

Politechnika Świętokrzyska

Wydział Elektrotechniki, Automatyki i Informatyki

ROZPRAWA DOKTORSKA

mgr inż. Paweł Strączyński

ANALIZA WPŁYWU WYBRANYCH ZMIAN OBWODU MAGNETYCZNEGO NA PARAMETRY SILNIKA KOMUTATOROWEGO Z MAGNESAMI TRWAŁYMI

Promotor: dr hab. inż. Sebastian Rożowicz, prof. PŚk

Promotor pomocniczy: dr hab. inż. Zbigniew Goryca

Kielce 2024

*Pracę dedykuję **śp. Profesorowi Krzysztofowi Ludwinkowi***

Składam serdeczne podziękowania Promotorom

*Panu **dr hab. inż. Sebastianowi Różowiczowi, prof. PŚk***

oraz

*Panu **dr hab. inż. Zbigniewowi Gorycy***

a także

*pracownikom firmy **PERFOPOL Sp. z o.o.***

za wszelką pomoc oraz poświęcony czas.

Spis treści

Wykaz ważniejszych oznaczeń	9
Rozdział 1. Wprowadzenie	13
1.1. Wstęp	13
1.2. Stan wiedzy i uzasadnienie podjęcia tematu rozprawy	16
1.3. Teza i cel pracy	17
1.4. Zakres i omówienie zawartości pracy	19
Rozdział 2. Uproszczony opis analizowanych zjawisk	23
2.1. Obwody magnetyczne silników z magnesami trwałymi	23
2.1.1. Silniki komutatorowe z magnesami trwałymi	24
2.1.2. Silniki bezszczotkowe prądu stałego	27
2.1.3. Bezszczotkowe silniki synchroniczne	29
2.2. Moment elektromagnetyczny maszyny z magnesami trwałymi i zjawisko momentu zaczepowego	31
2.3. Matematyczny opis pola elektromagnetycznego silnika	34
2.4. Analiza oddziaływania pól elektromagnetycznych w maszynach elektrycznych z wykorzystaniem metody elementów skończonych	38
2.5. Polowo-obwodowy model silnika DC	42
Rozdział 3. Rozwiązania konstrukcyjne w zakresie ograniczania momentu zaczepowego	47
3.1. Stosowanie skosu	47
3.1.1. Skos zębów stojana/wirnika	47
3.1.2. Skos i pseudoskos magnesów	49

3.2.	Redukcja szerokości otwarcia żłobka	50
3.2.1.	Kliny magnetyczne	50
3.2.2.	Stojan o budowie mostowej	51
3.3.	Modyfikacje wirnika/stojana z magnesami trwałymi	53
3.3.1.	Niesymetryczne rozłożenie magnesów	53
3.3.2.	Modyfikacja kształtu magnesów	53
3.3.3.	Dobór rozpiętości kątowej magnesów	54
3.3.4.	Dobór niecałkowitej liczby żłobków do liczby magnesów	55
3.4.	Zmiana szerokości szczeliny powietrznej	56
3.5.	Zmiana kierunku magnetyzacji magnesów trwałych	57
3.5.1.	Magnesowanie promieniowe i równoległe	57
3.5.2.	Magnesowanie w układzie Halbacha	58
Rozdział 4. Modele polowe i polowo-obwodowe oraz wyniki badań symulacyjnych		59
4.1.	Klasyczna konstrukcja silnika komutatorowego z magnesami ferrytowymi (magnesy w kształcie wycinka pierścienia) - silnik A . . .	59
4.1.1.	Modele polowe i polowo-obwodowe silnika A	59
4.1.2.	Wyniki obliczeń silnika A	65
4.2.	Konstrukcja silnika komutatorowego prądu stałego z prostopadłościnnymi magnesami neodymowymi - silnik B	75
4.2.1.	Modele polowo-obwodowe silnika B	77
4.2.2.	Wyniki obliczeń dla modeli polowo-obwodowych dla prototypów silnika B	81
Rozdział 5. Opis stanowisk pomiarowych		91
5.1.	Przegląd przyrządów do wyznaczania wartości momentu zaczepowego .	91
5.2.	Stanowisko pomiarowe do wyznaczania momentu zaczepowego	95
5.3.	Stanowisko pomiarowe do wyznaczania generowanego momentu i sprawności maszyny	99
5.4.	Wyznaczanie indukcyjności i rezystancji uzwojenia twornika	101
Rozdział 6. Badania eksperymentalne		107
6.1.	Klasyczna konstrukcja silnika komutatorowego z magnesami ferrytowymi (magnesy w kształcie wycinka pierścienia) - silnik A . . .	107
6.1.1.	Model fizyczny	107

6.1.2. Wyniki pomiarów - silnik A	110
6.2. Konstrukcja silnika komutatorowego prądu stałego z prostopadłościen- nymi magnesami neodymowymi - silnik B	112
6.2.1. Model fizyczny	112
6.2.2. Wyniki pomiarów - silnik B	113
Rozdział 7. Porównanie wyników badań i obliczeń dla analizowanych konstrukcji silników	119
7.1. Porównanie danych znamionowych, pomiarów oraz wyników symulacji dla maszyny A	119
7.2. Porównanie wyników obliczeń połowo-obwodowych z pomiarami prototypów maszyn wzbudzanych magnesami neodymowymi, prostopadłościenne - silnik B	121
7.3. Porównanie parametrów maszyn A i B	124
Rozdział 8. Podsumowanie, wnioski i udowodnienie tezy	129
Bibliografia	133
Dodatek A. Rysunki techniczne prototypowych maszyn	145
Dodatek B. Skrypty obliczeniowe w języku MATLAB do automatyzacji obliczeń w programie FEMM	147

Wykaz ważniejszych oznaczeń

Symbole i indeksy

$ B $	-	składowa normalna indukcji magnetycznej
i	-	natężenie prądu
i_a	-	prąd twornika
I_{aN}	-	znamionowy prąd twornika
i_d	-	prąd przesunięcia
L_a	-	indukcyjność twornika
L_{coil}	-	indukcyjność części uzwojenia między wycinkami komutatora
U_{bemf}	-	siła elektromotoryczna indukowana w uzwojeniu twornika
U_s	-	napięcie zasilania
p	-	liczba par biegunów
Q	-	liczba żłobków
q	-	ładunek
P_e	-	moc elektryczna silnika
P_{mech}	-	moc mechaniczna
P_g	-	moc generatora
R_a	-	rezystancja twornika
R_{aN}	-	rezystancja twornika przy prądzie znamionowym

R_{coil}	- rezystancja części uzwojenia miedzy wycinkami komutatora
R_{μ}	- reluktancja obwodu magnetycznego
$R_{\mu\delta}$	- reluktancja szczeliny powietrznej
T_{cogg}	- moment zaczepowy
T_e	- moment elektromagnetyczny
T_{load}	- moment użyteczny
z	- liczba zębów
α	- okres zmienności momentu zaczepowego
ε_0	- przenikalność elektryczna próżni
μ_0	- przenikalność magnetyczna próżni
η_g	- sprawność generatora
η_m	- sprawność silnika
ΔP_N	- znamionowe straty mocy
ΔP_{cuN}	- straty mocy w uzwojeniach obwodu twornika
ΔP_{FeN}	- straty mocy w żelazie
ΔP_{mech}	- straty mocy mechaniczne - tarcie łożysk i szczotek
Φ	- strumień magnetyczny w szczelinie powietrznej
Φ_B	- strumień indukcji magnetycznej
Φ_E	- strumień indukcji elektrycznej
ρ	- gęstość ładunku
σ	- przewodność właściwa
τ_a	- stała czasowa obwodu twornika
Θ	- kąt przemieszczenia wirnika
ϑ_{sk}	- kąt skosu wirnika/stojana
$\vec{B}$	- wektor indukcji magnetycznej
$\vec{D}$	- wektor indukcji elektrycznej
$\vec{E}$	- wektor natężenia pola elektrycznego
$\vec{F}$	- wektor siły
$\vec{F}_L$	- wektor siły Lorentza

-
- $\vec{H}$ - wektor natężenia pola
 $\vec{J}$ - wektor gęstości prądu
 $\vec{l}$ - długość przewodu w polu magnetycznym
 $\vec{S}$ - wektor powierzchni
 $\vec{v}$ - wektor prędkości ładunku

Skróty i skrótownice

- BLDCM - silnik bezszczotkowy prądu stałego
BLSM - silnik synchroniczny z magnesami trwałymi
CAE - (*ang. Computer-Aided Engineering*) - inżynieria wspomagana komputerowo
MEB - metoda elementów brzegowych
MES - metoda elementów skończonych
MRS - metoda różnic skończonych
NdFeB - (*łac. Neodymium-Ferrum-Borum*) - neodym-żelazo-bor
NWW - najmniejsza wspólna wielokrotność
PM - (*ang. Permanent Magnet*) - magnes trwały
PMSM - (*ang. Permanent Magnet Synchronous Motor*) - silnik synchroniczny z magnesami trwałymi
REE - (*ang. rare-earth elements*) - pierwiastki ziem rzadkich
SEM - siła elektromotoryczna
SmCo - (*łac. Samarium-Cobaltum*) - samar-kobalt

Rozdział 1

Wprowadzenie

1.1. Wstęp

Obecnie ponad połowę wyprodukowanej energii elektrycznej zużywają silniki elektryczne. Dynamiczny rozwój takich branż jak automatyka czy robotyka z pewnością sprawi, że udział ten z roku na rok będzie coraz większy. W przemyśle napędy z silnikami elektrycznymi stanowią coraz większą grupę wśród wszystkich urządzeń wykonawczych. Urządzenia z napędem elektrycznym znajdują przede wszystkim zastosowanie tam, gdzie wymagana jest duża dokładność pozycjonowania m.in. w robotach przemysłowych, pozycjonerach, przenośniach, siłownikach elektrycznych. Coraz większe problemy kadrowe na rynku pracy, rosnące koszty niskow kwalifikowanej siły roboczej, ale także coraz wyższe wymagania jakościowe w zakładach produkcyjnych powodują, że zapotrzebowanie przemysłu na silniki elektryczne o coraz lepszych parametrach stale rośnie. Chociaż bez wątpienia poziom uprzemysłowienia stanowi o stopniu wykorzystania maszyn elektrycznych, to rosnące wykorzystanie napędów opartych o silniki elektryczne nie jest jedynie domeną środowiska przemysłowego. Podobny trend widoczny jest w urządzeniach gospodarstwa domowego, elektronarzędziach czy branży elektromobilności m.in. w samochodach elektrycznych i hybrydowych [16] czy pojazdach lekkich takich jak hulajnogi oraz

rowery elektryczne. Rozwój technologiczny wymuszana nieustanny wzrost zapotrzebowania na maszyny elektryczne o dużej sprawności, gęstości energii i niskich kosztach produkcji.

Już pod koniec XX wieku powstało tysiące prac poświęconych opracowaniu maszyn o stale ulepszanych parametrach. Projektowanie konstrukcji o coraz wyższej sprawności, gęstości mocy oraz coraz lepszych właściwościach dynamicznych stało się priorytetem dla ówczesnych i obecnych badaczy. Szczególną grupą maszyn, zyskującą stale na popularności i wydającą się doskonale spełniać coraz większe w tym względzie wymagania są maszyny z magnesami trwałymi. Chociaż silniki o wzbudzeniu magnetoelektrycznym znane były już w wieku XIX, to dopiero pod koniec wieku XX zauważyć można prawdziwą dominację maszyn tego typu. Rozwój ten zapewne nie mógłby się dokonać bez postępów technologii wytwarzania wysokoenergetycznych magnesów ze spieków ziem rzadkich (NdFeB, SmCo) czy ewolucji branży energoelektronicznej. Na przełomie ostatnich kilkudziesięciu lat maszyny elektryczne o wzbudzeniu magnetoelektrycznym ewoluowały od prostych silników prądu stałego z magnesami ferrytowymi po zaawansowane technologicznie silniki PMSM oraz BLDCM o komutacji elektronicznej i wzbudzeniu od magnesów neodymowych. Silniki z magnesami trwałymi mają bez wątpienia wiele zalet. Wymienić można tu:

- wysoką sprawność – w całym zakresie prędkości obrotowej,
- dużą gęstość mocy w przeliczeniu na całkowitą masę,
- dobre właściwości dynamiczne,
- niewielkie wymiary w porównaniu do silników indukcyjnych i klasycznych silników prądu stałego o wzbudzeniu elektromagnetycznym [31, 102, 10].

Chociaż szereg zalet silników z magnesami trwałymi zapewnił to, że są one coraz chętniej stosowane, to należy pamiętać że maszyny te nie są pozbawione wad. Słabymi stronami maszyn z magnesami trwałymi są przede wszystkim:

- wysoka cena - na którą wpływ ma: koszt produkcji magnesów, bardziej skomplikowana konstrukcja, złożony układ sterowania (w przypadku maszyn PMSM, BLSM i BLDC),
- pogarszające się wraz ze wzrostem temperatury oraz upływem czasu parametry magnesów trwałych [51],
- ryzyko rozmagnesowania magnesów w przypadku zwarcia uzwojeń,
- występowanie momentu zaczepowego [8, 98, 76, 115, 13].

Szczególnie duże znaczenie podczas projektowania maszyn elektrycznych o wzbudzeniu magnetoelektrycznym ma takie kształtowanie obwodu magnetycznego, aby zredukować wartość momentu zaczepowego. Moment zaczepowy to negatywne zjawisko powstałe wskutek współdziałania pola magnetycznego pochodzącego od magnesów trwałych ze stojanem o nierównomiernej szczelinie powietrznej [73]. Moment zaczepowy jest jednym z czynników powstawania wibracji i hałasu. Przyczynia się do występowania pulsacji momentu elektromagnetycznego, która to wpływa na dokładność pozycjonowania i płynność działania napędów wykorzystujących maszyny o wzbudzeniu magnetoelektrycznym - jest bowiem ona zależna wszelkiego rodzaju drgań wywołanych zarówno na drodze mechanicznej jak i elektromagnetycznej całego układu napędowego. W elektrowniach wiatrowych amplituda momentu zaczepowego determinuje warunki rozruchu, a więc prędkość wiatru przy której generator będzie mógł się obracać.

Aktualnie zainteresowania badaczy na całym świecie koncentrują się na projektowaniu i redukcji momentu zaczepowego w maszynach o komutacji elektronicznej tj. BLDC oraz PMSM. Problem występowania momentu zaczepowego w maszynach komutatorowych z magnesami trwałymi nie jest w literaturze szerzej poruszany. Silniki komutatorowe z magnesami trwałymi w przeciwieństwie do silników bezszczotkowych prądu stałego (BLDC) oraz silników synchronicznych z magnesami trwałymi (PMSM) nie wymagają skomplikowanego układu sterowania i dodatkowo ze względu na prostszą konstrukcję są często najtańszym i najbardziej ekonomicznym rozwiązaniem [29]. Wadą

silników z mechanicznym komutatorem jest bez wątpienia konieczność okresowej wymiany szczotek, konserwacji komutatora oraz czyszczenia silnika z pyłu powstałego w wyniku ścierania się szczotek. Mimo wad w wielu aplikacjach zastosowanie silników z komutacją mechaniczną wciąż jest pożądane. Temat analizy wpływu konstrukcji obwodu magnetycznego na parametry maszyny, w tym na moment zaczepowy występujący w silniku komutatorowym z magnesami trwałymi jest tematem aktualnym i nie poruszonym do tej pory w szerszym zakresie.

1.2. Stan wiedzy i uzasadnienie podjęcia tematu rozprawy

Zjawisko momentu zaczepowego jak i metody jego minimalizacji są w literaturze (zarówno tej krajowej jak i światowej) bardzo szeroko poruszane. Naukowcom i konstruktorom znanych jest wiele metod które pozwalają ograniczać wartość momentu zaczepowego maszyny z magnesami trwałymi. Do najbardziej rozpowszechnionych, najszerzej opisanych w literaturze i zarazem dających najlepsze efekty metody redukcji momentu zaczepowego w maszynach wzbudzanych magnesami należy zaliczyć:

- stosowanie skosu zębów stojana/wirnika [57, 75, 41, 114, 115, 76, 22],
- stosowanie skosu lub pseudoskosu magnesów [58, 101, 54, 115, 76, 8, 47, 58],
- redukcja szerokości otwarcia żłobka przez zastosowanie klinów magnetycznych [115, 70, 105],
- stosowanie stojana (w maszynach BLDC) o zamkniętych żłobkach od strony szczeliny powietrznej – tzw. stojana o budowie mostowej [76, 70],
- dobór odpowiedniej rozpiętości kątowej magnesów [70, 107],
- dobór niecałkowitej liczby żłobków do liczby magnesów [111, 33],
- modyfikacja kształtu magnesów [70, 115, 73, 112, 55],
- niesymetryczne rozłożenie magnesów [37, 36, 69, 120],
- dobór odpowiedniej szerokości szczeliny powietrznej [70, 76, 98],

- stosowanie różnych rodzajów magnesowania magnesów trwałych w tym magnesowania w tzw. układzie Hallbacha [98, 70, 113, 108, 78].

Omówieniu każdej z wymienionej wyżej metod poświęcono rozdział 3 niniejszej pracy. Przeważająca większość z przytaczanych wyżej prac skoncentrowana jest na maszynach bezszczotkowych, zarówno tych prądu stałego jak i przemiennego. Silniki komutatorowe w badaniach metod minimalizacji momentu zaczepowego były dotąd w dużej mierze pomijane.

Jak główny powód takiego stanu rzeczy można domniemywać to, że większości maszyn komutatorowych wykorzystuje w obwodzie wzbudzenia tanie magnesy ferrytowe – formowane w procesie produkcji najczęściej w kształcie wycinka pierścienia [59]. Maszyny z magnesami ferrytowymi mają znacznie mniejszą wartość indukcji w szczelinie (w porównaniu do maszyn z magnesami neodymowymi) przez co wartość momentu zaczepowego ma w ich przypadku zdecydowanie mniejszą wartość. Zasadnym wydawać by się mogło zastąpienie magnesów ferrytowych neodymowymi, co pozwoliłoby zwiększyć gęstość mocy, a za tym zmniejszyć gabaryty całej maszyny. Bariere stanowi tu jednak cena – magnesy neodymowe spiekane w kształcie wycinka pierścienia są blisko trzykrotnie droższe od magnesów neodymowych prostopadłościennych o tej samej masie. Pewnym rozwiązaniem tego problemu może być zastosowanie tańszych, prostopadłościennych magnesów w obwodzie wzbudzenia takiej maszyny – jak przedstawiono w pracy [38]. Motywacją do podjęcia rozprawy jest zatem przeprowadzenie analizy wpływu konstrukcji obwodu magnetycznego w silniku o wzbudzeniu od magnesów trwałych prostopadłościennych na parametry maszyny, w tym na wartość momentu zaczepowego.

1.3. Teza i cel pracy

Mając na uwadze powyższe postawiono cel pracy:

Analiza możliwości i korzyści wynikających z zastąpienia magnesów ferrytowych w maszynie komutatorowej o klasycznej budowie

magnesami neodymowymi prostopadłościennymi oraz ocena wpływu wybranych zmian obwodu magnetycznego na parametry tej maszyny.

Realizacja celu pracy pozwoli na weryfikację postawionej tezy:

Odpowiedni dobór parametrów konstrukcyjnych silnika o wzbudzeniu od magnesów neodymowych prostopadłościennych pozwoli na zwiększenie momentu elektromagnetycznego przy równoczesnej redukcji jego wymiarów i masy względem silnika o klasycznej budowie wzbudzanego magnesami ferrytowymi bez zwiększania poziomu tętnień tego momentu.

W celu dowodu tezy oraz realizacji celu pracy postawiono następujące cele pośrednie:

- przegląd metod minimalizacji momentu zaczepowego w maszynach o wzbudzeniu magnetoelektrycznym,
- analiza możliwości wykorzystania metod polowych i polowo-obwodowych do obliczeń pola elektromagnetycznego w badanych maszynach,
- przegląd literatury w zakresie metod i przyrządów do wyznaczania momentu zaczepowego w maszynach elektrycznych,
- budowa zautomatyzowanego stanowiska pomiarowego do wyznaczania momentu zaczepowego,
- opracowanie modeli polowych i polowo-obwodowych silnika prądu stałego komutatorowego wzbudzanego magnesami ferrytowymi w kształcie wycinka pierścienia - silnik A,
- analiza porównawcza wyników obliczeń uzyskanych dla modeli opracowanych w różnych programach MES oraz dla modeli o różnej złożoności obliczeniowej - wybór środowiska obliczeniowego i poziomu złożoności modeli w dalszych badaniach,

- weryfikacja pomiarowa parametrów opracowanych modeli w oparciu model fizyczny,
- opracowanie modeli polowo-obwodowych maszyny komutatorowej wzbudzonej magnesami neodymowymi prostopadłościennymi - silnik B,
- analiza wpływu parametrów konstrukcyjnych badanego silnika na jego właściwości elektromechaniczne,
- weryfikacja pomiarowa modeli obliczeniowych na zbudowanych prototypach maszyn,
- porównanie badanych konstrukcji maszyn - A i B.

1.4. Zakres i omówienie zawartości pracy

Rozdział 1 - Wprowadzenie

Rozdział zawiera wprowadzenie do tematyki rozprawy. Przedstawiono w nim stan wiedzy oraz motywację do podjęcia tematu. Sprecyzowano cel pracy oraz cele pośrednie pozwalające na weryfikację postawionej tezy.

Rozdział 2 - Uproszczony opis analizowanych zjawisk

W rozdziale dokonano przeglądu silników o wzbudzeniu magnetoelektrycznym. Omówiono powstawanie momentu elektromagnetycznego oraz zjawisko momentu zaczepowego na przykładzie maszyny komutatorowej wzbudzonej magnesami trwałymi. Przedstawiono matematyczny opis wykorzystywany w modelowaniu rozkładu pól elektromagnetycznych. Omówiono metodę elementów skończonych w modelowaniu i analizie układów elektromechanicznych. Zaprezentowano modelowanie maszyny komutatorowej o wzbudzeniu magnetoelektrycznym metodą polowo-obwodową.

Rozdział 3 - Rozwiązania konstrukcyjne w zakresie ograniczania momentu zaczepowego

Rozdział zawiera przegląd najpopularniejszych metod konstrukcyjnego ograniczania momentu zaczepowego.

Rozdział 4 - Modele polowe i polowo-obwodowe oraz wyniki badań symulacyjnych

W rozdziale przedstawiono opracowane modele polowe i polowo-obwodowe oraz wyniki badań symulacyjnych. Dla silnika o budowie klasycznej (magnesy ferrytowe w kształcie wycinka pierścienia) jednego z polskich producentów maszyn (zwanego w dalszej części pracy silnikiem A) opracowano modele polowe i polowo-obwodowe. Dla opracowanych modeli symulacyjnych silnika A przeprowadzono analizę wpływu złożoności obliczeniowej modelu na zgodność wyników z pomiarami. Ponadto porównano obliczenia wykonane w oprogramowaniu komercyjnym oraz *open-source*, a także dla modelu dwu- i trójwymiarowego. W dalszej części pracy przedstawiono pomysł konstrukcji stojana maszyny komutatorowej w którym to klejone do wewnętrznej strony obudowy magnesy ferrytowe zastąpiono prostopadłościnnymi magnesami neodymowymi umieszczonymi w pakietowanym stojanie. Omówiono zalety tego rozwiązania oraz potencjalne zagrożenia. Następnie przedstawiono modele polowo-obwodowe maszyny opracowane w oparciu o przedstawioną koncepcję. Badania symulacyjne miały na celu analizę wpływu parametrów konstrukcyjnych obwodu magnetycznego maszyny na jego parametry elektromechaniczne. Przedstawione w rozdziale badania obejmowały analizę wpływu rozmieszczenia magnesów w stojanie silnika, liczby żłobków w wirniki (całkowity i niecałkowity stosunek liczby żłobków do liczby par biegunów) oraz grubości szczeliny powietrznej. Opracowano modele polowo-obwodowe maszyny w czterech wariantach, a otrzymane wyniki badań symulacyjnych porównano.

Rozdział 5 - Opis stanowiska pomiarowego

W rozdziale piątym przedstawiono sposób przeprowadzonych pomiarów laboratoryjnych. Rozdział zaczyna się od przeglądu metod oraz przyrządów i stanowisk pomiarowych stosowanych do wyznaczania momentu zaczepowego. Pod uwagę wzięto zarówno rozwiązania komercyjne jak i przyrządy opracowane na uczelniach i w instytutach badawczych. W oparciu o przeprowadzoną analizę stosowanych rozwiązań zaproponowano koncepcje oraz fizyczną realizację

zautomatyzowanego stanowiska badawczego do wyznaczania momentu zaczepowego. Stanowisko to posłużyło w niniejszej pracy także do wyznaczenia momentu tarcia szczotek oraz momentu oporowego łożysk badanych maszyn. W dalszej części rozdziału przedstawiono stanowisko laboratoryjne do wyznaczania momentu elektromagnetycznego oraz sprawności badanych maszyn. Rozdział kończy się opisem sposobu wyznaczenia parametrów obwodowych badanych silników.

Rozdział 6 - Badania eksperymentalne

W rozdziale tym przedstawiono modele fizyczne badanych konstrukcji silnika oraz zaprezentowano wyniki badań eksperymentalnych.

Rozdział 7 - Porównanie wyników badań i obliczeń dla analizowanych konstrukcji silników

W rozdziale siódmym porównano uzyskane wyniki badań i obliczeń maszyny A i B. Porównania dokonano zarówno pod kątem parametrów elektromechanicznych maszyny, ich gabarytów i masy.

Rozdział 8 - Podsumowanie, wnioski i udowodnienie tezy

W ostatnim rozdziale zwięźle podsumowanie wyników pracy. Przedstawiono jakie cele udało się zrealizować oraz potwierdzono słuszność postawionej tezy. Ponadto wskazano na możliwe kierunki dalszych badań.

Rozdział 2

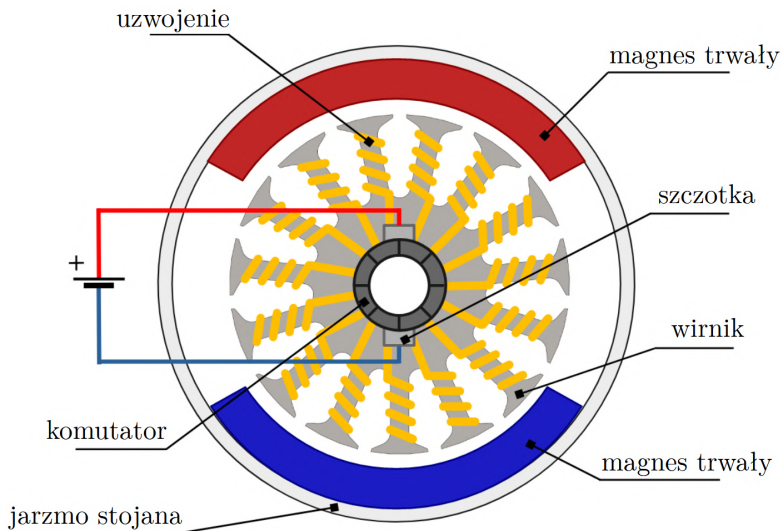
Uproszczony opis analizowanych zjawisk

2.1. Obwody magnetyczne silników z magnesami trwałymi

Magnesy trwałe powstają w wyniku namagnesowania twardych ferromagnetyków i są samoistnymi źródłami pola magnetycznego [87]. Ich właściwości znalazły zastosowanie w wielu urządzeniach technicznych - w tym w elektro-mechanicznych przetwornikach energii. Pierwsze znane maszyny elektryczne były maszynami o wzbudzeniu od magnesów trwałych i powstały już w wieku XIX. Gęstość energii ówczesnych magnesów (np. stali kobaltowej) była niewielka - poniżej $10kJ/m^3$. Pomimo tego, że dalszy rozwój maszyn elektrycznych dokonał się za sprawą wzbudzenia elektromagnetycznego w dalszym ciągu konstruowano maszyny o wzbudzeniu magnetoelektrycznym. Masowa produkcja tanich magnesów ferrytowych spowodowała że magnesy trwałe zostały powszechnie stosowane w maszynach małej mocy [8, 31]. Przewagą małych maszyn elektrycznych o wzbudzeniu od magnesów ferrytowych względem maszyn o wzbudzeniu elektromagnetycznym były przede wszystkim mniejsze gabaryty i masa. Prawdziwy przełom w dziedzinie konstrukcji maszyn z magnesami trwałymi rozpoczął się pod koniec XX wieku za sprawą magnesów ze spieków ziem rzadkich. Początkowo w latach siedemdziesiątych powstawały nowe magnesy ze stopów samarowo-kobaltowych, a następnie od początku lat osiemdziesiątych ubiegłego wieku magnesy neodymowe [30]. Wtedy to wysoko-energetyczne magnesy znalazły powszechne zastosowanie, także w maszynach elektrycznych średniej i dużej mocy.

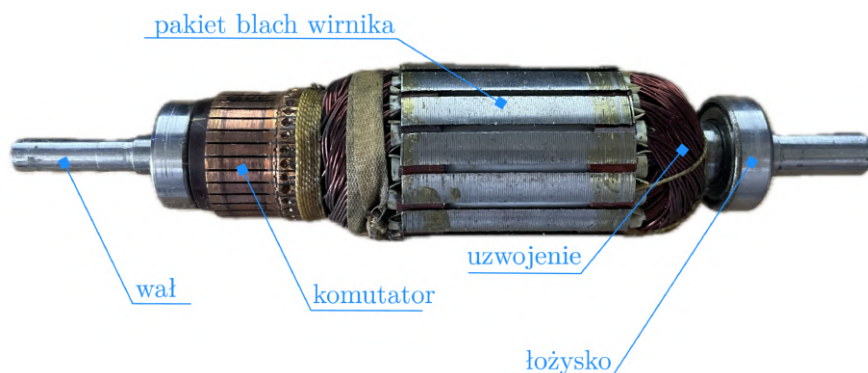
2.1.1. Silniki komutatorowe z magnesami trwałymi

Jedną z grup maszyn gdzie rolę wzbudzenia pełnią magnesy trwałe stanowią maszyny komutatorowe. Na stojanie maszyny komutatorowej prądu stałego ze wzbudzeniem magnetoelektrycznym w miejscu uzwojenia wzbudzenia montowane są magnesy. Są to zwykle tanie magnesy ferrytowe. Magnesy w procesie produkcji formowane są w dowolnym kształcie - zwykle jest to wycinek pierścienia. Magnes przyklejany jest do wewnętrznej strony ferromagnetycznej obudowy przez którą zamyka się obwód magnetyczny silnika - rysunek 2.4. Taka budowa maszyny pozwala wyeliminować zasilanie dla obwodu wzbudzenia. Tak samo jak ma to miejsce w maszynach o wzbudzeniu elektromagnetycz-



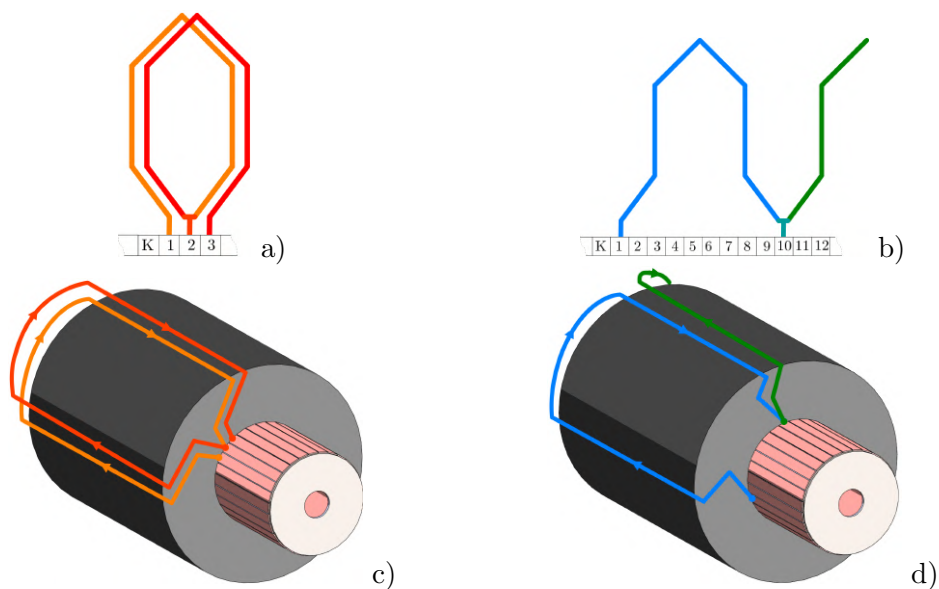
Rysunek 2.1: Szkic konstrukcji silnika komutatorowego wzbudzanego magnesami trwałymi

nym uzwojenie twornika umieszczone jest w wirniku maszyny - rysunek 2.2. Poszczególne cewki uzwojenia są przyłączane do źródła zasilania za pomocą komutatora mechanicznego [98, 30, 94]. Cewki uzwojenia połączone z wycinkami komutatora zasilane są sekwencyjnie przez szczotki. Ze względu na kształt



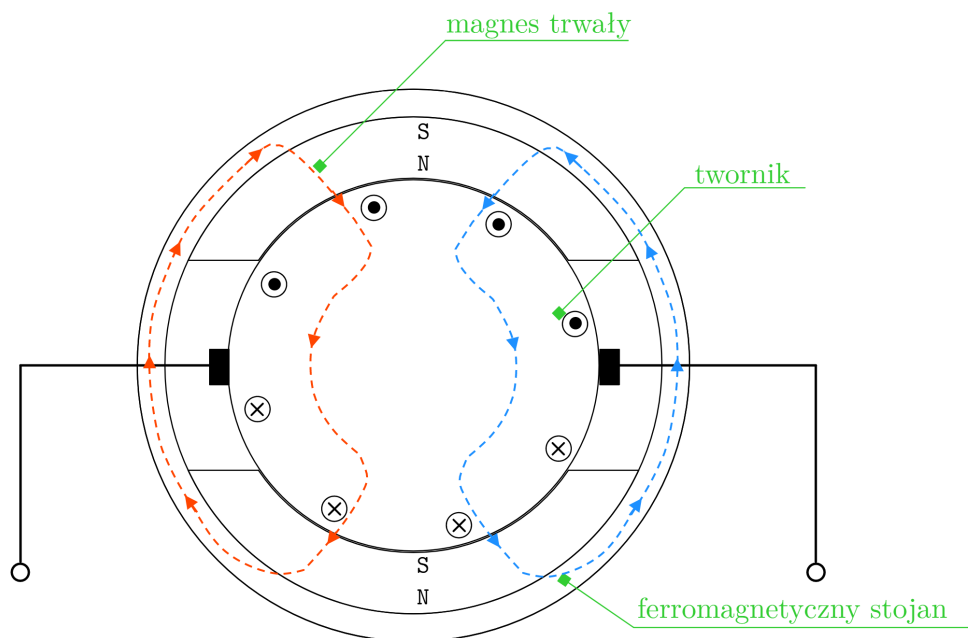
Rysunek 2.2: Wirnik maszyny komutatorowej

połączeń czołowych uzwojenia, a także sposób przyłączenia zezwojów do komutatora wyróżnić można dwa podstawowe typy uzwojenia: pętlicowe i faliste [85, 62, 82]. Różnice między nimi przedstawiono na rysunku 2.3.



Rysunek 2.3: Schemat uzwojenia: a) i c) pętlicowe, b) i d) falowe

Ruch obrotowy wirnika jest wynikiem współdziałania pól magnetycznych wirnika i stojana. Na rysunku 2.4 przedstawiono przykładowy obwód magnetyczny takiej maszyny.

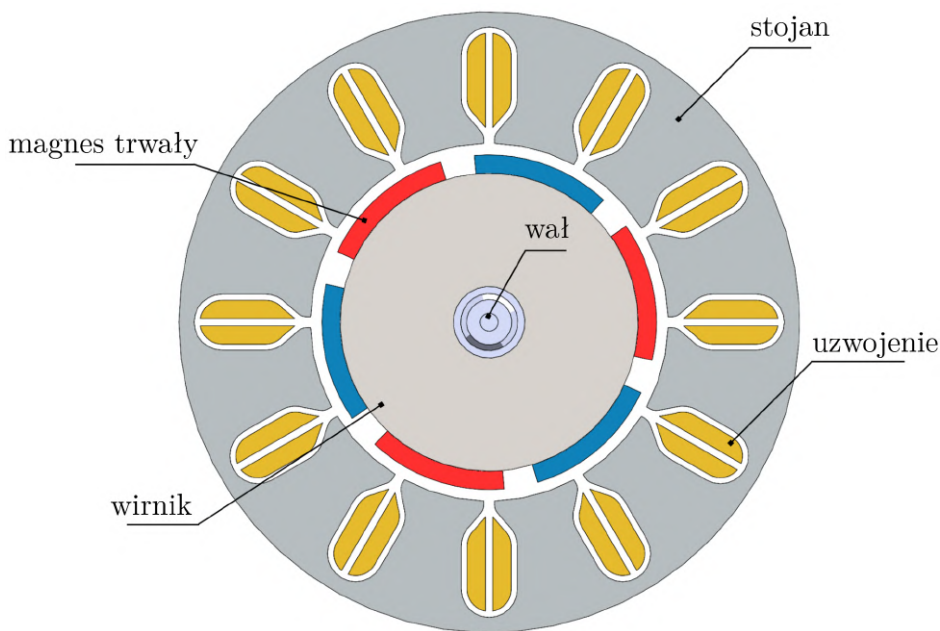


Rysunek 2.4: Obwód magnetyczny w maszynie komutatorowej wzbudzonej magnesami trwałymi

Wartość indukcji magnetycznej w szczelinie przy wzbudzeniu maszyny magnesami ferrytowymi jest nie większa niż 0,3-0,4 T. W przypadku wzbudzenia elektromagnetycznego indukcja będzie ponad 2 krotnie większa. Możliwe jest wzbudzenie maszyny komutatorowej magnesami neodymowymi (wówczas indukcja w szczelinie osiągać będzie 0,8-1,0 T) jednak ze względu na wysoką cenę magnesów neodymowych w kształcie wycinków pierścieni rozwiązanie takie jest rzadko stosowane [8, 98].

2.1.2. Silniki bezszczotkowe prądu stałego

Niewątpliwie wadą klasycznych maszyn prądu stałego jest niska trwałość elementów ciernych (szczotek) które stykają się z komutatorem. W związku z tym maszyny te wymagają częstego serwisowania - wymiany szczotek, a także czyszczenia komutatora, oraz całej maszyny z powstałego wskutek ścierania szczotek pyłu. Obecnie coraz szersze zastosowanie znajdują maszyny w których komutator mechaniczny zastąpiony jest odpowiednim sterownikiem - są to maszyny z komutacją elektroniczną zwane potocznie maszynami bezszczotkowymi.



