r_1 [mm]	r_2 [mm]	r_3 [mm]	r_4 [mm]	l_z [mm]	r_m [mm]	l_m [mm]	α [°]	β [°]
15	23	42,5	49,75	50,25	6	62,25	32	30	30

pozwała na ograniczenie obliczeń tylko do jednego modułu, a przy uwzględnieniu symetrii występujących w silniku, do 1/6 modułu (1/18 modelu silnika). Dzięki temu można znacznie zmniejszyć czas obliczeń numerycznych.



Rys. 7: Przekrój segmentu silnika TFM

Jako model podstawowy B_{pod} wybrano przedstawiony wyżej model numeryczny 1/6 modułu, ponieważ w tym przypadku dla wybranych parametrów konstrukcyjnych uzyskuje się największą wartość średnią momentu elektromagnetycznego. Wynika to z braku bocznikowania się strumienia magnetycznego. W tym przypadku wszystkie moduły mają takie same charakterystyki zmienności momentu przesunięte odpowiednio o dwadzieścia stopni mechanicznych. W celu określenia zmiany procentowej wartości średniej momentu elektromagnetycznego oraz indukcyjności pasma silnika w stosunku do modelu podstawowego, zdefiniowano następujące współczynniki ΔT_{av} , ΔT_{avp} , ΔL_{av} oraz ΔL_{avp} . Wyniki obliczeń dla 1/6 segmentu przetwornika zestawiono w tabeli 8. Obliczenia wykonano dla natężenia prądu wynoszącego 12A.

Tab. 8: Wyniki obliczeń parametrów całkowitych dla modelu podstawowego ($B_{pod}; I = 12A$)

T_{max} [N·m]	T_{min} [N·m]	T_{av} [N·m]	T_{avp} [N·m]	ε [%]	L_{av} [mH]	L_{avp} [mH]
2,01	1,27	1,74	1,45	42,71	16,54	16,50

6.2 Wpływ zmiany szerokości przekładek dystansowych silnika

Wprowadzenie przekładek dystansowych pomiędzy moduły silnika (prototyp B) miało znaczący wpływ na poprawę wartości momentu użytecznego przetwornika. Aby określić ich właściwą szerokość, przeprowadzono obliczenia pola magnetycznego dla różnych wymiarów przekładek izolacyjnych. W tabeli 9 zestawiono wyniki obliczeń momentu elektromagnetycznego, które odpowiadają różnym szerokościom przekładek izolacyjnych.

Na podstawie uzyskanych wyników można stwierdzić, że istotny wpływ na wartości momentu użytecznego ma odpowiedni dobór szerokości przekładek dystansowych. Zbyt mała szerokość przekładek dystansowych lub ich brak (prototyp A), powoduje powstawanie strumienia magnetycznego w sąsiednich modułach, który jest przyczyną powstania momentu elektromagnetycznego o przeciwnym zwrocie. Zdaniem autora, minimalna szerokość przekładek dystansowych w rozważanej konstrukcji powinna wynosić 10 mm. Należy również zaznaczyć, że wprowadzenie przekładek dystansowych, jak i wzrost ich szerokości, komplikuje konstrukcję silnika, co może mieć wpływ na jego wytrzymałość mechaniczną (sztywność).

Tab. 9: Wyniki obliczeń niektórych parametrów całkowych i współczynników dla różnych szerokości przekładek dystansowych ($I = 12A$)

Wersja silnika	Szerokość przekładki	T_{max} [N·m]	T_{min} [N·m]	T_{av} [N·m]	ΔT_{av} [%]	ε [%]	L_{av} [mH]	ΔL_{av} [%]
B_{a1}	1 mm	1,77	0,41	1,13	-34,99	120,63	19,05	15,18
B_{a2}	5 mm	1,90	1,04	1,5	-13,70	56,82	17,89	8,14
B_{a3}	10 mm	1,96	1,18	1,63	-6,02	47,59	17,35	4,85
B_{a4}	15 mm	1,99	1,25	1,69	-2,77	43,98	17,08	3,25
B_{a5}	20 mm	2,00	1,27	1,70	-1,90	42,87	16,90	2,18
B_{a6}	25 mm	2,01	1,29	1,72	-0,75	41,41	16,18	1,63
B_{a7}	30 mm	2,02	1,31	1,74	0,01	40,71	16,76	1,28
B_{pod}	-	2,01	1,27	1,74	-	42,71	16,54	-

6.3 Wpływ szerokości szczeliny powietrznej

Szczególnie w silnikach reluktancyjnych podkreśla się istotną rolę jaką odrywa szerokość szczeliny powietrznej. Wykorzystując opracowany model numeryczny przeprowadzono symulacje komputerowe dla różnych jej szerokości. Wyniki obliczeń parametrów całkowych zestawiono w tabeli 10. Na podstawie wyników obliczeń można stwierdzić,

Tab. 10: Wpływ zmiany szczeliny powietrznej silnika (dla $I = 12A$)

Wersja silnika	δ [mm]	T_{max} [N·m]	T_{min} [N·m]	T_{av} [N·m]	ΔT_{av} [%]	ε [%]	L_{av} [mH]	ΔL_{av} [%]
B_{b1}	0,1	3,61	1,65	2,88	66,08	68,16	17,4	5,12
B_{b2}	0,3	2,69	1,35	2,17	25,31	61,49	17,04	2,98
B_{pod}	0,5	2,01	1,27	1,74	-	42,71	16,54	-
B_{b3}	0,7	1,46	1,05	1,32	-24,01	31,14	15,98	-3,38
B_{b4}	0,9	1,15	0,93	1,08	-38,05	20,94	15,29	-7,56

że wpływ szerokości szczeliny powietrznej na wartość średnią momentu elektromagnetycznego jest bardzo duży. Zmniejszanie szerokości szczeliny powietrznej powoduje wzrost momentu. Nie jest to jednak zależność liniowa. Dla wersji silnika B_{b1} wartość średnia momentu wzrosła o blisko 70%, przy czym nastąpił również wzrost pulsacji momentu o ponad połowę w stosunku do modelu podstawowego oraz nieznacznie zmieniła się indukcyjność własna pasma (5,12%). Z przeprowadzonych obliczeń można wywnioskować, że w przypadku badanego silnika, uzyskanie jak najmniejszej szczeliny powietrznej może znacznie zwiększyć moment użyteczny przetwornika. Jednakże jej minimalna szerokość uwarunkowana jest procesami technologicznymi, a jej zmniejszenie wiąże się z dużymi kosztami wykonania maszyny.

6.4 Wpływ zmiany rozpiętości zębów stojana oraz wirnika

W niniejszym podrozdziale przeprowadzono analizę wpływu zmiany rozpiętości zębów stojana i wirnika na parametry elektromechaniczne.

W tabeli 11 zestawiono wyniki obliczeń parametrów całkowych, które odpowiadają różnym rozpiętościom zębów stojana, natomiast w tabeli 12, różnym rozpiętościom zębów wirnika. Obliczenia wykonano dla natężenia prądu wynoszącego 12 A.

Tab. 11: Wpływ zmiany rozpiętości zębów stojana ($I = 12A$; $\beta = 30^\circ$)

Wersja silnika	α [°]	T_{max} [N·m]	T_{min} [N·m]	T_{av} [N·m]	ΔT_{av} [%]	ε [%]	L_{av} [mH]	ΔL_{av} [%]
B_{c1}	22	2,22	1,30	1,89	8,88	48,77	15,80	-8,10
B_{c2}	26	2,12	1,32	1,83	5,44	44,21	15,74	-4,88
B_{pod}	30	2,01	1,27	1,74	-	42,71	16,54	-
B_{c3}	34	1,73	1,02	1,44	-16,79	49,2	17,46	5,52
B_{c4}	36	1,49	0,82	1,23	-29,33	54,51	18,04	9,08

Wykonano również obliczenia przy jednoczesnej zmianie parametrów α i β . Wyniki obliczeń zestawiono w tabeli 13. Wersja silnika B_{e1} charakteryzuje się największą wartością średnią momentu elektromagnetycznego spośród analizowanych rozwiązań konstrukcyjnych w tym podrozdziale. Porównując jednak tę wersję silnika z wersjami B_{c1} i B_{d1} , wzrost wartości średniej momentu jest na podobnym poziomie.

Tab. 12: Wpływ zmiany rozpiętości zębów wirnika ($I = 12A$; $\alpha = 30^\circ$)

Wersja silnika	β [°]	T_{max} [N·m]	T_{min} [N·m]	T_{av} [N·m]	ΔT_{av} [%]	ε [%]	L_{av} [mH]	ΔL_{av} [%]
B_{d1}	22	2,19	1,35	1,87	7,86	44,68	15,54	-6,09
B_{d2}	26	2,11	1,32	1,82	4,65	43,45	15,89	-3,97
B_{pod}	30	2,01	1,27	1,74	-	42,71	16,54	-
B_{d3}	34	1,75	1,00	1,46	-15,86	51,04	17,36	4,97
B_{d4}	38	1,53	0,76	1,25	-28,13	61,57	17,90	8,18

Tab. 13: Wpływ zmiany rozpiętości zębów stojana oraz wirnika ($I = 12A$)

Wersja silnika	α, β [°]	T_{max} [N·m]	T_{min} [N·m]	T_{av} [N·m]	ΔT_{av} [%]	ε [%]	L_{av} [mH]	ΔL_{av} [%]
B_{e1}	22	2,27	1,27	1,92	10,48	42,2	15,08	-8,84
B_{e2}	26	2,20	1,38	1,89	8,88	43,58	15,38	-7,04
B_{pod}	30	2,01	1,27	1,74	-	42,71	16,54	-
B_{e3}	34	1,51	0,85	1,24	-28,35	52,94	18,09	9,37
B_{e4}	38	1,1	0,5	0,9	-48,19	66,47	18,89	14,16

6.5 Zastosowanie bocznika magnetycznego w stojanie

Kolejnym z rozpatrywanych modeli był silnik z zastosowaniem bocznika magnetycznego w stojanie. Natomiast w tabeli 14 zostały zestawione wyniki obliczeń parametrów całkowych dla różnych szerokości boczników magnetycznych.

Tab. 14: Wyniki obliczeń momentu elektromagnetycznego dla różnych szerokości bocznika magnetycznego w stojanie ($I = 12A$)

Wersja silnika	h_n [mm]	T_{max} [N·m]	T_{min} [N·m]	T_{av} [N·m]	ΔT_{av} [%]	ε [%]	L_{av} [mH]	ΔL_{av} [%]
B_{pod}	0	2,01	1,27	1,74	-	42,71	16,54	-
B_{h1}	2	2,25	1,14	1,77	1,75	62,96	17,57	6,21
B_{h2}	4	2,38	1,09	1,76	1,30	73,29	18,19	9,95
B_{h3}	6	2,29	0,96	1,63	-6,17	81,79	18,84	13,90
B_{h4}	8	1,85	0,78	1,31	-24,28	81,41	19,47	17,72

Wprowadzenie boczników magnetycznych stojana w analizowanym rozwiązaniu konstrukcyjnym przyczynia się do bardzo małego wzrostu wartości średniej momentu. Porównując wersję podstawową (brak boczników magnetycznych) oraz wersję silnika B_{h1} (najlepsze rozwiązanie z zastosowaniem boczników magnetycznych w stojanie), względny wzrost średniej wartości momentu wynosi niespełna 2%. Efekt wprowadzenia boczników magnetycznych jest widoczny przede wszystkim w postaci znacznego powiększenia się pulsacji momentu elektromagnetycznego oraz indukcyjności własnej pasma.

6.6 Wpływ materiałów magnetycznych

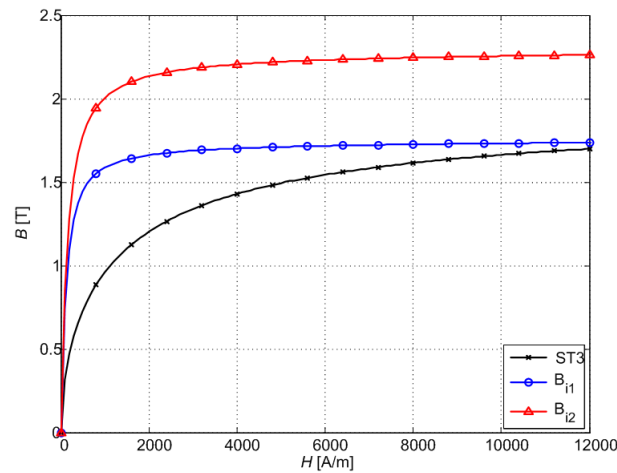
Jednym z istotnych elementów w projektowaniu maszyn elektrycznych, a w szczególności silników reluktancyjnych, jest materiał do budowy obwodu magnetycznego. Dla silnika o wymiarach początkowych (tabela 7) przeprowadzono badania wpływu charakterystyki magnesowania stali elektrotechnicznej na parametry całkowite. Do obliczeń pola magnetycznego użyto aproksymowanej charakterystyki magnesowania stali elektrotechnicznej. Aproksymację charakterystyki wykonano za pomocą zależności:

$$B(H) = \mu_0 H + J_s \frac{\mu_0 H \frac{\mu_r - 1}{J_s} + 1 - \sqrt{\left(\mu_0 H \frac{\mu_r - 1}{J_s} + 1\right)^2 - 4\mu_0 H \frac{\mu_r - 1}{J_s} (1 - a)}}{2(1 - a)} \quad (2)$$

gdzie:

- J_s - magnetyzacja nasycenia,
- a - współczynnik przęgięcia charakterystyki.

Poszukiwane parametry aproksymowanej charakterystyki magnesowania (J_s, a, μ_r) wyznaczono za pomocą algorytmu ewolucyjnego opisanego w rozdziale 5.1.



Rys. 8: Charakterystyki magnesowania stali elektrotechnicznej

Tab. 15: Wyniki obliczeń momentu elektromagnetycznego dla różnych materiałów ($I = 12A$)

Wersja silnika	Rodzaj stali	T_{max} [N·m]	T_{min} [N·m]	T_{av} [N·m]	ΔT_{av} [%]	ε [%]	L_{av} [mH]	ΔL_{av} [%]
B_{pod}	ST3	2,01	1,27	1,74	-	42,71	16,54	-
B_{i1}	BH_1	2,24	1,13	1,80	3,75	61,85	16,62	-1,17
B_{i2}	BH_2	2,63	1,75	2,35	35,40	37,28	19,53	18,03

Obliczenia pola magnetycznego w silniku wykonano dla trzech charakterystyk magnesowania przedstawionych na rysunku 8. W tabeli 15 zestawiono wyniki obliczeń parametrów całkowitych. Najlepsze rozwiązanie uzyskano dla wersji silnika B_{i2} , gdzie stal charakteryzuje się największą indukcją, przy małej wartości natężenia pola oraz dużą wartością indukcji nasycenia.

6.7 Wpływ zmiany liczby zębów silnika

Kolejną z rozpatrywanych zmian konstrukcyjnych silnika TFM była liczba zębów modułu. Zmiana liczby zębów, w analizowanej konstrukcji, wpływa na zmianę przedziału załączania poszczególnych pasm silnika. W tabeli 16 zebrano wyniki obliczeń parametrów całkowitych przy znamionowej wartości prądu, które odpowiadają różnym liczbom zębów segmentu. Najlepsze rozwiązanie konstrukcyjne uzyskano dla wersji silnika B_{j3} , którego liczba zębów wynosi dwadzieścia cztery. Na podstawie uzyskanych wyników obliczeń można zauważyć granicę, przy której dalsze zwiększanie liczby zębów nie wpływa na zwiększenie momentu elektromagnetycznego. Jednakże ze względu na wymiary analizowanego silnika oraz możliwości wykonania, najlepsza zdaniem autora, liczba zębów wynosi dwanaście. Dalsze zwiększanie liczby zębów jest trudne z punktu widzenia wykonania silnika.

Tab. 16: Wyniki obliczeń parametrów całkowitych dla różnej liczby zębów ($I = 12A$)

Wersja silnika	Liczba zębów	T_{max} [N·m]	T_{min} [N·m]	T_{av} [N·m]	ε [%]	T_{avp} [N·m]	L_{av} [mH]	L_{avp} [mH]
B_{pod}	6	2,01	1,27	1,74	42,71	1,40	16,54	16,42
B_{j1}	12	3,16	1,95	2,71	44,65	2,24	17,49	17,12
B_{j2}	18	3,93	2,13	3,28	54,88	2,75	17,99	17,18
B_{j3}	24	4,01	2,56	3,49	41,55	2,79	18,45	17,31

6.8 Wpływ zmian pozostałych parametrów konstrukcyjnych stojana

Poniżej przedstawiono wyniki obliczeń dla pozostałych, badanych parametrów konstrukcyjnych silnika, które mają istotny wpływ na parametry całkowite oraz na charakterystyki momentu.

W tabeli 17 zebrano wyniki obliczeń parametrów elektromechanicznych dla wybranych wartości promienia r_1 (oznaczenie jak na rys. 7).

Zwiększając wartości promienia r_1 uzyskujemy lepsze rozwiązania konstrukcyjne, w stosunku do modelu podstawowego. Dla wariantu B_{f4} uzyskuje się zmniejszenie pulsacji momentu elektromagnetycznego o ponad połowę, podczas gdy wartość średnia momentu wzrosła o blisko 25%. Maksymalna wartość promienia jest jednak uzależniona od liczby zwojów pasma.

Tab. 17: Wpływ zmiany parametru r_1 ($I = 12A$)

Wersja silnika	r_1 [mm]	T_{max} [N·m]	T_{min} [N·m]	T_{av} [N·m]	ΔT_{av} [%]	ε [%]	L_{av} [mH]	ΔL_{av} [%]
B_{f1}	21	1,46	0,73	1,13	-35,05	65,24	13,79	-16,63
B_{pod}	23	2,01	1,27	1,74	-	42,71	16,54	-
B_{f2}	25	2,14	1,54	1,93	11,04	30,81	17,18	3,87
B_{f3}	27	2,22	1,69	2,06	18,53	25,60	17,55	6,11
B_{f4}	29	2,27	1,85	2,14	23,32	19,75	17,33	4,78

Tab. 18: Wpływ zmiany parametru l_z ($I = 12A$)

Wersja silnika	l_z [mm]	T_{max} [N·m]	T_{min} [N·m]	T_{av} [N·m]	ΔT_{av} [%]	ε [%]	L_{av} [mH]	ΔL_{av} [%]
B_{g1}	5	1,27	0,77	1,07	-38,60	46,98	13,07	-20,98
B_{pod}	6	2,01	1,27	1,74	-	42,71	16,54	-
B_{g2}	7	2,44	1,28	1,95	12,44	59,27	18,07	9,22
B_{g3}	8	2,76	1,26	2,07	19,34	72,65	18,92	14,34
B_{g4}	8,5	2,90	1,32	2,15	23,7	73,96	19,00	14,85

Kolejny etap badań poświęcony był analizie wpływu grubości zębów stojana (l_z). Wyniki obliczeń dla różnych wartości parametru l_z zostały zestawione w tabeli 18. Największy wzrost wartości średniej momentu elektromagnetycznego uzyskuje się dla wersji silnika B_{g4} . Jednak takie rozwiązanie charakteryzuje się znacznymi pulsacjami momentu oraz zwiększoną indukcyjnością własną pasma.

6.9 Wpływ zmian konstrukcji obwodu magnetycznego stojana i wirnika

W celu uzyskania poprawy momentu użytecznego badanego silnika, często wprowadza się jednocześnie kilka zmian konstrukcyjnych do prototypu. W tabeli 19 zestawiono wyniki obliczeń dla czterech wybranych parametrów konstrukcyjnych silnika (r_1 , l_z , α , β - oznaczenia jak na rys. 7), dla szczeliny powietrznej równej 0,5 mm.

Tab. 19: Wyniki obliczeń parametrów całkowitych dla wybranych parametrów konstrukcyjnych silnika ($I = 12A$)

Model	B_{k1}	B_{k2}	B_{k3}	B_{k4}	B_{k5}	B_{pod}
r_1 [mm]	25	29	25	25	25	25
l_z [mm]	8,5	6	7	7	7	6
α [°]	22	22	30	22	22	30
β [°]	22	22	30	30	22	30
T_{max} [N·m]	3,64	2,43	2,77	2,55	2,67	2,01
T_{min} [N·m]	1,45	1,67	1,94	1,01	1,00	1,27
T_{av} [N·m]	2,65	2,23	2,48	1,83	1,87	1,74
ΔT_{av} [%]	53,48	28,29	42,80	5,18	7,69	-
ε [%]	82,91	34,02	33,82	84,13	89,28	42,64
L_{av} [mH]	18,07	14,71	19,89	14,77	14,70	16,54
ΔL_{av} [%]	7,47	-17,21	20,21	-10,72	-11,17	-

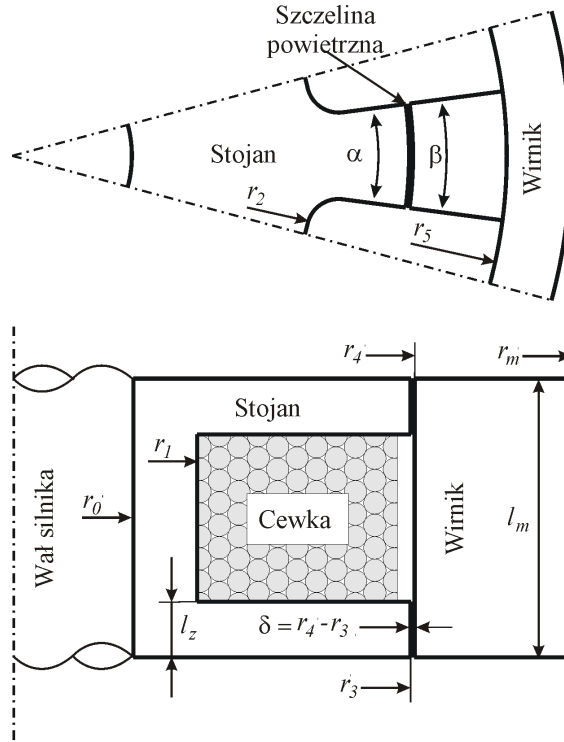
Odpowiedni dobór parametrów konstrukcyjnych stojana i wirnika pozwala na znaczne zwiększenie wartości średniej momentu elektromagnetycznego. Jednak analiza tego typu nie pozwala na określenie takich parametrów, dla których moment byłby największy, przy możliwie niewielkich pulsacjach momentu elektromagnetycznego.