Rysunek 2.5: Budowa silnika bezszczotkowego - przekrój poprzeczny

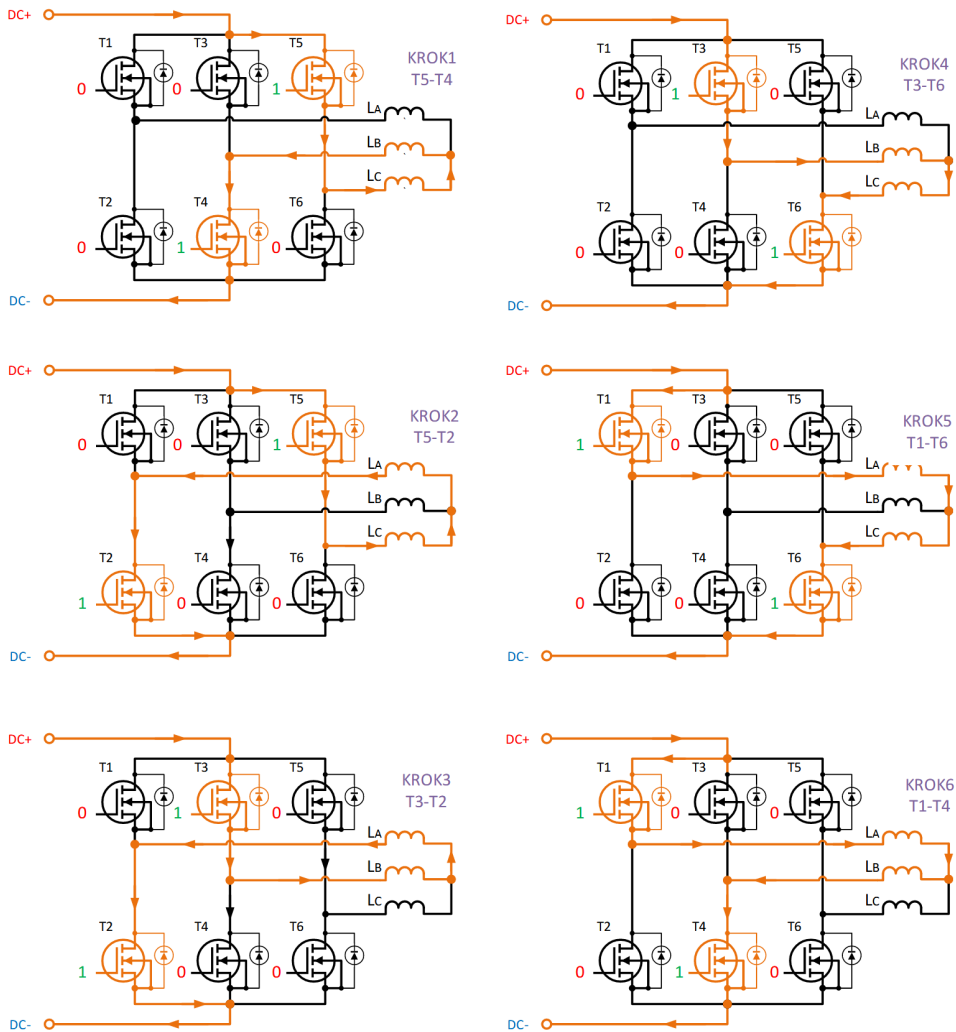
Silnik bezszczotkowy prądu stałego ma budowę odwrotną w stosunku do silnika komutatorowego. Na wirniku umieszczone są magnesy trwałe, natomiast w uzłobionym stojanie umieszczone są uzwojenia twornika (rozłożone lub skupione) - rysunek 2.5. Poza klasycznymi konstrukcjami z wirnikiem

wewnętrznym istnieją konstrukcje o wirniku zewnętrznym [42]. Znajdują one zastosowanie m.in. w wentylatorach komputerowych czy napędzie śmigieł dronów. Silnik z zewnętrznym wirnikiem przedstawia rysunek 2.6. Silniki BLDC



Rysunek 2.6: Silnik bezszczotkowy z zewnętrznym wirnikiem[4]

charakteryzują się trapezoidalnym rozkładem indukcji magnetycznej w szczelinie. Ważne jest zatem takie kształtowanie obwodu magnetycznego maszyny, aby uzyskać rozkład pola jak w maszynie komutatorowej. Na rysunku 2.7 przedstawiono schemat połączeń silnika BLDCM z komutatorem elektronicznym wraz z sekwencją przełączeń kluczy tranzystorowych układu sterującego [8]. Jako L_A , L_B i L_C oznaczono cewki trójfazowego uzwojenia silnika. Zaletą układu energoelektronicznego dla takiego silnika jest to że nie wymaga on ciągłego pomiaru położenia wirnika a jedynie pomiar przemieszczenia do określonych pozycji przełączeń. Najczęściej stosuje się w takim przypadku odpowiednio rozmieszczone czujniki Halla. Stosowanie czujników jednak komplikuje układ sterujący, powodując że staje się on droższy i bardziej zawodny. Coraz częściej stosuje się metody bezczujnikowe które określają położenie wirnika na podstawie pomiaru prądów i napięć [34].



Rysunek 2.7: Schemat połączeń silnika BLDCM z komutatorem elektronicznym oraz sekwencja przełączeń

2.1.3. Bezsztotkowe silniki synchroniczne

Silniki synchroniczne o wzbudzeniu od magnesów trwałych podzielić można na dwie podstawowe grupy:

- silniki synchroniczne BLSM (*Brushless Synchronous Motor*),
- silniki synchroniczne PMSM (*Permanent Magnet Synchronous Motor*).

Jak wskazuje autor pracy [8] stosowanie zamiennie akornimów PMSM oraz BLSM pojawiające się często w literaturze jest dość dyskusyjne. Zasadnym wydają się rozróżnienie synchronicznych maszyn bezszczotkowych gdyż mimo wielu podobieństw ze względu na sposób sterowania istnieją między nimi zasadnicze różnice [6]. Cechą wspólną silników BLSM oraz PMSM jest sinusoidalny rozkład pola w szczelinie oraz to że w obu typach maszyn uzwojenia zasilane są napięciem sinusoidalnym. Uzwojenia silnika BLSM zasilane są tak samo jak uzwojenia silnika BLDC przez komutator elektroniczny ze źródła prądu stałego. Silnik BLSM musi jednak być wyposażony w enkoder lub inny czujnik (np. resolwer) który umożliwi ciągły pomiar położenia wirnika względem stojana. Na tej podstawie w komutatorze energoelektronicznym (takim samym jak przedstawiono na rysunku 2.7) wygenerowana zostanie odpowiednia sekwencja przełączeń wraz z odpowiednią modulacją PWM (o szerokości impulsów zależnej od położenia wirnika) tak, aby kształt prądu był sinusoidalny. Silniki PMSM mogą mieć zasadniczo taką samą budowę jak silnik BLSM. Odmienny jest jednak sposób sterowania. Silnik taki zasilany jest zwykle poprzez falownik bądź bezpośrednio z sieci. Zasilanie silnika PMSM bezpośrednio w sieci wymaga jednak dodatkowego uzwojenia klatkowego pozwalającego na rozruch asynchroniczny. Należy podkreślić że silniki BLSM oraz PMSM mają odmienny sposób regulacji prędkości obrotowej. W silniku PMSM prędkość obrotowa regulowana jest poprzez zmianę częstotliwości napięcia zasilania, natomiast w silniku BLSM poprzez zmianę napięcia zasilania komutatora elektronicznego [8]. Nazewnictwo maszyn bezszczotkowych wciąż jednak jest sprawą dyskusyjną [32, 34] i w wielu pracach można spotkać różne podejście do tego zagadnienia.

2.2. Moment elektromagnetyczny maszyny z magnesami trwałymi i zjawisko momentu zaczepowego

Moment elektromagnetyczny silnika elektrycznego powstaje w skutek oddziaływania sił na przewodniki prowadzące prąd a także na żelazo umieszczone w polu magnetycznym [83]. W silniku z magnesami trwałymi moment elektromagnetyczny można wyrazić jako sumę składowych:

$$T_e(\alpha) = T_w(\alpha) + T_r(\alpha) + T_{cogg}(\alpha) \quad (2.1)$$

gdzie:

T_e – moment elektromagnetyczny,

T_w – moment wzbudzeniowy,

T_r – moment moment reluktancyjny,

T_{cogg} – moment zaczepowy,

α – kąt położenia wirnika względem stojana.

Na rysunku 2.9 przedstawiono oddziaływanie pól stojana i wirnika będących przyczyną powstawania momentu wzbudzeniowego w silniku komutatorowym prądu stałego z magnesami trwałymi. Powstawanie momentu wzbudzeniowego związane jest z oddziaływaniem pary sił Lorentza F_L . Siła Lorentza działa na poruszające się w polu magnetycznym ładunki elektryczne zgodnie z zależnością:

$$\vec{F}_L = q\vec{v} \times \vec{B} \quad (2.2)$$

gdzie:

q – ładunek,

$\vec{v}$ – wektor prędkości ładunku,

$\vec{B}$ – wektor indukcji magnetycznej.

Przejawem działania siły Lorentza na ładunki poruszające się wewnątrz przewodnika z prądem znajdującego się w polu magnetycznym jest siła elektrodynamiczna:

$$\vec{F} = i\vec{l} \times \vec{B} \quad (2.3)$$

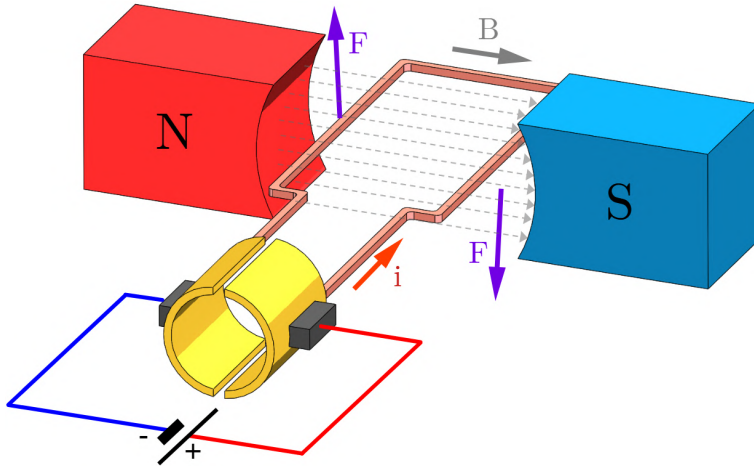
gdzie:

i – natężenie płynącego prądu,

$\vec{l}$ – długość przewodu znajdującego się w polu magnetycznym,

$\vec{B}$ – wektor indukcji magnetycznej,.

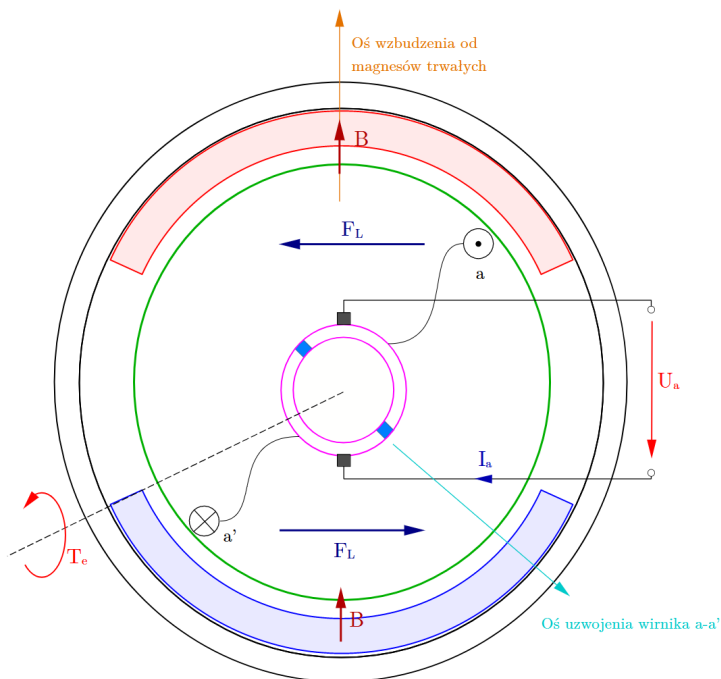
Powstawanie siły elektrodynamicznej przedstawiono na rysunku 2.8. Wirnik



Rysunek 2.8: Powstawanie siły elektrodynamicznej

maszyny umieszczony jest w polu magnetycznym pochodzącym od magnesów trwałych zamontowanych w stojanie maszyny. Uzwojenie znajdujące się w nieruchomym polu magnetycznym od magnesów trwałych zasilane jest za pośrednictwem szczotek oraz komutatora mechanicznego ze źródła napięcia stałego[82]. Przez aktualnie zasilone zezwoje (na rysunku 2.9 przez cewkę $a - a'$) płynie prąd $i_{a-a'}$. Zgodnie z zasadą lewej dłoni zwrot pary sił Lorentz'a jest prostopadły do wektora indukcji magnetycznej i nie zależy od

położenia kąтового - w wyniku obrotu wirnika poprzez kolejną parę wycinków komutatora zasilona zostanie kolejna cewka uzwojenia [89].



Rysunek 2.9: Oddziaływanie pól stojana i wirnika w silniku komutatorowym prądu stałego z magnesami trwałymi

Poza momentem wzbudzeniowym w silniku z magnesami trwałymi na wypadkowy moment wpływ mają także moment reluktancyjny oraz moment zaczepowy. W przypadku maszyn o magnesach trwałych których przenikalność magnetyczna jest bliska przenikalności magnetycznej próżni można uznać że moment reluktancyjny jest pomijalny - asymetria obwodu magnetycznego która jest przyczyną powstawania momentu reluktancyjnego jest niewielka. Kluczowy wpływ na pulsację momentu elektromagnetycznego ma w maszynach o wzbudzeniu magnetoelektrycznym moment zaczepowy. Powstawanie

momentu zaczepowego w silnikach z magnesami trwałymi jest konsekwencją współdziałania pola magnetycznego pochodzącego od magnesów trwałych z wirnikiem (stojanem w przypadku maszyn BLDCM, BLSM oraz PMSM) o nierównomiernej przewodności magnetycznej [84]. Nierównomierna reluktancja obwodu magnetycznego jest konsekwencją nierównomierności szczeliny powietrznej związanej z otwarciem żłobka. Moment zaczepowy można wyrazić zależnością [73, 28]:

$$T_{cogg} = \sum_1^z \left(-\frac{1}{2} \Phi^2 \frac{dR_\mu}{d\Theta_m} \right) \quad (2.4)$$

gdzie:

Φ – strumień magnetyczny w szczelinie powietrznej,

R_μ – reluktancja obwodu magnetycznego (jej główną część stanowi reluktancja szczeliny powietrznej $R_{\mu\delta}$,

Θ_m – kąt przemieszczenia wirnika,

z – liczba zębów.

Występowanie momentu zaczepowego jest zjawiskiem niepożądanym - przyczynia się do powstawania drgań oraz hałasu [117, 115]. Moment zaczepowy występuje we wszystkich maszynach z magnesami trwałymi.

2.3. Matematyczny opis pola elektromagnetycznego silnika

Pole elektromagnetyczne składa się powiązanych ze sobą w sposób nie-rozerwalny pola elektrycznego i pola magnetycznego [81]. Zmienne w czasie pole elektryczne powoduje powstawanie pola magnetycznego, natomiast zmiany pola magnetycznego indukują pole elektryczne. Opis matematyczny pola elektromagnetycznego silnika możliwy jest za pomocą podstawowych równań elektrodynamiki klasycznej zwanych równaniami Maxwella [23]. Opisują one właściwości pola elektrycznego i magnetycznego oraz zależności między nimi.

Zgodnie z Prawem Faradaya zmienny w czasie strumień indukcji magnetycznej powoduje indukowanie siły elektromotorycznej zgodnie z zależnością:

$$SEM = -\frac{d\Phi_B}{dt} \quad (2.5)$$

gdzie strumień indukcji magnetycznej Φ_B zdefiniowany jest jako iloczyn skalarny wektora indukcji magnetycznej $\vec{B}$ oraz wektora powierzchni $\vec{S}$ przez którą przepływa:

$$\Phi_B = \int_S \vec{B} \cdot d\vec{S} = \int_S B dS \cos \alpha \quad (2.6)$$

Z równania 2.6 wynika zatem, że indukowanie siły elektromotorycznej możliwe jest poprzez zmianę indukcji pola B , zmianę powierzchni S lub zmianę kąta α pomiędzy wektorem $\vec{B}$ oraz wektorem powierzchni przez którą przenika. Uwzględniając że siła elektromotoryczna SEM jest pracą przypadającą na jednostkowy ładunek wykonaną przez pole elektryczne:

$$SEM = \int_l \vec{E} \cdot d\vec{l} \quad (2.7)$$

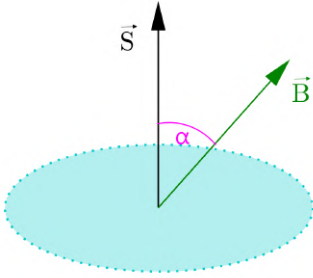
oraz przyrównując prawe strony równań 2.5 i 2.7 otrzymuje się postać całkową pierwszego równania Maxwella które wiąże zmienne pole magnetyczne z indukowanym przez nie polem elektrycznym:

$$\int_l \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\frac{d}{dt} \int_S \vec{B} \cdot d\vec{S} \quad (2.8)$$

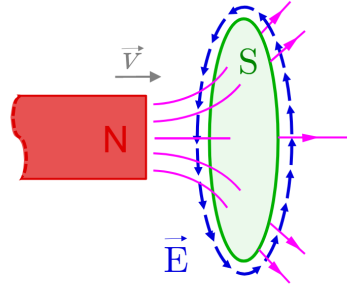
Kolejnymi równaniami opisującymi właściwości pól silnika elektrycznego są prawa Gaussa dla elektryczności oraz magnetyzmu. Prawo Gaussa dla elektryczności wiąże strumień pola elektrycznego z ładunkiem który to pole wytwarza:

$$\int_S \vec{E} \cdot d\vec{S} = \frac{q}{\varepsilon_0} \quad (2.9)$$

gdzie: ε_0 - przenikalność elektryczna próżni, $\vec{E}$ - wektor natężenia pola elektrycznego, $\vec{S}$ - wektor powierzchni, q wartość ładunku elektrycznego.



Rysunek 2.10: Strumień indukcji magnetycznej



Rysunek 2.11: Powstawanie siły elektromotorycznej

Wyrażając przenikalność elektryczną ε jako stosunek indukcji pola elektrycznego do natężenia pola elektrycznego:

$$\hat{\varepsilon} = \frac{\vec{D}}{\vec{E}} \quad (2.10)$$

oraz ładunek jako iloczyn gęstości ładunku ρ oraz objętości w której się znajduje V równanie 2.9 można przedstawić jako:

$$\int_S \vec{D} \cdot d\vec{S} = \int_V \rho dV \quad (2.11)$$

Prawem Gaussa dla magnetyzmu określa się bezźródłowość pola magnetycznego. Linie pola magnetycznego tworzą zamknięte pętle w konsekwencji czego strumień pola magnetycznego przez zamkniętą powierzchnię równy jest zeru:

$$\int_S \vec{B} \cdot d\vec{S} = 0 \quad (2.12)$$

Zależność ta wynika z faktu, że nie istnieją w przyrodzie pojedyncze ładunki (monopole) magnetyczne. Ostatnie z równań Maxwella używanych do opisu właściwości i oddziaływań pól magnetycznych i elektrycznych jest uogólnione prawo Ampère'a. Zgodnie z rozszerzonym przez Maxwella prawem Ampère'a źródłem pola magnetycznego poza prądem w obwodzie jest także zmienny

w czasie strumień pola elektrycznego.

$$\int_l \vec{\mathbf{B}} \cdot d\vec{\mathbf{l}} = i\mu_0 + \underbrace{\mu_0\varepsilon_0 \frac{d\Phi_E}{dt}}_{i_d} \quad (2.13)$$

gdzie i_d jest tak zwanym prąd przesunięcia.

Wyeliminowanie z równania parametru μ_0 możliwe jest poprzez wprowadzenie wektora natężenia pola magnetycznego $\vec{\mathbf{H}}$:

$$\vec{\mathbf{B}} = \mu \vec{\mathbf{H}} \quad (2.14)$$

W próżni $\mu = \mu_0$ zatem:

$$\int_l \vec{\mathbf{H}} \cdot d\vec{\mathbf{l}} = i + \varepsilon_0 \frac{d\Phi_E}{dt} \quad (2.15)$$

Równania Maxwella w postaci całkowej 2.16, 2.11, 2.12 oraz 2.15 można korzystając z twierdzenia Stokesa wyrazić w postaci różniczkowej jako:

$$\nabla \times \vec{\mathbf{E}} = -\frac{\partial \vec{\mathbf{B}}}{\partial t} \quad (2.16)$$

$$\nabla \times \vec{\mathbf{H}} = \vec{\mathbf{J}} + \frac{\partial \vec{\mathbf{D}}}{\partial t} \quad (2.17)$$

$$\nabla \cdot \vec{\mathbf{B}} = 0 \quad (2.18)$$

$$\nabla \cdot \vec{\mathbf{D}} = \rho \quad (2.19)$$

Uzupełnienie równań Maxwella stanowią równania materiałowe. Równania te opisują związki pomiędzy własnościami elektrycznymi i magnetycznymi materiałów: przenikalnością elektryczną ε , przewodnością właściwą przewodnika σ oraz względną przenikalnością magnetyczną magnetyka μ a wielkościami charakteryzującymi pole elektryczne i magnetyczne.

$$\vec{\mathbf{D}} = \varepsilon \vec{\mathbf{E}} \quad (2.20)$$

$$\vec{\mathbf{J}} = \sigma \vec{\mathbf{E}} \quad (2.21)$$

$$\vec{\mathbf{B}} = \mu \vec{\mathbf{H}} \quad (2.22)$$

Zarówno pole elektryczne jak i magnetyczne w wielu przypadkach przenika przez granice różnych materiałów. W maszynach elektrycznych (ale także wielu innych urządzeniach) prąd przepływa przez połączenia przewodników o różnych konduktywnościach. Podobnie pole magnetyczne przenika przez materiały o różnej przenikalności magnetycznej. Równania opisujące pole elektromagnetyczne powinny być zatem uzupełnione o warunki jakie muszą być spełnione na granicy materiałów [48].

$$n \cdot (\vec{\mathbf{J}}_1 - \vec{\mathbf{J}}_2) = 0 \quad (2.23)$$

$$n \cdot (\vec{\mathbf{B}}_1 - \vec{\mathbf{B}}_2) = 0 \quad (2.24)$$

$$n \times (\vec{\mathbf{H}}_1 - \vec{\mathbf{H}}_2) = \vec{\mathbf{J}}_S \quad (2.25)$$

$$n \cdot (\vec{\mathbf{D}}_1 - \vec{\mathbf{D}}_2) = \sigma_S \quad (2.26)$$

$$n \times (\vec{\mathbf{E}}_1 - \vec{\mathbf{E}}_2) = 0 \quad (2.27)$$

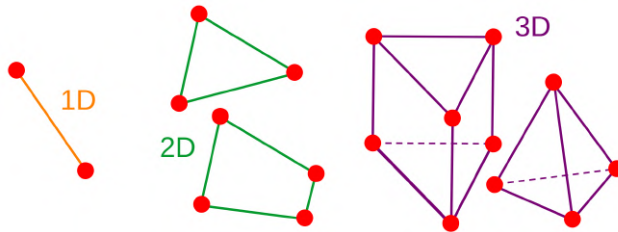
2.4. Analiza oddziaływania pól elektromagnetycznych w maszynach elektrycznych z wykorzystaniem metody elementów skończonych

Symulacje numeryczne są aktualnie nieodzowną częścią procesu projektowania w wielu dziedzinach inżynierijno-technicznych - w tym także w elektrotechnice. Polowy model zjawisk opisujących rozkład pola w maszynach elektrycznych tworzony jest na podstawie równań pola magnetycznego 2.17, 2.18 i 2.22 oraz równań opisujących rozkład pola przepływowego prądu 2.16 i 2.21 [20]. Do rozwiązania równań pola stosuje się wiele całkowych i różniczkowych metod numerycznych. Do najczęściej stosowanych metod należą:

- metoda różnic skończonych MRS (*ang. Finite Difference Method - FDM*),

- metoda elementów brzegowych MEB (*ang. Boundary Element Method - BEM*),
- metoda elementów skończonych MES (*ang. Finite Element Method - FEM*)[44],

Z punktu widzenia wykorzystania metod w oprogramowaniach CAE, najczęściej stosowaną metodą w zagadnieniach związanych z polem elektromagnetycznym zarówno w 2D i 3D jest metoda elementów skończonych (MES). Metoda ta swoje początki znajduje w roku 1943 - wtedy to niemiecki matematyk Richard Courant opublikował pracę będącą pierwszym opisem tej metody [50]. Implementacja metody dla zagadnień związanych z elektromagnetyzmem miała miejsce w latach osiemdziesiątych XX wieku [118]. Główna idea MES polega na zastąpieniu analitycznego rozwiązania problemu podziałem danego obszaru na małe, skończone elementy i przeprowadzeniu obliczeń tylko w wybranych punktach (tzw. węzłach) [92]. Metoda stosowana jest dla zagadnień jedno-, dwu- i trójwymiarowych gdzie elementami będą odpowiednio odcinek, płaska figura geometryczna(trójkąt, prostokąt) oraz bryła (np. czworościan) dla modeli 3D. Poza węzłami rozwiązanie przybliżane jest na podstawie wy-



Rysunek 2.12: Przykład elementów modelu MES: jedno-, dwu- i trójwymiarowego

ników otrzymanych dla poszczególnych punktów węzłowych [5]. W analizie pól elektromagnetycznych metodą MES wielkości pola w każdym elemencie są aproksymowane funkcjami ciągłymi (funkcje kształtu) z założonej aproksymacji oraz wartości wielkości polowych i ich pochodnych w węzłach [115]. Liczba funkcji kształtu w pojedynczym elemencie skończonym jest równa liczbie węzłów tego elementu. Funkcje kształtu są zawsze tak zbudowane, aby w węzłach

których dotyczą ich wartości wynosiły 1, a pozostałych węzłach przyjmowały wartość zerową[48]. W niniejszej pracy przeprowadzono analizę MES dla opracowanych modeli polowych maszyn w większości dwuwymiarowych. Dla modeli 2D elementy skończone są trójkątami. Postać funkcji aproksymującej wewnątrz trójkąta można opisać zwykle wielomianem n -tego rzędu. Przyjmując aproksymację liniową, funkcja aproksymująca przyjmie postać:

$$\varphi^e(x, y) = a^e + b^e x + c^e y \quad (2.28)$$

Współczynniki a^e, b^e, c^e uzależnione są od rozwiązań w węzłach:

$$\begin{cases} \varphi_1^e(x, y) = \varphi(x_1, y_1) = a^e + b^e x_1 + c^e y_1 \\ \varphi_2^e(x, y) = \varphi(x_2, y_2) = a^e + b^e x_2 + c^e y_2 \\ \varphi_3^e(x, y) = \varphi(x_3, y_3) = a^e + b^e x_3 + c^e y_3 \end{cases} \quad (2.29)$$

Do wyznaczenia współczynników konieczne jest rozwiązanie układu równań:

$$\begin{bmatrix} \varphi_1^e(x, y) \\ \varphi_2^e(x, y) \\ \varphi_3^e(x, y) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_3 & y_3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a^e \\ b^e \\ c^e \end{bmatrix} \Rightarrow a^e, b^e, c^e \quad (2.30)$$

Współczynniki funkcji aproksymującej wyrazić można jako:

$$\begin{cases} a^e = \varphi(x_1, y_1) = a^e + b^e x_1 + c^e y_1 \\ b^e = \varphi(x_2, y_2) = a^e + b^e x_2 + c^e y_2 \\ c^e = \varphi(x_3, y_3) = a^e + b^e x_3 + c^e y_3 \end{cases} \quad (2.31)$$

Po ich wyznaczeniu funkcję aproksymującą można wyrazić jako:

$$\varphi^e(x, y) = \sum_{i=1}^3 N_i^e(x, y) \varphi_i^e \quad (2.32)$$

Funkcje kształtu mają postać:

$$N_1^e(x, y) = \frac{1}{2\Delta^e} [x_2y_3 - x_3y_2 + x(y_2 - y_3) + y(x_3 - x_2)] \quad (2.33)$$

$$N_2^e(x, y) = \frac{1}{2\Delta^e} [x_3y_1 - x_1y_3 + x(y_3 - y_1) + y(x_1 - x_3)] \quad (2.34)$$

$$N_3^e(x, y) = \frac{1}{2\Delta^e} [x_1y_2 - x_2y_1 + x(y_1 - y_2) + y(x_2 - x_1)] \quad (2.35)$$

gdzie Δ^e to pole trójkąta (elementu skończonego) [64]. Uwzględniając powyższe, równanie aproksymacji można wyrazić w postaci macierzowej:

$$\varphi^e(x, y) = \begin{bmatrix} N_1^e(x, y) & N_2^e(x, y) & N_3^e(x, y) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_1^e \\ \varphi_2^e \\ \varphi_3^e \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

Analogicznie dla czworościennego elementu w modelu trójwymiarowym przy założeniu liniowej aproksymacji funkcja aproksymująca przyjmie postać:

$$\varphi^e(x, y, z) = \begin{bmatrix} N_1^e(x, y, z) & N_2^e(x, y, z) & N_3^e(x, y, z) & N_4^e(x, y, z) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_1^e \\ \varphi_2^e \\ \varphi_3^e \\ \varphi_4^e \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

Funkcja kształtu może natomiast przyjąć postać:

$$\begin{aligned} N_1^e &= \frac{1}{V^e} \left(x_c^e + \frac{h_x^e}{2} - x \right) \left(y_c^e + \frac{h_y^e}{2} - y \right) \left(z_c^e + \frac{h_z^e}{2} - z \right) \\ N_2^e &= \frac{1}{V^e} \left(x - x_c^e + \frac{h_x^e}{2} \right) \left(y_c^e + \frac{h_y^e}{2} - y \right) \left(z_c^e + \frac{h_z^e}{2} - z \right) \\ N_3^e &= \frac{1}{V^e} \left(x_c^e + \frac{h_x^e}{2} - x \right) \left(y - y_c^e + \frac{h_y^e}{2} \right) \left(z_c^e + \frac{h_z^e}{2} - z \right) \\ N_4^e &= \frac{1}{V^e} \left(x_c^e + \frac{h_x^e}{2} - x \right) \left(y_c^e + \frac{h_y^e}{2} - y \right) \left(z - z_c^e + \frac{h_z^e}{2} \right) \end{aligned} \quad (2.38)$$

gdzie: x_c^e , y_c^e , z_c^e - współrzędne punktu umieszczonego w środku ciężkości elementu, h_x^e , h_y^e , h_z^e - długość krawędzi elementu, V^e - objętość elementu [115].

Pomimo że modelowanie i symulacja komputerowa zrewolucjonizowała wiele dziedzin inżynierii i jest jednym z podstawowych narzędzi w pracy badawczej, należy być świadomym ograniczeń i niepewności które może rodzić. Obliczenia MES dają jedynie przybliżone wyniki. Ich dokładność zależy od wielu czynników [35]. Jednym z podstawowych błędów modeli polowych jest błąd odwzorowania modelu związany przede wszystkim z dyskretyzacją. Dyskretyzacja modelu ciągnie za sobą ryzyko zbyt dużego uproszczenia geometrii. Takie zjawisko będzie widoczne przy modelowaniu krzywizn i promieni zbyt małą liczbą elementów w wyniku czego kontur zamiast maksymalnie "przypominać" krzywą będzie geometrią zbliżony do łamanej. Wskazane jest stosowanie gęstszej dyskretyzacji w tych podobszarach w których wyznaczana wartość pola zmienia się zdecydowanie szybciej [61]. Kolejnym ważnym czynnikiem jest zaufanie do solver'a obliczeniowego. Moduły obliczeniowe mają zaimplementowane algorytmy przyspieszające obliczania kosztem dokładności. Ponadto operują na liczbach o określonej dokładności - mogą wystąpić problemy związane z zaokrąglaniem wartości. Największym zagrożeniem są jednak błędy związane z interpretacją modelu. Dlatego też zaleca się krytyczne podejście do uzyskanych wyników. Potrzebna jest dobra znajomość zjawisk które są modelowane. [64] Warto podczas budowania modeli obliczeniowych kierować się zasadą tworzenia najmniej skomplikowanych modeli jak to tylko możliwe dla uzyskania akceptowalnej dokładności wyników.

2.5. Polowo-obwodowy model silnika DC

Dokładne odwzorowanie zjawisk występujących podczas pracy przetworników elektromechanicznych takich jak maszyny elektryczne jest możliwe przy równoczesnej analizie równań opisujących pole magnetyczne, równań ruchu, ale także równań obwodu elektrycznego [12, 7]. Dla silnika komutatorowego prądu stałego o wzbudzeniu od magnesów trwałych obwód elektryczny

można opisać za pomocą równania różniczkowego zwyczajnego pierwszego rzędu[104, 86]:

$$U_s = R_a \cdot i_a + L_a \cdot \frac{di_a}{dt} + U_{bemf} \quad (2.39)$$

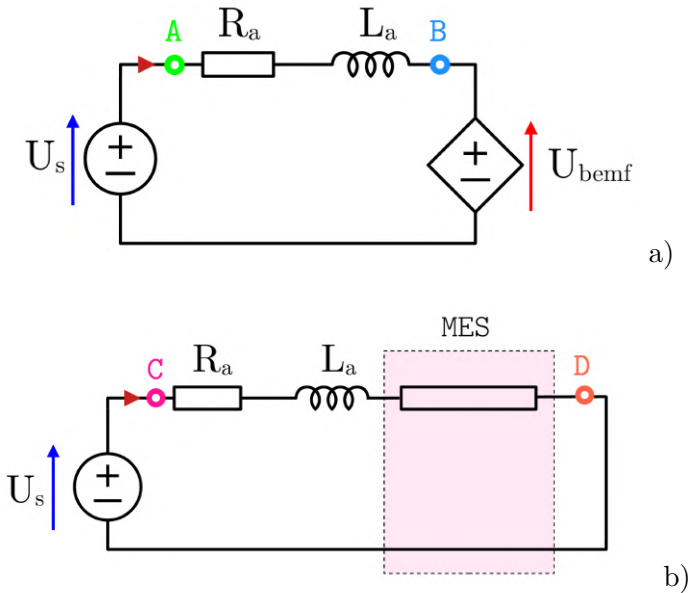
gdzie:

U_s - napięcie zasilania,

R_a i L_a to odpowiednio rezystancja i indukcyjność twornika,

U_{bemf} – siła elektromotoryczna indukowana w uzwojeniu twornika.

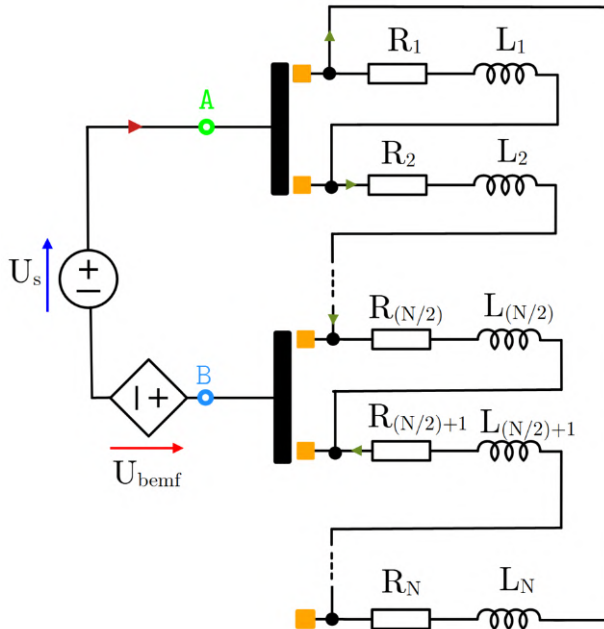
Schemat obwodu opisanego równaniem przedstawiono na rysunku 2.13a.



Rysunek 2.13: Zastępczy model obwodu twornika w (a) obwodowym i (b) polowo-obwodowym modelu silnika prądu stałego o wzbudzeniu od magnesów trwałych

Model MES stanowić może uzupełnienie modelu obwodowego w rezultacie czego możliwe jest wyznaczenie przebiegów czasowych wielkości elektrycznych i mechanicznych w ustalonych oraz dynamicznych stanach pracy maszyny.

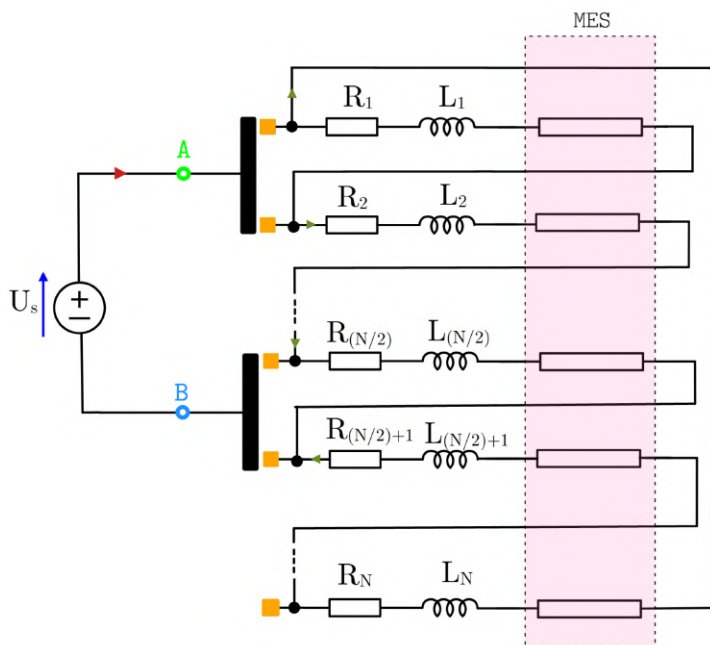
Rozwiązanie części polowej pozwala wyznaczyć sprzężenia które stanowią źródło indukowanej siły elektromotorycznej w równaniach obwodowych. Rozwiązanie równań modelu obwodowego pozwala na wyznaczenie prądów będących źródłem pola magnetycznego w części obwodowej modelu [24]. Na rysunku 2.13b przedstawiono schemat polowo-obwodowego modelu silnika prądu stałego o wzbudzeniu od magnesów trwałych. Część polowa jest odwzorowana w postaci siły elektromotorycznej indukowanej w uzwojeniu twornika[25]. Model ten jest modelem uproszczonym i pomija zjawiska komutacji występujące w silniku z mechanicznym komutatorem. Na rysunku 2.14 przedstawiono model obwodowy silnika komutatorowego o uzwojeniu pętlicowym. Przedstawione



Rysunek 2.14: Obwodowy model silnika komutatorowego prądu stałego o wzbudzeniu od magnesów trwałych

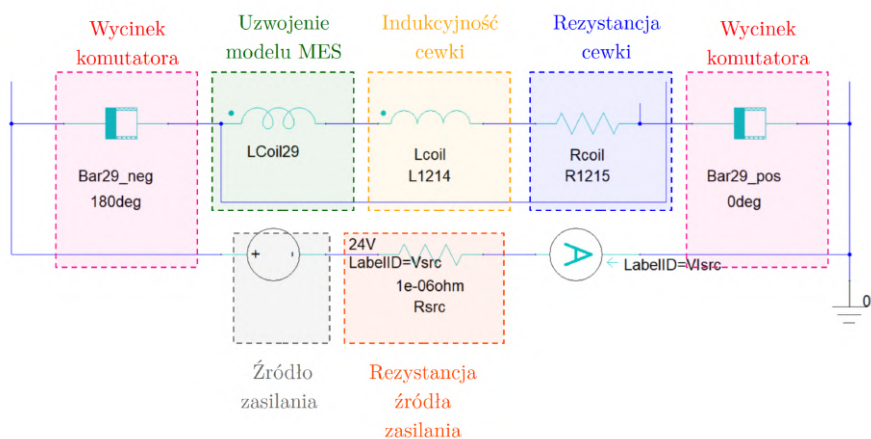
na rysunku uzwojenie składa się z N cewek połączonych ze sobą przez wycinki komutatora. Każda szczotka stale zwiera ze sobą dwa wycinki komutatora -

jedną cewkę. Pozostała część uzwojenia tworzy dwie równoległe gałęzie szeregowo połączonych cewek. Prezentowany model umożliwia analizę stanów nieustalonych w obwodzie RL zwartej części uzwojenia podczas komutacji. Model polowo-obwodowy może przyjąć postać jak na rysunku 2.15.



Rysunek 2.15: Polowo-obwodowy model silnika komutatorowego prądu stałego o wzbudzeniu od magnesów trwałych

Oprogramowanie MES takie jak Flux czy ANSYS Maxwell oferują możliwość definiowania wymuszeń zewnętrznych w uzwojeniach modelu polowego - w oprogramowaniu ANSYS Maxwell część obwodową stworzyć można z użyciem narzędzia Maxwell Circuit[40, 18]. Na rysunku 2.16 przedstawiono fragment obwodu elektrycznego maszyny komutatorowej. Rysunek przedstawia część modelu między wycinkami komutatora. Narzędzie Maxwell Circuit pozwala m.in. na symulację źródła zasilania, elementów elektronicznych i energoelektronicznych, szczotek itp.