7 Optymalizacja obwodu magnetycznego silnika TFM

7.1 Zastosowanie algorytmów ewolucyjnych do wyznaczenia optymalnych wymiarów obwodu magnetycznego silnika TFM

Do analizy przyjęto model silnika (wersja C_{pod}). Badany silnik składa się z pokrywy zewnętrznej, do której mocowane są zęby wirnika. Pokrywa ta wykonana jest z materiału paramagnetycznego (duraluminium). W wyniku przeprowadzonych badań wynika, że najlepszym rozwiązaniem będzie zastosowanie osiemnastu zębów w module. Zbudowanie modułu z osiemnastoma zębami wiąże się jednak z dużymi problemami, przy zewnętrznej średnicy silnika wynoszącej 125 mm. Ostatecznie, liczbę zębów modułu zwiększono do dwunastu. Każdy moduł zawiera jedno pasmo uzwojenia w postaci solenoidalnej cewki.

Celem optymalizacji parametrów konstrukcyjnych rozpatrywanego silnika jest uzyskanie możliwie największej średniej wartości momentu elektromagnetycznego. Do zadania optymalizacji jako zmienne decyzyjne przyjęto następujące parametry konstrukcyjne silnika: $r_1, r_2, r_3, l_z, \alpha, \beta$, przedstawione na rysunku 9. Ograniczenie się tylko do



Rys. 9: Przekrój segmentu silnika TFM

sześcioro zmiennych jest efektem przeprowadzonej, w poprzednim rozdziale, analizy wpływu parametrów konstrukcyjnych na parametry elektromechaniczne. Pozostałe parametry konstrukcyjne silnika przyczyniają się jedynie do nieznacznego wzrostu wartości średniej momentu elektromagnetycznego.

Należy zwrócić uwagę na fakt, że wybrane parametry konstrukcyjne nie tylko mają wpływ na moment silnika, ale również w dużym stopniu wpływają na jego pulsacje. Dlatego też w wielu rzeczywistych zadaniach optymalizacyjnych trzeba uwzględnić jednocześnie kilka kryteriów. Takie wielokryterialne zadania optymalizacyjne wymagają odrębnych metod, które różnią się od standardowych z jedną funkcją celu. Istnieje kilka metod optymalizacji wielokryterialnej, w niniejszej pracy wybrano metodę ważonych celów, w której poszczególne funkcje celu łączy się w jedną funkcję. Ostatecznie, problem optymalizacji zdefiniowano jako poszukiwanie wysokiej wartości średniej momentu elektromagnetycznego przy jednoczesnej minimalizacji jego pulsacji. Dla tak zdefiniowanego zadania funkcję celu przyjęto w następującej postaci:

$$\xi = \left(k_1 \left(\frac{T_{av}}{T_{pocz}} \right)^2 + k_2 \left(1 - \frac{\varepsilon}{100} \right)^2 \right)^{-1} \quad (3)$$

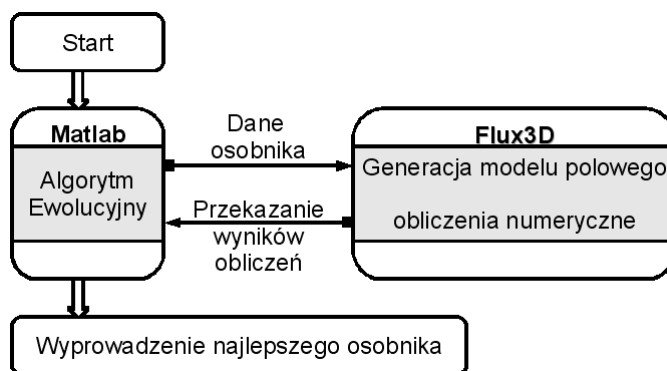
gdzie:

k_1, k_2 - współczynniki wagowe;

T_{pocz} - wartość średnia momentu elektromagnetycznego dla modelu początkowego C_{pod} .

Pierwszy człon funkcji celu zmusza algorytm ewolucyjny do uzyskania jak największej wartości średniego momentu elektromagnetycznego, w przedziale załączenia pasma. Natomiast drugi człon powoduje dążenie do takich wymiarów obwodu magnetycznego silnika, aby pulsacje momentu były jak najmniejsze. Wprowadzone współczynniki wagowe mają na celu zwiększenie lub zmniejszenie oddziaływania danego członu na wartość funkcji celu.

Optymalizacja parametrów konstrukcyjnych silnika została wykonana przy zachowaniu stałej objętości oraz średnicy zewnętrznej modułu silnika. W procesie tym wykorzystano dwa podstawowe narzędzia: narzędzie do obliczeń pola magnetycznego i narzędzie realizujące algorytm poszukiwania. Do obliczeń optymalizacyjnych wykorzystano algorytm ewolucyjny dostępny w bibliotece programu Matlab, przy czym do projektowania obwodu magnetycznego zastosowano program do obliczeń polowych, metodą elementów skończonych, Flux3D. Ogólny schemat blokowy działania procesu optymalizacji przedstawiono na rysunku 10. Algorytm obliczeń optymalizacyjnych ma następujący przebieg:



Rys. 10: Schemat blokowy opracowanego algorytmu optymalizacyjnego

1. losowana jest populacja startowa,
2. w programie Matlab zapisywane są dane osobnika do pliku, który jest odczytywany po uruchomieniu programu Flux3D,
3. na podstawie parametrów, które zawiera każdy osobnik, powstaje nowy model polowy,
4. wykonane zostają obliczenia pola magnetycznego za pomocą metody elementów skończonych, na podstawie których wyznaczona jest charakterystyka momentu elektromagnetycznego,
5. obliczone dane zostają przekazane do programu Matlab, gdzie na ich podstawie zostaje obliczona wartość funkcji celu dla danego osobnika,
6. po wykonaniu obliczeń dla wszystkich osobników populacji, w wyniku działania operacji selekcji, krzyżowania i mutacji, tworzona jest nowa populacja i następuje ponowne przejście do punktu 2. Proces ten jest powtarzany aż do momentu spełnienia warunku zatrzymania algorytmu.

W związku z tym, że obliczenia polowe charakteryzują się dużym kosztem obliczeniowym, w niniejszej pracy nie przeprowadzono analizy efektywności algorytmu ewolucyjnego. W procesie optymalizacyjnym zastosowano ustawienia algorytmu ewolucyjnego, dla których w większości zadań uzyskuje się najlepszy rezultat. Podstawowe parametry algorytmu ewolucyjnego zamieszczono w tabeli 20. Za warunek zakończenia działania algorytmu ewolucyjnego przyjęto zadaną liczbę generacji równą 100.

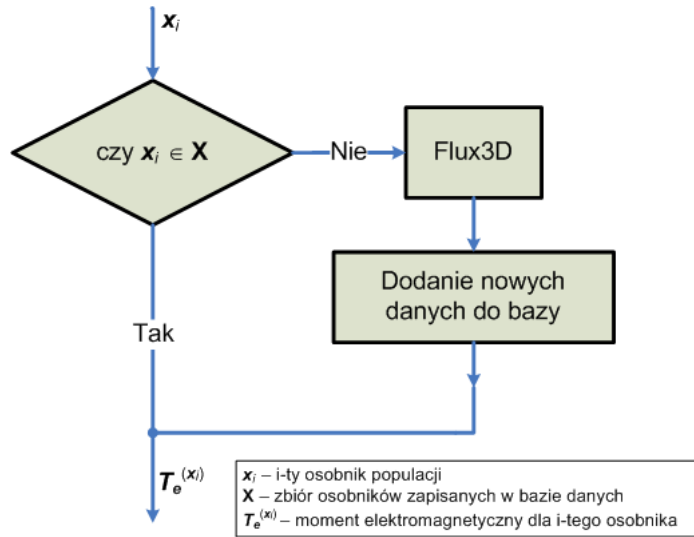
Tab. 20: Podstawowe parametry algorytmu ewolucyjnego

Startowa liczba osobników	$\varrho_s = 20$
Liczba osobników na populację	$\varrho = 20$
Maksymalna liczba generacji	$G = 100$
Prawdopodobieństwo krzyżowania	$p_k = 0,8$
Prawdopodobieństwo mutacji	$p_m = 0,01$
Kodowanie	<i>rzeczywiste</i>

Czas wyznaczenia momentu elektromagnetycznego w funkcji kąta położenia wirnika, na komputerze z procesorem Athlon64 3200+ i 1GB pamięci RAM, wyniósł około 12 min. Natomiast czas obliczeń dla 100 generacji, z 20 osobnikami na populację, zajmuje około 380 godzin (16 dni).

Ze względu na to, że modele polowe charakteryzują się dużym kosztem obliczeń, w szczególności przy zastosowaniu trójwymiarowej metody elementów skończonych, algorytm optymalizacyjny został rozbudowany dodatkowo o bazę danych (rys. 11). W bazie tej zapisywano dane osobników oraz obliczony dla nich moment elektromagnetyczny. Przed wykonaniem obliczeń polowych, zostaje wykonana procedura przeszukiwania bazy, w celu sprawdzenia, czy dla wygenerowanego osobnika nie zostały już wcześniej wykonane obliczenia polowe. W przypadku znalezienia takiego osobnika w bazie, obliczenia pola magnetycznego dla tego przypadku są pomijane. Pozwala to na znaczne zmniejszenie czasu obliczeń optymalizacyjnych, przy czym czas wykonywania operacji zapisu, czy też przeszukiwania bazy, w stosunku do czasu obliczeń momentu, jest znikomy.

Wstępne testy opracowanej procedury optymalizacyjnej przeprowadzono dla silnika o sześciu zębach (wersja B_{pod}). Wyniki obliczeń zamieszczono w załączniku Z1.



Rys. 11: Schemat blokowy zaimplementowanego algorytmu tworzenia bazy danych

Poniżej przedstawiono wyniki obliczeń dla wersji silnika z dwunastoma zębami (wersja C_{pod}). Wykorzystując przedstawioną powyżej metodę optymalizacyjną, przeprowadzono szereg symulacji komputerowych. Dokonano pięciokrotnego uruchomienia procedury bazującej na algorytmie ewolucyjnym dla różnych warunków początkowych (losowych) i tych samych wartości parametrów operatorów genetycznych. Dla zdefiniowanych współczynników wagowych k_1 i k_2 przyjęto wartość równą jeden. Dla kilku uruchomień najniższa uzyskana wartość funkcji celu wyniosła $(\xi) = 0,1885$ (dla $k_1, k_2 = 1$). Otrzymane w tym przypadku wartości parametrów geometrycznych silnika zestawiono w tabeli 21, natomiast wyniki obliczeń parametrów całkowitych silnika TFM zestawiono w tabeli 22. W wyniku

Tab. 21: Parametry geometryczne silnika przed i po optymalizacji (dla $k_1, k_2 = 1$)

	r_1 [mm]	r_2 [mm]	r_3 [mm]	l_z [mm]	α [°]	β [°]
Przed optymalizacją	23	42,5	49,75	6	15	15
Po optymalizacji	27	43,5	51,75	7,5	15	12,5
Zmiana [%]	+18	+2,4	+2,5	+25	0	-17

Tab. 22: Zestawienie parametrów całkowitych dla silnika TFM przed i po optymalizacji (dla $k_1, k_2 = 1$)

	T_{max} [N·m]	T_{min} [N·m]	T_{av} [N·m]	ε [%]	L_{av} [mH]
Przed optymalizacją	3,45	2,17	2,99	42,84	17,72
Po optymalizacji	5,66	4,03	5,18	31,37	21
Zmiana [%]	+64	+86	+73	-27	+18,5

przeprowadzonej optymalizacji parametrów konstrukcyjnych silnika średnia wartość momentu elektromagnetycznego wzrosła o 73% w stosunku do modelu początkowego silnika TFM (wersja C_{pod}), przy zachowaniu tych samych zewnętrznych wymiarów konstrukcyjnych (r_m, l_m) oraz warunków zasilania. Indukcyjność statyczna skojarzona z danym pasmem silnika zmieniła się o 18,5%. Natomiast pulsacje momentu elektromagnetycznego zmniejszyły się o ponad 25%.

W dalszej części pracy przeprowadzono obliczenia poszukiwania najlepszego rozwiązania względem pierwszego oraz drugiego kryterium tzn. dla współczynnika wagi $k_1 = 1$ i $k_2 = 0$ oraz dla $k_1 = 0$ i $k_2 = 1$. W przypadku pierwszego kryterium poszukiwana jest największa wartość średnia momentu elektromagnetycznego. Funkcja celu przyjmuje następującą postać:

$$\xi = \left(\frac{T_{pocz}}{T_{av}} \right)^2 \quad (4)$$

Natomiast w przypadku drugiego kryterium poszukiwano takiego rozwiązania, dla którego pulsacje momentu są

jak najmniejsze, gdzie funkcja celu opisana jest zależnością:

$$\xi = \left(1 - \frac{\varepsilon}{100}\right)^{-2}, \quad (5)$$

przy czym $\varepsilon < 100$. Dla obu przedstawionych powyżej funkcji celu dokonano pięciokrotnego uruchomienia algorytmu optymalizacyjnego. W tabeli 23 i 25 porównano wyniki obliczeń parametrów geometrycznych dla najlepszego uzyskanego rozwiązania względem modelu podstawowego. Z kolei w tabeli 24 i 26 zestawiono wartości parametrów

Tab. 23: Parametry geometryczne silnika przed i po optymalizacji (dla $k_1 = 1, k_2 = 0$)

	r_1 [mm]	r_2 [mm]	r_3 [mm]	l_z [mm]	α [°]	β [°]
Przed optymalizacją	23	42,5	49,75	6	15	15
Po optymalizacji	26	42,5	52,75	8,5	12,5	12,5
Zmiana [%]	+13	0	+6	+42	-17	-17

Tab. 24: Zestawienie parametrów całkowych dla silnika TFM przed i po optymalizacji (dla $k_1 = 1, k_2 = 0$)

	T_{max} [N·m]	T_{min} [N·m]	T_{av} [N·m]	ε [%]	L_{av} [mH]
Przed optymalizacją	3,45	2,17	2,99	42,84	17,72
Po optymalizacji	6,66	4,01	5,61	47,37	20,4
Zmiana [%]	+93	+85	+87	+10,6	+15,1

elektromechanicznych. Dla pierwszego kryterium, po przeprowadzeniu analizy wyników końcowych, w każdym przypadku uzyskano lepsze rozwiązania, pod względem zwiększenia wartości średniej momentu elektromagnetycznego w stosunku do rozwiązania przedstawionego w tabeli 22. Jednakże rozwiązania te charakteryzowały się większymi

Tab. 25: Parametry geometryczne silnika przed i po optymalizacji (dla $k_1 = 0, k_2 = 1$)

	r_1 [mm]	r_2 [mm]	r_3 [mm]	l_z [mm]	α [°]	β [°]
Przed optymalizacją	23	42,5	49,75	6	15	15
Po optymalizacji	27	43,5	51,75	7,5	12,5	12,5
Zmiana [%]	+17	+5	+4	+25	-17	-17

Tab. 26: Zestawienie parametrów całkowych dla silnika TFM przed i po optymalizacji (dla $k_1 = 0, k_2 = 1$)

	T_{max} [N·m]	T_{min} [N·m]	T_{av} [N·m]	ε [%]	L_{av} [mH]
Przed optymalizacją	3,45	2,17	2,99	42,84	17,72
Po optymalizacji	4,63	3,78	4,34	19,68	18,15
Zmiana [%]	+34,2	+74,2	+45,2	-54,1	+2,4

pulsacjami momentu. Dla najlepszego rozwiązania, średnia wartość momentu wzrosła o 91% w stosunku do modelu podstawowego, przy czym jego pulsacje nieznacznie wzrosły. Po przeprowadzeniu obliczeń optymalizacyjnych dla drugiego kryterium uzyskano rozwiązanie konstrukcyjne, które pozwoliło na zredukowanie pulsacji momentu elektromagnetycznego do 19%, przy jednoczesnym zwiększeniu średniej wartości momentu elektromagnetycznego o blisko 50%.

Na efektywność działania algorytmu ewolucyjnego (poza parametrami AE) wpływ ma funkcja celu, która może być w różny sposób zdefiniowana dla tego samego zadania optymalizacyjnego. Dla zwiększenia momentu elektromagnetycznego, przy jednoczesnym zmniejszeniu jego pulsacji, można przyjąć również następującą postać funkcji celu:

$$\xi = \left(\frac{T_{av}}{s \cdot \varepsilon}\right)^{-1} \quad (6)$$

przy czym s jest odchyleniem standardowym momentu elektromagnetycznego wyznaczonym wg zależności:

$$s = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_i^n (T_{av} - T_{ei})^2} \quad (7)$$

gdzie:

T_{ei} - jest wartością momentu elektromagnetycznego dla i -tego kąta obrotu wirnika względem stojana.

W tabeli 27 zestawiono uzyskane wartości parametrów geometrycznych obwodu magnetycznego. Natomiast w tabeli 28 zestawiono wyniki obliczeń parametrów całkowitych dla najlepszego rozwiązania, gdzie średnia wartość momentu elektromagnetycznego wzrosła o 35,7%, a pulsacje zmniejszyły się o ponad połowę w stosunku do modelu podstawowego.

Tab. 27: Parametry geometryczne silnika przed i po optymalizacji (dla $k_1 = 0, k_2 = 1$)

	r_1 [mm]	r_2 [mm]	r_3 [mm]	l_z [mm]	α [°]	β [°]
Przed optymalizacją	23	42,5	49,75	6	15	15
Po optymalizacji	30	43,5	49,75	5,5	15	12,5
Zmiana [%]	+30	+2	0	-8	-17	0

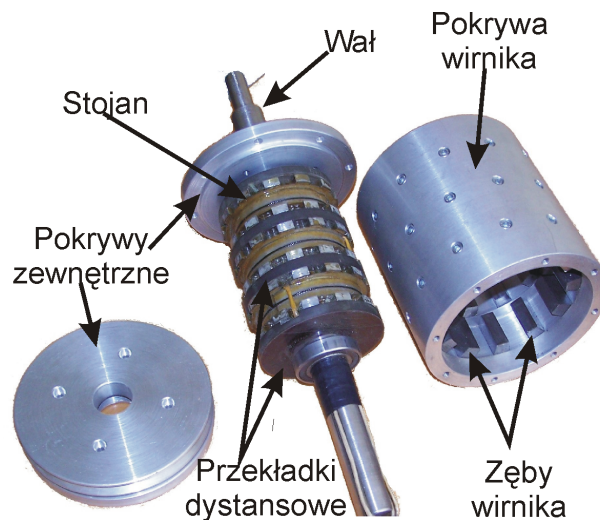
Tab. 28: Zestawienie parametrów całkowitych dla silnika TFM przed i po optymalizacji

	T_{max} [N·m]	T_{min} [N·m]	T_{av} [N·m]	ε [%]	L_{av} [mH]
Przed optymalizacją	3,45	2,17	2,99	42,84	17,72
Po optymalizacji	4,33	3,56	4,06	18,93	17,25
Zmiana [%]	+25,5	+64	+35,7	-55,8	-2,6

Na podstawie uzyskanych wyników, nie można jednoznacznie stwierdzić, że uzyskane rozwiązanie jest najlepszym z możliwych. Wynika to z zasady działania algorytmu ewolucyjnego. Prawdopodobieństwo trafienia w najlepsze rozwiązanie, dla danego problemu, można zwiększyć, zwiększając liczbę generacji, przez co wydłuża się czas procesu optymalizacyjnego. Pomimo tej wady, porównując wyniki obliczeń optymalizacyjnych, dla kilku uruchomień, różnice występujące pomiędzy uzyskanymi parametrami całkowitymi są niewielkie. Prezentowana metoda optymalizacyjna okazała się metodą skuteczną w poszukiwaniu optymalnych wymiarów obwodu magnetycznego silnika TFM.

7.2 Silnik TFM o poprawionych parametrach elektromechanicznych

Dla najlepszego rozwiązania uzyskanego w wyniku optymalizacji zbudowano prototyp silnika TFM, przedstawiony na rysunku 12. Wał przetwornika wykonano z materiału o bardzo małej przenikalności magnetycznej (stal kwasoodporna). W stojanie zastosowano przekładki niemagnetyczne, izolujące poszczególne moduły, o szerokości

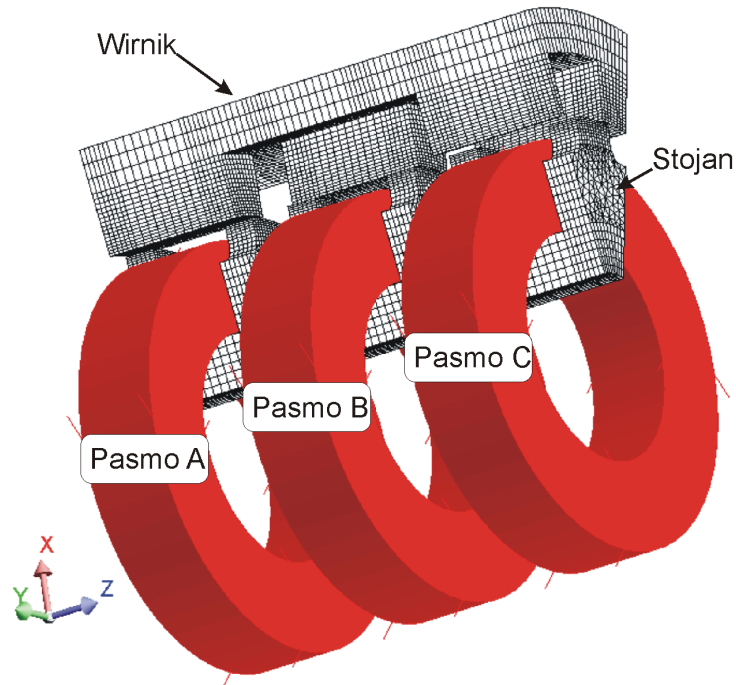


Rys. 12: Prototyp C przełączalnego silnika reluktancyjnego o budowie modułowej z wirnikiem zewnętrznym

jednego centymetra. Pokrywy zewnętrzne i pokrywę wirnika wykonano z materiału niemagnetycznego. Prezentowana konstrukcja wirnika eliminuje dodatkowe wprowadzenie przekładek dystansowych pomiędzy modułami wirnika, tak jak to miało miejsce w prototypie B. Dzięki temu silnik jest bardziej wytrzymały mechanicznie. Moduły