Rysunek 2.16: Fragment modelu obwodowego w Maxwell Circuit

Rozdział 3

Rozwiązania konstrukcyjne w zakresie ograniczania momentu zaczepowego

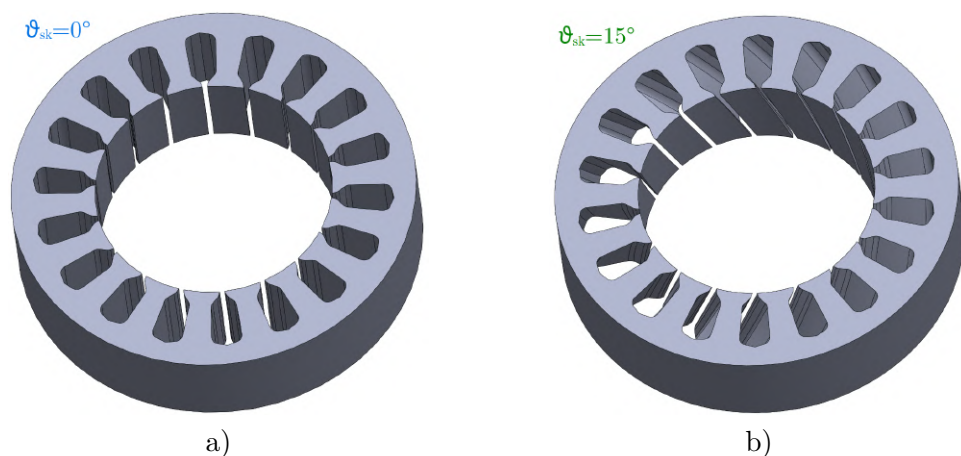
3.1. Stosowanie skosu

3.1.1. Skos zębów stojana/wirnika

Jedną z najbardziej popularnych metod redukcji momentu zaczepowego maszyny z magnesami trwałymi jest zastosowanie tzw. skosu stojana (w przypadku maszyn komutatorowych wirnika) [57, 75, 41, 114, 115, 76, 74, 71]. Pakietowany stojan (wirnik) ze żłobkami w których umieszczane są uzwojenia maszyny przygotowuje się w taki sposób, aby po złożeniu pakietu blach uzyskać efekt skrócenia (skosu) zębów i żłobków maszyny wzdłuż całego pakietu. Na rysunkach 3.1 oraz 3.2 przedstawiono odpowiednio stojan silnika BLDC i wirnik silnika komutatorowego ze skosem. Taka budowa maszyny powoduje zmniejszenie wpływu otwarcia żłobka na zmianę reluktancji obwodu, a co za tym idzie pulsacji momentu elektromagnetycznego. Odpowiedni dobór skosu żłobków stojana może teoretycznie pozwolić na całkowite wyeliminowanie momentu zaczepowego. Taka sytuacja będzie miała miejsce, gdy kąt skosu ϑ_{sk} będzie równy okresowi momentu zaczepowego zgodnie z zależnością:

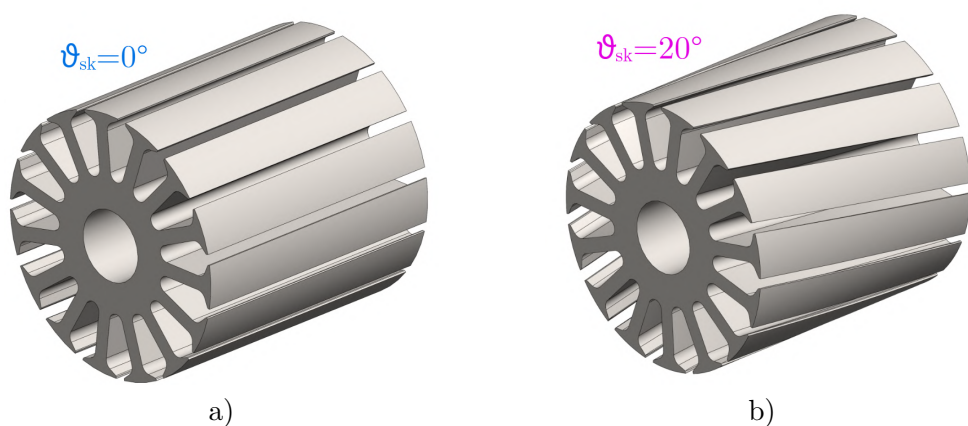
$$\vartheta_{sk} = \frac{1}{N} \frac{2\pi}{Q} \quad (3.1)$$

gdzie: N - liczba okresów przebiegu momentu zaczepowego w stosunku do obrotu wirnika o kąt podziałki żłobkowej, Q - liczba żłobków [8].



Rysunek 3.1: Stojan silnika BLDC: a) bez skosu $\vartheta_{sk} = 0^\circ$ b) ze skosem $\vartheta_{sk} = 15^\circ$

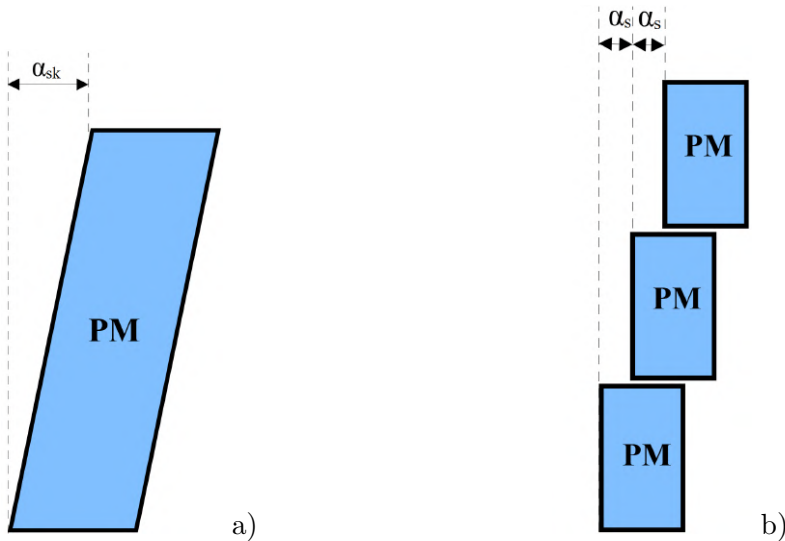
Zaletą tego rozwiązania jest dość prosta technologia wykonania pakietów skośnych. W przypadku krótkich maszyn wadą jest jednak wyraźne zmniejszenie powierzchni żłobka - przesunięcia poszczególnych blach są wtedy większe tak aby wykonać pełen skos na krótszej długości pakietu. Redukcja powierzchni żłobka może przełożyć się na problemy podczas uzwajania maszyny szczególnie gdy chodzi o automatyzację tego procesu i produkcję seryjną.



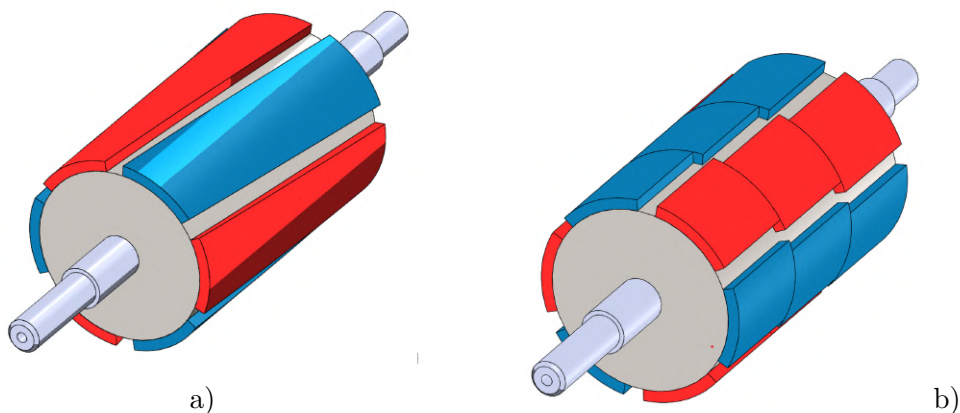
Rysunek 3.2: Wirnik silnika komutatorowego : a) bez skosu $\vartheta_{sk} = 0^\circ$ b) ze skosem $\vartheta_{sk} = 20^\circ$

3.1.2. Skos i pseudoskos magnesów

Kolejną bardzo często stosowaną metodą ograniczania momentu zaczepowego, szeroko opisywaną w literaturze [47, 101, 54, 115, 76, 8, 119] jest zastosowanie magnesów skośnych lub segmentacja magnesów. Idee wprowadzania skosu i pseudoskosu (segmentacji magnesów) przedstawiono na rysunku 3.3. Ze względu na to, że zastosowanie segmentacji skosu jest prostsze technologicznie (wykorzystywane są typowe magnesy) to ten wariant jest zwykle stosowany. Ciągły skos magnesów jest problematyczny do wykonania ze względu na skomplikowany kształt. Technologia magnesowania takich skośnych magnesów znacznie zwiększa koszty produkcji [116]. Ponadto skos dyskretny nie powoduje powstawania dodatkowego strumienia osiowego jak ma to miejsce w przypadku zastosowania magnesów skośnych. Występowanie strumienia osiowego skutkuje powstawaniem dodatkowego momentu zaczepowego od tego strumienia [115, 76].



Rysunek 3.3: Schemat: a) skosu magnesów trwałych b) segmentacji magnesów trwałych

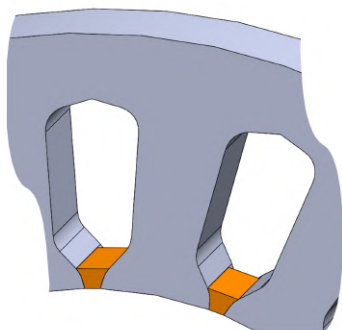


Rysunek 3.4: Wirnik silnika BLDC: a) ze skosem magnesów b) z pseudoskosem magnesów

3.2. Redukcja szerokości otwarcia żłobka

3.2.1. Kliny magnetyczne

Moment zaczepowy w maszynach z magnesami trwałymi zależy od nierównomiernej szczeliny powietrznej. Otwarcie żłobka od strony szczeliny powietrznej jest przyczyną zmiennej w funkcji położenia wirnika reluktancji obwodu magnetycznego.

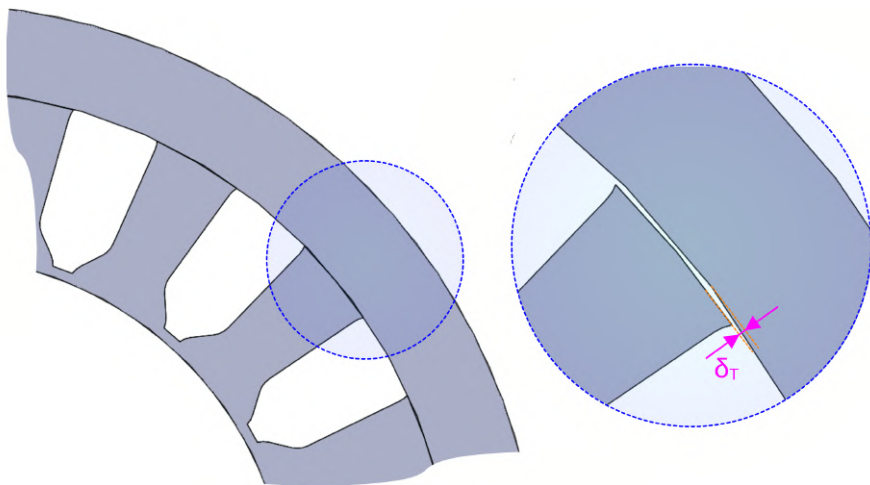


Rysunek 3.5: Stojan silnika BLDC ze klinami magnetycznymi

Naturalnym zatem jest, że powstały metody które mają za zadanie wyeliminowanie zmienności szerokości tej szczeliny. Jedną z takich metod jest zastosowanie tzw. klinów magnetycznych które umieszczane są w miejscu otwarcia żłobka [115, 70, 105]. Rozwiązanie to pozwala niemal całkowicie wyeliminować moment zaczepowy. Wadą tego rozwiązania jest jednak to, że ze względu na konieczność wklejania klinów do uzwojonego już stojana jest ono mocno kłopotliwe technologicznie. Poza tym część strumienia zamyka się przez klin.

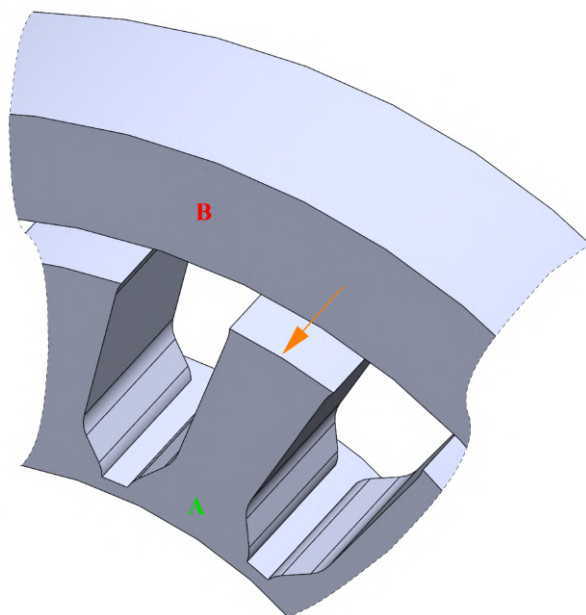
3.2.2. Stojan o budowie mostowej

Zdecydowanie dalej idącym rozwiązaniem jest redukcja szerokości otwarcia żłobka poprzez zastosowanie stojana o tzw. budowie mostowej [76, 70]. Metoda ta może dawać bardzo dobre efekty w zakresie minimalizacji pulsacji momentu. Konstrukcja maszyny w tym przypadku jest jednak bardzo skomplikowana – przekrój poprzeczny pakietu blach stojana przedstawiono na rysunku 3.6. Sto-



Rysunek 3.6: Stojan silnika BLDC o budowie mostowej - szczelina technologiczna

jan w takiej maszynie jest dwuczęściowy. Część wewnętrzna (A – rysunek 3.7) ma otwarcia żłobków od strony zewnętrznej – od strony szczeliny powietrznej nie występuje otwarcie żłobka jak to ma miejsce w konstrukcji klasycznej.



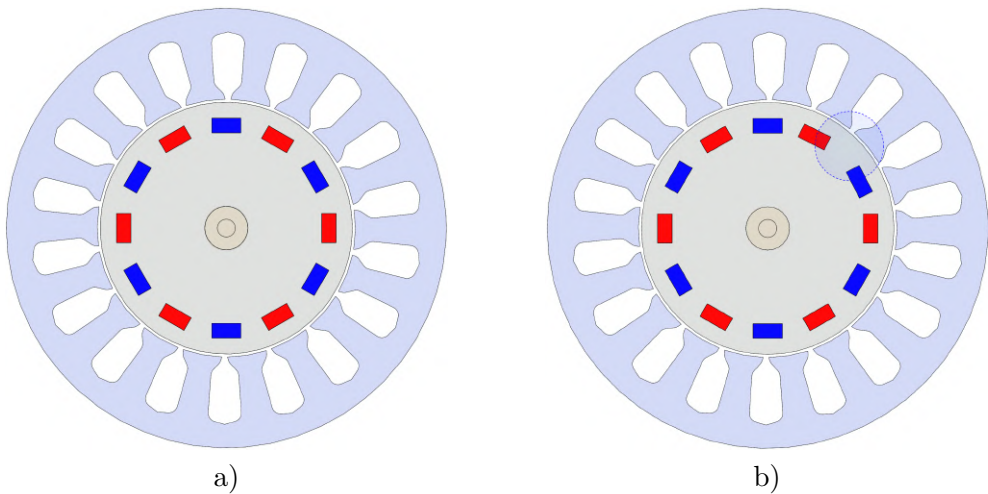
Rysunek 3.7: Stojan silnika BLDC o budowie mostowej: A- segment wewnętrzny, B – segment zewnętrzny

Zewnętrzna część (B) w formie pierścienia nasuwana jest na część wewnętrzną po nawinięciu uzwojeń – jak przedstawiono na rysunku 3.6. Grubość mostu stanowiącego połączenie pomiędzy zębami takiego stojana jest niewielka w związku z tym nie jest ona w stanie zapewnić odpowiedniej sztywności dla tej części pakietu. Dodatkową cechą charakterystyczną takiej maszyny jest występowanie drugiej szczeliny powietrznej (technologicznej) pomiędzy częścią wewnętrzną oraz zewnętrzną pakietu stojana. Szczelinę tę przedstawiono na rysunku 3.6. Należy tu zauważyć że brak otwarcia żłobka od strony szczeliny powietrznej powoduje, że szczelina ta jest równomierna wzdłuż całego obwodu - pomijając oczywiście tolerancje wykonania stojana i wirnika oraz ewentualny brak wyważenia wirnika. Pozwala to praktycznie niemal całkowicie wyeliminować zjawisko momentu zaczepowego. Metoda ta powoduje zmniejszenie strumienia w szczelinie.

3.3. Modyfikacje wirnika/stojana z magnesami trwałymi

3.3.1. Niesymetryczne rozłożenie magnesów

Jak przedstawiono w pracach [37, 36, 69, 120] odpowiednie niesymetryczne ułożenie magnesów pozwala na znaczną redukcję momentu zaczepowego. Przykładowy sposób niesymetrycznego rozłożenia magnesów przedstawiono na rysunku 3.8. Wadą tego rozwiązania jest przede wszystkim brak wyważenie mechanicznego takiego niesymetrycznego wirnika co powoduje powstawanie dodatkowych drgań. Drgania z kolei przekładają się na żywotność łożysk takiej maszyny oraz są źródłem generowania dodatkowego hałasu.

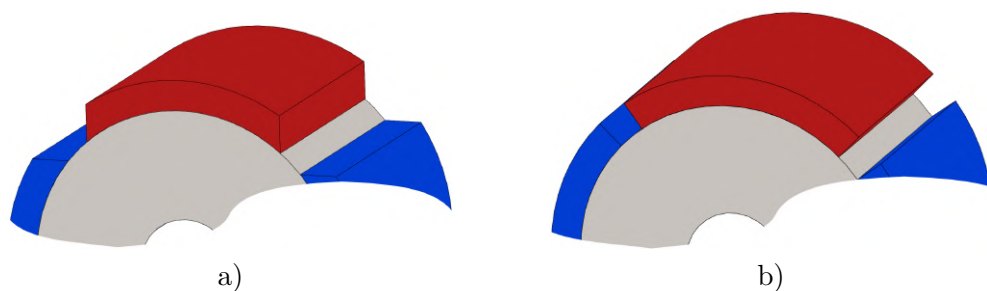


Rysunek 3.8: Przekrój poprzeczny silnika BLDC z symetrycznym (a) i niesymetrycznym (b) ułożeniem magnesów

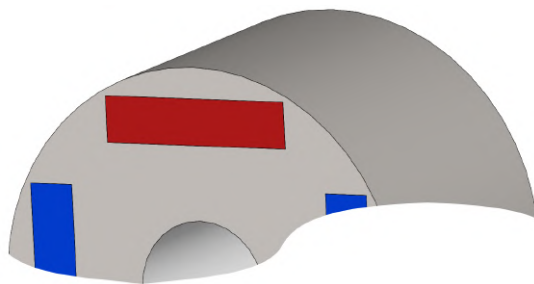
3.3.2. Modyfikacja kształtu magnesów

Na wartość momentu zaczepowego istotny wpływ ma kształt magnesów bowiem od niego m.in. zależy droga strumienia oraz rozkład indukcji magnetycznej w maszynie. W maszynach z magnesami klejonymi na powierzchni stosuje się magnesy o kształcie średnicowym lub promieniowym [17] – rysunek 3.9.

W przypadku magnesów z domieszką metali ziem rzadkich kształt wycinka pierścienia jest uzyskiwany poprzez wycięcie go z prostopadłościennego bloku. Powoduje to bardzo duży odpad i zwiększenie kosztów. W silnikach z magnesami zagłębionymi często stosuje się tańsze magnesy prostopadłościenne – rysunek 3.10. Należy zwrócić uwagę na fakt, że kształt zastosowanych magnesów często powiązany jest z kierunkiem magnetyzacji. Wpływ kierunku magnetyzacji na wartość momentu zaczepowego przedstawiono w rozdziale 3.5.1.



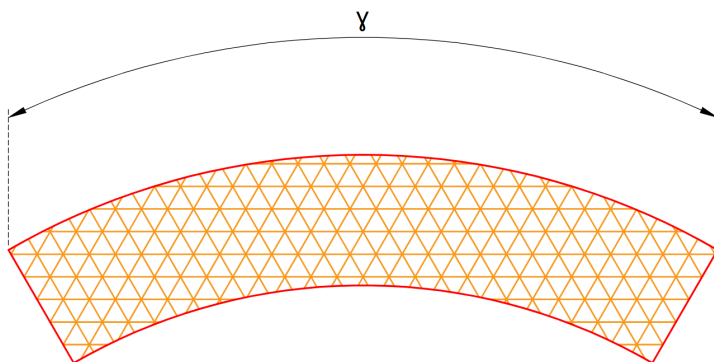
Rysunek 3.9: Wirniki z PM o kształcie średnicowym (a) oraz promieniowym (b)



Rysunek 3.10: Wirniki z zagłębionymi magnesami prostopadłociennymi

3.3.3. Dobór rozpiętości kątowej magnesów

Charakterystyczną modyfikacją kształtu magnesów jest dobór odpowiedniej rozpiętości kątowej. Rozpiętość kątowa magnesu ma wpływ na takie para-

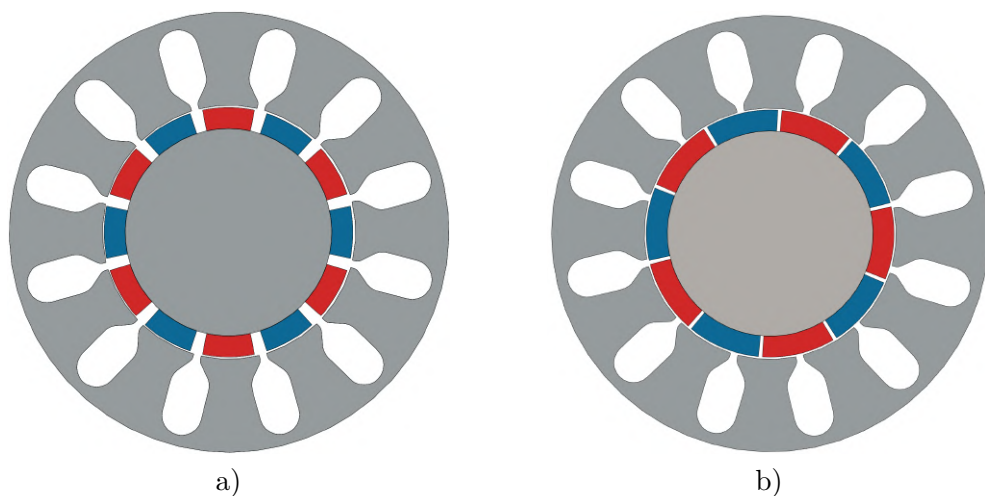


Rysunek 3.11: Rozpiętość kątowa magnesu

metry maszyny jak moment elektromagnetyczny, moment zaczepowy czy napięcie indukowane. Wyniki badań wpływu rozpiętości kątowej magnesów na parametry maszyny prezentowane są w wielu pracach m.in. [70, 115, 73]. W [112] autorzy określili przybliżony wzór do wyznaczania rozpiętości kątowej magnesu w stosunku do podziałki biegunowej. Warto zauważyć, że problem ten jest bardziej złożony, gdyż na optymalną rozpiętość kątową magnesów wpływ będą miały inne parametry takie jak chociażby sposób ich magnesowania. Metodę tę najlepiej łączyć z innymi metodami.

3.3.4. Dobór niecałkowitej liczby żłobków do liczby magnesów

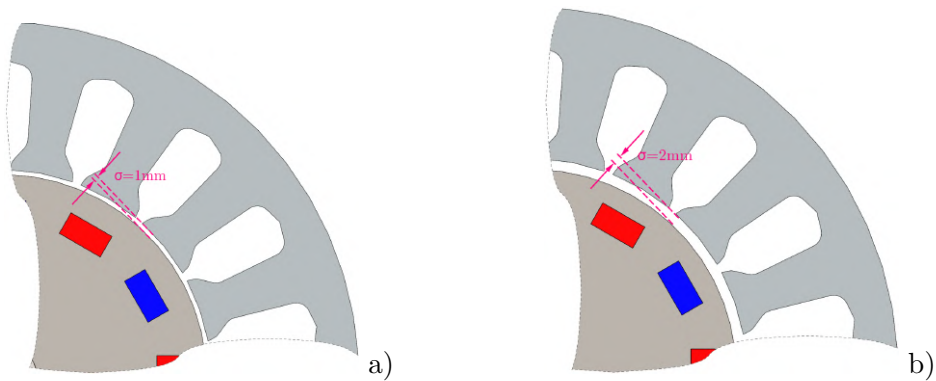
Metoda ta jest z technologicznego punktu widzenia bardzo prosta. Stosunek liczby żłobków i par biegunów dobiera się tak aby nie był liczbą całkowitą. Wadą takiego rozwiązania jest jednak to że minimalizacja momentu zaczepowego możliwa jest jedynie w pewnym zakresie [115]. Ponadto dobór niecałkowitej liczby żłobków względem biegunów może prowadzić do zwiększenia drgań i hałasu.



Rysunek 3.12: Silnik BLDC: a) 12/12 - o całkowitym stosunku liczby zębów do liczby magnesów b) 12/10 - o ułamkowym stosunku liczby zębów do liczby magnesów

3.4. Zmiana szerokości szczeliny powietrznej

W maszynie z magnesami trwałymi szerokość szczeliny powietrznej ma bardzo duży wpływ na moment elektromagnetyczny oraz moment zaczepowy [70, 74]. Badania wpływu szerokości szczeliny na parametry maszyny są przedmiotem wielu prac badawczych. Jak przedstawiono w pracy [76] wartość szczeliny powietrznej powinna być jak najmniejsza. Ograniczenia w tej materii stanowić będzie tolerancja wykonania elementów maszyny, dokładność montażu oraz wyważenie maszyny. W pracy [115] autor bada wpływ szerokości szczeliny na wartość momentu elektromagnetycznego maszyny oraz momentu zaczepowego w bezszczotkowym silniku prądu stałego z cylindrycznym uzwojeniem i zewnętrznym wirnikiem. W pracy [98] przedstawiono wpływ szerokości szczeliny na parametry silnika komutatorowego z magnesami trwałymi. Zmniejszenie szerokości szczeliny pozwala na zwiększenie momentu elektromagnetycznego. Niestety skutkuje to także wzrostem momentu zaczepowego.

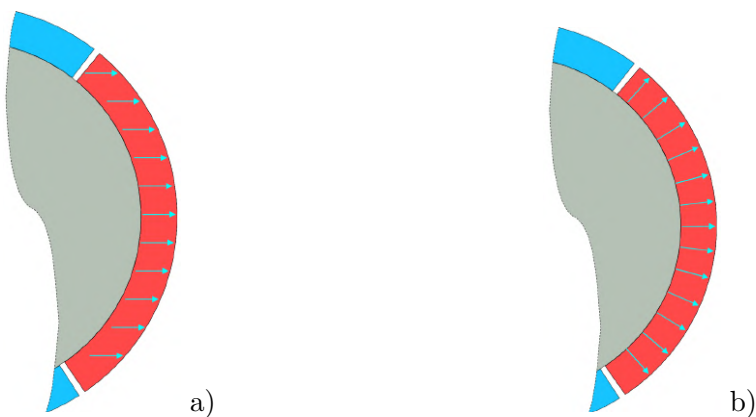


Rysunek 3.13: Przekrój poprzeczny obwodu magnetycznego silnika BLDC: a) o szczelinie powietrznej $\sigma = 1\text{mm}$ b) o szczelinie powietrznej $\sigma = 2\text{mm}$

3.5. Zmiana kierunku magnetyzacji magnesów trwałych

3.5.1. Magnesowanie promieniowe i równoległe

Na wartość momentu zaczepowego istotny wpływ może mieć kierunek magnesowania magnesów trwałych[98, 43]. Wyróżnić można dwa podstawowe kierunki magnesowania - równoległy i promieniowy[19]. Sposób magnesowania przedstawiono na rysunku 3.14.

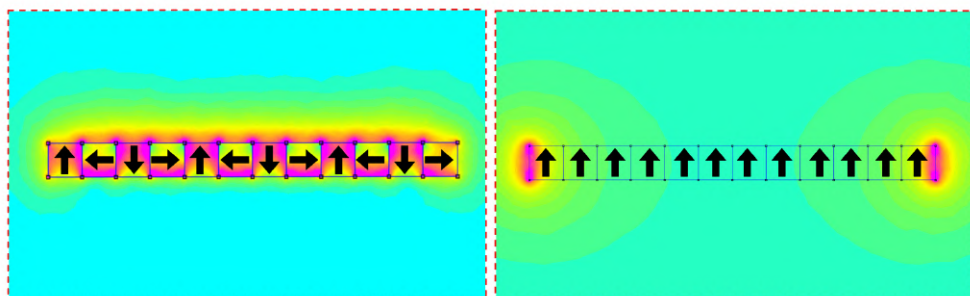


Rysunek 3.14: Kierunek magnesowania: a) średnicowe, b) promieniowe

Od kierunku magnesowania magnesu trwałego zależy rozkład indukcji magnetycznej maszyny. Jak przedstawiono w [98] sposób magnesowania ma znaczący wpływ na rozkład indukcji magnetycznej w szczelinie, a co za tym idzie na przebieg momentu zaczepowego w funkcji kąta obrotu.

3.5.2. Magnesowanie w układzie Halbacha

Szczególnym sposobem magnesowania jest ułożenie magnesów w tzw. macierz Halbacha. Ten sposób magnesowania polega na ułożeniu magnesów tak, aby wektor magnetyzacji kolejnych magnesów był obrócony o 90° względem poprzedniego. Takie rozwiązanie pozwala skoncentrować pole magnetyczne po jednej stronie magnesów przy blisko zerowej wartości po stronie przeciwnej [53]. Jak wykazał autor pracy [70] zarówno dyskretna jak i ciągła (wektor magnetyzacji zmienia się ciągle w obrębie magnesu) magnetyzacja typu Halbach pozwala znacznie zredukować wartość momentu zaczepowego.



Rysunek 3.15: Magnesowanie: w układzie Halbacha oraz jednokierunkowe

Rozdział 4

Modele polowe i polowo-obwodowe oraz wyniki badań symulacyjnych

4.1. Klasyczna konstrukcja silnika komutatorowego z magnesami ferrytowymi (magnesy w kształcie wycinka pierścienia) - silnik A

4.1.1. Modele polowe i polowo-obwodowe silnika A

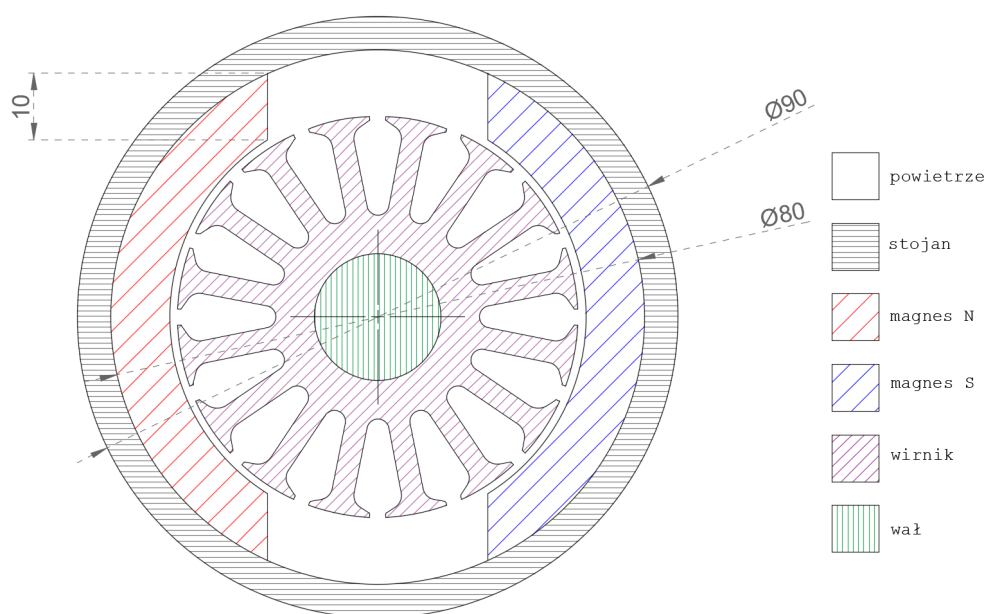
Do badań wykorzystano silnik prądu stałego o wzbudzeniu od magnesów trwałych ferrytowych jednego z polskich producentów maszyn elektrycznych. W oparciu o dane producenta oraz wykonane pomiary gabarytów maszyny opracowane zostały modele polowe i polowo-obwodowe. Do opracowania modeli wykorzystano dwa programy: FEMM będący oprogramowaniem *open source* oraz komercyjny ANSYS Maxwell. Dla badanej konstrukcji silnika opracowano:

- **I** - model polowy 2D w programie FEMM 4.2,
- **II** - model polowo-obwodowy 2D w środowisku ANSYS Maxwell,
- **III** - model polowo-obwodowy 3D w środowisku ANSYS Maxwell.

Intencją autora dla opracowania dwóch modeli dwuwymiarowych jest chęć porównania i ocena wiarygodności uzyskanych wyników w oprogramowaniu darmowym (model polowy) i komercyjnym (model polowo-obwodowy) - w tym wpływu złożoności obliczeniowej modelu na zgodność uzyskanych wyników z pomiarami. Ponadto porównano wyniki obliczeń dla modelu 2D i 3D w celu oceny zasadności przeprowadzenia obliczeń na modelu trójwymiarowym na

wybranych etapach analizy. Dylemat co do tego czy zastosować analizę 2D czy 3D w obliczeniach polowych często stoi przed projektantami maszyn elektrycznych [21]. W wielu pracach problem ten jest podejmowany [77, 49, 27]. Jak wskazują autorzy pracy [21] dyskusja i wymiana doświadczeń w tej kwestii jest wskazana. W związku z powyższym w niniejszej pracy porównano wyniki obliczeń momentu zaczepowego dla modelu dwu- i trójwymiarowego badanej maszyny o klasycznej konstrukcji. Przeprowadzona analiza porównawcza wyników obliczeń pozwoli na wybór narzędzia do opracowania modeli polowych w dalszej części pracy.

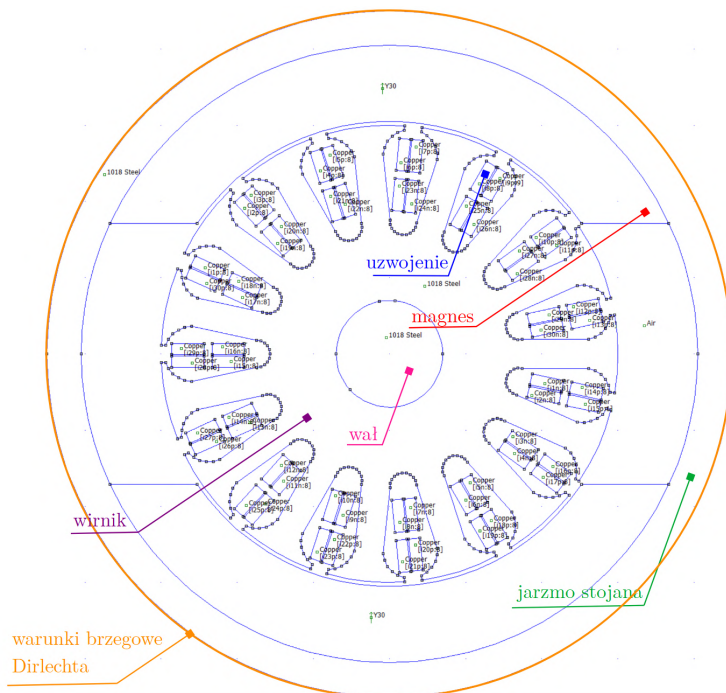
W oparciu o wykonane pomiary i dane konstrukcyjne przygotowany został rysunek odpowiadający przekrojowi poprzecznemu silnika - rysunek 4.1. Na jego podstawie opracowano modele polowe. Na rysunku 4.2 przedstawiono



Rysunek 4.1: Przekrój poprzeczny badanego silnika A

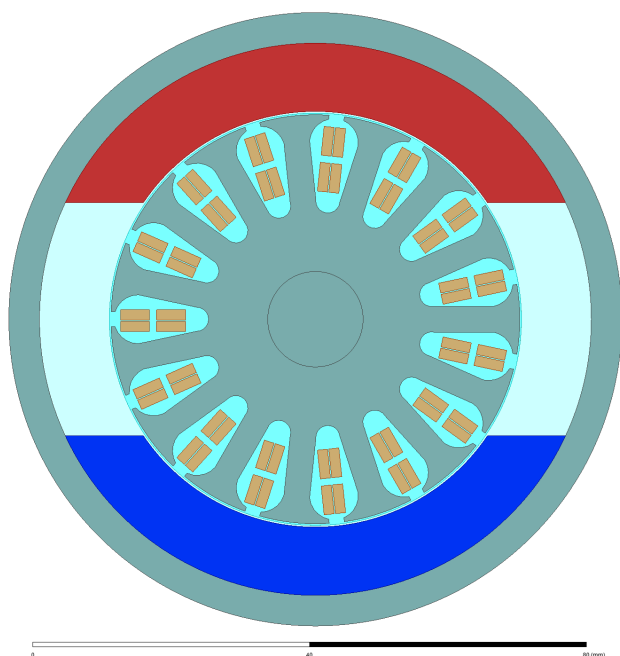
model MES silnika A w programie FEMM. W opracowanym modelu wzdłuż

zewnętrznego konturu stojana maszyny (obudowy silnika) zdefiniowane zostały warunki brzegowe Dirlechta, które zakładają, że pole magnetyczne nie wychodzi poza obszar maszyny. Dla modelu zdefiniowano właściwości materiałowe poszczególnych elementów modelu. Przyjęto że magnesy wykonano z ferrytu Y30. Moment zaczepowy oraz elektromagnetyczny wyznaczono dla pełnego obrotu wirnika (360°) z krokiem $0,1^\circ$. Do wyznaczenia momentu elektromagnetycznego przyjęto przepływ prądu w uzwojeniach maszyny na poziomie prądu znamionowego. Skrypty obliczeniowe przygotowano w środowisku MATLAB/Simulink korzystając z dedykowanej biblioteki programu FEMM [65]. Na rysunku 4.3 przedstawiono część połową dwuwymiarowego



Rysunek 4.2: Model MES silnika A w programie FEMM 4.2

modelu połowo-obwodowego badanej maszyny w oprogramowaniu ANSYS Maxwell 2D.



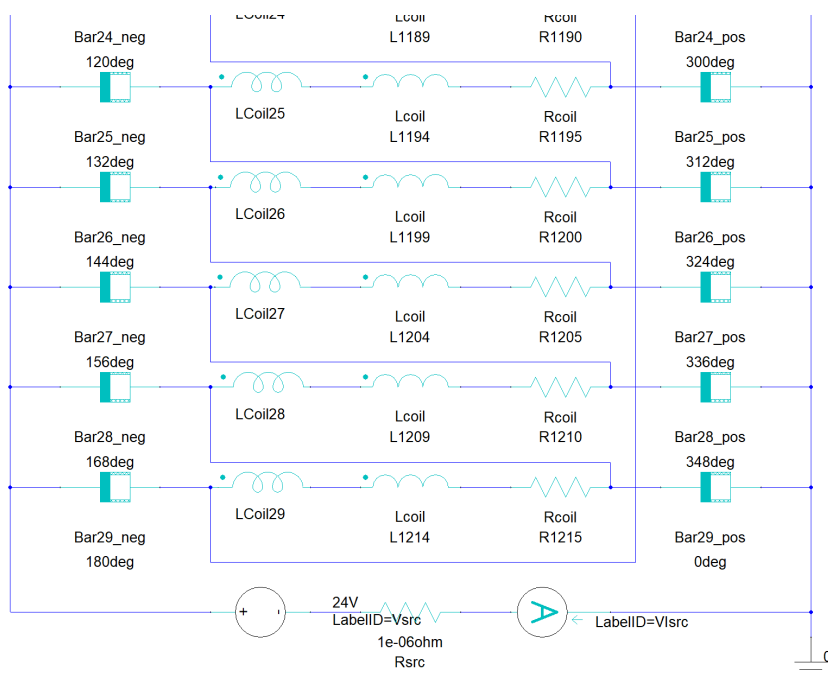
Rysunek 4.3: Model MES 2D silnika A w oprogramowaniu ANSYS Maxwell

Wymuszenia zdefiniowane są za pomocą zewnętrznego obwodu symulującego pracę komutatora, opracowanego z wykorzystaniem narzędzia Maxwell Circuit - rysunek 4.4. Rezystancje oraz indukcyjności uzwojeń zostały wyznaczone w oparciu o model fizyczny zgodnie z metodą pomiaru przedstawioną w rozdziale 5.4. Zmierzone parametry obwodu przedstawiono w tabeli 4.1.