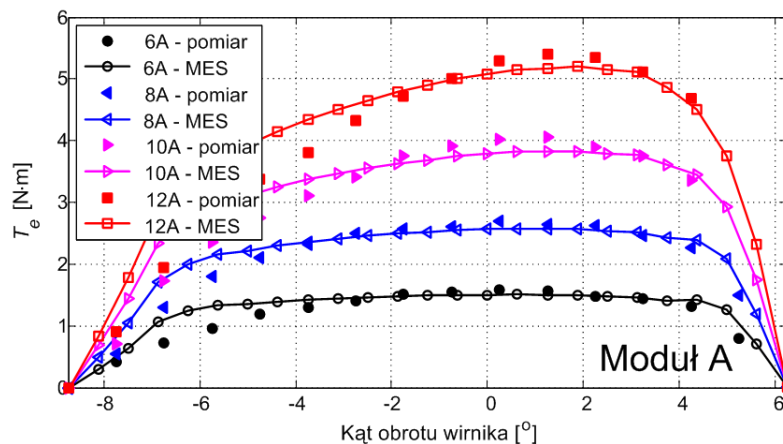
stojana zostały ułożone symetrycznie względem siebie, natomiast zęby wirnika zostały przesunięte względem siebie o dziesięć stopni mechanicznych, co wynika z założonej liczby zębów. Każdy moduł zawiera jedno pasmo uzwojenia w postaci solenoidalnej cewki.

Dla silnika tego zbudowano model połowy. Ze względu na symetrię obrotową przetwornika w obliczeniach ograniczono się do jednej dwunastej obszaru obliczeniowego. Siatkę dyskretyzacyjną składającą się z 85904 węzłów

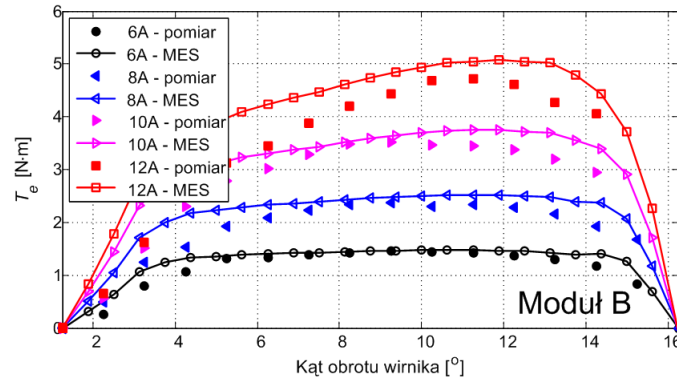


Rys. 13: Siatka dyskretyzacyjna modelu numerycznego silnika TFM

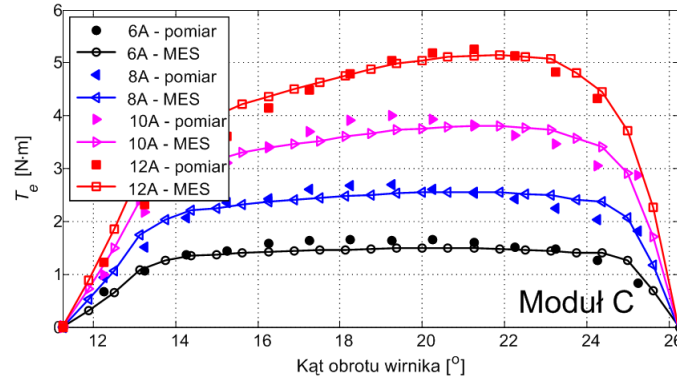
(154434 elementów) przedstawiono na rysunku 13. Zmienność momentu elektromagnetycznego dla poszczególnych modułów pokazano na rysunku 14, 15 i 16. Rozbieżności jakie występują pomiędzy wartościami zmierzonymi i obliczonymi momentu elektromagnetycznego wynikają głównie z uproszczeń założonych w obliczeniach numerycznych. Wartość obliczona momentu jest również mniejsza w stosunku do momentu uzyskanego w procesie optymalizacji. Przyczyną tego jest szczelina powietrzna, która po wykonaniu prototypu okazała się większa w stosunku do wymiarów projektowych.



Rys. 14: Kątowa zmienność momentu elektromagnetycznego dla modułu A



Rys. 15: Kątowa zmienność momentu elektromagnetycznego dla modułu B

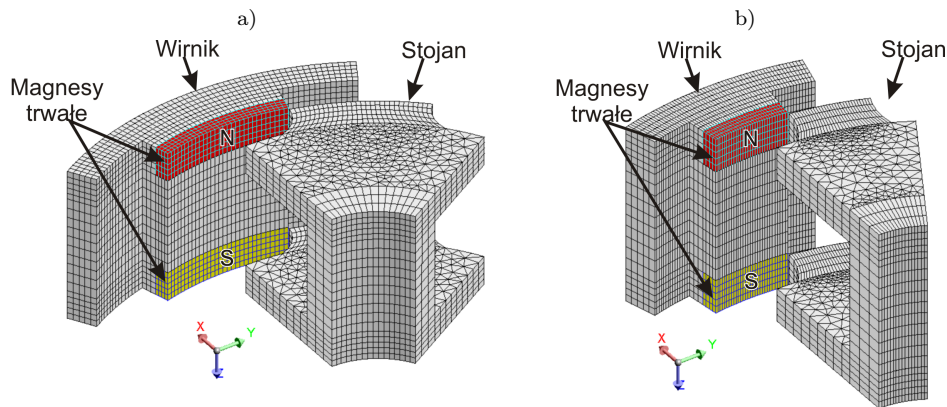


Rys. 16: Kątowa zmienność momentu elektromagnetycznego dla modułu C

8 Analiza rozwiązań konstrukcyjnych silnika TFM z magnesami trwałymi

8.1 Opis wybranych konstrukcji silników

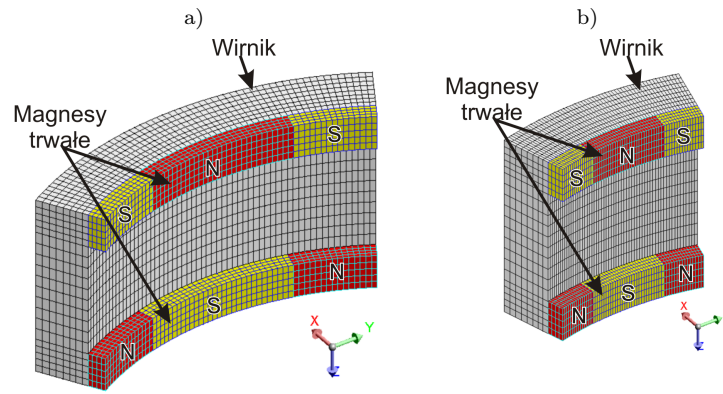
W pracy przedstawiono różne rozwiązania konstrukcyjne silnika TFM z magnesami trwałymi. Modele wybranych silników bazują na dwóch modelach podstawowych silników TFM B_{pod} i C_{pod} . Dodatkowo rozważono dwie grupy



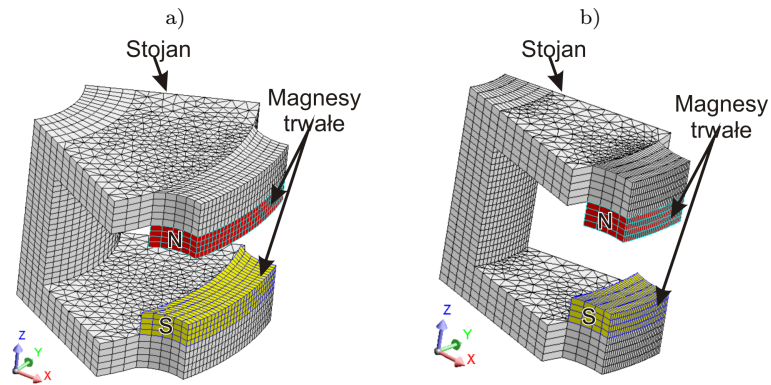
Rys. 17: Trójwymiarowe modele modułu silnika wraz z siatką dyskretyzacyjną: a) dla 1/6 modelu silnika (M_{6a}); b) dla 1/12 modelu silnika (M_{12a})

silników: jednomodułowe, które mogą być stosowane przykładowo jako napęd pomocniczy roweru (silnik montowany bezpośrednio w piaście koła) oraz trójmodułowe. W celu wyznaczenia miary zawartości momentu zaczepowego w momencie użytecznym zdefiniowano następującą zależność:

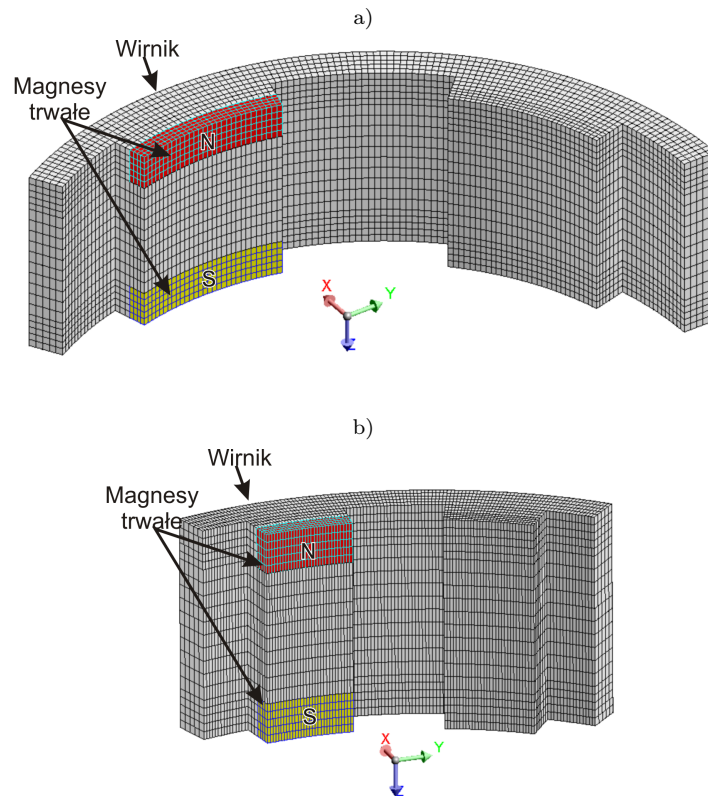
$$\tau = \frac{T_{zmax}}{T_{emax}} \cdot 100\% \quad (8)$$



Rys. 18: Model połowy wirnika dla silnika TFPM a) wersja M_{6b} ; b) wersja M_{12b}



Rys. 19: Model połowy stojana dla silnika TFPM: a) wersja M_{6c} ; b) wersja M_{12c}



Rys. 20: Model połowy wirnika dla wersji silnika: a) wersja M_{6d} ; b) wersja M_{12d}

Strukturę pierwszego modelu M_{6a} przedstawiono na rysunku 17a. W modelu silnika, na zęby wirnika dodatkowo zostały zamontowane magnesy trwałe o odpowiednim kierunku magnetyzacji. Budowa stojana nie uległa zmianie i jest dokładnie taka sama, jak w modelu podstawowym. Wersja silnika M_{6b} charakteryzuje się tym, że na całym obwodzie wirnika zamontowano magnesy trwałe. Kawałki magnesów o rozpiętości zęba wirnika i odpowiednim kierunku wektora magnetyzacji tworzą dwa pierścienie, które są umieszczone nad zębami stojana (rys. 18a). W kolejnym modelu M_{6c} przedstawionym na rysunku 19a, wirnik nie uległ zmianie, jest taki sam jak w modelu podstawowym, natomiast w stojanie zastosowano nabiegunkniki wykonane z magnesu trwałego.

W przedstawionych modelach należy spodziewać się znacznych wartości momentu zaczepowego w stosunku do momentu elektromagnetycznego, co wynika z konstrukcji tych modeli oraz bardzo małej szczeliny powietrznej. Dlatego też wykonano wersje silnika M_{6d} i M_{6e} odpowiadające odpowiednio wersjom M_{6a} i M_{6c} , w których to magnesy trwałe zastosowano na co drugim zębie. Zabieg taki powinien prowadzić do zmniejszenia momentu zaczepowego o połowę, jak również przyczynia się do zmniejszenia kosztów budowy takiej maszyny. Model silnika M_{6d} zilustrowano na rysunku 20a.

Przedstawione modele silników TFM z magnesami trwałymi odnoszą się do modelu z sześcioma zębami w module. Dla porównania wykonano podobne modele silnika lecz o zwiększonej liczbie zębów w module, która wynosi dwanaście. W opisie wersji silnika liczba w indeksie oznacza liczbę zębów modułu, a litera oznacza konkretną strukturę silnika, np. wersja silnika M_{6a} odpowiada wersji M_{12a} , z taką różnicą, że w modelach została przyjęta inna liczba zębów.

8.2 Wyniki obliczeń parametrów całkowych silników z magnesami trwałymi

Wykorzystując program Flux3D dla przedstawionych modeli wykonano szereg obliczeń parametrów całkowych. W modelach zastosowano magnesy trwałe typu NDFE30, gdzie $B_r = 1.1T$ i $H_c = 838kA/m$. W obliczeniach założono stałą temperaturę, dla której przyjęto charakterystykę odmagnesowania magnesu. Obliczenia momentu elektromagnetycznego wykonano przy zasilaniu pasma uzwojenia prądem o natężeniu wynoszącym 12A.

Obliczenia parametrów całkowych, dla różnych rozwiązań konstrukcyjnych silników jednomodułowych i trójmodułowych o liczbie zębów w module wynoszącym sześć, zestawiono w tabelach 29 i 30. Moment zaczepowy w wersji silnika jednomodułowego M_{6a}, M_{6b} oraz M_{6c} jest dość znaczny, o czym świadczą duże wartości współczynnika τ , który w przypadku modelu M_{6a} wynosi 50%. Moment zaczepowy wpływa na właściwości elektromechaniczne, które nie we wszystkich rodzajach napędów mogą być tolerowane. Wartość średnia momentu zaczepowego dla jednego okresu silnika w stanie bezprądowym jest równa zero. Dla najlepszego rozwiązania wartość średnia momentu elektromagnetycznego wzrosła o 80% w stosunku do modelu podstawowego, przy jednoczesnym zmniejszeniu indukcyjności własnej uzwojeń pasma o 27%. Zastosowanie magnesów na co drugim zębie (wersja silnika M_{6d} i M_{6e}) wpływa na zmniejszenie momentu zaczepowego o połowę. Również wzrost wartości średniej momentu elektromagnetycznego zmniejszył się o niespełna 50%.

Tab. 29: Wyniki obliczeń parametrów całkowych dla silnika jednomodułowego (moduł z sześcioma zębami)

Wersja Silnika	T_{max} [N·m]	T_{avp} [N·m]	ΔT_{avp} [%]	T_{zmax} [N·m]	τ [%]	L_{avp} [mH]	ΔL_{avp} [%]
B_{pod}	2,01	1,45	-	0	0	16,5	-
M_{6a}	3,28	2,61	79,61	1,66	50,49	16,13	-2,29
M_{6b}	3,64	2,63	81,52	1,42	38,99	11,99	-27,32
M_{6c}	2,90	2,02	39,28	0,52	18,02	17,31	4,88
M_{6d}	2,56	2,01	38,24	0,83	32,56	16,19	-1,89
M_{6e}	2,39	1,72	18,27	0,26	10,94	17,70	7,24

Tab. 30: Wyniki obliczeń parametrów całkowych dla silnika trójmodułowego (moduł z sześcioma zębami)

Wersja Silnika	T_{max} [N·m]	T_{min} [N·m]	T_{av} [N·m]	ΔT_{av} [%]	T_{zmax} [N·m]	ε [%]	τ [%]	L_{av} [mH]	ΔL_{av} [%]
B_{pod}	2,01	1,27	1,74	-	0	42,71	0	16,54	-
M_{6a}	2,49	0,39	1,39	-19,89	1,19	150,89	47,09	17,19	3,89
M_{6b}	4,50	2,10	3,20	84,20	1,22	75,19	27,10	11,99	-27,53
M_{6c}	2,78	1,17	1,85	6,67	0,42	87,19	15,15	17,88	8,08
M_{6d}	2,21	0,95	1,58	-9,12	0,60	80,19	27,18	16,44	-0,63
M_{6e}	2,59	1,18	1,85	6,88	0,21	75,89	8,20	17,78	7,49

W przypadku silnika trójmodułowego można zaobserwować duży wzrost pulsacji momentu elektromagnetycznego. Najlepsze rozwiązanie również uzyskano dla konstrukcji modułu M_{6b} . Średnia wartość momentu elektroma-

gnetycznego, podobnie jak w przypadku silnika jednomodułowego, wzrosła o 84% a indukcyjność własna uzwojeń pasma zmalała o 27%. Dla pozostałych modeli nie uzyskano tak znacznej poprawy parametrów całkowych silnika, a w przypadku wersji silnika M_{6a} i M_{6d} średnia wartość momentu elektromagnetycznego okazała się mniejsza niż w modelu podstawowym, w którym nie zastosowano magnesów trwałych.

Podobna sytuacja ma miejsce dla rozwiązań konstrukcyjnych silników z dwunastoma zębami w module, gdzie również najlepszy rezultat pod kątem zwiększenia momentu elektromagnetycznego uzyskano dla konstrukcji modułu M_{12b} . Wyniki obliczeń parametrów elektromechanicznych silnika jednomodułowego i trójmodułowego zestawiono w tabelach 31 i 32.

Tab. 31: Wyniki obliczeń parametrów całkowych dla silnika jednomodułowego (moduł z dwunastoma zębami)

Wersja Silnika	T_{max} [N·m]	T_{avp} [N·m]	ΔT_{avp} [%]	T_{zmax} [N·m]	τ [%]	L_{avp} [mH]	ΔL_{avp} [%]
C_{pod}	3,45	2,34	-	0	0	16,45	-
M_{12a}	5,55	4,06	73,48	3,01	54,15	16,75	1,87
M_{12b}	6,75	4,19	79,16	2,71	40,16	12,53	-31,80
M_{12c}	4,76	3,27	39,51	1,01	21,19	17,82	8,38
M_{12d}	4,33	3,19	36,29	1,51	34,88	16,80	2,14
M_{12e}	4,07	2,72	16,25	0,50	12,39	18,19	10,58

Tab. 32: Wyniki obliczeń parametrów całkowych dla silnika trójmodułowego (moduł z dwunastoma zębami)

Wersja Silnika	T_{max} [N·m]	T_{min} [N·m]	T_{av} [N·m]	ΔT_{av} [%]	T_{zmax} [N·m]	ε [%]	τ [%]	L_{av} [mH]	ΔL_{av} [%]
C_{pod}	3,45	2,17	2,99	-	0	42,84	0	17,72	-
M_{12a}	3,44	1,01	2,31	-22,66	1,51	104,69	43,92	17,22	-2,85
M_{12b}	7,04	3,58	5,12	71,19	1,44	67,57	20,52	12,62	-28,80
M_{12c}	4,15	2,15	3,13	4,75	0,57	63,80	13,81	18,12	2,24
M_{12d}	3,20	1,82	2,51	-16,19	0,76	54,96	23,72	17,00	-4,06
M_{12e}	3,79	2,10	2,90	-3,04	0,28	58,30	7,50	18,55	4,69

Różnice jakie występują pomiędzy tymi przebiegami wynikają z kątowej zmienności oporu magnetycznego.

Z przeprowadzonych badań wynika, że zastosowanie magnesów trwałych w obwodzie magnetycznym nie musi wpłynąć na poprawę parametrów elektromechanicznych przetwornika. Przy czym, w przypadku nieznacznej poprawy parametrów całkowych silnika, z punktu widzenia kosztów budowy maszyny, konstrukcja takiego typu silnika może być nieopłacalna.

Dodatkowo w celu poprawy parametrów całkowych danej konstrukcji silnika z magnesami trwałymi, można zastosować algorytm optymalizacyjny, który został przedstawiony w niniejszej pracy. Funkcja celu powinna uwzględniać moment zaczepowy występujący w przetworniku. Należy jednocześnie zauważyć, że czas obliczeń optymalizacyjnych w tym przypadku zwiększy się dwukrotnie, gdyż dla każdego osobnika należy wykonać obliczenia pola magnetycznego przy zadanym wymuszeniu oraz w stanie bezprądowym.

9 Wstęp do analizy polowo-obwodowej silnika TFM

9.1 Wprowadzenie

W rozdziale tym został rozpatrzony model polowo-obwodowy prototypu C silnika. Przedstawiona analiza jest wstępem do dalszych badań stanów przejściowych silnika, występujących w czasie normalnej pracy jak i w stanach awaryjnych. Obecny stan zaawansowania technik symulacji stanów pracy dynamicznej maszyn elektrycznych pozwala na prowadzenie badań w bardzo szerokim zakresie. Zastosowany program Flux3D umożliwia opracowanie modelu polowo-obwodowego z uwzględnieniem trójwymiarowego rozkładu pola magnetycznego. W programie zastosowano procedurę, w której równania obwodu elektrycznego są łączone z równaniami metody elementów skończonych.

Na pracę silnika oraz na przebiegi prądu stojana może mieć wpływ indukcyjność przełączalnej części uzwojenia, szczególnie przy wysokich prędkościach obrotowych, kiedy częstotliwość komutacji jest bardzo duża. Dla zilustrowania wpływu indukcyjności pasma na pracę silnika wzięto pod uwagę dwa przypadki silników, różniących się tylko uzwojeniami: pierwszy z liczbą zwojów 130 ($I_{max} = 12A$), drugi z liczbą zwojów 39 ($I_{max} = 40A$). Zmniejszenie liczby zwojów powoduje jednocześnie zmniejszenie rezystancji oraz indukcyjności pasma. Aby zmienność momentu elektromagnetycznego w funkcji kąta obrotu, w obu przypadkach, była taka sama, przyjęto jednakowe wartości

amperozwojów. W przypadku zmniejszenia liczby zwojów konieczne jest zatem zwiększenie wartości natężenia prądu. Należy przy tym uwzględnić zmianę średnicy zwoju oraz koszty związane z ewentualną zmianą elementów energoelektronicznych. W tabeli 33 zestawiono obliczone parametry całkowite dla wersji silnika C_{pod} , dla różnej liczby zwojów i natężenia prądu. Porównując wyniki obliczeń, uzyskano jedenastokrotnie zmniejszenie indukcyjności pasma silnika. Przedstawiona modyfikacja, w przypadku obliczeń magnetostatycznych, nie wpływa na zmianę wartości momentu elektromagnetycznego. Jednakże w przypadku stanów pracy dynamicznej może mieć bardzo duże znaczenie. Wynika to ze zmiany stałej czasowej uzwojeń, a co za tym idzie prędkości narastania i opadania prądu w uzwojeniach.