Tabela 4.1: Parametry obwodowe - silnik A

Parametr	Wartość
Indukcyjność cewki L_{coil}	48,62 μH
Rezystancja cewki R_{coil}	0,068 Ω
Spadek napięcia na parze szczotek	1-1,8 V*

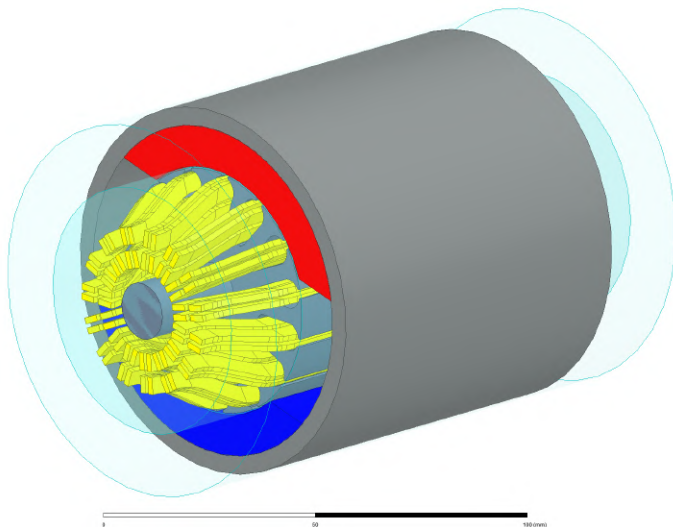
*wg deklaracji producenta; materiał metalografit M48[45]



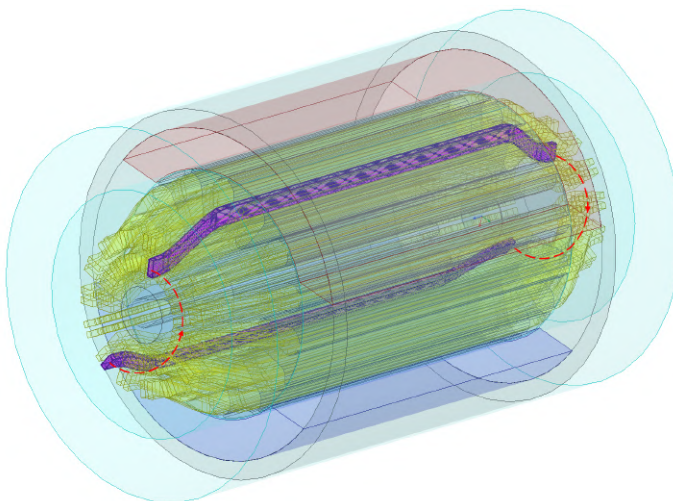
Rysunek 4.4: Fragment schematu połączeń cewek uzwojenia ze źródłem zasilania z użyciem komutatora - Maxwell Circuit

Model trójwymiarowy przedstawiono na rysunku 4.5. Środowisko ANSYS Maxwell zawiera narzędzie RMxpert które ułatwia tworzenie modeli maszyn w oparciu o dane konstrukcyjne [40, 63]. Niestety narzędzie to ma pewne ograniczenia. Jednym z nich jest brak możliwości wygenerowania uzwojenia o zmiennym poskoku, jakie zastosowane zostało w badanej maszynie. W związku z tym model 3D geometrii silnika został opracowany w programie SolidWorks, a następnie zaimportowany w programie Maxwell 3D. Model ze względu na skomplikowany geometryczny sposób uzwojenia (dwuwarstwowe uzwojenie ze zmiennym poskokiem) ma uproszczony model połączeń czołowych. Cewki w modelu wyprowadzono poza ułożony wirnik, jednak nie posiadają geometrycznego domknięcia od strony czoł. Niedomknięta w modelu polowym para drutów ma zdefiniowane te same parametry cewki (ta sama cewka)

jak przedstawiono na rysunku 4.6. W związku z zastosowanymi uproszczeniami model posłużył do wyznaczenia momentu zaczepowego.



Rysunek 4.5: Model MES 3D silnika A w oprogramowaniu ANSYS Maxwell



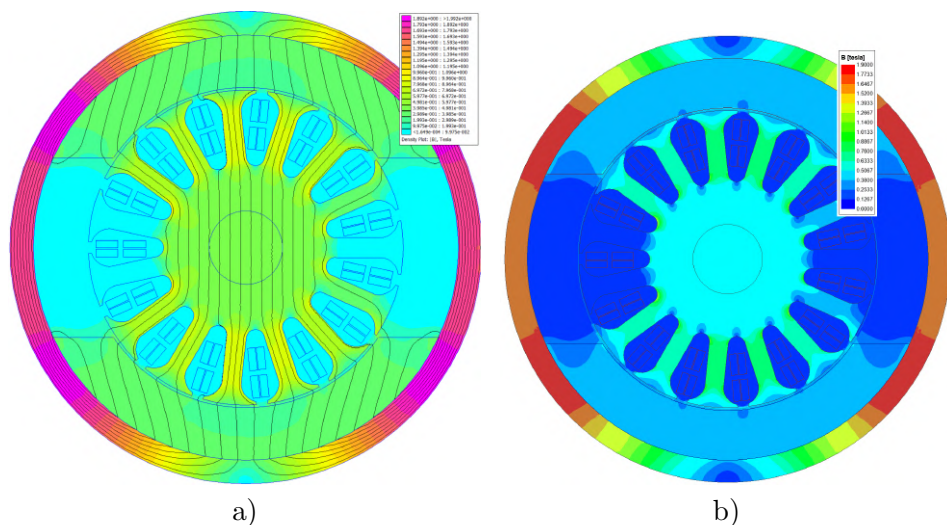
Rysunek 4.6: Definicja cewki w modelu 3D silnika A

Ważnym aspektem poprawnie przygotowanych modeli polowych jest dobór odpowiedniej złożoności obliczeniowej. Dla metod siatkowych (takich jak MES) dokładność obliczeń związana jest w dużej mierze z liczbą elementów siatki dyskretyzacyjnej. Niska liczba elementów znacznie upraszcza analizę, oraz przyspiesza badania symulacyjne kosztem dokładności odwzorowania modelu fizycznego. Duża liczba elementów poprawia dokładność, jednak obliczenia trwają dłużej. Chociaż wydajność obliczeniowa komputerów obecnie pozwala na tworzenie coraz bardziej złożonych modeli, to dobór odpowiedniej liczby węzłów siatki jest niezwykle ważny. Nadmiarowość obliczeń jest szczególnie uciążliwa przy wielokryterialnej analizie, gdzie liczba opracowywanych modeli (a więc i przeprowadzonych symulacji) jest znaczna. Kluczowe znaczenie ma tu dobra znajomość analizowanych zjawisk. W przypadku analizy rozkładu pól w maszynach elektrycznych szczególnie istotna jest liczba elementów w szczeliny powietrznej, gdzie gradient pola jest największy [98, 115, 99]. Jak przedstawiono w pracach [76, 99] w obliczeniach polowych momentu zaczepowego zwiększenie liczby węzłów siatki wpływa na zwiększenie dokładności obliczeń, a w konsekwencji na wygładzenie przebiegów momentu zaczepowego. Punktem wyjścia w przeprowadzonych badaniach było zastosowanie domyślnej siatki dyskretyzującej sugerowanej przez każdy z programów. Badania jednak powtórzono dla różnych konfiguracji złożoności obliczeniowej modelu celem porównania jej wpływu na zgodność z wynikami pomiarów przeprowadzonymi dla rzeczywistej maszyny.

4.1.2. Wyniki obliczeń silnika A

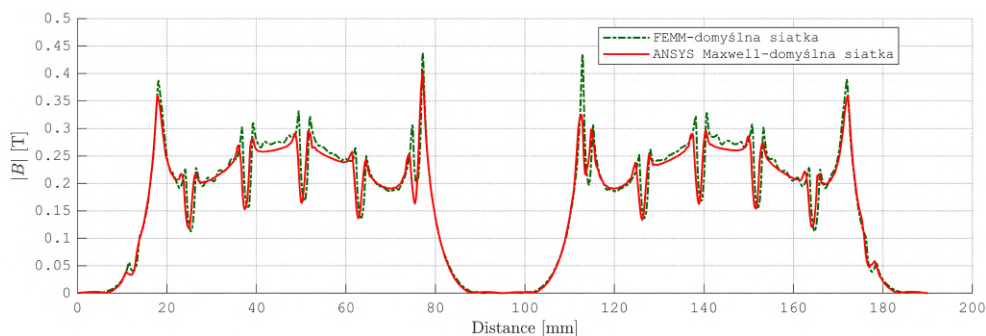
W oparciu o opracowane modele polowe 2D wyznaczono rozkład indukcji magnetycznej w przekroju poprzecznym maszyny (rysunek 4.7) oraz w szczeliny powietrznej (rysunek 4.8).

Wyniki obliczeń w obu użytych programach są zbieżne. Najwyższy poziom indukcji (około 1,8-2 T) widoczny jest w jarzmie stojana przez który zamykają się linie pola. W rozkładzie indukcji w szczeliny indukcja magnetyczna



Rysunek 4.7: Rozkład indukcji magnetycznej dla silnika A wyznaczony w: a) programie FEMM b) oprogramowaniu ANSYS Maxwell 2D – linie obrazują drogę strumienia magnetycznego, a barwa koloru poziom indukcji magnetycznej

w okolicy magnesu ma wartość około 0,2-0,3 T. Na rysunku 4.8 widoczne są spadki indukcji do około 0,1-0,12 T w okolicy żłobków wirnika.



Rysunek 4.8: Rozkład indukcji magnetycznej w szczeliny dla silnika A

Dla obu modeli wyznaczono wartość momentu zaczepowego. W maszynach elektrycznych obliczanie momentu może być przeprowadzone czterema metodami [95, 91]:

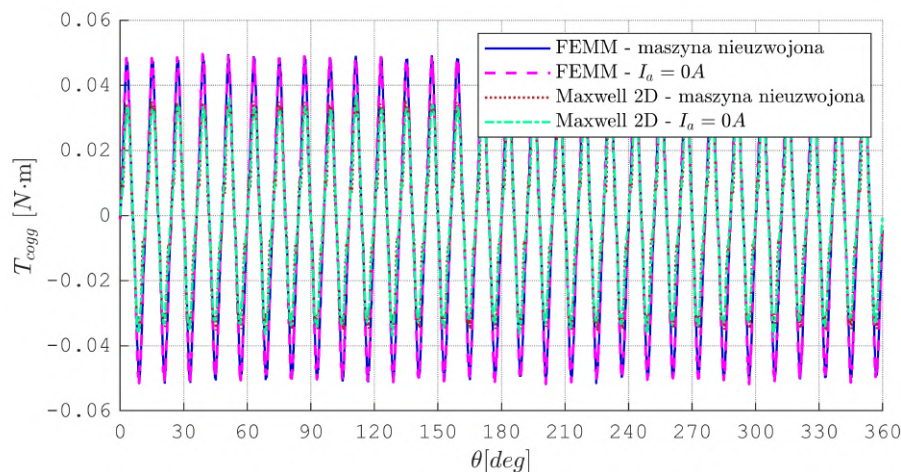
- metodą pochodnej koenergii magnetycznej,
- metodą prac wirtualnych Coulomba,
- metodą tensora naprężeń Maxwella [46],
- metodą Arkkio.

Zarówno w programie FEMM jak i w środowisku ANSYS Maxwell obliczenie momentu odbywa się w oparciu o metodę naprężeń Maxwella. Pomiar momentu zaczepowego przeprowadzany jest w stanie bezprądowym, przy zachowaniu wzbudzenia od magnesów trwałych. W literaturze spotyka się dwa podejścia co do budowy modelu obliczeniowego który służy do wyznaczania momentu zaczepowego. W pracach [98, 36, 39] moment zaczepowy wyznaczany jest dla maszyny nieuzwojonej. W innych publikacjach [67, 68] autorzy stosują podejście, gdzie wymuszenie prądowe w uzwojeniach maszyny wynosi $I = 0$ A. Zasadniczo zastosowanie prostszego modelu nieuzwojonej maszyny wydaje się być uzasadnione na pewnych etapach analizy - przenikalność magnetyczna miedzi jest w przybliżeniu taka sama jak przenikalność magnetyczna powietrza. Model nieuzwojony z racji brak definicji materiału uzwojeń może mieć mniej elementów w żłobkach. Dla badanej maszyny przeprowadzono symulację zarówno z nieuzwojonym wirnikiem jak i ze zdefiniowanym uzwojeniem przy wymuszeniu prądowym $I = 0$ A.

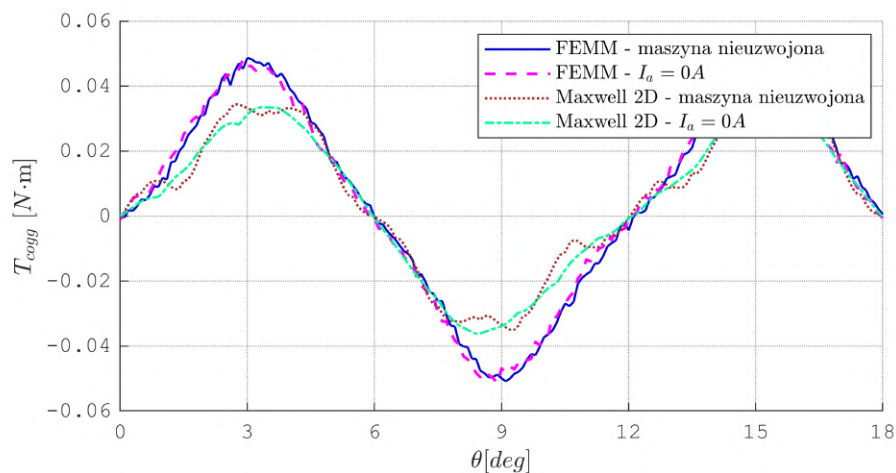
Tabela 4.2: Wyniki symulacji dla silnika A - moment zaczepowy

Program - model / liczba elementów	Amplituda momentu zaczepowego	Okres zmienności momentu zaczepowego
FEMM - bez uzwojeń / 153807	0.0518[N · m]	$\approx 12, 2^\circ$
FEMM - uzwojenie $I = 0$ A / 203280	0.0499[N · m]	$\approx 12, 2^\circ$
ANSYS - bez uzwojeń / 31958	0,0445[N · m]	$\approx 12, 2^\circ$
ANSYS - uzwojenie $I = 0$ A / 33280	0,0467[N · m]	$\approx 12, 2^\circ$

W tabeli 4.2 zestawiono uzyskane wyniki. Jak widać obecność uzwojeń w symulowanym modelu nie ma znaczącego wpływu na uzyskane wyniki momentu zaczepowego dla modelu w środowisku ANSYS Maxwell. W programie



Rysunek 4.9: Moment zaczepowy silnika A - symulacja dla pełnego obrotu

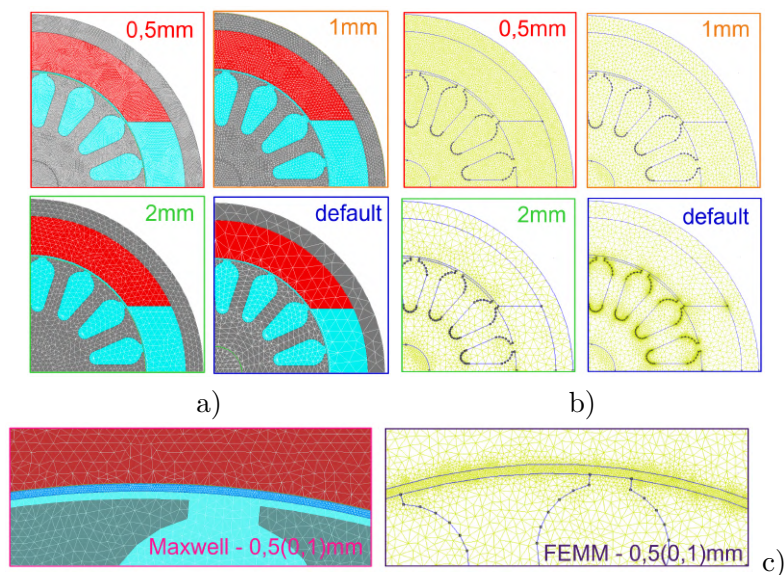


Rysunek 4.10: Moment zaczepowy silnika A - symulacja w zakresie 0-18°

FEMM wyniki różnią się o około 3,8% (amplituda momentu zaczepowego dla modelu bez uzwojenia względem model z uzwojeniem). Porównując wyniki uzyskane w programie FEMM oraz w środowisku ANSYS Maxwell widać zbieżność wyników. Oba przebiegi mają ten sam okres zmienności, natomiast

amplituda różni się o około 6,9% (dla modelu z uzwojeniem w programie FEMM względem analogicznego modelu w środowisku ANSYS Maxwell).

Różnice występujące pomiędzy rozkładem indukcji w szczelinie oraz przebiegu momentu zaczepowego dla modelu przygotowanego w programie FEMM oraz tego opracowanego w środowisku ANSYS Maxwell spowodowane mogą być dużą różnicą dokładności porównywanych modeli. Liczba elementów siatki dla przyjętych modeli startowych znacznie się różni - ponad 5-6 krotnie. Aby ocenić wpływ złożoności modelu na dokładność uzyskiwanych wyników powtórzono symulację w oprogramowaniu ANSYS Maxwell oraz programie FEMM zmieniając maksymalny rozmiar elementu siatki dyskretyzującej. Ponadto wyznaczono moment zaczepowy dla opracowanego modelu trójwymiarowego. Obliczenia momentu zaczepowego przeprowadzono w zakresie $0-36^\circ$.



Rysunek 4.11: Siatka dyskretyzacyjna modelu dla różnej wielkości maksymalnej elementu: a) w programie ANSYS Maxwell 2D, b) w programie FEMM, c) zagęszczenie siatki w szczelinie

W tabeli 4.3 przedstawiono rozpatrywane parametry siatki opracowanego modelu oraz otrzymane wyniki. Na rysunkach 4.13 oraz 4.12 przedstawiono

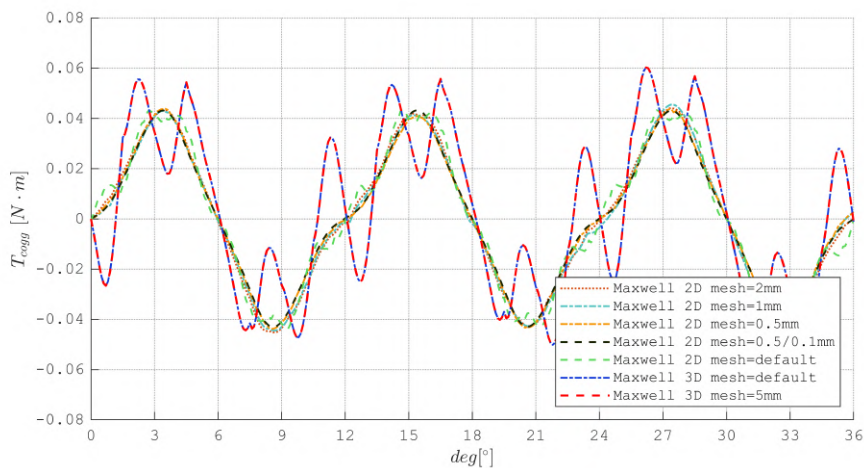
przebiegi momentu zaczepowego dla różnych poziomów złożoności obliczeniowej modelu polowego. Jak wskazują dane zawarte w tabeli 4.3 niewłaściwy

Tabela 4.3: Parametry siatki analizowanych modeli polowych i uzyskane wartości maksymalne momentu zaczepowego - modele maszyny nieuzwojonej

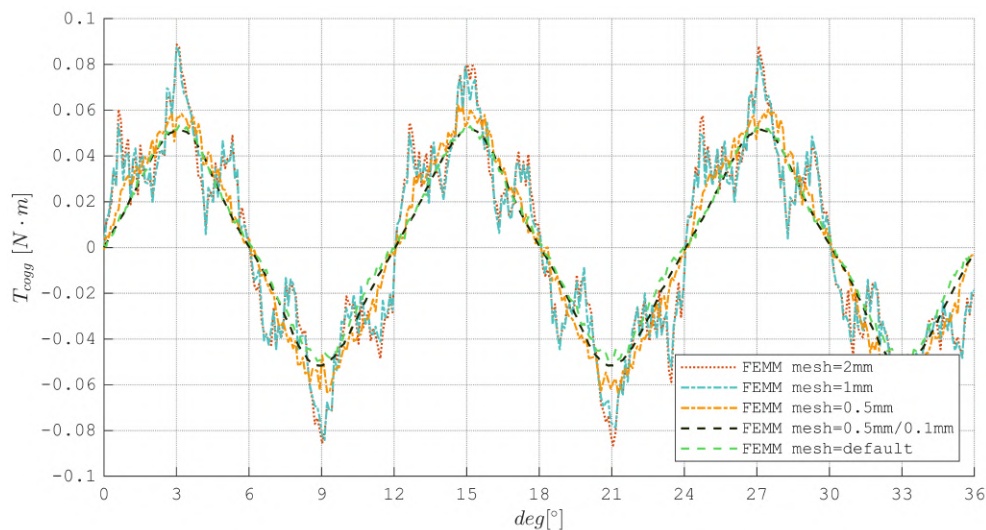
Program	Maksymalny rozmiar elementu	Liczba elementów siatki	Okres symulacji**	Amplituda momentu zaczepowego
Maxwell 2D	0,5 mm	55161	1h 9min	43,8530 mN · m
FEMM		123424	27min	62,1518 mN · m
Maxwell 2D	1 mm	31934	17min	45,5177 mN · m
FEMM		15546	7,5min	87,7884 mN · m
Maxwell 2D	2 mm	8414	4min	44,1475 mN · m
FEMM		9016	5min	88,6939 mN · m
Maxwell 2D	default	4048	2min	43,7764 mN · m
Maxwell 3D		103008	3h 30min	60,2999 mN · m
FEMM		153807	2h 15min	53,2892 mN · m
Maxwell 2D	0,5 mm(0,1 mm*)	187866	1h 43min	43,2382 mN · m
FEMM		94397	55min	51,6829 mN · m
Maxwell 3D	5 mm	458531	8h 26min	60,2999 mN · m

*rozmiar elementu w szczelinie, **0 – 36° z krokiem 0,1°

dobór siatki dyskretyzacyjnej może powodować, że otrzymane wyniki obarczone będą bardzo dużym błędem. O ile dla przeprowadzonego eksperymentu w środowisku ANSYS Maxwell 2D gęstość siatki nie miała istotnego wpływu na przebieg i wartość amplitudy momentu zaczepowego, to w przypadku programu FEMM przy niewłaściwym doborze siatki wpływ ten jest istotny - szczególnie w określeniu amplitudy badanego momentu. Dla obliczeń, które przeprowadzono w programie FEMM niższa złożoność obliczeniowa modelu skutkowałą „postrzępieniem” przebiegów momentu zaczepowego. Niedokładność modelu miała również istotny wpływ na wyznaczoną maksymalną wartość momentu zaczepowego. W przypadku obu programów zastosowanie domyślnej siatki pozwalało uzyskać satysfakcjonującą dokładność wyników. Warto jednak zauważyć, że w programie FEMM zastosowanie niestandardowej siatki z dodatkowym jej zagęszczeniem w szczelinie tj. tam gdzie gradient pola jest

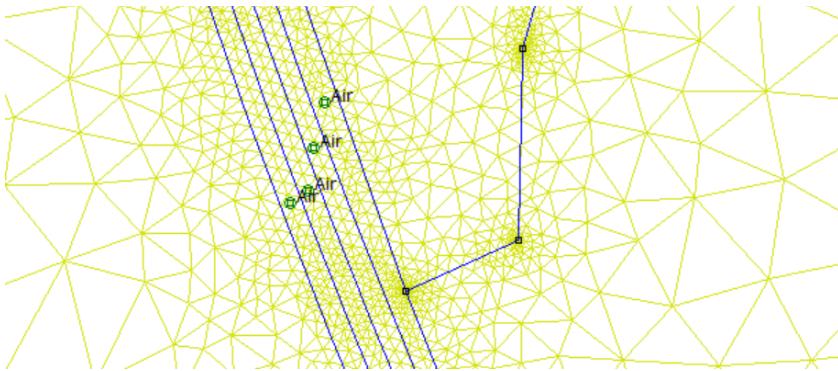


Rysunek 4.12: Przebieg momentu zaczepowego dla modeli o różnej maksymalnej wielkości elementu - ANSYS Maxwell



Rysunek 4.13: Przebieg momentu zaczepowego dla modeli o różnej maksymalnej wielkości elementu - FEMM

największy, pozwala uzyskać satysfakcjonującą zbieżność wyników w ponad dwukrotnie krótszym czasie względem siatki domyślnej [99]. Jak wskazuje kolumna 2 tabeli 4.3, generator siatki programu ANSYS Maxwell 2D dla tego samego maksymalnego rozmiaru elementu tworzył model o większej liczbie elementów względem tego w programie FEMM. Duże zagęszczenie siatki w podobozarach o małej zmienności powoduje zarówno zbędne zwiększenie wydatku obliczeniowego, jak również możliwość pojawienia się błędów związanych z ograniczoną dokładnością dla obliczeń zmiennoprzecinkowych. Warto zatem siatkę dyskretyzacyjną dobierać w ten sposób, aby jej gęstość była zwiększona w tych obszarach gdzie występuje największa zmienność pola - w analizie polowej maszyn elektrycznych jest to szczelina powietrzna. Wielu badaczy [76] stosuje dodatkowe zabiegi aby siatkę w szczelinie dodatkowo zagęścić. Przykładem może być podzielenie szczeliny powietrznej na warstwy. Warto zwrócić uwagę na przebiegi momentu zaczepowego wyznaczone dla mo-

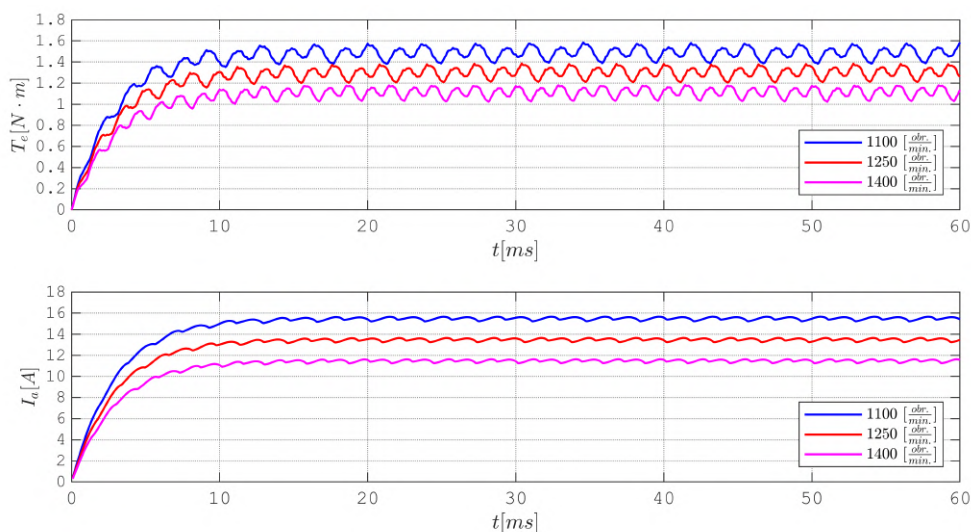


Rysunek 4.14: Podział szczeliny powietrznej na warstwy

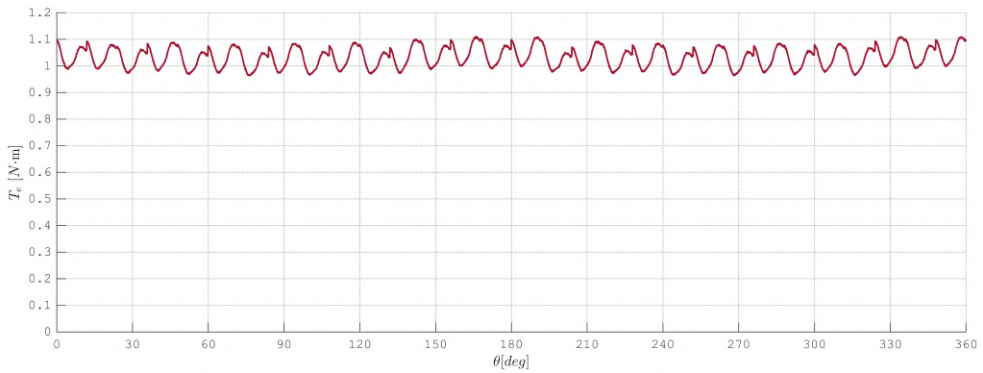
delu 3D z domyślną siatką oraz siatką 5 mm. Ze względu na niską dokładność modelu (elementy o dużej objętości) odbiegają one znacząco od pozostałych. Zwiększenie liczby elementów pozwoliłoby poprawić dokładność obliczeń, jednak czas symulacji wydłużyłby się bardzo istotnie. W przypadku mnogiej ilości modeli trwające kilkadziesiąt godzin symulacje na wstępnych etapach analizy

są mocno niedogodne. Zasadne wydaje się zatem, aby na wcześniejszych etapach badań (gdzie opracowywana jest duża liczba modeli) ograniczyć obliczenia do tych opartych o modele dwuwymiarowe - jeśli pozwala na to geometria maszyny.

Przebieg momentu użytecznego w programie FEMM oraz Maxwell 2D wyznaczono dla siatki 0,5 mm z zagęszczeniem w szczelinie do 0,1 mm. Model polowo-obwodowy w środowisku ANSYS Maxwell uwzględnia zmierzone obwodowe wielkości takie jak indukcyjność czy rezystancja uzwojenia. Przyjęto napięcie zasilania $U_s = 24\text{ V}$. Obliczeń dokonano używając solwera Transient. Obliczenia wykonano dla prędkości znamionowej 1100 obr./min oraz prędkości 1250 obr./min oraz 1400 obr./min. Dla modelu polowego w programie FEMM przyjęto przepływ prądu w uzwojeniach na poziomie połowy prądu znamionowego (prąd rozplywa się na dwie równoległe gałęzie $I_{coil} = 5\text{ A}$). Przełączaniem prądów w odpowiednich pasmach uzwojenia względem położenia wirnika steruje skrypt opracowany w języku MATLAB który przedstawiono w dodatku B.



Rysunek 4.15: Moment elektromagnetyczny maszyny A wyznaczony w środowisku ANSYS Maxwell



Rysunek 4.16: Moment elektromagnetyczny maszyny A wyznaczony w programie FEMM - $I_a = 10A$ ($I_{coil} = 5A$)

W oparciu o przedstawione wyżej wyniki i rozważania zdecydowano do badań symulacyjnych w dalszej części pracy wykorzystać oprogramowanie ANSYS Maxwell 2D. Ponadto przyjęto, że wszystkie dalsze obliczenia będą wykonywane dla modeli o maksymalnej wielkości elementu 0,1 mm dla szczeliny powietrznej oraz 0,5 mm dla pozostałego obszaru. Otrzymane wyniki obliczeń zostaną porównane z wynikami pomiarów dla rzeczywistej maszyny w dalszej części pracy.

4.2. Konstrukcja silnika komutatorowego prądu stałego z prostopadłościnnymi magnesami neodymowymi - silnik B

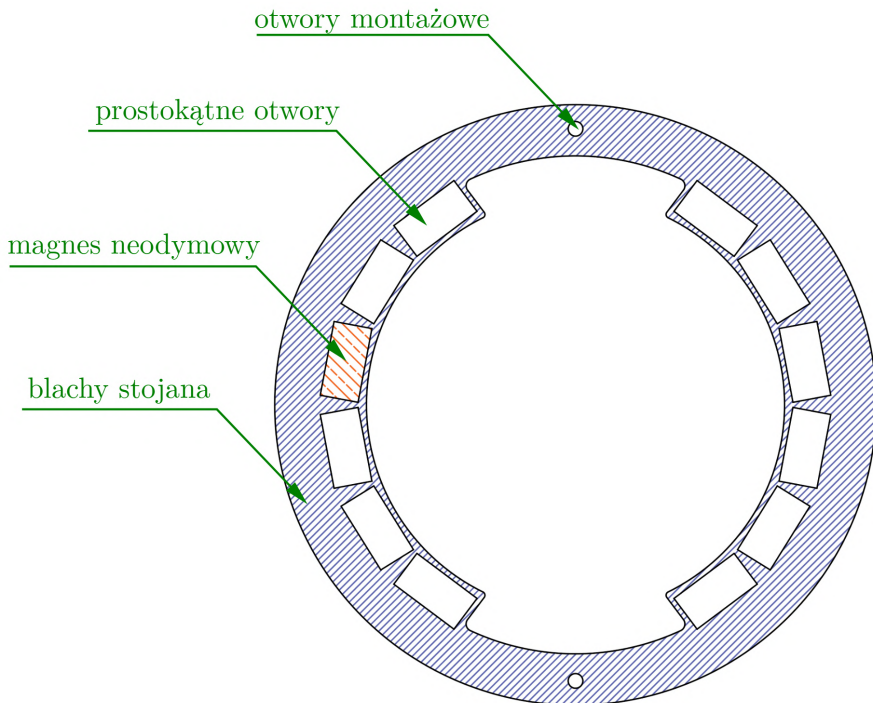
Magnesy ferrytowe w maszynach komutatorowych z powodzeniem można zastąpić magnesami neodymowymi [8, 30]. Wysoka gęstość energii magnetycznej magnesu neodymowego (nawet dziesięciokrotnie większa niż w magnesach wykonanych z ferrytu) pozwala zmniejszyć gabaryty oraz masę magnesu, a więc w rezultacie także gabaryty i masę całej maszyny. Dodatkowo magnesy neodymowe nie są tak podatne na rozmagnesowanie jak magnesy ferrytowe.

Tabela 4.4: Właściwości materiałów magnetycznych stosowanych do budowy magnesów trwałych[66]

		SmCo5	NdFeB	ferryt	AlNiCo
B_r	[T]	0,85-1	1-1,41	0,3-0,45	1,25
$(BH)_{max}$	[kJ/m ³]	145-200	200-420	20-40	50
$B_H C$	[kA/m]	≥1600	1040-3000	240-320	55
T_{max}	[°C]	250	80-200	150-200	450-500
Cena	[€/ kg]	120	50	15-20	

Zastępowanie tanich magnesów ferrytowych magnesami z domieszką REE (*rare-earth elements* - pierwiastki ziem rzadkich) nie jest w małych maszynach elektrycznych powszechnie stosowane. Podstawową wadą magnesów neodymowych (ale także innych magnesów z domieszkami ziem rzadkich) jest ich wysoka cena. Magnes neodymowy w kształcie wycinka pierścienia potrafi być nawet kilkukrotnie droższy od odpowiadającego mu magnesu ferrytowego. Magnes ze spieków ziem rzadkich w kształcie wycinka pierścienia otrzymuje się poprzez jego wycięcie z większego prostopadłościnnego bloku. Powstały w ten sposób odpad dodatkowo zwiększa koszty produkcji. Zastosowanie klejonych do wewnętrznej strony obudowy magnesów neodymowych w kształcie wycinków pierścienia grozi również wysokim ryzykiem odklejania się magnesów. W tym rozdziale badaniom symulacyjnym oraz laboratoryjnym poddano silnik o budowie stojana przedstawionej we wzorze użytkowym PL72924Y1 [38] którego

współautorami są promotorzy niniejszej pracy. Budowę stojana badanej maszyny przedstawiono na rysunku 4.17. Istotą pomysłu przedstawianego w [38]



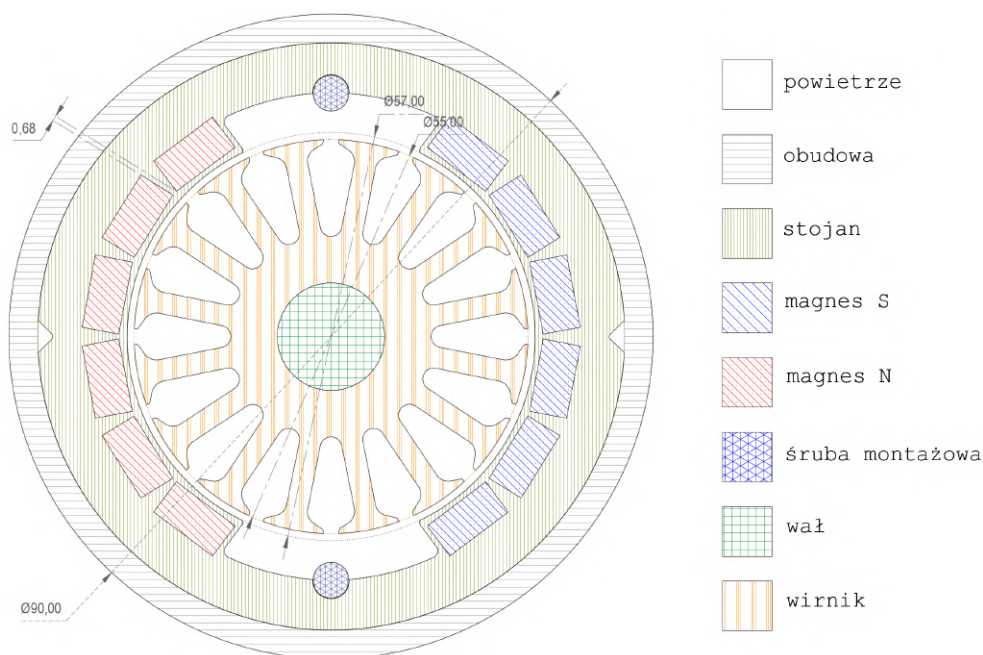
Rysunek 4.17: Wzór użytkowy PL72924Y1 stojana silnika komutatorowego [38]

jest zastąpienie magnesów ferrytowych klejonych do wewnętrznej strony obudowy silnika prostopadłościennymi magnesami neodymowymi umieszczonymi w stojanie o budowie przedstawionej na rysunku. Zaletą rozwiązania jest to, że pozwala zmniejszyć koszty magnesów poprzez zastosowanie bieguna segmentowego złożonego z magnesów prostopadłościennych. Ponadto umieszczenie magnesów w otworach stojana rozwiązuje problem odklejania się magnesów oraz zapewnia łatwy montaż [38, 98, 100].

4.2.1. Modele polowo-obwodowe silnika B

W oparciu o przedstawioną wyżej koncepcję zaprojektowana została maszyna o wzbudzeniu od magnesów trwałych neodymowych prostopadłościennych - rysunek 4.18. Wymogi aplikacyjne stawiane przed napędem pozwoliły określić wejściowe parametry konstrukcyjne silnika:

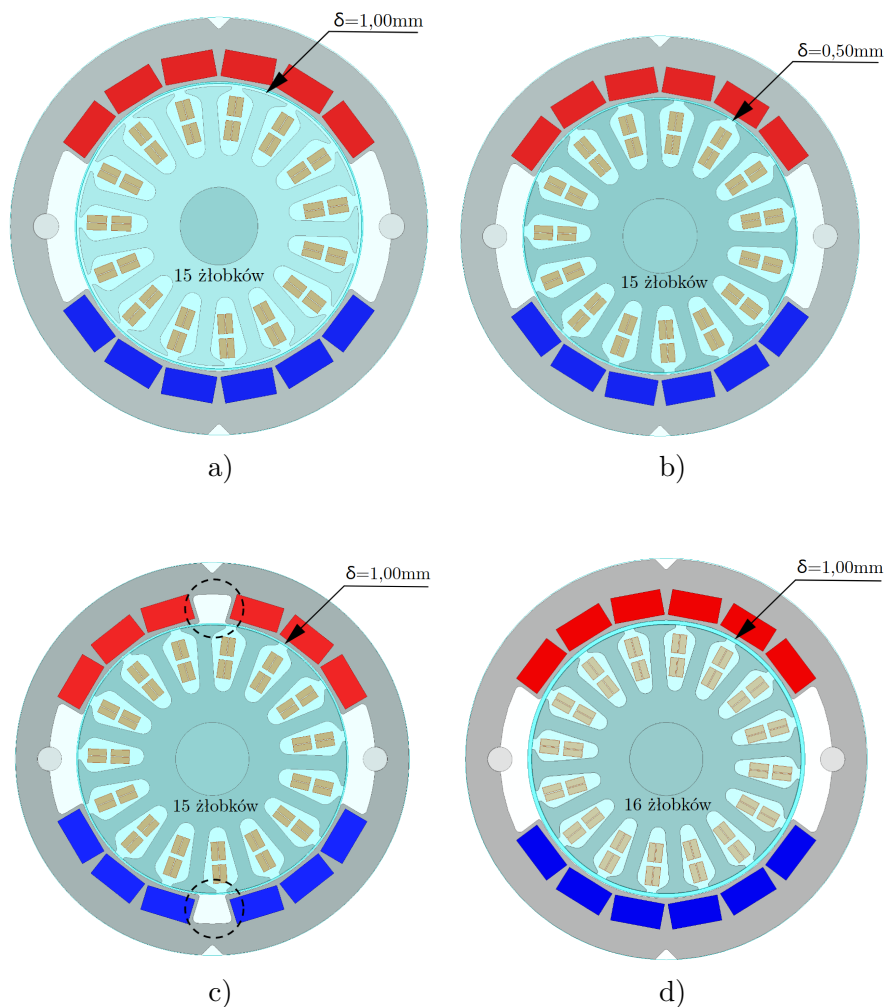
- moc: 200 W,
- prędkość obrotowa: 850 obr./min,
- napięcie zasilania: 24 V.



Rysunek 4.18: Przekrój poprzeczny silnika B

Dane te posłużyły do obliczeń geometrii maszyny[96]. Przyjęto taką samą średnicę zewnętrzną maszyny jak w silniku A. Ze względu na zastosowanie magnesów neodymowych o większej gęstości energii długość maszyny względem maszyny A zredukowano o 1/3 - stojan silnika ma 60 mm. Dla badanej maszyny w różnych wariantach opracowano model polowo-obwodowy w środowisku

ANSYS Maxwell. Ponadto opracowano modele MES maszyny o zmodyfikowanych parametrach obwodu elektromagnetycznego. Dla badanych modeli przyjęto siatkę dyskretyzacyjną 0,5 mm z zagęszczeniem w szczelinie powietrznej do 0,1 mm.

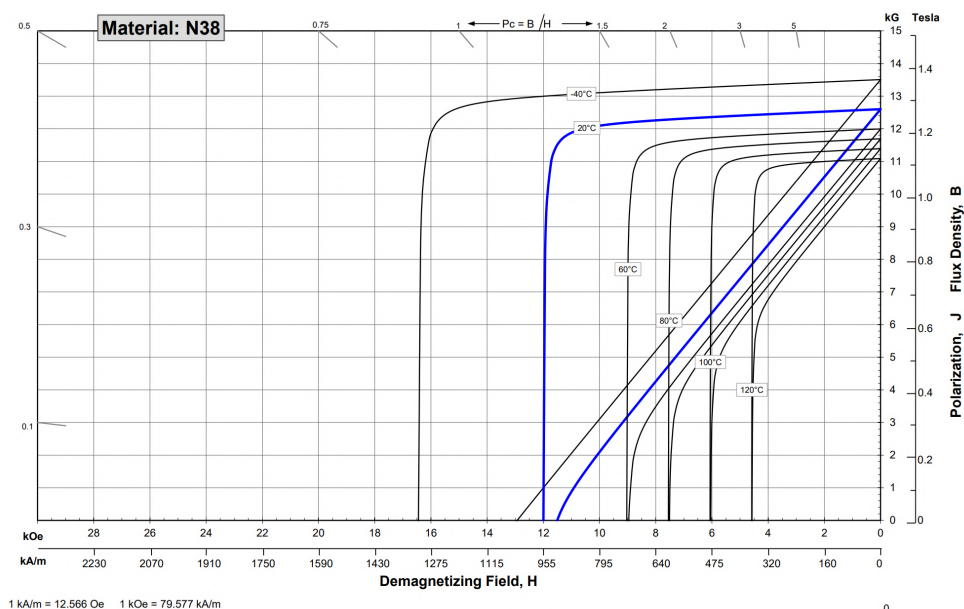


Rysunek 4.19: Modele polowe badanych maszyn: a) wirnik 15 żłobków, szczelina $\delta = 1\text{ mm}$, b) wirnik 15 żłobków, szczelina $\delta = 0,5\text{ mm}$ c) wirnik 15 żłobków, szczelina $\delta = 1\text{ mm}$ - rozsuniecie między magnesami d) wirnik 16 żłobków, szczelina $\delta = 1\text{ mm}$

Celem badań była analiza wpływu parametrów konstrukcyjnych badanego silnika, takich jak:

- rozmieszczenie magnesów w stojanie silnika,
- liczby żłobków w wirniku,
- grubości szczeliny powietrznej

na wybrane parametry maszyny ze szczególnym uwzględnieniem momentu zaczepowego. W opracowanych modelach zastosowano wzbudzenie od magnesów N38[2]. Odstępy pomiędzy otworami na magnesy są nie większe niż 1 mm. Jest to bardzo ważne ze względu na to, że przez ścianki między magnesami zamyka się część strumienia która nie trafia do wirnika. Ta część strumienia jest tracona. W tabeli 4.5 oraz na rysunku 4.20 przedstawiono odpowiednio parametry magnesu oraz charakterystykę odmagnesowania $B = f(H)$.

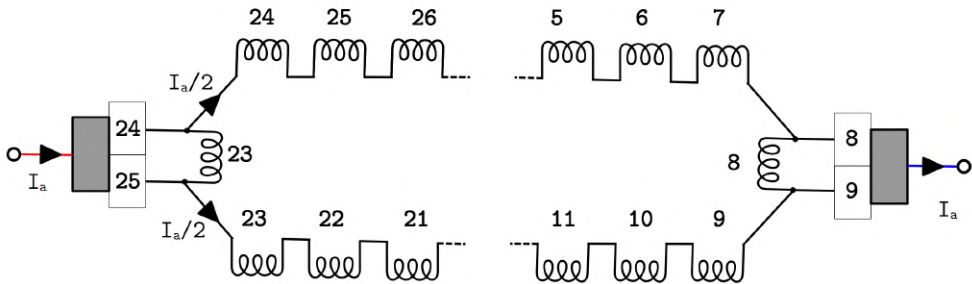


Rysunek 4.20: Charakterystyka odmagnesowania $B=f(H)$ magnesu N38 [2]

Tabela 4.5: Właściwości magnesu N38 [2]

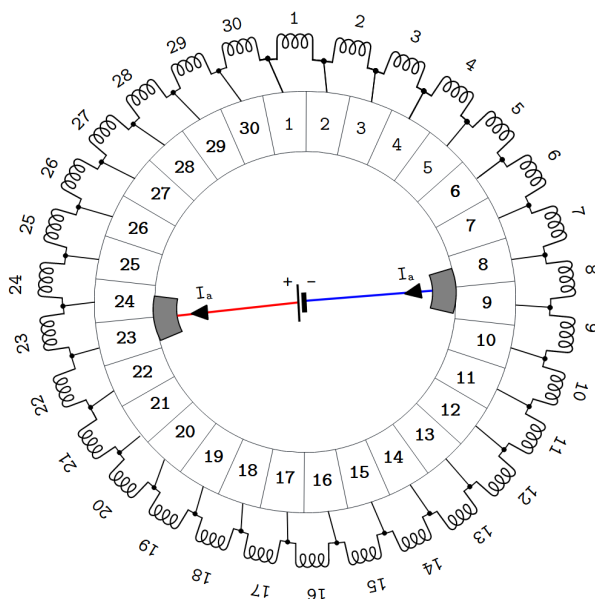
Parametr	Jedn.	Min.	Nom.	Max.
B_r	$[mT]$	1220	1260	1300
	Gauss	12200	12600	1300
$(BH)_{max}$	$[kJ/m^3]$	286	306	326
	MGOe	36	39	41
H_C	$[kA/m]$	860	923	987
	Oersteds	10800	11600	12400

Badana maszyna w wszystkich wariantach ma uzwojenie pętlicowe dwuwarstwowe o zmiennym poskoku (jak w maszynie A). Cewki w wariantach przedstawionych na rysunku 4.19a)b)c) rozłożone są w 15 żłóbkach - schemat uzwojenia przedstawia rysunek 4.21. Szczotka stale zwiera jedną cewkę uzwojenia. Prąd I_a rozplywa się na dwie równoległe gałęzie, po 14 szeregowo połączonych cewek każda.



Rysunek 4.21: Komutacja w silniku B

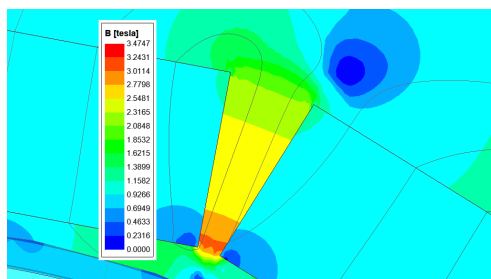
W maszynie której model przedstawiono na rysunku 4.19d) sposób uzwojenia jest analogiczny jednak zamiast 30 cewek umieszczonych w 15 żłóbkach maszyna ma 32 cewki umieszczone w 16 żłóbkach.



Rysunek 4.22: Połączenie uzwojenia z komutatorem w silniku B

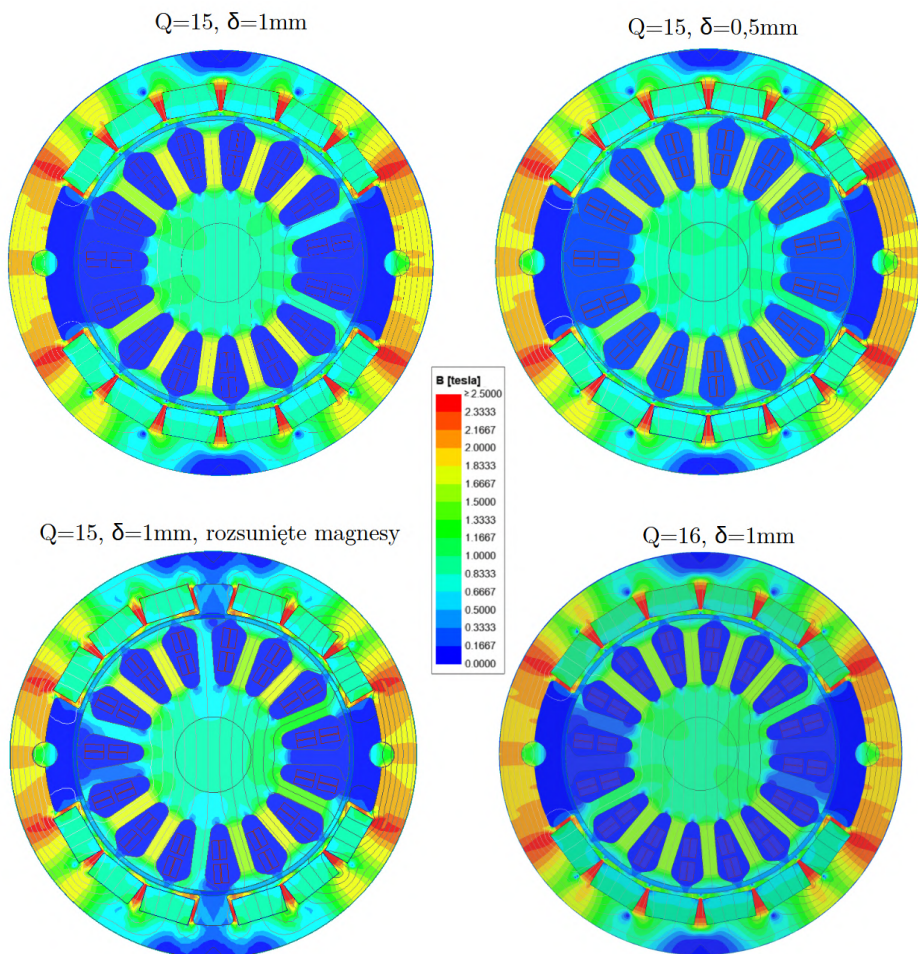
4.2.2. Wyniki obliczeń dla modeli połowo-obwodowych dla prototypów silnika B

W oparciu o przeprowadzone obliczenia połowe wyznaczono rozkłady indukcji magnetycznej w przekroju poprzecznym oraz szczelinie powietrznej. Zgodnie z przypuszczeniami niewielka część strumienia zamyka się w ścian-



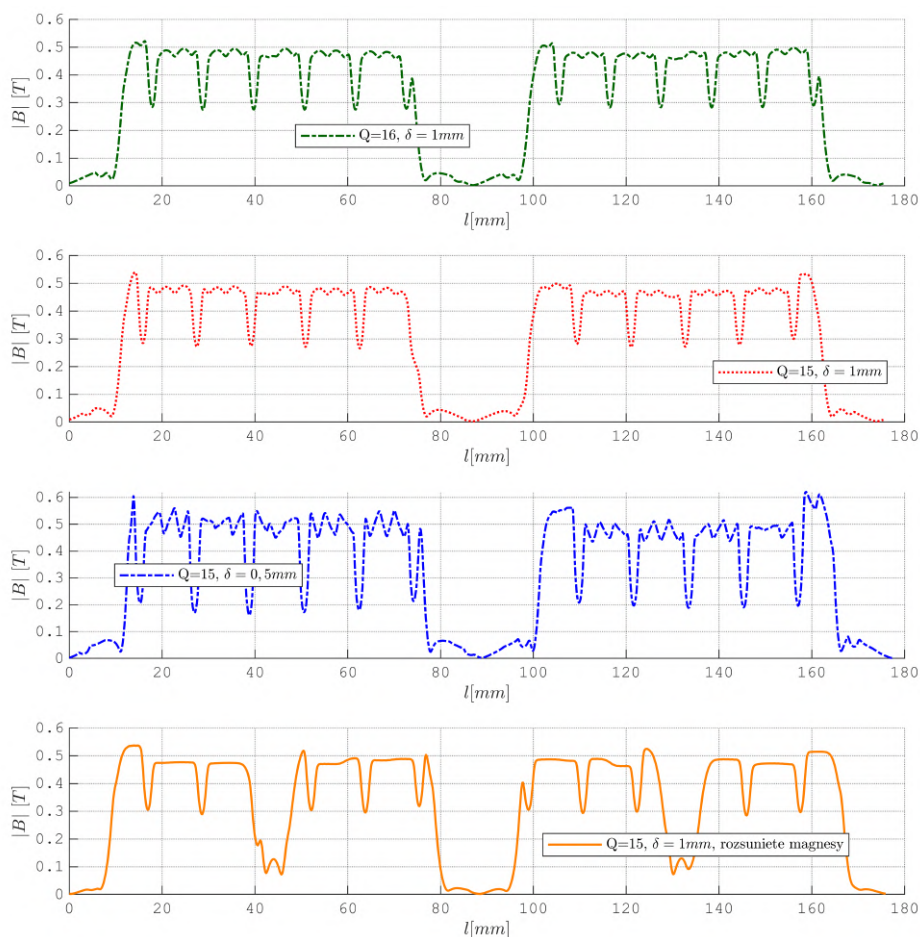
Rysunek 4.23: Rozkład indukcji magnetycznej między prostopadłościennymi magnesami

kach między magnesami - indukcja w tym miejscu znacznie przekracza 2,5 T.



Rysunek 4.24: Rozkład indukcji magnetycznej w przekroju poprzecznym dla silnika B – linie obrazują drogę strumienia magnetycznego, a barwa koloru poziom indukcji magnetycznej

Dla wszystkich analizowanych wariantów obwodu magnetycznego zdecydowana większość strumienia pochodzącego od magnesów trafia do wirnika tworząc zamknięte pętle magnetowodu przez jarzmo stojana - rysunek 4.24.

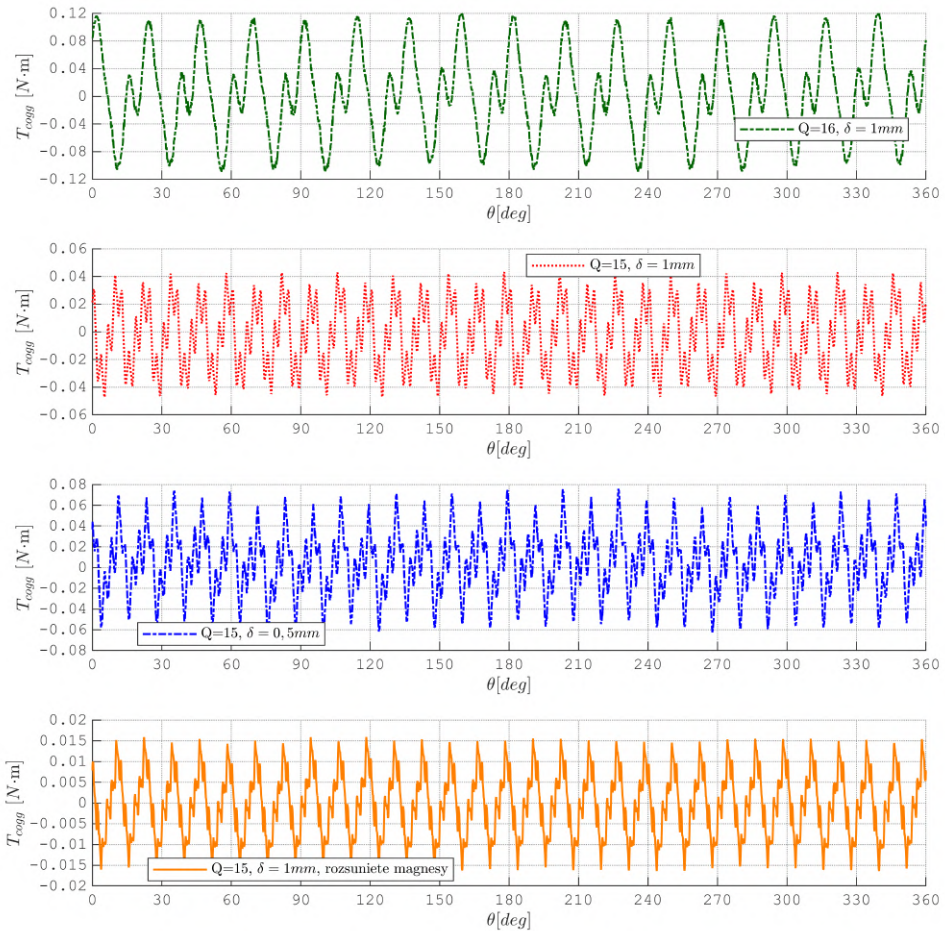


Rysunek 4.25: Rozkład indukcji magnetycznej w szczelinie dla silnika B

Indukcja magnetyczna w szczelinie dla wszystkich badanych maszyn największe wartości osiąga przy krańcach nabiegunków. W okolicach magnesów wartość indukcji wynosi około 0,47-0,48 T - jedynie dla wariantu maszyny z mniejszą szczeliną widać większe wahania indukcji w okolicy magnesów w zakresie 0,47-0,56 T. Najniższa wartość indukcji występuje w odcinku szczeliny znajdującym się między biegunami silnika. Na przebiegu indukcji w szczelinie

dla maszyny z rozsunięciem między magnesami widoczny jest znaczny spadek indukcji w miejscu przerwy - do około 0,09-0,11 T. Na wyznaczonych przebiegach widoczne są także miejsca przerw między prostopadłościennymi magnesami - indukcja spada tam do około 0,3T dla maszyn o szczelinie 1 mm oraz do około 0,2 T dla maszyny o szczelinie 0,5 mm.

Dla analizowanych wariantów maszyn wyznaczono moment zaczepowy. Ob-



Rysunek 4.26: Moment zaczepowy dla silnika B - wyniki obliczeń polowych

liczeń dokonano przy wymuszeniu obrotu wirnika z predkością $1^\circ/\text{s}$ dla modelu

polowego ze zdefiniowanym wymuszeniu prądowym $I = 0$ A. Do obliczeń wykorzystano solver Transient. Przyjęto czas symulacji 1 s, tak aby zarejestrować pełny obrót wirnika. Wyniki obliczeń przedstawiono na rysunku 4.26.

W tabeli 4.6 przedstawiono wartości maksymalne momentu zaczepowego oraz okres zmienności tego momentu dla przeprowadzonych obliczeń polowych.

Tabela 4.6: Przebiegi momentu zaczepowego - symulacja

Param.	Q=15, $\delta=1$ mm	Q=15, $\delta=0,5$ mm	Q=16, $\delta=1$ mm	Q=15, $\delta=1$ mm, rozsunięte magnesy
T_{cogg}	47,33 $mN \cdot m$	75,92 $mN \cdot m$	121,88 $mN \cdot m$	16,43 $mN \cdot m$
α	12, 2°	12, 2°	24, 4°	12, 2°

T_{cogg} - amplituda momentu zaczepowego, α - okres zmienności momentu zaczepowego

Jak widać okresy zmienności momentu zaczepowego uzyskane w ramach badań symulacyjnych są zgodne z ogólną zależnością:

$$\alpha = \frac{360}{NWW(p, Q)} \quad (4.1)$$

gdzie:

α – okres zmienności momentu zaczepowego,

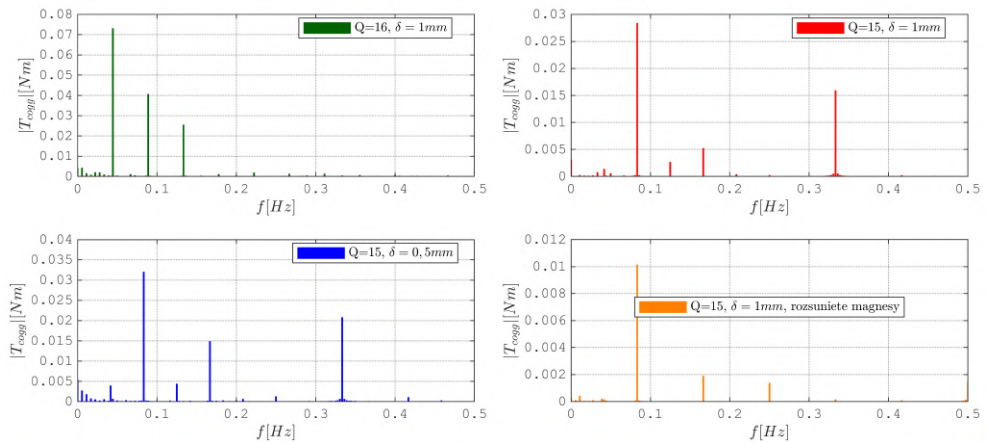
NWW – najmniejsza wspólna wielokrotność,

p – liczba par biegunów,

Q – liczba żłobków [115].

Z danych zawartych w tabeli 4.6 można zauważyć, że dla maszyny o wyjściowych parametrach obwodu magnetycznego (liczba żłobków i szczelina jak w maszynie A - Q=15, $\delta=0,5$ mm) wartość momentu zaczepowego ma większą wartość maksymalną względem maszyny A - o około 50%. Należy jednak zwrócić uwagę na to, że zwiększenie szczeliny powietrznej do 1 mm pozwala na redukcję momentu zaczepowego do wartości niższej niż dla maszyny A.

Dodatkowo redukcja momentu zaczepowego możliwa jest poprzez podzielenie biegunów na dwie części - wprowadzenie rozsunęcia między dwiema trójkami magnesów składającymi się na jeden biegun. Zwiększenie szczeliny powietrznej spowoduje jednak zmniejszenie momentu użytecznego maszyny. Wpływ tych zmian na wyżej wymieniony moment zostanie zatem zbadany w dalszej części pracy.

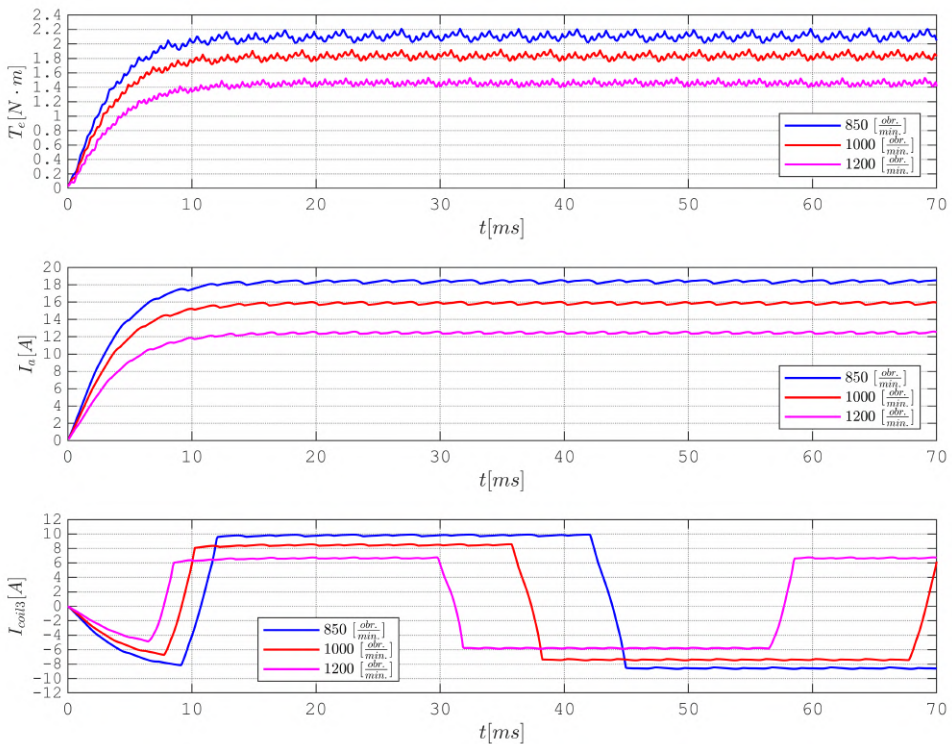


Rysunek 4.27: Widmo częstotliwościowe wyznaczonego momentu zaczepowego

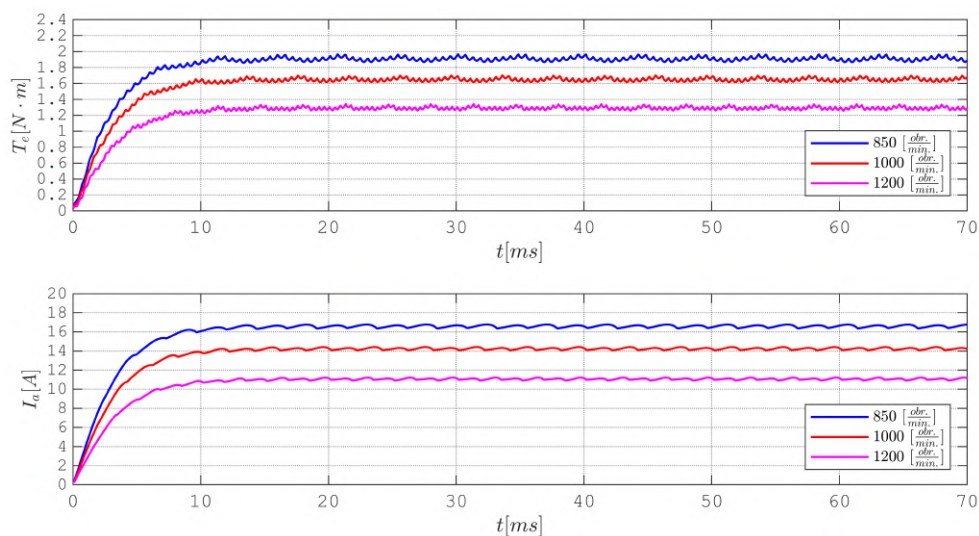
Dla wyznaczonych przebiegów przeprowadzono analizę FFT. Przedstawione na wykresie 4.27 częstotliwości odnoszą się do ruchu wirnika z prędkością $1^\circ/s$. Na rysunku można zauważyć, że dla maszyny o całkowitym stosunku liczby żłobków do par biegunów ($Q=16, \delta=1mm$) w momencie zaczepowym dominuje składowa o częstotliwości odpowiadającej okresowi $24, 2^\circ$. Poza składową podstawową widoczny jest udział 2- i 3- harmonicznej. Dla maszyn o niecałkowitym stosunku liczby żłobków do par biegunów (silnik z wirnikiem o 15-stu żłobkach) widmo częstotliwościowe dla momentu zaczepowego jest zdecydowanie szersze. Dominująca jest składowa o dwukrotnie wyższej częstotliwości niż w maszynie o 16-stu żłobkach. W maszynie o całkowitym stosunku liczby żłobków do par biegunów składowa o okresie $12, 2^\circ$ także występuje, jednak ma

blisko połowę mniejszą amplitudę od składowej dominującej. Należy zauważyć, że dla maszyny o konfiguracji $Q/p = 15/1$ obecna jest znaczącej wielkości składowa o okresie około $3^\circ - 0,33$ Hz. Jak widać rozsuniecie magnesów, które zastosowano w ostatnim wariancie maszyny pozawala ją w znacznym stopniu wyeliminować.

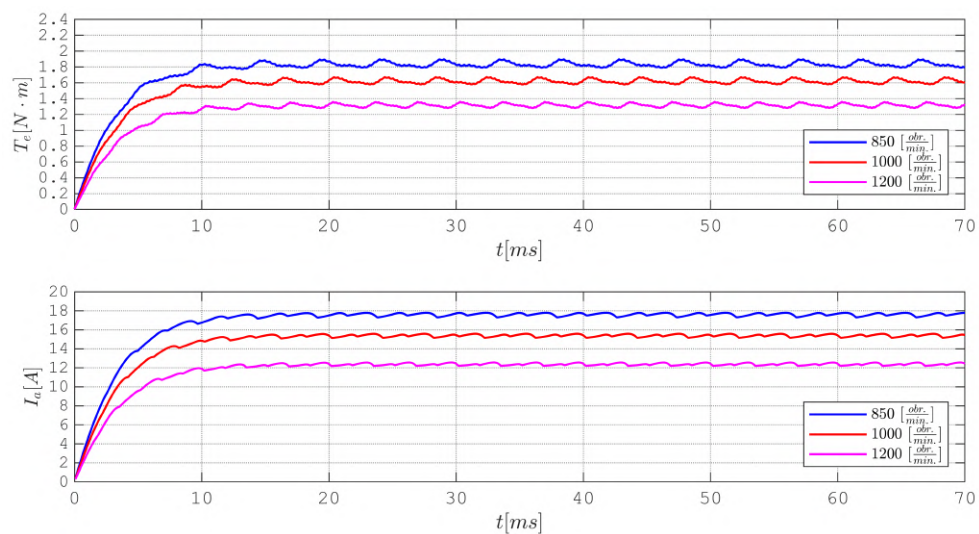
W celu oceny jak analizowane zmiany wpływają na moment użyteczny maszyny przeprowadzono badania w oparciu o opracowane modele polowo-obwodowe. Otrzymane przebiegi momentu elektromagnetycznego i prądu twornika dla różnych prędkości obrotowych przedstawiono na rysunkach 4.28-4.31. Ponadto przebiegi momentu elektromagnetycznego dla prędkości znamionowej porównano na rysunku 4.32.



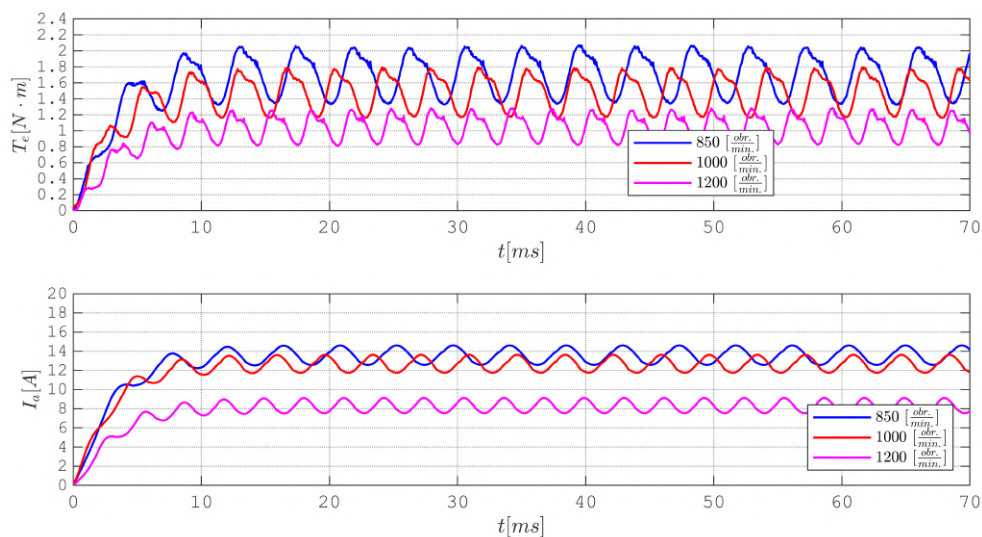
Rysunek 4.28: Wyniki obliczeń polowo-obwodowych momentu elektromagnetycznego i prądu twornika oraz prądu w jednej z cewek uzwojenia silnika B - $Q = 15$, $\delta = 0,5$ mm



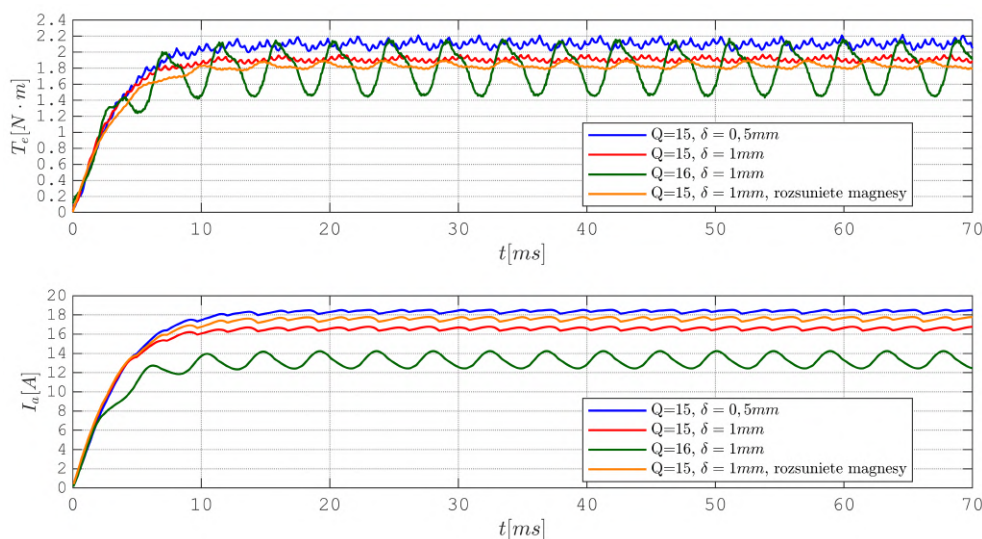
Rysunek 4.29: Wyniki obliczeń polowo-obwodowych momentu elektromagnetycznego i prądu twornika uzwojenia silnika B - $Q = 15$, $\delta = 1$ mm



Rysunek 4.30: Wyniki obliczeń polowo-obwodowych momentu elektromagnetycznego i prądu twornika uzwojenia silnika B - $Q = 15$, $\delta = 1$ mm, rozsunięte magnesy



Rysunek 4.31: Wyniki obliczeń połowo-obwodowych momentu elektromagnetycznego i prądu twornika uzwojenia silnika B - $Q = 16$, $\delta = 1 \text{ mm}$



Rysunek 4.32: Porównanie momentu elektromagnetycznego i prądu twornika dla różnych wersji obwodu magnetycznego maszyny B - prędkość znamionowa 850 obr./min

Analizując powyższe przebiegi momentu w funkcji czasu widoczna jest liniowa zależność pomiędzy prądem twornika maszyny, a momentem elektromagnetycznym który jest wytwarzany. Na przebiegach prądu twornika w funkcji czasu widoczne są wahania tego prądu. Zgodnie z pierwszym prawem komutacji prąd w obwodzie z indukcyjnością nie zmienia się skokiem [14, 90]:

$$\Psi(0^-) = \Psi(0^+); \quad i_{coil}(0^-) = i_{coil}(0^+) \quad (4.2)$$

W związku z tym przełączanie kolejnych cewek poprzez komutator powoduje tętnienia prądu pobieranego przez silnik. Występujące zmiany prądu powodują powstawanie dodatkowych tętnień komutacyjnych momentu [56]. Warto zauważyć, że tętnienia prądu związane z komutacją nie są tylko problemem maszyn szczotkowych i występują także w maszynach z elektronicznym komutatorem [79, 11, 15, 80]. Najwyższy poziom tętnień prądu widoczny jest dla maszyny o 16-stu żłóbkach wirnika. Jak wynika z przeprowadzonych symulacji silnik ten ma blisko 3-krotnie większy moment zaczepowy niż maszyna o tych samych parametrach obwodu magnetycznego (tj. ten sam stojan, taka sama grubość szczeliny powietrznej), ale z wirnikiem o 15 żłóbkach - rysunek 4.26. Periodyczny przebieg momentu zaczepowego o stosunkowo wysokiej amplitudzie (wartość międzyszczytowa z symulacji wynosi $0,232 \text{ N} \cdot \text{m}$) jest źródłem zmiennego obciążenia co może zwiększać oscylacje prądu w obwodzie twornika. Zgodnie z przypuszczeniami maszyna ze szczeliną powietrzną o mniejszej grubości generuje dla znamionowej prędkości obrotowej większy moment - jednak tętnienia momentu są wyraźnie wyższe. Wprowadzenie rozsunięcia magnesów jak zauważono wcześniej pozwala wyeliminować wyższe harmoniczne momentu zaczepowego (co widoczne jest także na przebiegu momentu elektromagnetycznego) jednak maszyna taka generuje niższy moment elektromagnetyczny przy jednocześnie wyższym poborze prądu. W oparciu o przeprowadzone symulacje, na tym etapie analizy można stwierdzić, że najlepsze parametry w stosunku do określonych założeń, a więc: zwiększenie momentu elektromagnetycznego bez zwiększenia poziomu tętnień tego momentu względem silnika A ma maszyna o konfiguracji $Q = 15$, $\delta = 1 \text{ mm}$.

Rozdział 5

Opis stanowisk pomiarowych

W niniejszym rozdziale przedstawiono sposób przeprowadzonych pomiarów laboratoryjnych. Do wyznaczenia wybranych parametrów prototypowych maszyn (przedstawionych w rozdziale 6) przygotowano dedykowane stanowiska badawcze. Analizowane przez autora parametry badanych maszyn to generowany na wale maszyny moment, moment zaczepowy oraz sprawność. Ponadto doświadczalnie wyznaczono rezystancję i indukcyjność poszczególnych pasm uzwojenia prototypowych maszyn - identyfikowane parametry uwzględniono w modelach polowych. Szczególną część rozdziału poświęcono problematyce pomiaru momentu zaczepowego.

5.1. Przegląd przyrządów do wyznaczania wartości momentu zaczepowego

Wyznaczanie wartości momentu zaczepowego to zagadnienie poruszane w wielu opracowaniach naukowych [110, 1, 26, 3, 58, 76, 115, 98, 70, 103, 93]. Konstruktorzy maszyn korzystają zarówno z rozwiązań komercyjnych jak i przyrządów opracowanych na uczelniach i w instytutach badawczych. Przyrządy komercyjne charakteryzują się świetnymi właściwościami metrologicznymi - wadą jest natomiast ich wysoka cena. Opracowywaniem urządzeń tego typu zajmuje się firma Sugawara Laboratoires Inc. [97]. Jest to producent przyrządów takich jak ATM-100 (dla małych maszyn) oraz ATV-100 (dla średnich maszyn) - rysunek 5.1.



Rysunek 5.1: Przyrządy do pomiaru momentu zaczepowego firmy Sugawara Laboratories Inc. a) ATM-100 b) ATV-100 [97]

Oba te urządzenia służą do wyznaczania przebiegu momentu tętnień maszyny w tym wyznaczania momentu zaczepowego. W trakcie jednego obrotu pozwalają na zapis 36000 próbek - a więc rozdzielczość kątowa może wynieść nawet $0,01^\circ$. Producent deklaruje szybki pomiar - poniżej 3 sekund. Urządzenie to ma dedykowaną aplikację która pozwala na prezentację wyniku na przebiegach we współrzędnych kartezjańskich oraz biegunowych. Dane tabelaryczne można eksportować do pliku. Ponadto oprogramowanie pozwala na generowanie rozkładu zawartości wyższych harmonicznnych badanego momentu. Pomiar w tym urządzeniu odbywa się w osi pionowej co ma między innymi ułatwić wyrównanie wału silnika z wałem czujnika. Zakres pomiarowy uzależniony jest od parametrów użytego sensora pomiarowego. Parametry techniczne przyrządów pomiarowych ATM-100 oraz ATV-100 przedstawiono w tabeli 5.1.

Podobne przyrządy do pomiaru momentu zaczepowego są produkowane przez firmę Magtrol [60]. Seria urządzeń CTS to kompletne urządzenia pomiarowe wyposażone w motoreduktor oraz czujnik momentu zintegrowany z enkoderem. Maszyna która poddawana jest pomiarom napędzana jest przez przyrząd pomiarowy z prędkością z zakresu 1-10 obr./min.

Tabela 5.1: Dane techniczne przyrządów do wyznaczania momentu zaczepowego firmy Sugawara Laboratories Inc.