Tab. 33: Zestawienie parametrów całkowitych dla silnika TFM dla różnej liczby zwojów

N	I [A]	T_{max} [N·m]	T_{min} [N·m]	T_{av} [N·m]	ϵ [%]	L_{av} [mH]
130	12	3,45	2,17	2,99	42,84	17,72
39	40	3,45	2,17	2,99	42,84	1,60

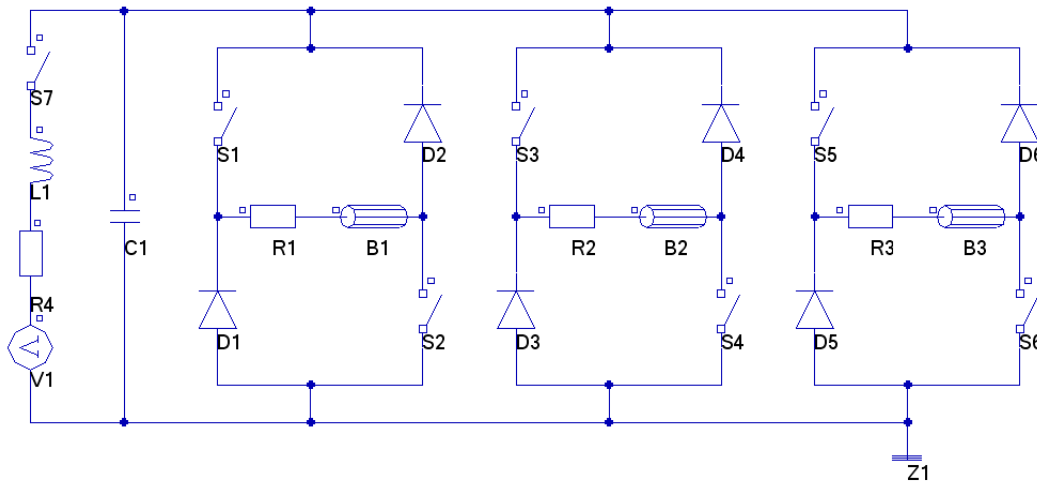
9.2 Zasada pracy układu zasilającego

Silnik TFM wymaga przekształtnika zasilającego odpowiednie pasma, zależnie od położenia wirnika. Obecnie istnieje wiele sposobów realizacji wielopulsowych przekształtnikowych układów zasilających. O wyborze konkretnego układu zasilania decyduje najczęściej możliwość uzyskania największej wartości średniej momentu elektromagnetycznego, która zależy między innymi od zasady działania silnika, liczby pasm i sposobu ich połączenia oraz od przewidywanego sposobu sterowania. W niniejszej pracy wykorzystano układ półmostkowy typu H .

Zastosowany układ składa się z sześciu kluczy tranzystorowych oraz sześciu diod zwrotnych. Przedstawiony układ jest układem unipolarnym o jednokierunkowym prądzie pasmowym.

9.3 Opis modelu polowo-obwodowego w programie Flux3D

Do obliczeń polowo-obwodowych wykorzystano model polowy przedstawiony na rysunku 13 w rozdziale piątym, do którego dołączono zewnętrzny obwód elektryczny. Schemat układu przekształtnikowego zasilającego trójfazowy silnik TFM w programie Flux3D zilustrowano na rysunku 21. W programie tym tranzystory modeluje



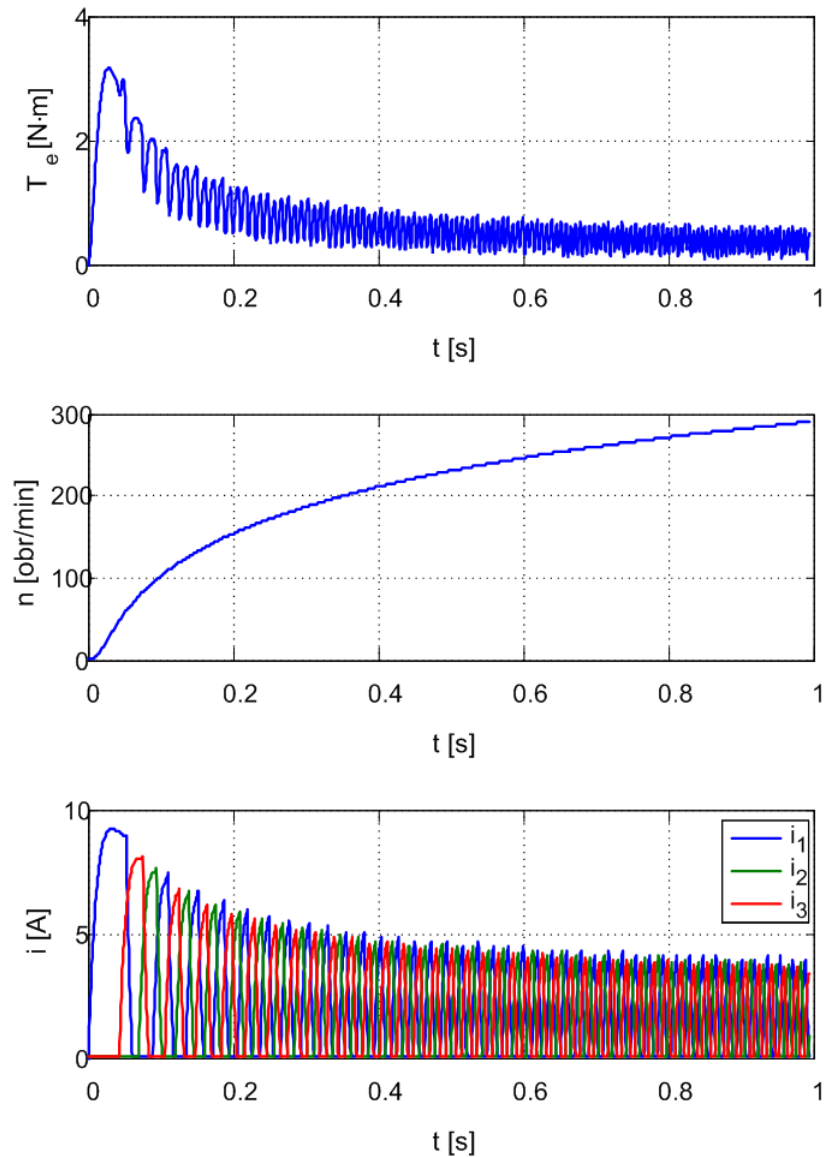
Rys. 21: Schemat układu przekształtnikowego zasilającego trójfazowy silnik TFM w programie Flux3D

się jako łączniki, charakteryzujące się odpowiednimi rezystancjami w stanie wyłączenia i przewodzenia. O stanie danego łącznika decyduje odpowiednio zdefiniowana przez użytkownika formuła.

Elementy B1, B2 i B3 obwodu elektrycznego reprezentują odpowiednie pasma silnika o rezystancji R1, R2 i R3.

9.4 Przykładowe wyniki badań symulacyjnych

Na rysunku 22 przedstawiono przykładowe przebiegi momentu elektromagnetycznego, prędkości obrotowej i prądów pasmowych w czasie rozruchu silnika. Na podstawie przedstawionych obliczeń w stanie pracy ustalonej oraz dla rozruchu silnika w stanie jałowym, można zauważyć istotny wpływ indukcyjności pasma na pracę silnika. Zmniejszenie indukcyjności pasma przyczynia się do jednoczesnego zmniejszenia pulsacji momentu elektromagnetycznego. W czasie rozruchu silnika, w tych samych warunkach i tym samym przedziale czasowym, uzyskuje się dwukrotnie większą prędkość obrotową. Innym czynnikiem, mającym istotny wpływ na przebiegi prądów pasmowych oraz



Rys. 22: Przebiegi czasowe momentu elektromagnetycznego, prędkości obrotowej oraz prądów dla poszczególnych pasm silnika TFM ($N = 130$)

momentu elektromagnetycznego, są kąty załączenia i wyłączenia tranzystorów przekształtnika. W dalszych badaniach autor wykona pełną analizę pracy silnika TFM w stanach ustalonych oraz przejściowych przy wykorzystaniu modelu polowo-obwodowego.

10 Podsumowanie i wnioski

Praca zawiera wyniki badań dotyczących możliwości poprawy konstrukcji obwodu magnetycznego silnika reaktancyjnego ze strumieniem poprzecznym o budowie modułowej. Pierwszym etapem badań było zbudowanie odpowiednich modeli polowych zapewniających dobre odzwierciedlenie zjawisk zachodzących w badanych napędach elektrycznych. Przedstawione konstrukcje silników wymagają stosowania trójwymiarowego modelu polowego. Występująca symetria obrotowa silników pozwala na znaczne ograniczenie obszaru obliczeniowego. Dla potwierdzenia słuszności tego założenia uproszczone zadanie, przeprowadzono szereg doświadczeń numerycznych, uzyskując zadawalające zbieżności wyników.

Ważnym problemem obliczeń polowych, przy użyciu metody elementów skończonych, jest wpływ dyskretyzacji obszaru obliczeniowego na uzyskiwane wyniki symulacji komputerowych oraz koszty obliczeniowe. Analiza dokładności wykorzystanej metody obliczeniowej wykazała poprawność przyjętego modelu matematycznego. Dodatkowym elementem potwierdzającym poprawność założonych modeli polowych, jest weryfikacja pomiarowa na trzech prototypach silnika TFM. Zaproponowane modele polowe, zdaniem autora, dobrze odzwierciedlają zjawiska zachodzące w badanych maszynach elektrycznych.