Przyrząd	ATM-100	ATV-100
Zakres pomiarowy	TSA-1MN: 1 mNm	TSA-100MN: 100 mNm
	TSA-10MN: 10 mNm	TSA-1N: 1 Nm
	TSA-100MN: 100 mNm	TSA-10N: 10 Nm
Dokładność pomiaru	$\pm 0,5\%$ zakresu pomiarowego	
Prędkość obrotowa	0,1 – 20 obr./min	
Rozdzielczość kątowa	0,01°	



Rysunek 5.2: Przyrząd do pomiaru momentu zaczepowego CTS firmy Magtrol [60]

Urządzenia z tej serii różnią się zakresem pomiarowym oraz dokładnością pomiaru. Dane techniczne przyrządów przedstawiono w tabeli 5.2. Tak samo jak w urządzeniach firmy Sugawara Laboratories Inc. oprogramowanie przyrządów CTS pozwala na wyznaczanie przebiegów momentu zaczepowego w funkcji położenia wirnika (we współrzędnych kartezjańskich oraz biegunowych) oraz widma częstotliwościowego.

Przedstawione wyżej urządzenia komercyjne mają bardzo wiele zalet ale podstawową jedną wadę - cenę. Wysokie koszty zakupu przyrządu powodują

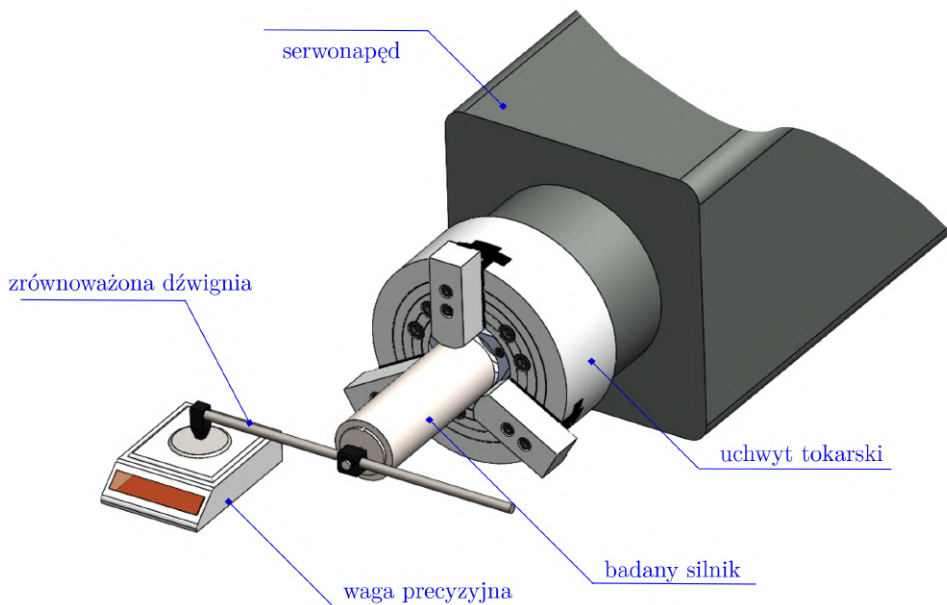
Tabela 5.2: Dane techniczne przyrządów serii CTS firmy Magtrol

Przyrząd	CTS100	CTS101	CTS102	CTS103	CTS104	CTS105
Zakres	50mNm	100mNm	200mNm	500mNm	1Nm	2Nm
Dokładność pomiaru	0,2% zakresu	0,1% zakresu				
Prędkość obrotowa	1 – 10 obr./min					
Rozdzielczość kątowna	0,018°					

że są one poza zasięgiem wielu ośrodków badawczych i biur konstrukcyjnych prowadzących badania nad nowymi konstrukcjami silników o wzbudzeniu od magnesów trwałych. W związku z tym wielu badaczy podejmuje próby budowy własnych stanowisk pomiarowych wspomagających prowadzone przez nich badania. Urządzenia takie prezentowane są m.in w pracach [109, 106]. W pracy [106] autorzy do weryfikacji wyników uzyskanych w oparciu o modele polowe MES przeprowadzili pomiar z wykorzystaniem siłomierza przymocowanego do ramienia osadzonego na wale maszyny. Pomiar ten pozwolił jednak autorom jedynie zgrubnie oszacować przybliżoną wartość amplitudy momentu zaczepowego. Inny, ciekawy sposób pomiaru został przedstawiony w pracy [109]. W tym przypadku do pomiaru również wykorzystano dźwignię osadzoną na wale badanej maszyny - przyrządem pomiarowym w tym rozwiązaniu jest waga cyfrowa. Waga osadzona została na podnośniku z pomocą zmiany położenia którego wyznaczany jest moment zaczepowy dla różnych położenia wirnika. Do pomiaru obrotu wału badanego silnika zastosowano resolver. W pracach [76, 115] wykorzystano metodę gdzie pomiar również odbywa się za pomocą wagi i przymocowanej do wału maszyn zrównoważonej dźwigni jednak w tym przypadku położenie wirnika względem stojana maszyny zmieniane jest za pomocą podzielnicy obrabiarki skrawającej. Wada tego rozwiązania jest to że badacz musi ręcznie nastawiać pozycję i dokonać odczytu z wagi. Mając na uwadze wszelkie niedogodności z tym związane na potrzeby tej pracy zostało opracowane stanowisko zautomatyzowane.

5.2. Stanowisko pomiarowe do wyznaczania momentu zaczepowego

Do wyznaczenia momentu zaczepowego w stanie bezprądowym zbudowano stanowisko laboratoryjne – według koncepcji przedstawionej na rysunku 5.3.



Rysunek 5.3: Schemat koncepcyjny stanowiska pomiarowego

Badany silnik zamocowany jest w uchwycie tokarski na wale serwonaładu. W skład zastosowanego serwonaładu wchodzi:

- serwomotor Delta ECMA-K11320RS o mocy 2 kW i nominalnym momencie obrotowym $9,55 \text{ N} \cdot \text{m}$
- enkoder o rozdzielczości 20 bitów,
- przekładnia Nidec VRL-155C-25-K5-28HA22 o przełożeniu 25 i nominalnym momencie obrotowym $590 \text{ N} \cdot \text{m}$,
- serwosterownik Delta ASDA-A2 AC400V 2 kW.

Zastosowanie serwonapędu pozwala na precyzyjne (sterowanie w trybie pozycyjnym z regulatorem PID pozycji, prędkości i prądu) zadawanie kolejnych pozycji kątowych (zmianę położenia stojana względem wirnika). Do wału badanego silnika przymocowano zrównoważoną dźwignię. Przyrządem pomiarowym jest w tym przypadku waga precyzyjna. Na końcu dźwigni (ze strony naciskającej wagę) umieszczony jest odważnik ze względu na to aby możliwy był pomiar ujemnych wartości momentu zaczepowego. Moment zaczepowy wyznaczany jest w oparciu o wskazanie wagi zgodnie z zależnością:

$$T_{cogg} = (m - m_w) \cdot g \cdot r \quad (5.1)$$

gdzie:

T_{cogg} – badany moment,

m – masa wskazywana przez wagę,

m_w – masa obciążnika przymocowanego do ramienia dźwigni,

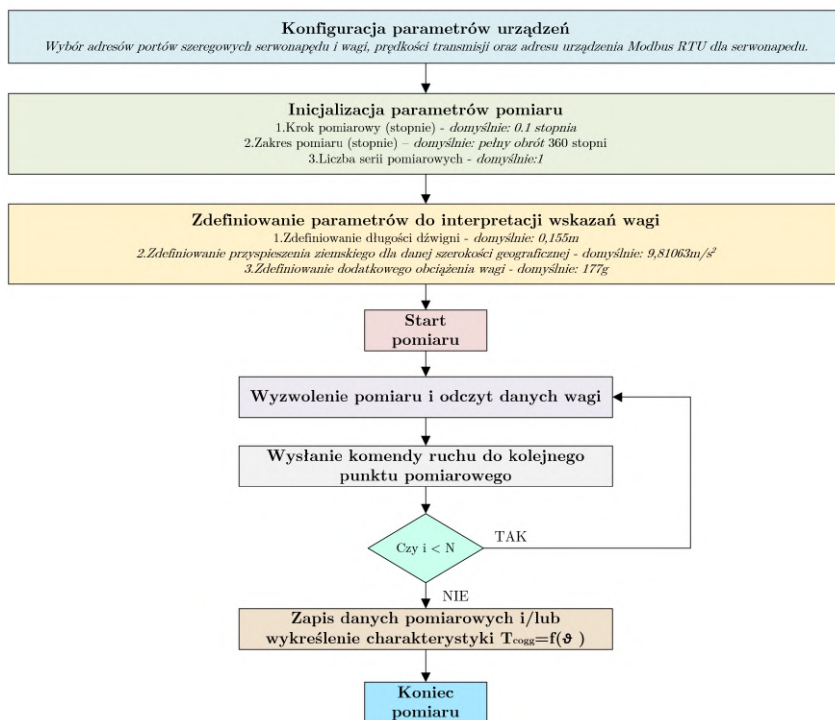
g – przyspieszenie ziemskie,

r – promień dźwigni.

Aby możliwe było automatyczne wykonywanie serii pomiarowej serwonapęd jak i waga muszą komunikować się z oprogramowaniem sterującym. Oprogramowanie pomiarowe zostało przygotowane w środowisku MATLAB/Simulink z pakietem Instrument Control Toolbox. W zbudowanym stanowisku pomiarowym zastosowano serwonapęd serii ASDA-A2 firmy Delta wykorzystując do komunikacji protokół Modbus RTU. Waga precyzyjna jaka została użyta to AXIS AD3000. Zaletą tego urządzenia pomiarowego jest port komunikacyjny RS232 który pozwala na wyzwalanie pomiaru oraz odczyt wyniku.

Na rysunku 5.4 przedstawiono algorytm działania cyklu pomiarowego. Po wstępnej konfiguracji wszelkich parametrów związanych z pomiarem (krok pomiaru, zakres pomiarowy oraz liczba serii pomiarowych) rozpoczyna się właściwy pomiar. Aplikacja sterująca cyklicznie odczytuje i zapisuje pomiar z wagi (po wcześniejszym wyzwoleniu pomiaru). Po wykonaniu odczytu położenie stojana maszyny względem wirnika zostaje zmienione (przemieszczenie

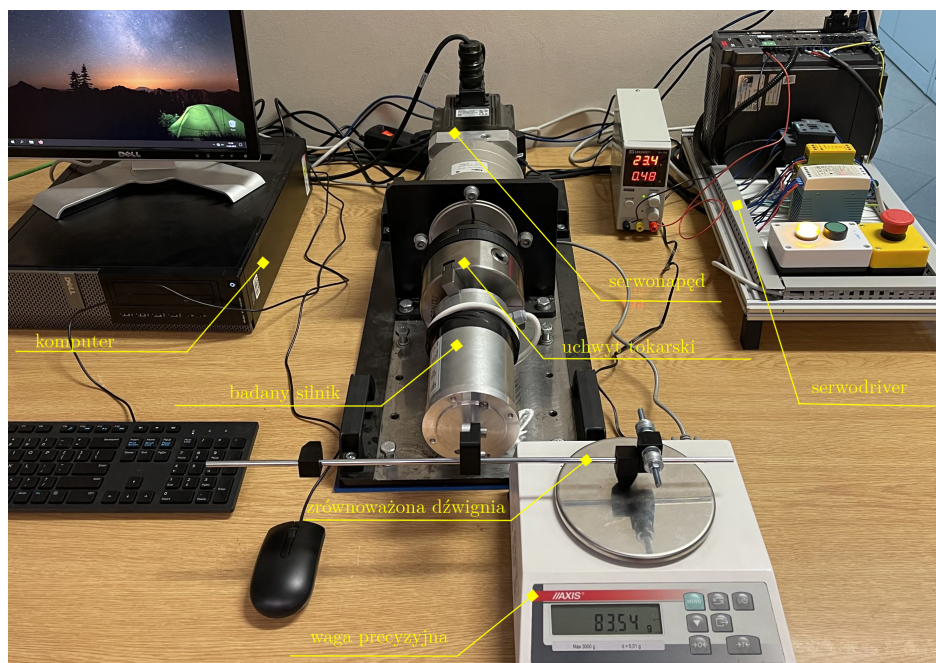
do kolejnego punktu pomiarowego) i cykl powtarza się. Na rysunku 5.5 przed-



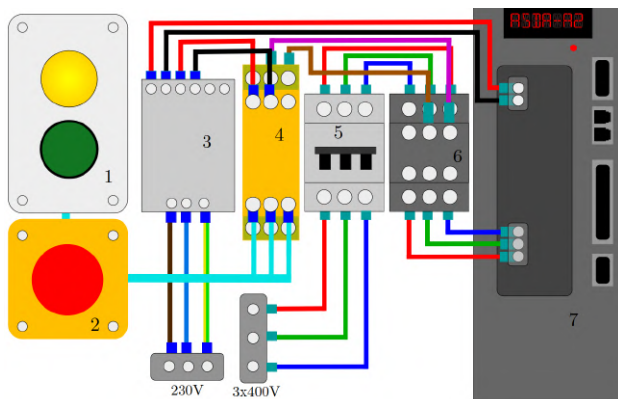
Rysunek 5.4: Algorytm działania cyklu pomiarowego

stawiono zbudowane stanowisko badawcze. Ze względu na to, że stanowisko pomiarowe należy traktować jak maszynę mającą elementy ruchome mogące stwarzać zagrożenie personelu obsługującego zgodnie Dyrektywą Maszynową WE2006/42/WE wyposażono je w urządzenie do zatrzymania awaryjnego. Stanowisko zostało zabezpieczone obwodem bezpieczeństwa (przełącznik bezpieczeństwa wraz z wyłącznikiem awaryjnym) który rozłączy zasilanie układu napędowego stanowiska. Schemat obwodu bezpieczeństwa stanowiska badawczego przedstawiono na rysunku 5.6.

W tabeli 5.3 przedstawiono parametry wagi którą użyto w stanowisku pomiarowym. W tabeli 5.4 przestawiono pozostałe parametry stanowiska pomiarowego.



Rysunek 5.5: Stanowisko badawcze do wyznaczania momentu zaczepowego maszyny małej mocy



Rysunek 5.6: Schemat obwodu bezpieczeństwa stanowiska badawczego: 1 – kaseta sterownicza (przycisk reset, lampka statusu), 2 - wyłącznik zatrzymania awaryjnego, 3 - zasilacz 24 V, 5 – wyłącznik nadprądowy, 6 - stycznik, 7 - serwosterownik

Tabela 5.3: Dane techniczne wagi precyzyjnej AXIS AD3000

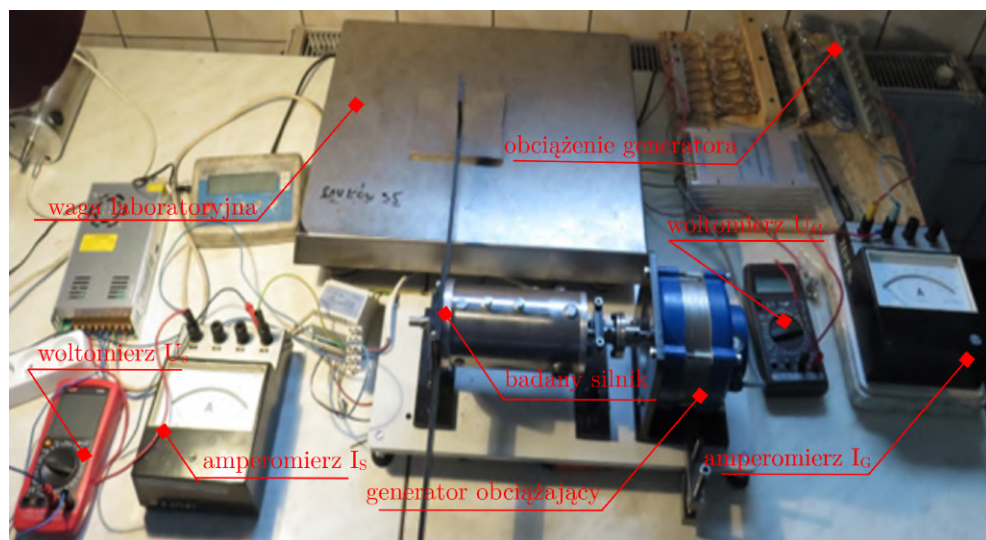
Parametr	AD3000
Obciążenie (max)	3000 g
Obciążenie (min)	0,5 g
Działka odczyt. (d)	0,01 g
Dz. legalizacyjna (e)	0,1 g
Zakres tarowania	−3000 g
Klasa dokładności	II

Tabela 5.4: Parametry stanowiska pomiarowego

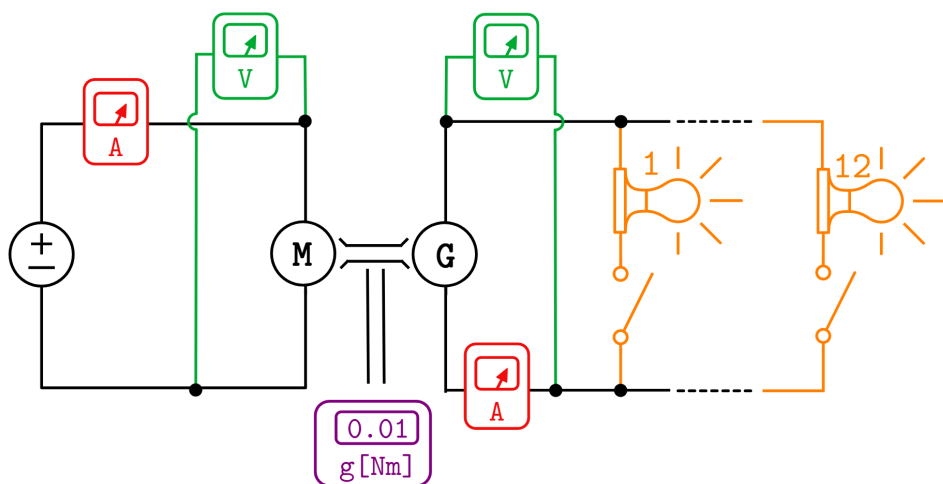
Parametr	Wartość
Długość dźwigni	0,155 cm
Przyspieszenie ziemskie	9,81063 $\frac{m}{s^2}$ (dla szerokości geograficznej Kielc)
Masa obciążnika dźwigni	177 g

5.3. Stanowisko pomiarowe do wyznaczania generowanego momentu i sprawności maszyny

Pozostałe parametry maszyny zostały wyznaczone na stanowisku badawczym przedstawionym na rysunku 5.7. Badany silnik napędza trójfazowy generator. Generator obciążony został układem żarówek które wytwarzają 12 poziomów obciążenia. Na stanowisku badawczym mierzone jest zarówno napięcie zasilania badanego silnika U_m oraz prąd pobierany I_m jak również napięcie U_g i prąd I_g generatora. Wirnik silnika zamocowany został w uchwytych poprzez łożyska. Do obudowy silnika przymocowano dwuramienną zrównoważoną dźwignię. Poprzez nacisk dźwigni na precyzyjną wagę mierzony jest moment obrotowy maszyny podobnie jak w przypadku stanowiska do wyznaczania momentu zaczepowego. Prędkość obrotową ω zmierzono dokładnym obrotomierzem.



Rysunek 5.7: Stanowisko badawcze do wyznaczania momentu obrotowego i sprawności silnika małej mocy



Rysunek 5.8: Schemat stanowiska do wyznaczania momentu obrotowego i sprawności silnika małej mocy

Na podstawie wskazań przyrządów wyznaczono następujące parametry:

- moment obrotowy (użyteczny na wale silnika) T_{load} :

$$T_{load} = m \cdot g \cdot r \quad (5.2)$$

gdzie:

m – masa wskazywana przez wagę,

g – przyspieszenie ziemskie,

r – promień dźwigni.

- moc elektryczną silnika P_e :

$$P_e = U_m \cdot I_m \quad (5.3)$$

- moc mechaniczną P_{mech} :

$$P_{mech} = \omega \cdot T \quad (5.4)$$

- moc generatora P_g :

$$P_g = U_g \cdot I_g \quad (5.5)$$

- sprawność silnika η_m :

$$\eta_m = \frac{P_{mech}}{P_e} \quad (5.6)$$

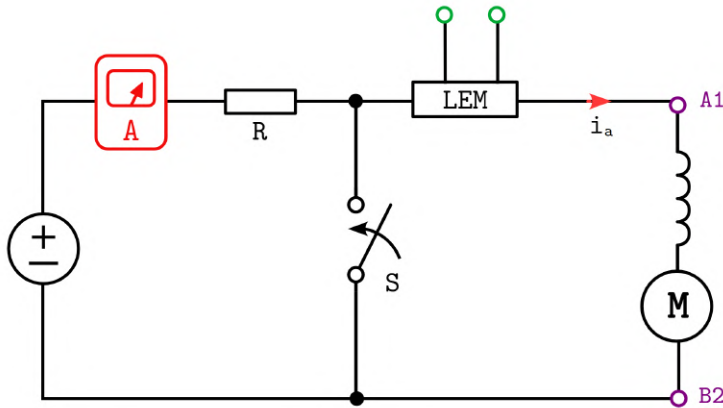
- sprawność generatora η_g :

$$\eta_g = \frac{P_g}{P_{mech}} \quad (5.7)$$

5.4. Wyznaczanie indukcyjności i rezystancji uzwojenia twornika

Do prawidłowej budowy modelu polowo-obwodowego poza parametrami geometrycznymi i materiałowymi konieczna jest znajomość parametrów obwodu elektrycznego. W przypadku maszyny prądu stałego o wzbudzeniu od magnesów trwałych konieczna jest identyfikacja rezystancji i indukcyjności

twornika. Indukcyjność obwodu twornika wyznacza się zwykle korzystając z metody zanikania prądu - rysunek 5.9. Obwód twornika zasila się ze źródła



Rysunek 5.9: Układ pomiarowy do wyznaczania indukcyjności obwodu twornika maszyny prądu stałego metodą zanikania prądu

dla napięcia stałego po czym zwraca się styk S powodując zanikanie prądu i_a . W przedstawionym układzie prąd w obwodzie twornika mierzony jest za pomocą przetwornika LEM, a jego przebieg rejestrowany może być za pomocą oscyloskopu lub karty pomiarowej. Zakładając jednowykładniczy zanik prądu w obwodzie twornika jego przebieg wyraża się relacją [88]:

$$i_a = I_a(0)e^{-t/\tau_a} \quad (5.8)$$

gdzie:

$I_a(0)$ – początkowy prąd twornika,

t – czas,

τ_a – stała czasowa.

Pomijając rezystancję styku S1 stała czasowa τ_a obwodu twornika z rysunku 5.9 będzie równa:

$$\tau_a = \frac{L_a}{R_a} \quad (5.9)$$

a więc indukcyjność wyrazić można zależnością:

$$L_a = \tau_a \cdot R_a \quad (5.10)$$

dzieląc obie strony równania 5.8 przez $I_a(0)$:

$$\frac{i_a}{I_a(0)} = e^{-\frac{t}{\tau_a}} \quad (5.11)$$

$$\ln\left(\frac{i_a}{I_a(0)}\right) = -\frac{t}{\tau_a} \quad (5.12)$$

$$\tau_a = -\frac{t}{\ln\left(\frac{i_a}{I_a(0)}\right)} \quad (5.13)$$

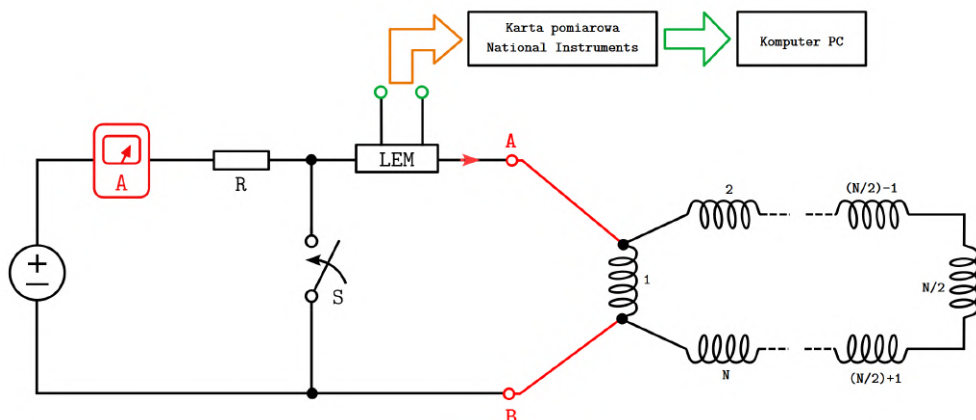
a zatem:

$$L_a = -\frac{t}{\ln\left(\frac{i_a}{I_a(0)}\right)} \cdot R_a \quad (5.14)$$

W przedstawionym na rysunku 2.15 połowo-obwodowym modelu silnika komutatorowego konieczna jest znajomość nie tylko indukcyjności i rezystancji całego twornika, ale każdej jego części - między wycinkami komutatora. Bezpośredni pomiar rezystancji i indukcyjności tej części uzwojenia nie jest możliwy ponieważ do każdego wycinka komutatora doprowadzone są na stałe wyprowadzenia dwóch sąsiednich cewek. Mając na uwadze że w badanych maszynach liczba tych cewek jest znaczna zaproponowano sposób pomiaru przedstawiony na rysunku 5.10. Pomijając indukcyjności wzajemne między częściami uzwojeń indukcyjność będzie wrażyć się zależnością:

$$L = \frac{L_{coil} \cdot (N-1) \cdot L_{coil}}{L_{coil} + (N-1) \cdot L_{coil}} = \frac{L_{coil}^2 (N-1)}{L_{coil} (N-1+1)} = \frac{L_{coil} (N-1)}{N} \quad (5.15)$$

$$L_{coil} = L \cdot \frac{N}{(N-1)} \quad (5.16)$$



Rysunek 5.10: Układ pomiarowy do wyznaczania indukcyjności części uzwojenia twornika maszyny prądu stałego metodą zanikania prądu

Analogicznie rezystancja części uzwojenia między wycinkami komutatora (jedna cewka) wyniesie:

$$R_{coil} = R \cdot \frac{N}{(N-1)} \quad (5.17)$$

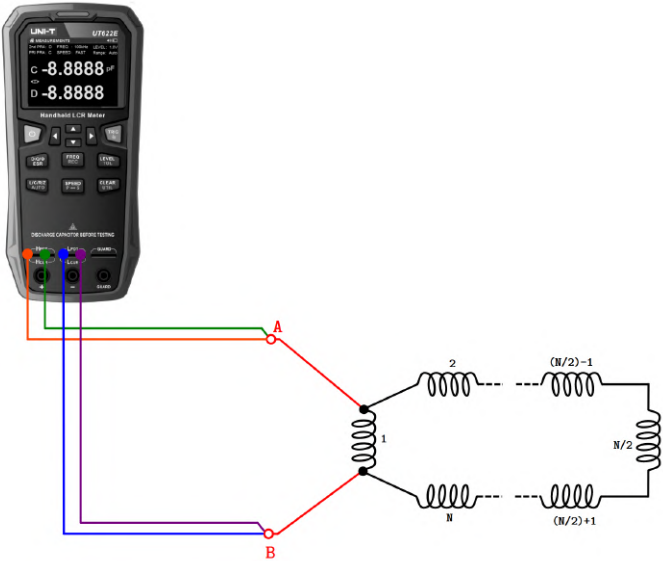
Rezystancja uzwojenia jest zwykle niewielka - poniżej 1Ω . W związku z tym pomiaru rezystancji zwykle dokonuje się metodą techniczną. Alternatywnym rozwiązaniem może być wykorzystaniem mostka do pomiaru małych rezystancji - Kelvina (Thomsona).

Chociaż układ pomiarowy przedstawiony na rysunku 5.10 nie jest mocno skomplikowany to wyznaczanie wartości obwodowych w oparciu o zarejestrowany przebieg prądu przy dużej liczbie pomiarów może być kłopotliwe. Obecnie na rynku istnieje wiele urządzeń pomiarowych (mostków RLC) dedykowanych do pomiaru rezystancji i indukcyjności uzwojeń o akceptowalnych parametrach, w których odczyt wartości jest natychmiastowy. Do wyznaczenia rezystancji i indukcyjności uzwojeń postanowiono wykorzystać mostek pomiarowy RLC UT622E. Wybrane parametry urządzenia przedstawiono w tabeli 5.5. Mostek ma szeroki zakres częstotliwości pomiaru 100 Hz-100 kHz, a także

funkcję pomiaru rezystancji sygnałem stałym DCR co pozwoli na dokładne określenie rezystancji uzwojenia.

Tabela 5.5: Wybrane mostka RLC UT622E

Parametr	Wartość
Częstotliwości testowe	100 Hz, 120 Hz, 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz
Poziom sygnału testowego	0,1 Vrms, 0,3 Vrms, 1 Vrms
Zakres pomiaru indukcyjności (L)	0,00 μ H - 99,999 H
Zakres pomiaru rezystancji (R)	0,0000 m Ω - 9,9999 M Ω
Dokładność pomiaru	0,1%
Zakres ESR	0,0000 Ω - 999,99 Ω
Zakres współczynnika strat (D)	0,0000 - 9,9999
Zakres jakości (Q)	0,0000 - 99999
Zakres kąta fazowego (θ)	-179,9° - 179,9°
Zakres pomiaru rezystancji stałoprądowej (DCR)	0,01 m Ω - 2,000 M Ω
Współczynnik temperaturowy	0,1 $\times$ (dokładność specyfikowana) /°C



Rysunek 5.11: Układ pomiarowy do wyznaczania indukcyjności i rezystancji części uzwojenia przy pomocy mostka RLC

Rozdział 6

Badania eksperymentalne

W rozdziale tym przedstawiono modele fizyczne badanych konstrukcji silnika oraz zaprezentowano wyniki badań eksperymentalnych.

6.1. Klasyczna konstrukcja silnika komutatorowego z magnesami ferrytowymi (magnesy w kształcie wycinka pierścienia) - silnik A

6.1.1. Model fizyczny

Na rysunku 6.1 przedstawiono silnik prądu stałego o wzbudzeniu od magnesów trwałych jednego z polskich producentów maszyn elektrycznych - którego model obliczeniowy przedstawiono w rozdziale 4.1.1. Silnik ten to klasyczną konstrukcją maszyny komutatorowej z magnesami ferrytowymi. Podstawowe parametry zawarto w tabeli 6.1.

Tabela 6.1: Parametry silnika

Parametr	Wartość
Moc	170 W
Praca	S2-5 min
Napięcie	24 V
Prędkość obrotowa	1100 obr./min
Prąd	10 A



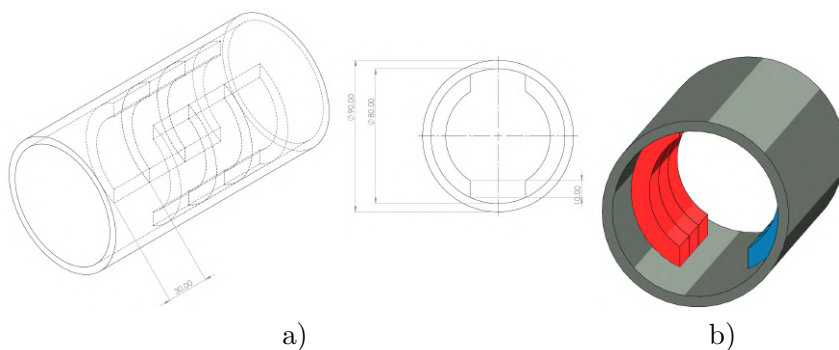
Rysunek 6.1: Badany silnik PMDC - silnik A

Na rysunku 6.2 przedstawiono model fizyczny stojana i wirnika badanej maszyny. Stojan silnika ma klasyczną budowę. Do wewnątrz rurowej obudowy



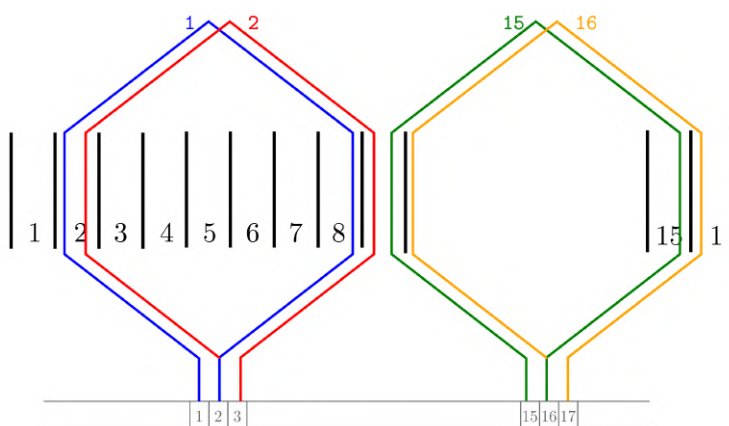
Rysunek 6.2: Model fizyczny wirnika i stojana badanego silnika

przyklejona jest para magnesów trwałych w kształcie wycinków pierścienia. Każdy z biegunów złożony jest w rzeczywistości z trzech magnesów ferrytowych zamontowanych jak na rysunku 6.3. Rozpiętość kątowa każdego magnesu wynosi 130° .

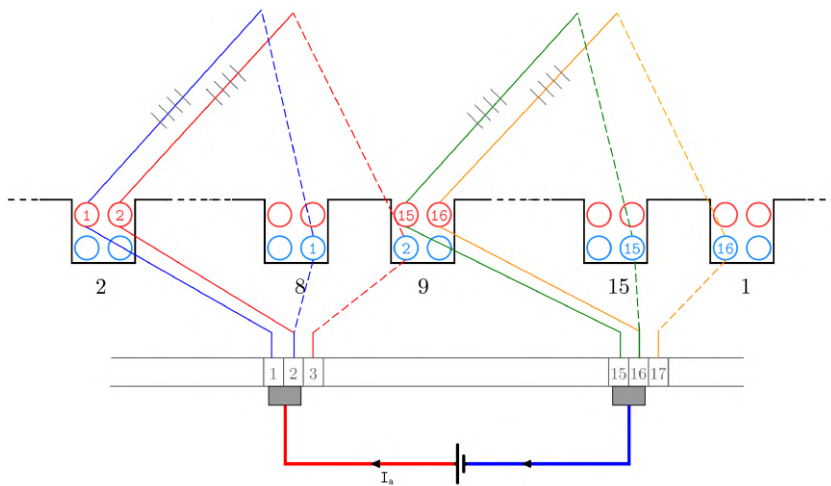


Rysunek 6.3: Stożan silnika A: a) wymiary b) rozmieszczenie magnesów

W wirniku maszyny umieszczono dwuwarstwowe uzwojenie twornika rozłożone w piętnastu żłobkach. W maszynie zastosowano uzwojenie pętlicowe o zmiennym poskoku. W każdym żłobku znajdują się 32 druty o średnicy $\phi = 0,9$ mm. Komutator ma 30 działek do którego doprowadzona jest jedna para szczotek. Schemat uzwojenia przedstawiony został na rysunku 6.4, natomiast sposób rozłożenia poszczególnych cewek w żłobkach na rysunku 6.5.



Rysunek 6.4: Schemat uzwojenia twornika

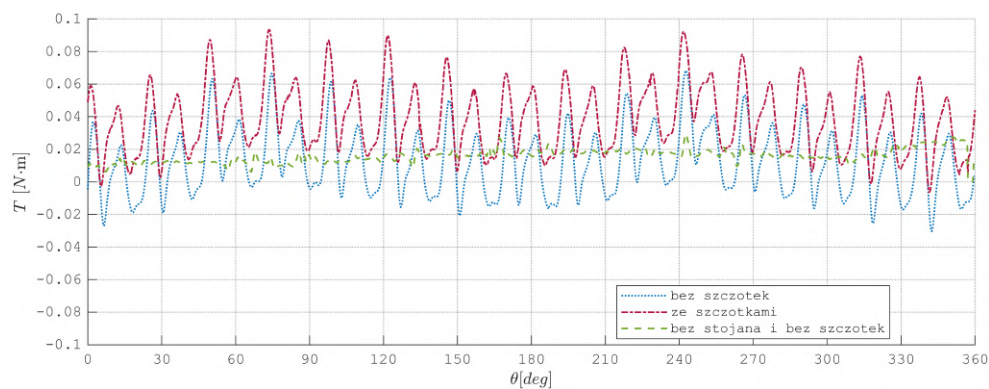


Rysunek 6.5: Schemat rozmieszczenia cewek uzwojenia w żłobkach

6.1.2. Wyniki pomiarów - silnik A

Na rysunku 6.6 przedstawiono wyniki pomiarów momentu zaczepowego w stanie bezprądowym - stanowisko przedstawione w rozdziale 5.2. Moment zaczepowy maszyn z magnesami ferrytowymi jest niewielki w związku z czym duży duży udział w momencie występującym w stanie bezprądowym mają momenty oporowe - łożysk i szczotek. Aby wyznaczyć wartość momentu tarcia szczotek dokonano pomiaru zarówno ze szczotkami jak i bez, aby ocenić udział momentu tarcia w wyznaczonym momencie. Ponadto postanowiono wyznaczyć moment oporowy łożysk na których osadzono wirnik maszyny. Ze względu na budowę stojana maszyny (magnesy klejone do wewnętrznej części obudowy) nie jest możliwy pomiar wpływu tarcia łożysk na uzyskane wyniki wykorzystując stojan maszyny bez jej uszkodzania. Aby oszacować wpływ tarcia łożysk dokonano pomiaru momentu tarcia łożysk jako obudowę wykorzystując rurę z tworzywa sztucznego o odpowiednich wymiarach.

Na rysunku 6.8 przedstawiono charakterystyki prędkości obrotowej oraz prądu w funkcji momentu obciążenia. Maszyna została przebadana na stanowisku badawczym przedstawionym w rozdziale 5.3.



Rysunek 6.6: Moment zaczepowy i momenty oporowe silnika A - pomiar



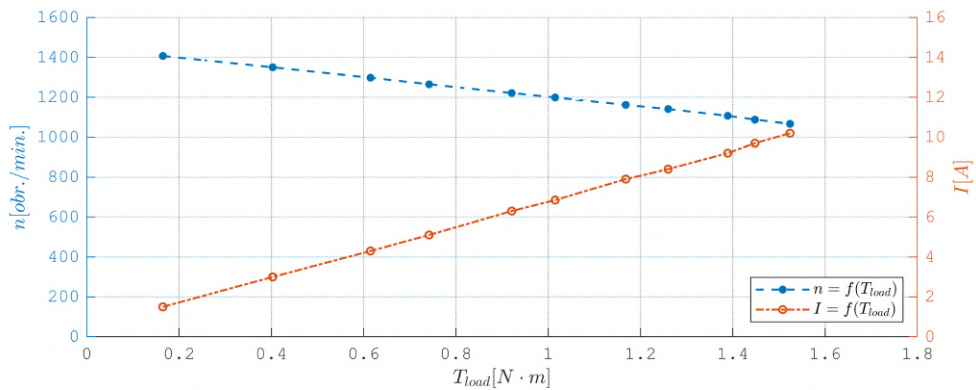
Rysunek 6.7: Wirnik silnika A w obudowie z tworzywa sztucznego - wyznaczanie momentu oporowego łożysk

Tabela 6.2: Momenty wyznaczone w stanie bezprądowym

Parametr	Wartość maksymalna
T_{brush}	$\approx 41,31 \text{ mN} \cdot \text{m}$
$T_{bearing}$	$\approx 29,4 \text{ mN} \cdot \text{m}$
T_{cogg}	$50,06 \text{ mN} \cdot \text{m}$

T_{brush} - moment tarcia szczotek, $T_{bearing}$ - moment oporowy łożysk, T_{cogg} - moment zaczepowy

Przy prędkości znamionowej (1100 obr./min) silnik generuje moment obrotowy na poziomie $1,5 \text{ N} \cdot \text{m}$. Zmierzona moc 170,2 W i prąd 10,2 A odpowiadają parametrom znamionowym deklarowanym przez producenta.



Rysunek 6.8: Charakterystyki badanego silnika: prędkości obrotowej oraz pobieranego prądu w funkcji momentu obciążenia

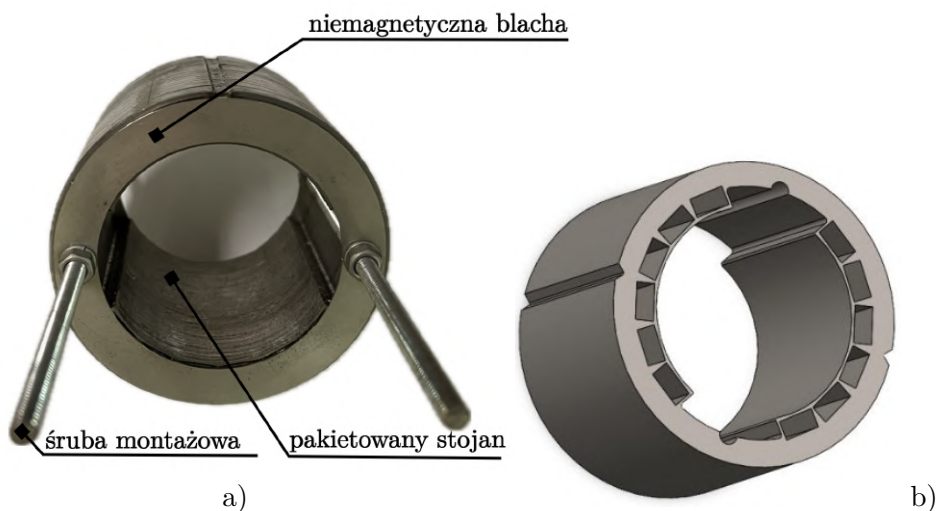
6.2. Konstrukcja silnika komutatorowego prądu stałego z prostokątnymi magnesami neodymowymi - silnik B

6.2.1. Model fizyczny

Biorąc po uwagę wyniki obliczeń przedstawione w rozdziale 4.2.2 wykonano prototypy 3 z 4 analizowanych maszyn. Na rysunku 6.10 przedstawiono stojan badanego silnika. Stojan wykonany jest z pakietu blach o długości równej 60 mm. Do budowy pakietu użyto blachy EP530 50A-130. Pakiet stojana skręcony jest za pomocą pręta gwintowanego z nakrętkami oraz niemagnetycznych blach zapobiegających wysuwaniu się magnesów. Stojan umieszczony jest w obudowie o średnicy zewnętrznej 90 mm - takiej samej jak dla silnika A. Na rysunku 6.11 przedstawiono model fizyczny wirnika silnika. W tabeli 6.3 przedstawiono zmierzone parametry pojedynczej cewki wchodzącej w skład uzwojenia dla poszczególnych maszyn.



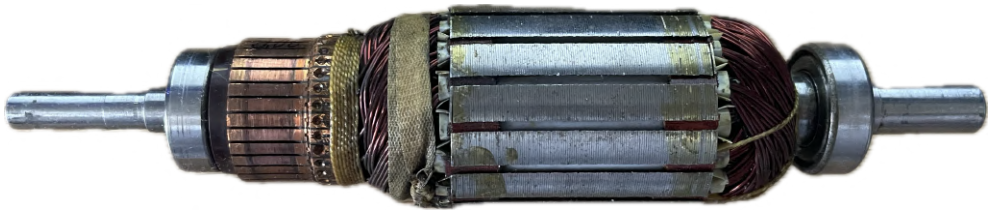
Rysunek 6.9: Prototyp silnika z magnesami prostopadłościennymi NdFeB



Rysunek 6.10: Stojan prototypu silnika a) model fizyczny b) model 3D pakietu blach

6.2.2. Wyniki pomiarów - silnik B

Na rysunkach 6.12-6.14 przedstawiono wyniki pomiaru momentu zaczepowego dla badanych maszyn. Dla każdej z maszyn wyznaczono:



Rysunek 6.11: Wirnik prototypowego silnika

Tabela 6.3: Parametry cewki uzwojenia prototypów maszyn o wzbudzeniu od magnesów prostokątnych

Parametr	$Q = 15, \delta = 1 \text{ mm}$	$Q = 15, \delta = 0,5 \text{ mm}$	$Q = 16, \delta = 1 \text{ mm}$
L_{coil}	$44,48 \mu H$	$41,4 \mu H$	$47,6 \mu H$
R_{coil}	$0,0693 \Omega$	$0,06 \Omega$	$0,0786 \Omega$

- moment w stanie bezprądowym dla maszyny ze szczotkami - na zmierzoną wartość momentu składa się moment tarcia szczotek, moment oporowy łożysk, moment zaczepowy,
- moment w stanie bezprądowym dla maszyny bez szczotek - na zmierzoną wartość momentu składa się moment oporowy łożysk i moment zaczepowy,
- moment w stanie bezprądowym dla maszyny bez szczotek oraz bez stojana (brak wzbudzenia od PM) - zmierzona wartość momentu odpowiada momentowi oporowemu łożysk.

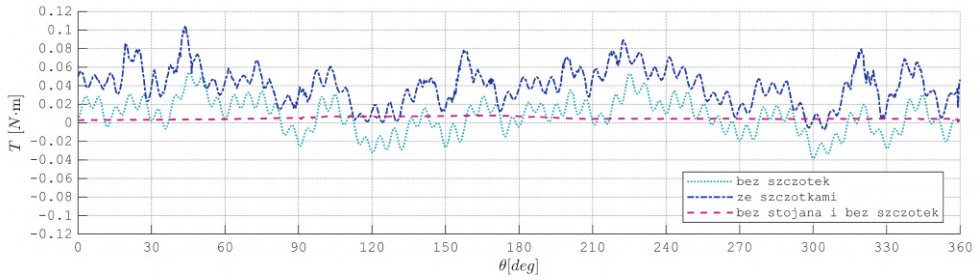
W oparciu o zarejestrowane przebiegi wyznaczono rozkład momentu zaczepowego w funkcji kąta obrotu.

Maksymalne wartości momentu oporowego łożysk, momentu tarcia szczotek oraz momentu zaczepowego przedstawiono w tabeli 6.4. Na stanowisku

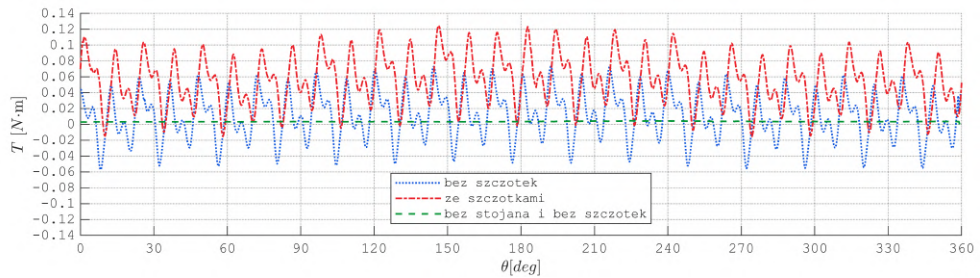
Tabela 6.4: Momenty wyznaczone w stanie bezprądowym - pomiar

Parametr	$Q = 15, \delta = 1 \text{ mm}$	$Q = 15, \delta = 0,5 \text{ mm}$	$Q = 16, \delta = 1 \text{ mm}$
T_{brush}	$\approx 50 \text{ mN} \cdot \text{m}$	$\approx 55 \text{ mN} \cdot \text{m}$	$\approx 50 \text{ mN} \cdot \text{m}$
$T_{bearing}$	$8 \text{ mN} \cdot \text{m}$	$4,6 \text{ mN} \cdot \text{m}$	$14,8 \text{ mN} \cdot \text{m}$
T_{cogg}	$50,5 \text{ mN} \cdot \text{m}$	$69,6 \text{ mN} \cdot \text{m}$	$157,7 \text{ mN} \cdot \text{m}$

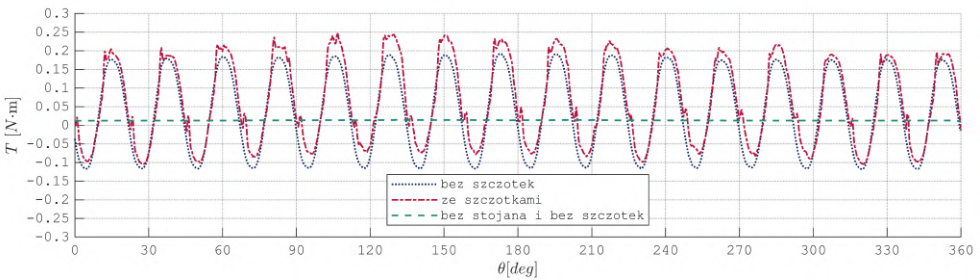
T_{brush} - moment tarcia szczotek, $T_{bearing}$ - moment oporowy łożysk, T_{cogg} - moment zaczepowy



Rysunek 6.12: Wyniki pomiarów momentu zaczepowego dla maszyny B - $Q = 15$, $\delta = 1$ mm

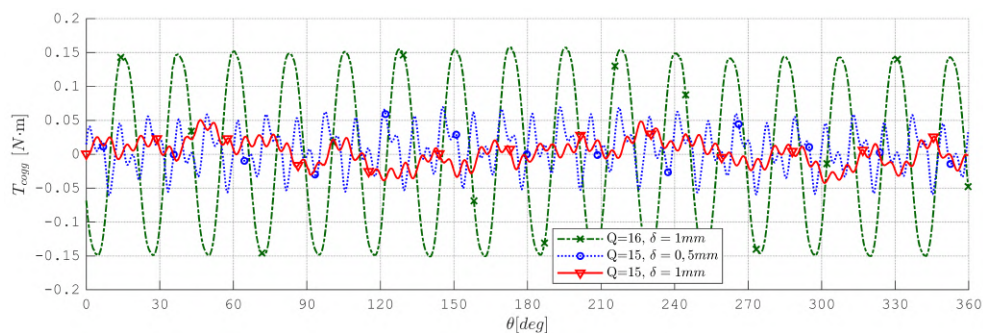


Rysunek 6.13: Wyniki pomiarów momentu zaczepowego dla maszyny B - $Q = 15$, $\delta = 0,5$ mm

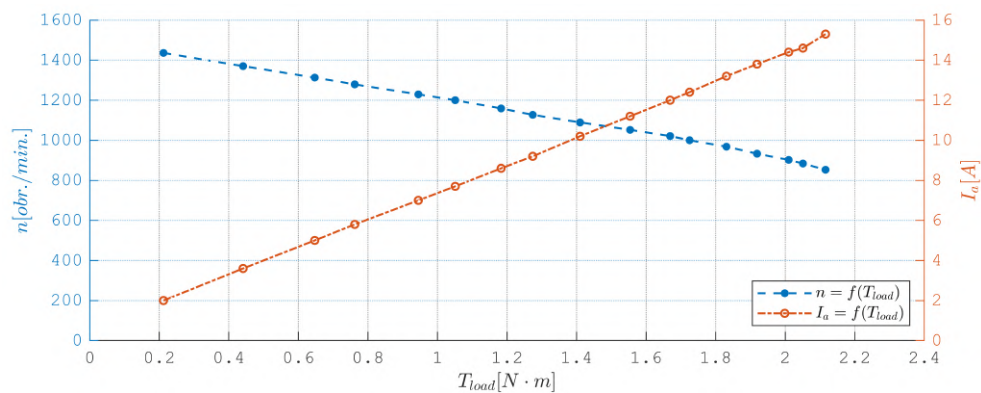


Rysunek 6.14: Wyniki pomiarów momentu zaczepowego dla maszyny B - $Q = 16$, $\delta = 1$ mm

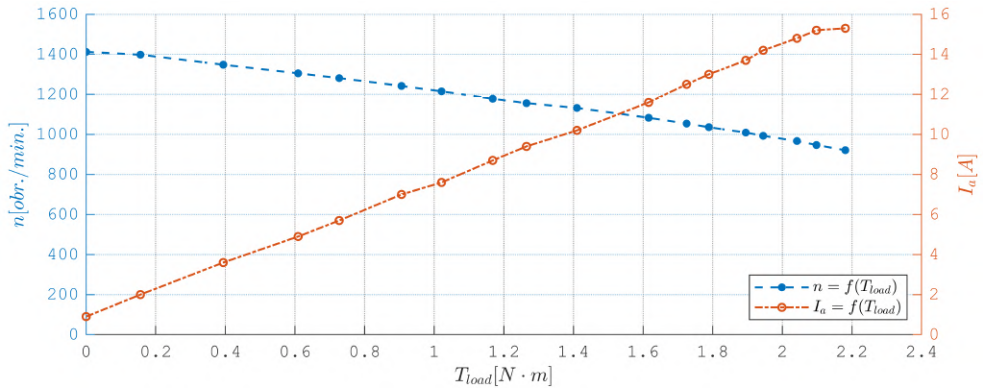
przedstawionym w rozdziale 5.3 wyznaczono charakterystyki elektromechaniczne dla badanych maszyn. Na rysunkach 6.16-6.18 przedstawiono charakterystyki prądu i prędkości obrotowej w funkcji momentu obciążenia dla badanych silników. Ponadto na rysunku 7.6 przedstawiono sprawności badanych maszyn w funkcji momentu obciążenia.



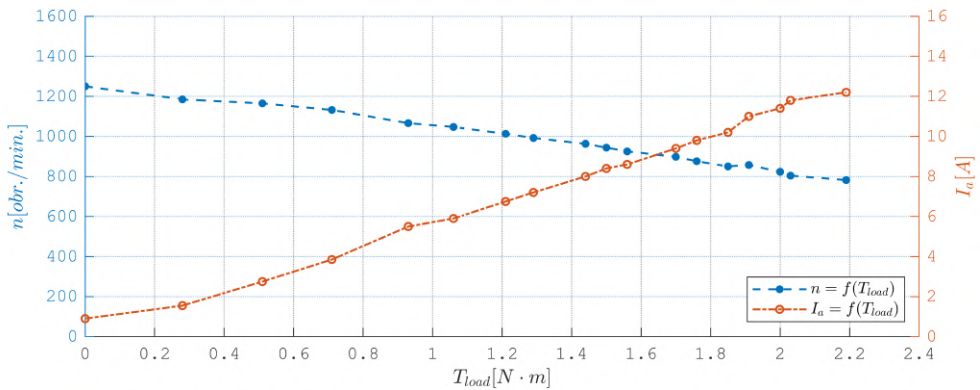
Rysunek 6.15: Wyniki pomiarów momentu zaczepowego dla maszyny B



Rysunek 6.16: Charakterystyka prądu i prędkości obrotowej w funkcji momentu obciążenia silnika B - $Q = 15$, $\delta = 1 mm$



Rysunek 6.17: Charakterystyka prądu i prędkości obrotowej w funkcji momentu obciążenia silnika B - $Q = 15$, $\delta = 0,5$ mm



Rysunek 6.18: Charakterystyka prądu i prędkości obrotowej w funkcji momentu obciążenia silnika B - $Q = 16$, $\delta = 1$ mm

Rozdział 7

Porównanie wyników badań i obliczeń dla analizowanych konstrukcji silników

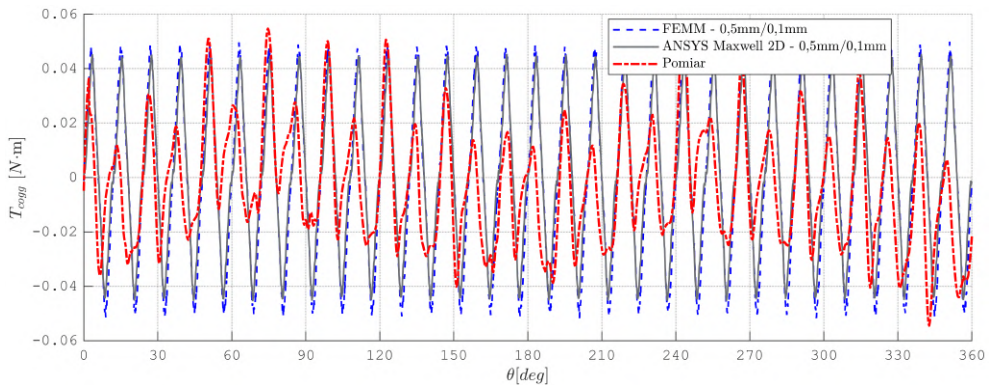
7.1. Porównanie danych znamionowych, pomiarów oraz wyników symulacji dla maszyny A

Zgodnie z deklarowanymi przez producenta silnika A danymi znamionowymi moment użyteczny na wale silnika maszyny powinien wynosić:

$$T_{load} = \frac{P \cdot 60}{2 \cdot \pi \cdot n} = \frac{170 \text{ W} \cdot 60}{2 \cdot \pi \cdot 1100 \frac{\text{obr.}}{\text{min}}} = 1,48 \text{ N} \cdot \text{m} \quad (7.1)$$

przy prądzie 10 A i prędkości 1100 obr./min Porównując te wartości z wynikami pomiarów dla fizycznego silnika widać dużą zbieżność. Na podstawie danych pomiarowych przeprowadzono aproksymację metodą najmniejszych kwadratów charakterystyki $n = f(T_{load})$. Wyznaczono, że dla prędkości 1100 obr./min silnik generuje moment na wale równy 1,41 N · m. Różnica względem danych znamionowych nie przekracza zatem 5%. Ten sam poziom zbieżności (około 6 %) uzyskano dla prądu który na podstawie danych pomiarowych wynosi 9,4 A. Dane pomiarowe porównano z danymi uzyskanymi w ramach obliczeń polowych. Te w akceptowalnym, chociaż znacznym stopniu odbiegają od tych uzyskanych w symulacji. Dla modelu obwodowego w programie FEMM przy prądzie znamionowym wyznaczony moment elektromagnetyczny nie przekraczał 1,1 N · m - amplituda tętnień momentu odpowiada wartości momentu zaczepowego. Różnica 25% w wartości momentu generowanego wynikać może z szeregu uproszczeń przyjętych w modelu obliczeniowym.

Ze względu na to, że producent silnika nie udostępnia informacji o danych konstrukcyjnych maszyny (są to zwykle dane poufne) rodzaje materiałów, zarówno rodzaj zastosowanego ferrytu jak i stali zostały przez autora założone. Pominięto również występowanie prądów wirowych - natomiast obudowa która koncentruje pole wewnątrz maszyny wykonana jest z litej stali. Ponadto obliczenia wykonano dla modelu dwuwymiarowego pomijając tym samym wpływ połączeń czolowych uzwojeń na badane parametry maszyny. Dla modelu połowo-obwodowego w oprogramowaniu ANSYS Maxwell uzyskana wartość momentu elektromagnetycznego przy prędkości znamionowej waha się w zakresie ok. $1,35\text{--}1,55 \text{ N} \cdot \text{m}$ co jest zgodne z danymi deklarowanymi przez producenta oraz pomiarami modelu fizycznego. Na uwagę zasługuje jednak fakt, że zarejestrowany w obwodzie twornika prąd jest znacznie większy - wynosi 15A. Ponadto można zauważyć że na tętnienie momentu wpływ ma także tętnienie prądu w obwodzie twornika związane z przełączaniem cewek uzwojenia. Przebieg momentu zaczepowego zmierzonego naniesiono na wykres przedsta-



Rysunek 7.1: Porównanie wyników obliczeń i pomiarów momentu zaczepowego maszyny A

wiający wyniki symulacji. Wartości maksymalne momentu zaczepowego wyznaczonego w ramach obliczeń połowych są zgodne z tymi zarejestrowanymi dla fizycznej maszyny. Na przebiegu uzyskanym z pomiarów widać oscylacje w zakresie obrotu. Związane one mogą być z: ekscentrycznością wirnika, dokładnością mocowania magnesów, ale także błędami związanymi z zastosowaną

metoda pomiaru - wyznaczany moment ma bardzo niską wartość. Obliczone oraz zmierzone wartości momentów przedstawiono w tabeli 7.1. W celu porównania momentów elektromagnetycznych założono, że moment użyteczny (na wale silnika) dla silnika szczotkowego prądu stałego w przybliżeniu równy jest:

$$T_{load} = T_e - (T_{brush} + T_{bearing}) \quad (7.2)$$

gdzie:

T_{load} - moment użyteczny,

T_e - moment elektromagnetyczny,

$T_{bearing}$ - moment tarcia szczotek,

T_{brush} - moment oporowy łożysk.

Tabela 7.1: Wartości maksymalne zmierzonych oraz obliczonych momentów i prądów dla silnika A

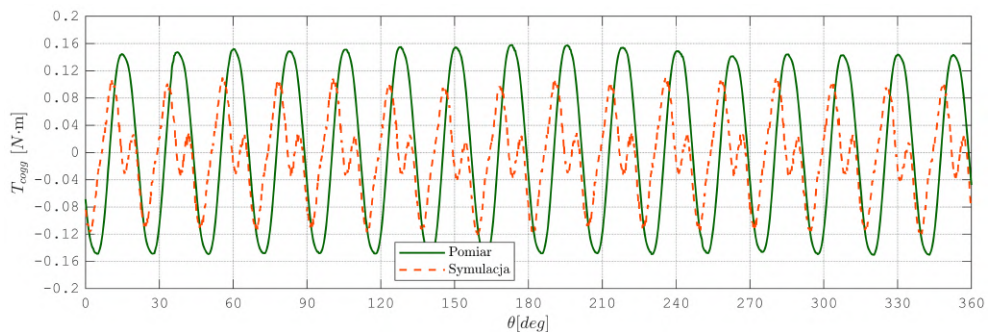
Parametr	FEMM	ANSYS Maxwell 2D	Pomiar
T_{load}	-	-	$\approx 1,41 \text{ N} \cdot \text{m}$
T_{brush}	-	-	$\approx 41,31 \text{ mN} \cdot \text{m}$
$T_{bearing}$	-	-	$\approx 29,4 \text{ mN} \cdot \text{m}$
T_e	$\approx 1,1 \text{ N} \cdot \text{m}$	$\approx 1,45 \text{ N} \cdot \text{m}$	$\approx 1,48 \text{ N} \cdot \text{m}$
I_a	10 A	15 A	10 A
T_{cogg}	51,68 mN · m	43,23 mN · m	50,06 mN · m

T_{load} - moment użyteczny, T_e - moment elektromagnetyczny, T_{cogg} - moment zaczepowy
 T_{brush} - moment tarcia szczotek, $T_{bearing}$ - moment oporowy łożysk, T_a - prąd twornika

7.2. Porównanie wyników obliczeń polowo-obwodowych z pomiarami prototypów maszyn wzbudzanych magnesami neodymowymi, prostokątnymi - silnik B

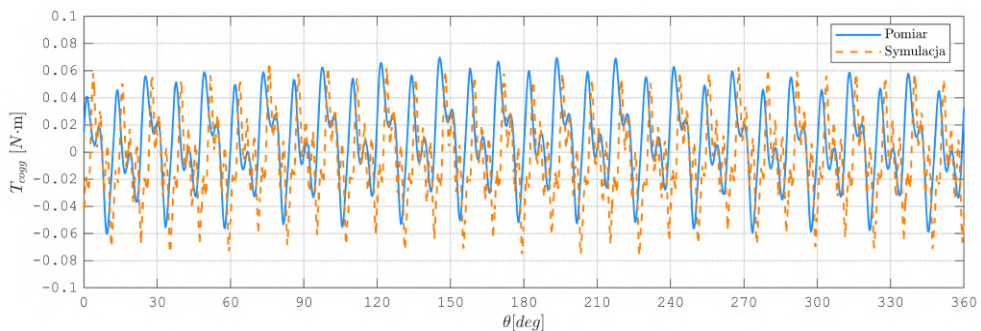
Dla maszyny B również dokonano porównania wyników symulacji z pomiarami. Mając na uwadze, że modele fizyczne są maszynami prototypowymi

o ograniczonej dokładności wykonania, zauważyć można akceptowalną zgodność uzyskanych wyników. Największe różnice w wartości momentu zaczepowego widoczne są dla maszyny o 16-stu żłobkach. Przebieg momentu zaczepowego w funkcji kąta obrotu dla fizycznej maszyny jest praktycznie sinusoidalny - brak widocznej składowej 2. i 3. harmonicznej które można było obserwować na przebiegu otrzymanym w wyniku symulacji. Również wartość maksymalna momentu zaczepowego różni się dla tego przypadku znacznie - około 22%. Większych różnic między pomiarem, a symulacją nie widać natomiast dla ma-



Rysunek 7.2: Porównanie pomiaru i symulacji dla silnika $Q=16$, $\delta = 1$ mm

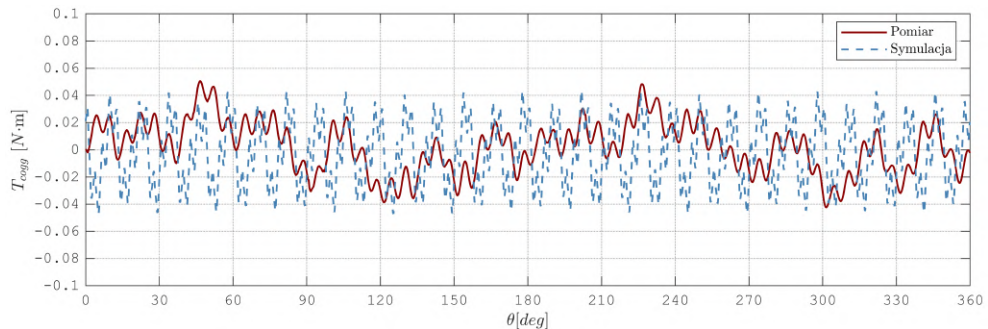
szyny o konfiguracji: $Q = 15$, $\delta = 0,5$ mm. Zarówno przebieg jak i wartość maksymalna momentu wykazują dużą zbieżność - nie więcej niż 6%. Przyglą-



Rysunek 7.3: Porównanie pomiaru i symulacji dla silnika $Q=15$, $\delta = 0,5$ mm

dając się wynikom porównania momentu zaczepowego dla ostatniej z maszyn

która została wykonana fizycznie zauważyć można zbieżność wartości maksymalnej momentu zaczepowego na poziomie około 9%. Na przebiegu widoczna



Rysunek 7.4: Porównanie pomiaru i symulacji dla silnika $Q=15$, $\delta = 1$ mm

jest jednak składowa o niskiej częstotliwości - która świadczyć może o ekscentryczności wirnika badanej maszyny. Ze względu na to że został użyty ten sam stojan co dla silnika $Q=15$, $\delta = 0,5$ mm z dużym prawdopodobieństwem można wykluczyć tu wpływ niesymetrii obwodu wzbudzenia. Dla wszystkich prototypów maszyn moment tarcia szczotek wynosił około $50 \text{ mN} \cdot \text{m}$. Moment oporowy łożysk miał widocznie mniejszą choć także znaczącą wartość i w zależności od silnika wynosił od około 5 do około $15 \text{ mN} \cdot \text{m}$.

Ponadto porównano zmierzone oraz obliczone wartości momentu elektromagnetycznego - tabela 7.2. Moment elektromagnetyczny dla modelu fizycznego wyznaczono zgodnie z zależnością 7.2.

Procentowa różnica między wartością pomiaru a symulacją MES została wyznaczona z zależności:

$$\Delta\% = \left(\frac{\text{MES} - \text{Pomiar}}{\text{Pomiar}} \right) \cdot 100\% \quad (7.3)$$

gdzie:

MES - wartość uzyskana z symulacji MES,

Pomiar - wartość zmierzona,

$\Delta\%$ - procentowa różnica.

Tabela 7.2: Moment elektromagnetyczny i prąd twornika badanych maszyn przy prędkości obrotowej 1000obr./min. - pomiar i symulacja

	Parametr	Q=15, $\delta=1$ mm	Q=15, $\delta=0,5$ mm	Q=16, $\delta=1$ mm
Pomiar	T_e	$\approx 1,99 \text{ N} \cdot \text{m}$	$\approx 1,76 \text{ N} \cdot \text{m}$	$\approx 1,28 \text{ N} \cdot \text{m}$
	I_a	$\approx 12,22 \text{ A}$	$\approx 13,86 \text{ A}$	$\approx 6,92 \text{ A}$
MES	T_e	$\approx 1,84 \text{ N} \cdot \text{m}$	$\approx 1,65 \text{ N} \cdot \text{m}$	$\approx 1,46 \text{ N} \cdot \text{m}$
	I_a	$\approx 14,2 \text{ A}$	$\approx 15,8 \text{ A}$	$\approx 12,3 \text{ A}$
$\Delta\%$	T_e	$\approx -7,54\%$	$\approx -6,25\%$	$\approx +14,06\%$
	I_a	$\approx +16,2\%$	$\approx +14,0\%$	$\approx +77,7\%$

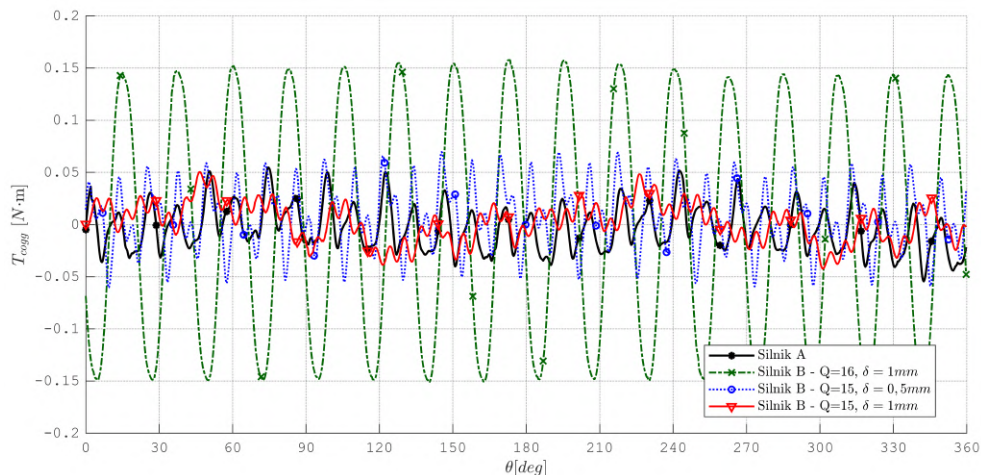
 T_e - moment elektromagnetyczny, I_a - prąd twornika $\Delta\%$ - procentowa różnica między pomiarem a symulacją MES

Analizując dane zawarte w tabeli widać dużą zgodność obliczeń z pomiarami dla dwóch maszyn oraz znaczne różnice dla wartości prądu twornika maszyny trzeciej. Patrząc jednak na ogół przedstawionych wyników można stwierdzić, że analiza maszyn elektrycznych metodą połowo-obwodową pozwala na wiarygodną ocenę wpływu parametrów obwodu magnetycznego na parametry maszyny szczególnie mając na uwadze stosowane uproszczenia, błędy pomiaru oraz dokładność wykonania prototypów z którymi opracowane modele były porównywane.

7.3. Porównanie parametrów maszyn A i B

Do porównania parametrów badanych maszyn wykorzystano dane które uzyskano w wyniku pomiarów na modelach fizycznych silników. Na rysunku poniżej przedstawiono porównanie momentów zaczepowych dla badanych maszyn. Jak można zauważyć maszyna B o 15 żłóbkach wirnika i 0,5 mm szczeliny (jak w maszynie A) ma nieznacznie większy moment zaczepowy od badanej maszyny wzbudzanej magnesami ferrytowymi. Warto zauważyć, że zwiększenie grubości szczeliny do 1 mm pozwoliło wartość tego momentu zmniejszyć tak aby, nie przekraczała ona tej zarejestrowanej dla maszyny A.

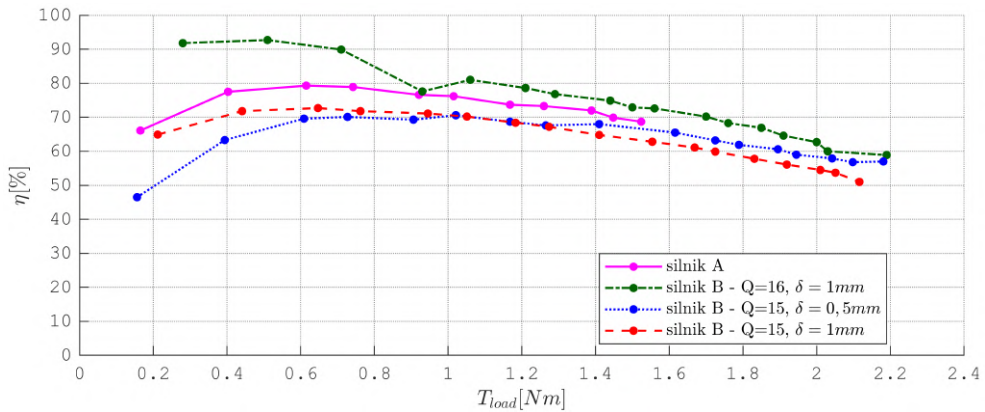
Porównując momenty użyteczne przy prędkości znamionowej dla obu maszyn



Rysunek 7.5: Przebieg momentu zaczepowego dla wszystkich badanych modeli fizycznych maszyn

należy zauważyć, że maszyna A przy prędkości znamionowej 1100 *obr./min* generuje moment około 1,41 $N \cdot m$. natomiast maszyna B ($Q=15$, $\delta=1\text{mm}$) przy prędkości znamionowej 850 *obr./min* moment 2,1 $N \cdot m$. Warto zauważyć że przeciążanie maszyny A nie jest wskazane ze względu na ryzyko odmagnesowania magnesów trwałych.

Jednym z kluczowych parametrów maszyn elektrycznych jest sprawność. W oparciu o przeprowadzone pomiary porównano sprawności badanych silników. Jak można zauważyć na rysunku 7.6 charakterystyki sprawności maszyn o wzbudzeniu od magnesów neodymowych prostopadłościennych w zależności od wariantu obwodu magnetycznego znajdują się nieco powyżej oraz poniżej charakterystyki $\eta = f(T_{load})$ dla maszyny A. Szczególnie istotnym jaka jest sprawność maszyny w warunkach pracy - przy znamionowym obciążeniu. Przyjmując że znamionowe obciążenie maszyny B wynosi ok. 2 $N \cdot m$ natomiast maszyny A ok. 1,5 $N \cdot m$ sprawności maszyn wynoszą jak w tabeli poniżej. Na podstawie przeprowadzonych pomiarów postanowiono przeprowadzić



Rysunek 7.6: Sprawności badanych prototypów maszyn w funkcji momentu obciążenia

Tabela 7.3: Sprawność maszyn przy znamionowym obciążeniu: dla maszyny A przy obciążeniu $1,5 \text{ N} \cdot \text{m}$, dla maszyny B przy obciążeniu $2 \text{ N} \cdot \text{m}$

Parametr	Maszyna A	Maszyna B, $Q=15$, $\delta=1 \text{ mm}$	Maszyna B, $Q=15$, $\delta=0,5 \text{ mm}$	Maszyna B, $Q=16$, $\delta=1 \text{ mm}$
η	$\approx 69\%$	$\approx 54,5\%$	$\approx 57,9\%$	$\approx 66,9\%$

szacunkowa analizę strat w badanych silnikach. Znamionowe straty mocy w maszynie o wzbudzeniu magnetoelektrycznym można wyrazić zależnością [9]:

$$\Delta P_N = \Delta P_{cuN} + \Delta P_{FeN} + \Delta P_{mech} \quad (7.4)$$

gdzie:

ΔP_N - znamionowe straty mocy,

ΔP_{cuN} - straty mocy w uzwojeniach obwodu twornika,

ΔP_{FeN} - straty mocy w żelazie,

ΔP_{mech} - straty mocy mechaniczne - tarcie łożysk i szczotek.

Przyjęto, że całkowite straty mocy można wyznaczyć jako różnice pomiędzy mocą elektryczną dostarczoną do silnika, a mocą użyteczną na wale maszyny

[52]:

$$\Delta P_N = P_E - P_{mech} \quad (7.5)$$

ponadto, straty znamionowe w uzwojeniu twornika wyrazić można jako [72]:

$$\Delta P_{cuN} = I_{aN}^2 \cdot R_{aN} \quad (7.6)$$

gdzie:

I_{aN} - znamionowy prąd twornika,

R_{aN} - rezystancja twornika przy prądzie znamionowym.

Na straty mechaniczne składają się straty związane z tarciami w łożyskach i komutatorze. Można przyjąć, że dla prędkości obrotowej n straty mechaniczne to:

$$\Delta P_{mech} = \frac{2\pi \cdot n}{60} \cdot (M_{brush} + M_{bering}) \quad (7.7)$$

gdzie:

M_{brush} - moment tarcia szczotek,

M_{bering} - moment oporowy łożysk.

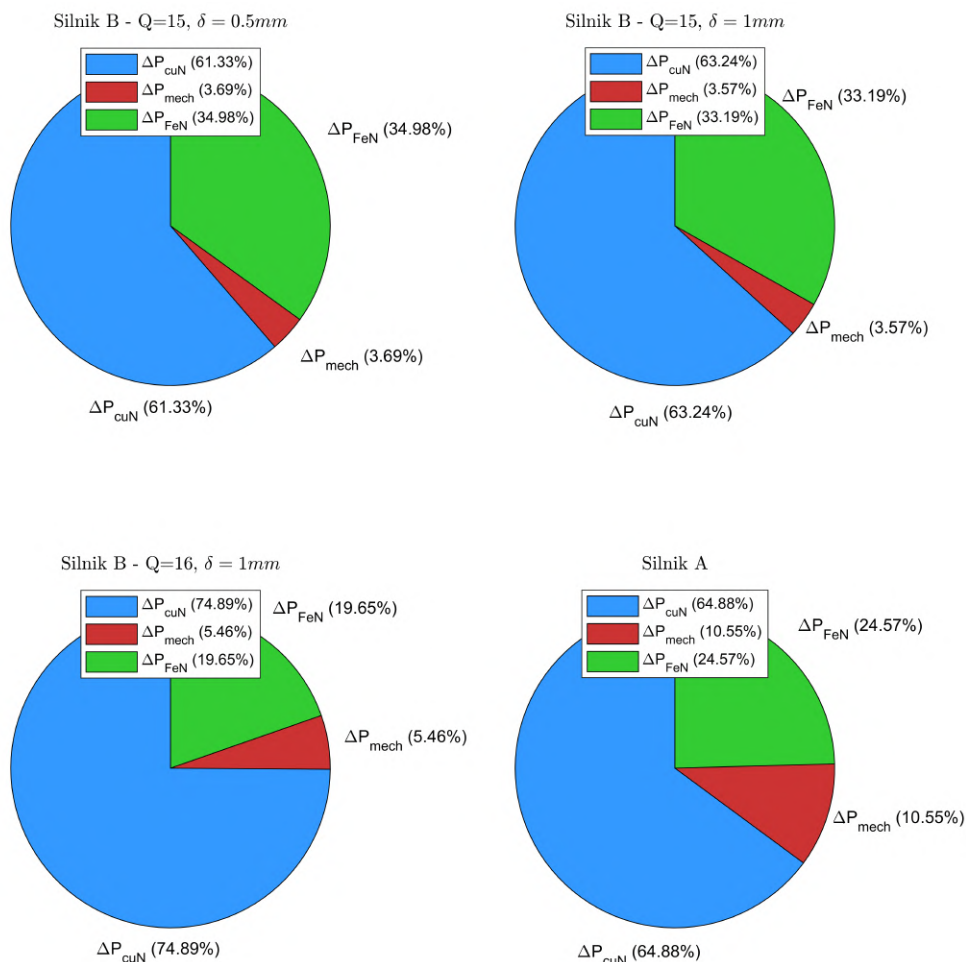
Straty w żelazie wyznaczono z bilansu strat w oparciu o wyżej wymienione zależności. Dla uproszczenia przyjęto że rezystancja uzwojeń nie zależy od przepływającego prądu (temperatury). Analizę strat mocy dla badanych maszyn przedstawiono w tabeli 7.4. Jak wynika z tabeli 7.4 dla tych wariantów

Tabela 7.4: Analiza strat mocy w badanych maszynach: dla maszyny A przy obciążeniu $1,5 N \cdot m$ oraz dla maszyn B przy obciążeniu $2 N \cdot m$

Parametr	A	B, Q=15, $\delta=1 \text{ mm}$	B, Q=15, $\delta=0.5 \text{ mm}$	B, Q=16, $\delta=1 \text{ mm}$
ΔP_{cuN}	$\approx 59,45 \text{ W}$	$\approx 103,4 \text{ W}$	$\approx 92 \text{ W}$	$\approx 76,61 \text{ W}$
ΔP_{FeN}	$\approx 12,43 \text{ W}$	$\approx 54,57 \text{ W}$	$\approx 52,17 \text{ W}$	$\approx 20,11 \text{ W}$
ΔP_{mech}	$\approx 3,49 \text{ W}$	$\approx 5,53 \text{ W}$	$\approx 5,83 \text{ W}$	$\approx 5,58 \text{ W}$
ΔP_N	$\approx 75,37 \text{ W}$	$\approx 163,5 \text{ W}$	$\approx 150 \text{ W}$	$\approx 102,3 \text{ W}$

maszyny B, gdzie stosunek liczby zębów do par biegunów jest niecałkowity

znacząco wzrosły całkowite straty, na co zasadniczy wpływ ma poważny wzrost udział strat w żelazie. Mimo to, niezależnie od wariantu obwodu magnetycznego, a także dla maszyny A dominujący jest udział strat w uzwojeniu. Zwiększenie mocy maszyny B względem maszyny A spowodowało znaczne zmniejszenie udziału strat mechanicznych.