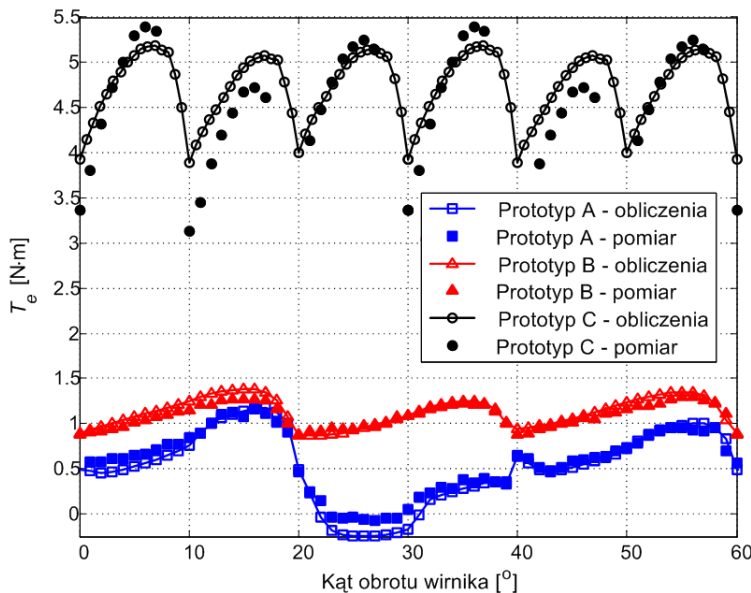
Kolejnym etapem badań była modyfikacja konstrukcji obwodu magnetycznego silnika, umożliwiającą zwiększenie wartości średniej momentu elektromagnetycznego. Rozważono dodatkowo możliwość minimalizacji pulsacji momentu. Ograniczenia zmian konstrukcyjnych, polegające na zachowaniu prostoty technologii produkcji nowego przetwornika elektromechanicznego, wymusiły konieczność stosowania oryginalnych metod. Pierwsza zaproponowana technika poprawy obwodu magnetycznego silnika polegała na wprowadzeniu przekładek dystansujących (niemagnetycznych) pomiędzy modułami. W dalszej kolejności zbadano między innymi wpływ zmian szczeliny powietrznej, rozpiętości zębów stojana i wirnika oraz szerokości zęba stojana na wartości parametrów całkowitych. Na podstawie przeprowadzonych obliczeń wykazano również konieczność zmiany liczby zębów modułu oraz wymiarów obwodu magnetycznego.

Następnym etapem był dobór optymalnych wymiarów obwodu magnetycznego przetwornika. Opracowano sparаметryzowany polowy model modułu silnika TFM, który wykorzystano do obliczeń optymalizacyjnych za pomocą algorytmu ewolucyjnego. W procesie optymalizacji skonstruowano system obliczeniowy, w którym zastosowano program Matlab, Genetic Algorithm and Direct Search Toolbox, program Flux3D oraz autorską bazę danych. Wykonano obliczenia z zastosowaniem dwóch różnych funkcji celu, których zadaniem było znalezienie takich wymiarów obwodu magnetycznego silnika dla którego uzyskano największą wartość średnią momentu elektromagnetycznego, przy jednoczesnym zmniejszeniu jego pulsacji.

W ramach niniejszej pracy, dla najlepszego rozwiązania uzyskanego za pomocą opracowanego algorytmu optymalizacyjnego, zaprojektowano oraz zbudowano prototyp silnika TFM i stanowisko pomiarowe. Wykonano pomiary momentu elektromagnetycznego umożliwiające weryfikację obliczeń. W tabeli 34 porównano wyniki obliczeń dla zbudowanych prototypów silnika TFM. Natomiast na rysunku 23 przedstawiono kątową zmienność momentu elektromagnetycznego wykonanych prototypów z uwzględnieniem przełączeń pasm.

Tab. 34: Porównanie wyników obliczeń dla prototypu A, B i C ($I = 12A$).

	T_{max} [N·m]	T_{min} [N·m]	T_{av} [N·m]	ε [%]	L_{av} [mH]
Prototyp A	1,17	-0,25	0,53	269	19,26
Prototyp B	1,39	0,87	1,13	45,61	16,36
Prototyp C	5,19	3,9	4,74	27,4	21,78



Rys. 23: Kątowa zmienność momentu elektromagnetycznego dla prototypów silników TFM ($I = 12A$)

Przeprowadzona optymalizacja pozwoliła wyznaczyć optymalne parametry konstrukcyjne, które w efekcie dają najlepsze rozwiązanie pod kątem poprawy wartości parametrów elektromechanicznych już na etapie projektowania. Optymalizacja przy wykorzystaniu trójwymiarowej metody MES jest obecnie jeszcze procesem bardzo czasochłonnym. Czas obliczeń nie zależy tylko od zastosowanej metody obliczania pola magnetycznego, ale również od samego obiektu i parametrów algorytmu ewolucyjnego. Jednakże prezentowana metoda optymalizacyjna jest względnie prostym i skutecznym narzędziem do poszukiwania wybranych parametrów modeli numerycznych. Autor dysponował

jednostanowiskową wersją oprogramowania. Obliczenia optymalizacyjne można skutecznie przyspieszyć stosując ich zrównoleglenie.

Kolejnymi analizowanymi konstrukcjami były modele silników z magnesami trwałymi. W wyniku przeprowadzonych badań, dla większości tych modeli, wykazano brak lub niewielkie korzyści wynikające z zastosowania magnesów trwałych. Głównym powodem tego jest koszt magnesów trwałych i problemy związane z budową tego typu maszyn.

Ostatni rozdział pracy poświęcono wstępnym badaniom stanów pracy ustalonej i nieustalonej na podstawie skonstruowanego modelu połowo-obwodowego. Integralną częścią badanego napędu jest układ energoelektronicznego komutatora, zapewniający poprawne działanie badanego silnika elektrycznego. Na podstawie obliczeń, wykazano wpływ indukcyjności pasma na pracę silnika. Prezentowany model połowo-obwodowy charakteryzuje się jednak dużymi kosztami obliczeniowymi, co stanowi podstawę do opracowania modelu matematycznego. Będzie to przedmiotem dalszych badań autora. Dodatkowo autor przeprowadzi analizę możliwości poprawy parametrów elektromagnetycznych poprzez zmianę wartości kątów załączenia i wyłączenia tranzystorów.

Na podstawie przedstawionego materiału obliczeniowego oraz pomiarów wykonanych na modelach fizycznych silnika TFM można stwierdzić, że teza naukowa pracy została udowodniona.

Skonstruowane modele numeryczne silnika, pozwalające na rozwiązywanie zagadnień połowych oraz obwodowych stanowią istotne elementy wspomagające projektowanie tego typu maszyn.

W wyniku badań opracowano metodykę projektowania i optymalizacji konstrukcji obwodu magnetycznego maszyn elektrycznych ze strumieniem poprzecznym.

Publikacje własne autora

- [1] Jagieła M., Kowol M., Młot A.: *Modelowanie pola elektromagnetycznego przy wymuszeniu napięciowym na przykładzie jednofazowego dławika małej mocy*, Studencki ruch naukowy - wyzwania XXI wieku, Materiały Międzynarodowej Konferencji Studenckich Kół Naukowych, Nauki Ścisłe, Siedlce 2002, s. 141-145.
- [2] Jagieła M., Kowol M., Młot A.: *Obliczanie stanów nieustalonych metodami połowo - obwodowymi na przykładzie dławika małej mocy*, Zeszyty Naukowe Politechniki Opolskiej, Elektryka, z.52, Opole 2002, s. 115-124.
- [3] Jagieła M., Kowol M., Młot A.: *Zastosowanie Algorytmu Ewolucyjnego do estymacji parametrów modelu matematycznego transformatora*, Przegląd Elektrotechniczny, No 1, 2004, s. 58-61.
- [4] Kołodziej J., Kowol M.: *Zastosowanie programu Flux3D do analizy stanów pracy transformatora*, Zeszyty Naukowe Politechniki Opolskiej, Elektryka, z.58, Opole, 2007, s. 113-122.
- [5] Kowol M.: *Analiza pracy przelączalnego silnika reluktancyjnego z wirnikiem zewnętrznym*, Zeszyty Naukowe Politechniki Opolskiej, Elektryka, z.59, Opole 2007, (I Środowiskowe Warsztaty Doktoranckie) (w druku).
- [6] Kowol M.: *Obliczanie momentu elektromagnetycznego modułowego silnika reluktancyjnego z wirnikiem zewnętrznym*, VII Międzynarodowe Warsztaty Doktoranckie, OWD 2005, vol. 2, s. 291-296 - (**IEEE Best Paper Award - Second Prize**).
- [7] Kowol M.: *Optymalizacja obwodu magnetycznego silnika TFM za pomocą algorytmu ewolucyjnego*, IX Międzynarodowe Warsztaty Doktoranckie, OWD 2007, vol. 2, s. 233-238 - (**Distinguished Paper Award - funded by the Dean of Electrical Engineering Faculty at Silesian University of Technology in Gliwice**).
- [8] Kowol M.: *Zastosowanie 3D metody elementów skończonych do obliczeń parametrów elektromechanicznych silnika reluktancyjnego z wirnikiem zewnętrznym*, I Studenckie Sympozjum Naukowe Elektrodynamika, Maj 11-12, Opole, 2007, s. 39-42.
- [9] Kowol M., Młot A.: *Doświadczenia z użytkowania programu Flux3d na przykładzie bezszczotkowych silników prądu stałego*, Zeszyty Naukowe Politechniki Opolskiej, Informatyka, z. 2, Opole 2005, s. 139-150.
- [10] Kowol M., Młot A.: *Porównanie efektywności algorytmów deterministycznych i ewolucyjnych w zastosowaniu do estymacji parametrów transformatora 1-fazowego*, Zeszyty Naukowe Politechniki Opolskiej, Elektryka, z.54, Opole 2004, s. 43-53.
- [11] Łukaniszyn M., Kowol M.: *Analiza pracy modułowego silnika reluktancyjnego z wirnikiem zewnętrznym*, XLI Międzynarodowe Sympozjum Maszyn Elektrycznych, SME'2005, Opole - Jarnołtówek, 2005, s. 97-101.
- [12] Łukaniszyn M., Kowol M.: *Analiza pracy modułowego silnika reluktancyjnego z wirnikiem zewnętrznym*, Śląskie Wiadomości Elektryczne. Rok XII, Nr 4, 2005 (63), s. 58-64.

- [13] Łukaniszyn M., Kowol M.: *Wpływ zmian konstrukcyjnych na parametry elektromechaniczne silnika reluktancyjnego z wirnikiem zewnętrznym*, XLII Międzynarodowe Sympozjum Maszyn Elektrycznych, SME'2006, Kraków, 2006, s. 115-118.
- [14] Łukaniszyn M., Kowol M.: *Wpływ zmian konstrukcyjnych na parametry elektromechaniczne silnika reluktancyjnego z wirnikiem zewnętrznym*, Przegląd Elektrotechniczny, Vol. LXXXII, No. 11, Sigma-NOT, 2006, pp. 43-45.
- [15] Łukaniszyn M., Kowol M.: *Optymalizacja obwodu magnetycznego silnika reluktancyjnego modułowego z wirnikiem zewnętrznym*, XLIII Międzynarodowe Sympozjum Maszyn Elektrycznych, SME'2007, Poznań, 2007, s.191-194.
- [16] Łukaniszyn M., Kowol M.: *Optimization of magnetic circuit of a modular reluctance motor with an outer rotor*, Poznań University of Technology Academic Journals, Electrical Engineering, (w druku).
- [17] Łukaniszyn M., Kowol M. Młot A.: *Estymacja parametrów modelu matematycznego transformatora 1-fazowego*, XL Międzynarodowe Sympozjum Maszyn Elektrycznych, SME'2004, Hajnówka, 2004, s. 446-451.
- [18] Wróbel K., Kowol M.: *Estymacja charakterystyki magnesowania silnika SRM za pomocą algorytmu ewolucyjnego przy użyciu trójwymiarowej metody elementów skończonych*, XI Konferencja Zastosowania Komputerów w Elektrotechnice, ZKwE'2006, Poznań, 10-12 kwietnia 2006, s. 277-278.