Rysunek 7.7: Straty mocy w badanych maszynach

Rozdział 8

Podsumowanie, wnioski i udowodnienie tezy

W pracy przeprowadzono analizę konstrukcji silnika komutatorowego prądu stałego o wzbudzeniu od magnesów ferrytowych o klasycznej konstrukcji obwodu magnetycznego oraz nowego silnika o wzbudzeniu od magnesów neodymowych prostopadłościennych. Celem rozprawy było zbadanie możliwości i korzyści wynikających z zastąpienia magnesów ferrytowych magnesami neodymowymi prostopadłościennymi, a także ocena wpływu wybranych zmian obwodu magnetycznego na parametry tej maszyny. Chociaż silniki z mechanicznym komutatorem są obecnie mniej popularne za sprawą rozwoju maszyn bezszczotkowych, to ze względu na prostą budowę, łatwy sposób sterowania prędkością obrotową oraz niską cenę w dalszym ciągu są masowo stosowane w wielu urządzeniach. Wadą powszechnie stosowanych silników prądu stałego małej mocy ($\leq 1000W$) o wzbudzeniu magnetoelektrycznym jest niski momentu obrotowy w stosunku do gabarytów maszyny. W związku z tym najczęściej są to maszyny wysokoobrotowe z przekładnią - zwykle planetarną. Zastosowanie przekładni powoduje zmniejszenie sprawności układu napędowego, wprowadzenie luzu kąтового, ale przede wszystkim zwiększenie kosztów i poziomu skomplikowania napędu - konieczność serwisowania dodatkowego elementu. Rozwiązaniem byłoby zastępowanie magnesów ferrytowych takimi o dużej gęstości energii (np. neodymowymi) jednak koszty magnesów spiekanych w kształcie wycinka pierścienia są bardzo wysokie. Autor podjął się próby odpowiedzi na pytanie czy rozwiązanie pośrednie, a więc zastosowanie tańszych prostopadłościennych magnesów z domieszką metali ziem rzadkich

jest uzasadnione. W tym celu postawiona została teza, że odpowiedni dobór wybranych parametrów konstrukcyjnych silnika o wzbudzeniu od magnesów trwałych prostopadłościennych pozwoli na poprawę parametrów względem maszyny o klasycznej budowie maszyny tj. zwiększenie momentu elektromagnetycznego bez zwiększenia poziomu tętnień tego momentu przy równoczesnym zmniejszeniu jej gabarytów. W celu dowiedzenia lub obalenia postawionej tezy pracy autor przeprowadził szereg badań laboratoryjnych i obliczeniowych. Przeprowadzone zostały badania laboratoryjne na modelu fizycznym maszyny wzbudzanej magnesami ferrytowymi jednego z polskich producentów maszyn. W tym celu opracowane przez autora zostały dedykowane stanowiska pomiarowe - w tym zautomatyzowane stanowisku do pomiaru momentu zaczepowego. W oparciu o dane geometryczne silnika, opracowane zostały modele polowe i polowo-obwodowe. Aby zwiększyć wiarygodność opracowywanych modeli symulacyjnych, dla maszyny wzbudzanej magnesami ferrytowymi opracowane zostały modele w dwóch programach MES w tym w jednym zarówno w 2- i 3D. Wyniki obliczeń pozwoliły na wybór środowiska obliczeniowego, które było wykorzystywane w dalszej części pracy. Następnie w oparciu o przedstawioną koncepcję budowy stojana maszyny [38] opracowane zostały modele polowo-obwodowe w oprogramowaniu ANSYS Maxwell. W badaniach wpływu parametrów obwodu magnetycznego na właściwości maszyny autor skupił się na takich parametrach jak: grubość szczeliny powietrznej, budowa nabiegunników i umiejscowienie magnesów oraz stosunek liczby zębów do liczby par biegunów. W związku z powyższym oraz mając na uwadze cylindryczną symetrię badanej maszyny oraz jej stosunkowo pokąźną długość zdecydowano się dalszą analizę przeprowadzić na modelach dwuwymiarowych. W oparciu o przeprowadzone badania symulacyjne stwierdzono, że badane modyfikacje maszyny mają istotny wpływ na jej parametry - w szczególności moment zaczepowy. W ramach przeprowadzonych badań udało się dowieść, że jest możliwe dobranie takich parametrów obwodu magnetycznego maszyny, aby zastąpienie klasycznych magnesów ferrytowych w kształcie wycinków pierścieni magnesami neodymowymi prostopadłościennymi pozwoliło na zmniejszenie gabarytów

maszyny przy jednoczesnym zwiększeniu momentu elektromagnetycznego bez zwiększenia poziomu tętnień tego momentu. Badania pokazały, że aby spełnić przyjęte założenia w jednych kryteriach konieczne jest pójście na kompromis i pogorszenie właściwości na innym polu. Dla badanych maszyn przy znamionowym obciążeniu wyraźnemu pogorszeniu uległa sprawność maszyny - w zależności od parametrów obwodu magnetycznego od kilku do kilkunastu procent. Przeprowadzona uproszczona analiza strat wykazała, że znacząco zwiększył się udział strat w żelazie.

Do własnych osiągnięć autora pracy należy zaliczyć:

- budowę stanowisk laboratoryjnych do wyznaczania parametrów maszyn w tym w szczególności zautomatyzowanego stanowiska do wyznaczania przebiegu momentu zaczepowego,
- opracowanie licznych modeli polowych i polowo-obwodowych badanych maszyn,
- analiza wpływu złożoności obliczeniowej modelu na dokładność obliczeń,
- budowa prototypów badanych maszyn,
- przeprowadzenie badań laboratoryjnych na modelach fizycznych analizowanych maszyn,
- ocena wpływu poszczególnych zmian obwodu magnetycznego maszyny na jej parametry,
- analiza porównawcza maszyny o konstrukcji klasycznej z maszyną wzbudzaną magnesami prostopadłościennymi,
- porównanie sprawności oraz szacunkowa analiza start dla badanych maszyn.

Należy zauważyć że założone **cele zostały osiągnięte a postawiona teza udowodniona**. Warto nadmienić, że zastąpienie magnesów ferrytowych prostopadłościennymi magnesami REE jest ciekawą alternatywą, wartą pogłębionej analizy. W ocenie autora kierunkiem dalszych badań może być opracowanie dokładniejszych modeli trójwymiarowych, ukierunkowanych na analizę strat mocy. Warto w opracowywanych w przyszłości modelach uwzględnić

wpływ połączeń czołowych, prądów wirowych czy wpływ temperatury na właściwości zastosowanych materiałów i parametry maszyny.

Bibliografia

- [1] Ali A. J., Ahmed A. H., Saied B. M.: Cogging torque mitigation for PMSM using stator slots design and magnets skewing. 2019.
- [2] Arnold Magnetic Technologies: Sintered Neodymium-Iron-Boron Magnet N38. <https://www.arnoldmagnetics.com/wp-content/uploads/2017/11/N38-151021.pdf>, 2017.
- [3] Atallah K., Jiabin Wang, Howe D.: Torque-ripple minimization in modular permanent-magnet brushless machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2003.
- [4] Avifly.pl: <https://avifly.pl/pl/silniki-do-dronow/t-motor-f100>.
- [5] Balonek K., Gozdur S.: Wprowadzenie do metody elementu skończonego. <http://213.184.15.149/wwkipr/markowski/techniki/1.%20Wprowadzenie%20do%20MES.pdf>.
- [6] Bergh L., Hellden U.: *Electrical systems in pod propulsion*. Praca magisterska, Chalmers University of Technology, 2007.
- [7] Berhausen S., Paszek S.: Use of the finite element method for parameter estimation of the circuit model of a high power synchronous generator. *Bulletin of the Polish Academy of Sciences Technical Sciences*, 2015.
- [8] Bernatt J.: *Obwody elektryczne i magnetyczne maszyn elektrycznych wzbudanych magnesami trwałymi*. Branżowy Ośrodek Badawczo-Rozwojowy Maszyn Elektrycznych "KOMEL", 2010.
- [9] Bernatt J., Gawron S., Glinka T.: Porównanie strat mocy i sprawności silników w różnych wariantach rozwiązania. *Napędy i sterowanie*, 2001.
- [10] Bernatt J., Gawron S., Król E.: Nowoczesne silniki z magnesami trwałymi do zastosowań trakcyjnych. *Technika Transportu Szynowego*, 2010.

- [11] Bharatkar S., Yanamshetti R., Chatterjee D., Ganguli A.: Commutation torque ripple analysis and reduction through hybrid switching for BLDC motor drives. *2008 IEEE Region 10 and the Third international Conference on Industrial and Information Systems*, 2008.
- [12] Bialik J., Zawilak J., Antal L.: Polowo - obwodowy model dwubiegowego silnika synchronicznego. *Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne*, 2006.
- [13] Bogusz P.: *Sterowanie maszyn reluktancyjnych przełączalnych w napędach pojazdów elektrycznych*. Oficyna Wydawnicza Politechniki Rzeszowskiej, 2018.
- [14] Bolkowski S.: *Teoria obwodów elektrycznych*. Wydawnictwo Naukowo-Techniczne, 2017.
- [15] Carlson R., Lajoie-Mazenc M., Fagundes J.: Analysis of torque ripple due to phase commutation in brushless DC machines. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 1992.
- [16] Chau K., Chan C., Chunhua L.: Overview of permanent-magnet brushless drives for electric and hybrid electric vehicles. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 2008.
- [17] Ciurys M., Dudzikowski I.: Analiza wpływu wymiarów i kształtu magnesów trwałych na moment elektromagnetyczny bezszczotkowego silnika prądu stałego. *Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej*, 2005.
- [18] Ciurys M., Dudzikowski I.: Analiza bezszczotkowego silnika prądu stałego z magnesami NdFeB. *Maszyny Elektryczne : zeszyty problemowe*, 2011.
- [19] Ciurys M., Dudzikowski I., Kmieć P.: Analiza wpływu sposobu namagnesowania magnesów na przebiegi czasowe wielkości elektrycznych i mechanicznych w silniku bezszczotkowym. *Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej. Studia i Materiały*, 2012.
- [20] Demenko A.: Polowe metody analizy maszyn elektrycznych. *Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej*, 2001.
- [21] Demenko A., Sykulski J., Wojciechowski R.: 2D versus 3D electromagnetic field modelling in electromechanical energy converters. *19th International Conference on the Computation of Electromagnetic Fields*, 2013.
- [22] Dudzikowski I., Gierak D.: Sposoby ograniczania pulsacji momentu elektromagnetycznego w silnikach prądu stałego wzbudzanych magnesami trwałymi.

- Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej. Studia i Materiały*, 2004.
- [23] Dukata A., Kawalec A., Okoń-Fąfara M., Tofel G.: *Podstawy elektromagnetyzmu*. Wojskowa Akademia Techniczna, 2018.
- [24] Ewert P., Kowalski C. T., Wolkiewicz M.: Model polowo-obwodowy silnika indukcyjnego ze zwarciami zwojowymi. *Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej. Studia i Materiały*, 2013.
- [25] Ewert P., Zawilak T.: Zastosowanie modelu polowo-obwodowego do monitorowania ekscentryczności silników indukcyjnych. *Maszyny Elektryczne : zeszyty problemowe*, 2010.
- [26] Ferraris L., Franchini F., Poskovic E.: The cogging torque measurement through a new validated methodology. *2017 11th IEEE International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)*. IEEE, 2017.
- [27] Fitouri M., Bensalem Y., Abdelkrim M. N.: Comparison between 2D and 3D modeling of permanent magnet synchronous motor using FEM simulations. *2020 17th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD)*, 2020.
- [28] García-Gracia M., Jimenez Romero A., Ciudad J., Martín Arroyo S.: Cogging torque reduction based on a new pre-slot technique for a small wind generator. *Energies*, 2018.
- [29] Gieras J. F.: *Permanent Magnet Motor Technology: Design and Applications*. Taylor & Francis Inc (CRC Press), 2010.
- [30] Gieras J. F.: *Electrical Machines: Fundamentals of Electromechanical Energy Conversion*. CRC Press, 2016.
- [31] Glinka T.: *Maszyny elektryczne wzbudzane magnesami trwałymi*. Wydawnictwo WNT, 2018.
- [32] Goryca Z.: Metody sterowania silników BLDC. *Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej*, 2012.
- [33] Goryca Z.: Wpływ doboru liczby biegunów magnetycznych na moment zaczepowy maszyny z magnesami trwałym. *Modelowanie, symulacja i zastosowania w technice*, 2012.

- [34] Goryca Z.: Bezszcotkowe silniki prądu stałego : konstrukcje i sterowanie. *Automatyka, Elektryka, Zakłócenia*, 2013.
- [35] Goryca Z., Korkosz M., Mazur D., Rossa R., Ziólek M.: Przydatność wybranych programów polowych do obliczania momentu zaczepowego wielobiegunowej maszyny z magnesami trwałymi. *Maszyny Elektryczne : zeszyty problemowe*, 2014.
- [36] Goryca Z., Paduszyński K., Pakosz A.: The influence of asymmetrical distribution of rotor's magnets on the cogging torque of the multipolar machine: Wpływ niesymetrii rozłożenia magnesów wirnika na moment zaczepowy maszyny wielobiegunowej. *2017 18th International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering (ISEF) Book of Abstracts*, 2017.
- [37] Goryca Z., Paduszyński K., Pakosz A.: Model of the multipolar engine with decreased cogging torque by asymmetrical distribution of the magnets. *Open Physics*, 2018.
- [38] Goryca Z., Różowicz S., Goryca M.: Stojan silnika komutatorowego. wzór użytkowy PL72924y1, 2022.
- [39] Goryca Z., Różowicz S., Różowicz A., Pakosz A., Leśko M., Wachta H.: Impact of selected methods of cogging torque reduction in multipolar permanent-magnet machines. *Energies*, 2020.
- [40] Hallmann D., Jankowski P.: *Przykłady obliczeń wolnozmiennych pól magnetycznych w środowisku ANSYS-MAXWELL*. Wydawnictwo Akademii Morskiej, 2016.
- [41] Hanselman D.: Effect of skew, pole count and slot count on brushless motor radial force, cogging torque and back EMF. *IEEE Proceedings - Electric Power Applications*, 1997.
- [42] Hanselman D.: *Brushless Permanent Magnet Motor Design*. Magna Physics Publishing, 2006.
- [43] Hetmańczyk J.: Wpływ kształtu i kierunku magnesowania magnesów trwałych na wybrane właściwości wysokoobrotowego silnika PM BLDC. *Maszyny Elektryczne : zeszyty problemowe*, 2015.
- [44] Jabłoński P.: *Metoda Elementów Brzegowych w analizie pola elektromagnetycznego*. Wydawnictwo Politechniki Częstochowskiej, 2003.

-
- [45] Katalog szczotek: Electrocarbon - komponenty zestyku ślizgowego maszyn obrotowych. szczotki węglowe do wszystkich maszyn prądu stałego i zmiennego. katalog szczotek węglowych, 2024.
 - [46] Kim Y.: Electromagnetic force calculation method in finite element analysis for programmers. *Universal Journal of Electrical and Electronic Engineering*, 2019.
 - [47] Korkosz M., Młot A.: Analiza pulsacji momentu elektromagnetycznego w bezszczotkowym silniku prądu stałego z zastosowaniem skośnych magnesów. *Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne*, 2010.
 - [48] Kołodziej J.: *Analiza dynamicznych i ustalonych stanów pracy silnika reluktancyjnego ze strumieniem poprzecznym*. Rozprawa doktorska, Politechnika Opolska, 2010.
 - [49] Kołota J., Stępień S.: Analysis of 2D and 3D finite element approach of a switched reluctance motor. *Przegląd Elektrotechniczny*, 2011.
 - [50] Krawczyk A.: *Podstawy elektromagnetyzmu matematycznego*. Instytut Naukowo-Badawczy ZTUREK, 2001.
 - [51] Krzemiń Z.: Starzenie się magnesów trwałych stosowanych w maszynach elektrycznych. *Przegląd Elektrotechniczny*, 2017.
 - [52] Król E.: Porównanie efektywności energetycznej silników z magnesami trwałymi i silników indukcyjnych. *Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne*, 2007.
 - [53] Latosiewicz S.: Bezrdzeniowy silnik tarczowy wzbudzany magnesami trwałymi w układzie Halbacha. *Napędy i sterowanie*.
 - [54] Lee J. G., Lee Y. K., Park G. S.: Effects of v-skew on the cogging torque in permanent magnet synchronous motor. *2013 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2013.
 - [55] Li Z., Chen J.-h., Zhang C., Liu L., Wang X.: Cogging torque reduction in external-rotor permanent magnet torque motor based on different shape of magnet. *2017 IEEE International Conference on Cybernetics and Intelligent Systems (CIS) and IEEE Conference on Robotics, Automation and Mechatronics (RAM)*, 2017.
 - [56] Liu R., Yan D., Hu M.: Finite element analysis on torque fluctuation of PMDC motors induced by cogging and commutation. *Sixth International Conference on Electrical Machines and Systems, 2003. ICEMS 2003*, 2003.

- [57] Lowther D. A., Forghani B., Deshpande U.: A comparison of 2D and 3D analysis methods for the prediction of cogging torque in an electrical machine having skewed slots. 2001.
- [58] Luu P. T., Lee J.-Y., Hwang W., Woo B.-C.: Cogging torque reduction technique by considering step-skew rotor in permanent magnet synchronous motor. *2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2018.
- [59] Mach M.: Modeling Of Permanent Magnet Direct-Current Motor In FEMM. https://www.eeict.cz/eeict_download/archiv/sborniky/EEICT_2011_sbornik/03-Doktorske%20projekty/04-Silnoprouda%20elektrotechnika%20a%20elektroenergetika/12-xmachm02.pdf, 2011.
- [60] Magtrol: CTS cogging test system. <https://www.magtrol.com/product/cts-cogging-test-system/#&gid=1&pid=1>, 2023.
- [61] Markiewicz T., Szmurlo R., Wincenciak S.: *Metody numeryczne. Wykłady na Wydziale Elektrycznym Politechniki Warszawskiej*. Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, 2014.
- [62] Matulewicz W.: *Podstawy teorii maszyn elektrycznych*. Wydawnictwo Politechniki Gdańskiej, 2014.
- [63] Mazur D.: Analiza momentu zaczepowego oraz indukcji magnetycznej w szczelinie dla prądnicy synchronicznej metodą MES. *Pomiary Automatyka Kontrola*, 2012.
- [64] Mazur D., Gołębiowski M., Rudy M.: *Modelowanie i analiza układów elektromechanicznych metodą elementów skończonych*. Oficyna Wydawnicza Politechniki Rzeszowskiej, 2016.
- [65] Meeker D.: Finite element method magnetics. version 4.2 user's manual. <https://www.femm.info/wiki/HomePage>, 2019.
- [66] Michna M.: Silnik bezszczotkowy z magnesami trwałymi. projekt silnika bezszczotkowego z magnesami trwałymi. <https://eia.pg.edu.pl/documents/1189298/9958505/Projekt%20silnika%20z%20magnesami%20trwalymi%20v11.pdf>, 2011.
- [67] Mlot A., Łukaniszyn M., Korkosz M.: Magnet loss analysis for a high-speed PM machine with segmented PM and modified tooth-tips shape. *Archives of Electrical Engineering*, 2016.

-
- [68] Mynarek P., Kowol M., Łukaniszyn M.: Zastosowanie metody elementów skończonych do wyznaczania parametrów elektromagnetycznych silnika PMSM. *Poznan University of Technology Academic Journals. Electrical Engineering*, 2013.
- [69] Młot A.: Wpływ rodzaju magnesów trwałych na wybrane parametry elektromechaniczne bezszczotkowego silnika prądu stałego. *Zeszyty Naukowe. Informatyka / Politechnika Opolska*, 2005.
- [70] Młot A.: *Konstrukcyjne metody ograniczania pulsacji momentu elektromagnetycznego w bezszczotkowym silniku prądu stałego z magnesami trwałymi. Auto-referat rozprawy doktorskiej*. Politechnika Opolska, 2007.
- [71] Młot A., Łukaniszyn M., Korkosz M.: Wpływ skosu stojana na redukcję pulsacji momentu elektromagnetycznego w bezszczotkowym silniku prądu stałego. *Maszyny Elektryczne: zeszyty problemowe*, 2010.
- [72] Młot A., Łukaniszyn M., Korkosz M.: Wpływ efektu zbliżeniowego i naskórkości na straty mocy w uzwojeniu silnika elektrycznego. *Zeszyty problemowe – Maszyny Elektryczne*, 2013.
- [73] Nadolski R., Gawęcki Z.: Analiza możliwości zmniejszenia momentu zaczepowego w silniku bezszczotkowym prądu stałego. *Maszyny Elektryczne : zeszyty problemowe*, 2015.
- [74] Nadolski R., Gawęcki Z.: Wpływ parametrów obwodu magnetycznego silnika bezszczotkowego prądu stałego na poziom pulsacji momentu elektromagnetycznego. *Maszyny Elektryczne : Zeszyty problemowe*, 2015.
- [75] Nian S., Zhu L., Luo X., Huang Z.: Analytical methods for optimal rotor step-skewing to minimize cogging torque in permanent magnet motors. *2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2019.
- [76] Pakosz A.: *Wpływ wybranych metod redukcji na moment zaczepowy maszyn wielobiegunowych z magnesami trwałymi. Rozprawa Doktorska*. Politechnika Świętokrzyska, 2019.
- [77] Pechlivanidou M., Chasiotis I., Karnavas Y.: A comparative study on 2D and 3D magnetic field analysis of permanent magnet synchronous motor using FEM simulations. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 2019.
- [78] Phyu H. N., Chao B.: Effect of magnetization on high-speed permanent magnet synchronous motor design. *2012 15th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2012.

- [79] Piwowarczyk R., Krykowski K., Hetmańczyk J.: Tętnienia prądu zasilającego bezszczotkowy silnik prądu stałego. *Przegląd Elektrotechniczny*, 2014.
- [80] Piwowarczyk R., Krykowski K., Hetmańczyk J.: Komutacyjne tętnienia momentu silnika PM BLDC. *Maszyny Elektryczne : Zeszyty problemowe*, 2016.
- [81] Piątek Z., Jabłoński P.: *Podstawy Teorii Pola Elektromagnetycznego*. Wydawnictwo Naukowo-Techniczne, 2010.
- [82] Plamitzer A. M.: *Maszyny elektryczne*. Wydawnictwo Naukowo-Techniczne, 1982.
- [83] Pożaryski M.: *Maszyny elektryczne i prostowniki: zarys budowy i działania*. Biblioteka Główna Politechniki Warszawskiej, 2007.
- [84] Pranjić F., Virtic P.: Cogging torque reduction techniques in axial flux permanent magnet machines: A review. *Energies*, 2024.
- [85] Przyborowski W., Kamiński G.: *Maszyny elektryczne*. Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, 2014.
- [86] Rahman N., Mat Yahya N.: A mathematical model of a brushed DC motor system. *Data Analytics and Applied Mathematics (DAAM)*, 2021.
- [87] Rawa H.: *Podstawy elektromagnetyzmu*. Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, 2011.
- [88] Ronkowski M., Kostro G., Michna M.: Silnik prądu stałego wyznaczanie parametrów dynamicznego modelu obwodowego. materiały pomocnicze do zajęć systemy elektromechaniczne, 2024.
- [89] Ronkowski M., Michna M., Kostro G., Kutt F.: *Maszyny elektryczne wokół nas. Zastosowanie, budowa, modelowanie, charakterystyki, projektowanie*. Wydawnictwo Politechniki Gdańskiej, 2011.
- [90] Różowicz S.: *Modelowanie wybranych zjawisk fizycznych występujących w układzie zapłonowym silników spalinowych o zapłonie iskrowym*. Wydawnictwo Politechniki Świętokrzyskiej, 2019.
- [91] Sadowski N., Lefevre Y., Lajoie-Mazenc M., Cros J.: Finite element torque calculation in electrical machines while considering the movement. *IEEE Transactions on Magnetics*, 1992.
- [92] Sikora J.: *Numeryczne metody rozwiązywania zagadnień brzegowych. Podstawy metody elementów skończonych i metody elementów brzegowych*. Politechnika Lubelska, 2011.

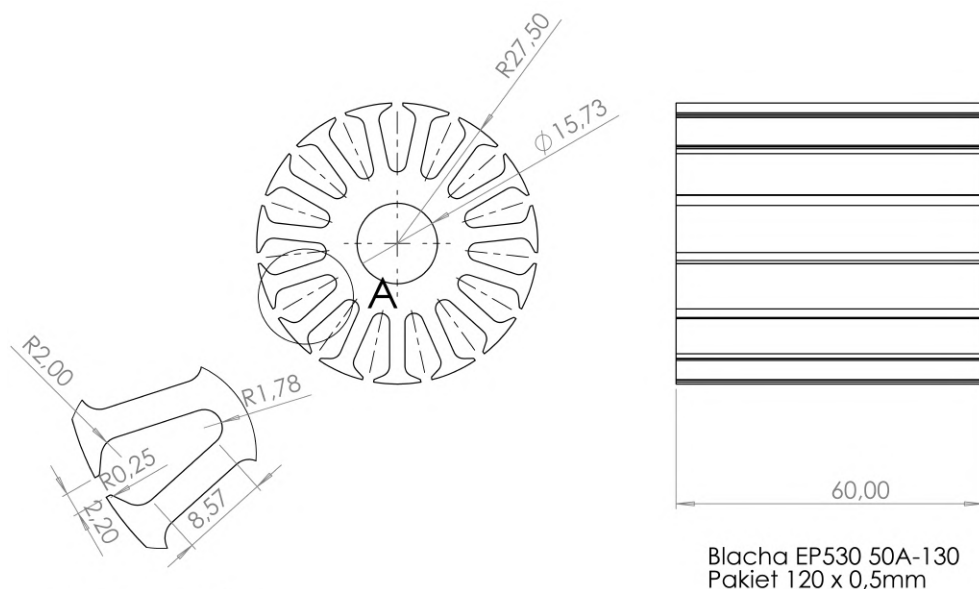
- [93] Song Y., Zhang Z., Yu S., Zhang F., Zhang Y.: Analysis and reduction of cogging torque in direct-drive external-rotor permanent magnet synchronous motor for belt conveyor application. *IET Electric Power Applications*, 2021.
- [94] Solbut A.: *Maszyny elektryczne 2. Maszyny prądu stałego. Maszyny synchroniczne*. Oficyna Wydawnicza Politechniki Białostockiej, 2019.
- [95] Staszak J.: *Kształtowanie charakterystyk elektromechanicznych trójfazowego silnika indukcyjnego klatkowego poprzez dobór uzwojenia stojana oraz układu zasilania*. Wydawnictwo Politechniki Świętokrzyskiej, 2012.
- [96] Stefański G., Michta , Krzowski M., Kaniewski M.: Silnik komutatorowy do napędu rogatkowego. *Napędy i sterowanie*, 2022.
- [97] Sugawara Laboratories Inc.: Cogging torque and torque ripple test systems. dokumentacja techniczna. <https://www.sugawara-labs.co.jp/en/motors/coggingtorque>, 2023.
- [98] **Strączyński, P.**, Goryca Z., Różowicz S.: Analysis of the impact of selected design changes on the cogging torque of a commutator motor with permanent magnets. *Automatyka, Elektryka, Zakłócenia*, 2023.
- [99] **Strączyński, P.**, Goryca Z., Różowicz S., Leško M.: Wpływ złożoności modelu MES w obliczaniu wybranych parametrów elektromagnetycznych maszyny PMDC na zgodność z pomiarami na modelu fizycznym. *XLV SPETO 2024 Konferencja z Podstaw Elektrotechniki i Teorii Obwodów*, 2024.
- [100] **Strączyński, P.**, Różowicz S., Goryca Z., Baran K.: Wyznaczanie parametrów elektromagnetycznych silnika PMDC z wykorzystaniem metody elementów skończonych. *XLV SPETO 2024 Konferencja z Podstaw Elektrotechniki i Teorii Obwodów*, 2024.
- [101] Todorov G., Stoev B., Savov G., Kyuchukov P.: Effects of cogging torque reduction techniques applied to surface mounted PMSMs with distributed windings. *2017 15th International Conference on Electrical Machines, Drives and Power Systems (ELMA)*, 2017.
- [102] Tong W.: Mechanical design of electric machines. <https://pdfs.semanticscholar.org/0052/d2527a87c207d46ea183fc7b24d39d4c2bcb.pdf>, 2016.
- [103] Velayudham M., Carounagarane C.: *Test Bed Estimation and Reduction of Cogging Torque using Multiphysics Simulation Tool*. 2024.

- [104] Vidlak M., Gorel L., Makys P., Stano M.: Sensorless speed control of brushed DC motor based at new current ripple component signal processing. *Energies*, 2021.
- [105] Wardach M.: Badania wpływu klinów magnetycznych na pulsacje w maszynie elektrycznej z magnesami trwałymi. *VI Lubuska Konferencja Naukowo-Techniczna – i-MITEL 2010*, 2010.
- [106] Xiao L., Li J., Qu R., Lu Y., Zhang R., Li D.: Cogging torque analysis and minimization of axial flux PM machines with combined rectangle-shaped magnet. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2017.
- [107] Yang Y.-B., Wang X.-H., Ding T.-T., Zhang X., Zhang R., Zhu C.-Q.: Analysis of the optimization of the pole arc combination to reduce the cogging torque in PM motors. *Zhongguo Dianji Gongcheng Xuebao/Proceedings of the Chinese Society of Electrical Engineering*, 2007.
- [108] Zhang Z., Wang Z., Yu J., Luo Y., Yan W., Yang Y., Hu T., Yu D., Wang L.: Research on the influence of trapezoidal magnetization of bonded magnetic ring on cogging torque. 2023.
- [109] Zhu W., Yang Y., Song H., Liu Y., Zheng Z., Chen Y.: A novel cogging torque measurement method for multi slot/pole permanent magnet motor. *IET Electric Power Applications*, 2023.
- [110] Zhu Z.: 2009 IEEE Power & Energy Society General Meeting. IEEE, 2009.
- [111] Zhu Z.: Fractional slot permanent magnet brushless machines and drives for electric and hybrid propulsion systems. *Conference Ecologic Vehicles Renewable Energies*, 2009.
- [112] Zhu Z., Howe D.: Influence of design parameters on cogging torque in permanent magnet machines. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2000.
- [113] Zhu Z., Z.P. X., D. H.: Comparison of halbach magnetised brushless machines having discrete magnet segments or single ring magnet. *Trans. IEEE Magnetics*, 2002.
- [114] Zhuang H., Zuo S., Ma Z., Yu Q., Wu Z., Liu C.: Magnetic analysis of skew effect in surface-mounted permanent magnet machines with skewed slots. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2022.
- [115] Ziółek M.: *Analiza pracy silnika bezszczotkowego z cylindrycznym uzwojeniem i zewnętrznym wirnikiem. Rozprawa doktorska*. Politechnika Warszawska, 2014.

-
- [116] Zoń B.: *Analiza konstrukcyjnych możliwości poprawy parametrów maszyn wzbudzanych magnesami trwałymi*. Praca magisterska, Politechnika Krakowska, 2017.
 - [117] Zoń B., Węgiel T.: Analysis of cogging torque reduction method effectiveness on the example of a surface mounted permanent magnet synchronous motor model. *2018 International Symposium on Electrical Machines (SME)*, 2018.
 - [118] Łada-Tondyra E., Krawczyk A.: 80 lat metody elementów skończonych. *Przegląd Elektrotechniczny*, 2023.
 - [119] Łukaniszyn M.: Optymalizacja kształtu magnesów trwałych w bezszczotkowym silniku prądu stałego. *Pomiary Automatyka Kontrola*, 2006.
 - [120] Łukaniszyn M., Młot A.: Analiza momentu elektromagnetycznego i składowych pulsujących w bezszczotkowym silniku prądu stałego wzbudzonym magnesami trwałymi. *Przegląd Elektrotechniczny*, 2005.

Dodatek A

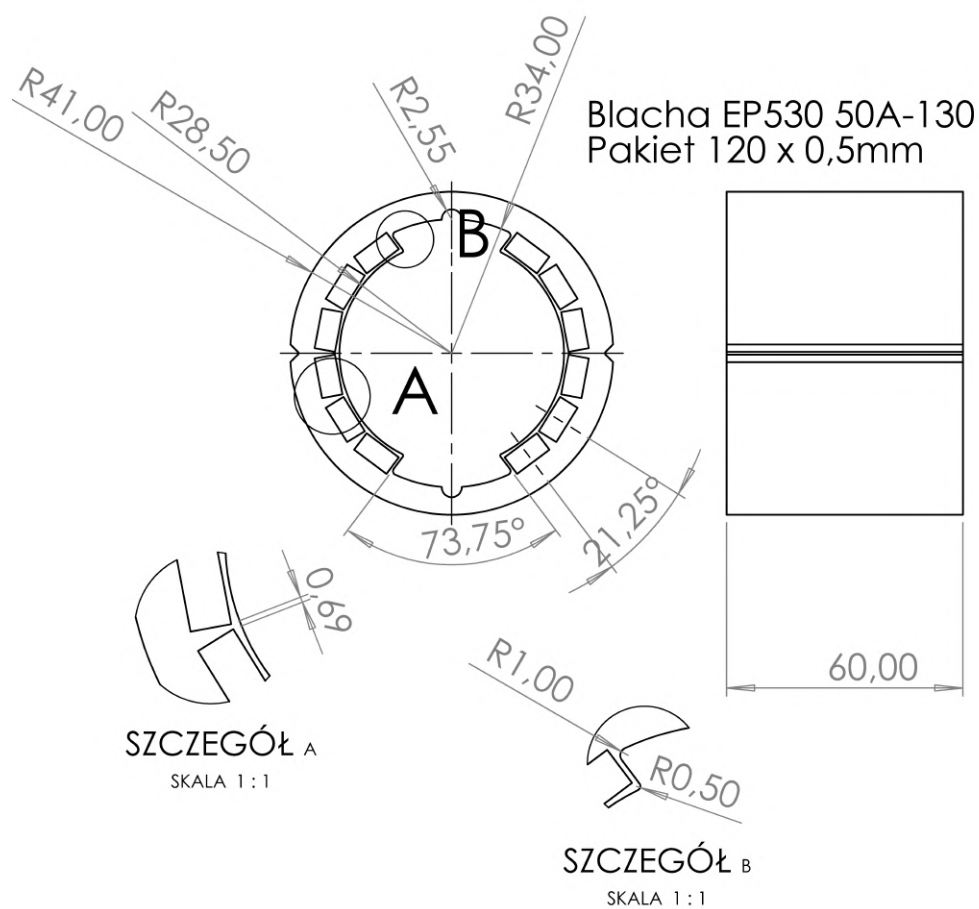
Rysunki techniczne prototypowych maszyn



SZCZEGÓŁ A

SKALA 2 : 1

Rysunek A.1: Pakiet blach wirnika jednego z prototypów maszyny B



Rysunek A.2: Pakiet blach stojana prototypu maszyny B

Dodatek B

Skrypty obliczeniowe w języku MATLAB do automatyzacji obliczeń w programie FEMM

Listing B.1: Kod programu w języku MATLAB do wyznaczania momentu zaczepowego silnika komutatorowego w programie FEMM

```
1 %Wyznaczanie momentu zaczepowego silnika PMDC
2
3 clc; clear; %czyszczenie konsoli i przestrzeni roboczej
4
5 % Wybór modelu do obliczeń
6 openfemm;
7 opendocument('silnikA.FEM');
8 mi_saveas('temp.fem');
9
10 %Parametry symulacji
11 k = 0.1; % Krok obliczeń w stopniach
12 Phi = 360; % Zakres obrotu w stopniach
13
14 N = Phi/k; % Liczba iteracji
15
16 coils = 1:1:NCoils; % Indeksy cewek
17
18 for n = 1:1:N % Główna pętla obliczeń momentu zaczepowego
19
20     mi_analyse(); % Przeprowadzenie analizy
```

```
21 mi_loadsolution(); % Załadowanie rozwiązania
22
23 % Obliczenie momentu elektromagnetycznego
24 mo_groupselectblock(1); % Wybór grupy 1 - wirnik z uzwojeniem
25 torque = mo_blockintegral(22); % Obliczenie momentu elektromagnetycznego
26
27 % Wydrukowanie numeru iteracji i wartości momentu
28 fprintf('%d, \n', n, torque);
29
30 % Przechowywanie wyniku w wektorze
31 Tcogg(n + 1) = torque; % Zapisanie momentu do wektora wyników
32
33 % Zamknięcie post-processora
34 mo_close();
35
36 % Obrót grupy 1 o zadany kąt
37 mi_seteditnode('group'); % Ustawienie trybu edycji na grupę
38 mi_selectgroup(1); % Wybór grupy 1
39 mi_moverotate(0, 0, k); % Obrót wirnika o kąt k
40 end
```

Listing B.2: Kod programu w języku MATLAB do wyznaczania momentu elektromagnetycznego silnika komutatorowego w programie FEMM

```
1 %Wyznaczanie momentu elektromagnetycznego silnika PMDC
2
3 clc; clear; %czyszczenie konsoli i przestrzeni roboczej
4
5 % Wybór modelu do obliczeń
6 openfemm;
7 opendocument('silnikA.FEM');
8 mi_saveas('temp.fem');
```

```
9
10 %Parametry symulacji
11 k = 0.1; % Krok obliczeń w stopniach
12 Phi = 360; % Zakres obrotu w stopniach
13 NCoils = 30; % Liczba cewek
14 I = 5.1; % Prąd w cewce
15
16 % Zmienne pomocnicze
17 ac = 360/NCoils; % Kąt komutacji
18 kc = ac/k; % Krok komutacji
19 N = Phi/k; % Liczba iteracji
20
21 % Inicjalizacja wektora Te
22 Te = zeros(1, N);
23
24 % Inicjalizacja nazw i indeksów cewek
25 coils = 1:1:NCoils;
26 pos_coil = cell(1, NCoils);
27 neg_coil = cell(1, NCoils);
28
29 % Przypisanie prądów z modelu do cewek
30 for n = 1:NCoils
31     pos_coil{n} = sprintf('i%dp', n);
32     neg_coil{n} = sprintf('i%dn', n);
33 end
34
35 % Zerowanie prądów we wszystkich cewkach
36 for k = 1:length(coils)
37     mi_setcurrent(pos_coil{coils(k)}, 0);
38     mi_setcurrent(neg_coil{coils(k)}, 0);
39 end
```

```
40
41 % Główna pętla obliczeń momentu elektromagnetycznego
42 for n = 1:1:N
43
44     % Sprawdzenie, czy jest to kc-ty krok iteracji
45     if mod(n + 1, kc) == 0 || n == 1
46         coils = circshift(coils, 1); % Przesunięcie indeksów cewek o 1 do przodu
47
48         % Przypisanie prądów do cewek
49         for k = 1:length(coils)
50             if k == 1 || k == length(coils)
51                 % Zerowanie prądu w pierwszej i ostatniej cewce dodatniej
52                 mi_setcurrent(pos_coil{coils(k)}, 0);
53                 mi_setcurrent(neg_coil{coils(k)}, 0);
54             else
55                 if k <= length(coils)/2
56                     % Ustawienie dodatniego prądu w 1. połowie cewek dodatnich
57                     % Ustawienie ujemnego prądu w 1. połowie cewek ujemnych
58                     mi_setcurrent(pos_coil{coils(k)}, I);
59                     mi_setcurrent(neg_coil{coils(k)}, -I);
60                 else
61                     % Ustawienie ujemnego prądu w 2. połowie cewek dodatnich
62                     % Ustawienie dodatniego prądu w 2. połowie cewek ujemnych
63                     mi_setcurrent(pos_coil{coils(k)}, -I);
64                     mi_setcurrent(neg_coil{coils(k)}, I);
65                 end
66             end
67         end
68     end
69
70     mi_analize(); % Przeprowadzenie analizy
```

```
71 mi_loadsolution(); % Załadowanie rozwiązania
72
73 % Obliczenie momentu elektromagnetycznego
74 mo_groupselectblock(1); % Wybór grupy 1 - wirnik z uzwojeniem
75 torque = mo_blockintegral(22); % Obliczenie momentu elektromagnetycznego
76
77 % Wydrukowanie numeru iteracji i wartości momentu
78 fprintf('%d, %f\n', n, torque);
79
80 % Przechowywanie wyniku w wektorze
81 Te(n + 1) = torque; % Zapisanie momentu do wektora wyników
82
83 % Zamknięcie post-processora
84 mo_close();
85
86 % Obrót grupy 1 o zadany kąt
87 mi_seteditnode('group'); % Ustawienie trybu edycji na grupę
88 mi_selectgroup(1); % Wybór grupy 1
89 mi_moverotate(0, 0, k); % Obrót wirnika o kąt k
90 end
```