

POLITECHNIKA OPOLSKA
WYDZIAŁ ELEKTROTECHNIKI, AUTOMATYKI I INFORMATYKI

mgr inż. Adrian Młot

Konstrukcyjne metody ograniczania pulsacji momentu
elektromagnetycznego w bezszczotkowym silniku prądu stałego z
magnesami trwałymi

Autoreferat rozprawy doktorskiej



Promotor: Prof. dr hab. inż. Marian Łukaniszyn

Praca powstała przy współfinansowaniu Ministerstwa Nauki i Szkolnictwa Wyższego w ramach grantu promotorskiego nr 3 T10A 031 29 oraz Europejskiego Funduszu Społecznego i środków budżetu państwa

Opole 2007

Spis treści

1. Wstęp.....	3
2. Cele i teza pracy	4
3. Modele matematyczne.....	5
4. Metody ograniczania pulsacji momentu elektromagnetycznego w silniku BLDC.....	6
4.1 Modyfikacja geometrii magnesów trwałych.....	7
4.2 Magnesy trwałe z ciągłą magnetyzacją typu Halbach	9
4.3 Magnesy trwałe z dyskretną magnetyzacją typu Halbach	10
4.4 Magnesy trwałe o różnej rozpiętości kątowej	12
4.5 Silnik z niesymetrycznym ułożeniem magnesów na wirniku	13
4.6 Silnik ze stojanem mostowym.....	15
4.7 Silnik z klinami magnetycznymi w żłobkach	16
4.8 Silnik z wycięciami na zębach stojana	17
4.9 Silnik z wycięciem na powierzchni magnesów trwałych.....	18
4.10 Silnik z pseudoskosem magnesów trwałych	19
4.11 Silnik ze skosem żłobków	20
4.12 Silnik z uzwojeniem ułamkowym.....	21
5. Możliwości optymalizacji obwodu magnetycznego	22
6. Opis stanowiska pomiarowego.....	24
7. Podsumowanie	25
Wykaz dorobku naukowego autora.....	26

1. Wstęp

Przedmiotem pracy jest silnik bezszczotkowy prądu stałego skonstruowany na bazie silnika asynchronicznego. Jako wzbudzenie zastosowano wysokoenergetyczne neodymowe magnesy trwałe, natomiast cewki uzwojeń silnika z komutacją elektroniczną są połączone w układ trójfazowy. Maszyny magnetoelektryczne znalazły szerokie zastosowanie i mają obecnie duże znaczenie we współczesnych napędach. Należy tu zaznaczyć, iż do napędu niektórych urządzeń nie nadają się tradycyjne silniki indukcyjne czy synchroniczne. Zwykle taka sytuacja występuje gdy wymagane są małe prędkości obrotowe, utrzymanie stałej prędkości przy zmiennym momencie obciążenia, lub wysoka dynamika oraz tam gdzie nie można zastosować przekładni mechanicznych.

Rozwój technologii produkcji magnesów trwałych opartych na pierwiastkach ziem rzadkich szczególnie zaznacza się w dziedzinie maszyn elektrycznych, co można zaobserwować w wielu krajach wiodących w zakresie wytwórstwa maszyn elektrycznych. Silniki bezszczotkowe prądu stałego (ang. *Brushless Direct Current Motor (BLDC)*) wzbudzone magnesami trwałymi charakteryzują się prostą konstrukcją oraz nie wymagają czynności związanych z obsługą i konserwacją układu komutatora mechanicznego. Pociąga to za sobą większą niezawodność i wysoką sprawność BLDC. Zalety te nie umniejszają jednak negatywnych czynników (pulsacje momentu), które mają wpływ na pracę maszyny.

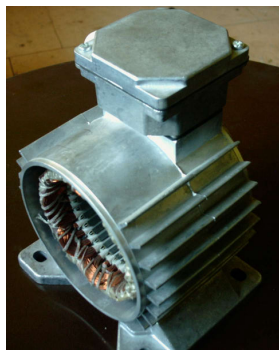
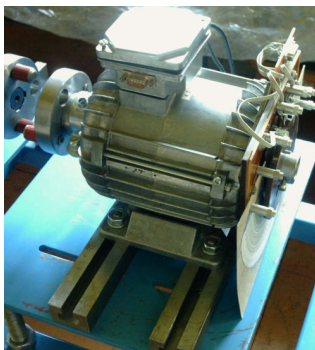
W pracach [1-6]¹ przedstawiono ogólną wiedzę na temat maszyn prądu stałego wzbudzanych magnesami trwałymi. Zagadnienia dotyczące sterowania silnikami BLDC zamieszczono w pracach [2, 5, 10, 16, 20, 38].

Prace [21-24, 26-31, 33-37, 39, 41-46] szeroko opisują metody ograniczania składowych pulsacji momentu elektromagnetycznego i ich wpływ na użyteczny moment w silnikach BLDC. W opracowaniach [11-14, 17-19, 30, 32] przedstawiono możliwe zmiany konstrukcji obwodu magnetycznego w celu poprawy parametrów użytkowych i wpływ tychże zmian na przebieg momentu elektromagnetycznego i pulsacji momentu elektromagnetycznego.

Pulsacje momentu silnika są wynikiem szeregu czynników, a przede wszystkim harmonicznych strumienia magnetycznego w szczelinie powietrznej i zmiennej reluktancji szczeliny powietrznej, wynikającej z ułobkowanej struktury rdzenia stojana.

Problemy dotyczące pulsacji momentu elektromagnetycznego rozwiązuje się na drodze optymalizacji konstrukcji silników oraz implementacji odpowiednich metod sterowania. W pracy optymalizowano konstrukcję obwodu magnetycznego silnika pod względem redukcji składowych pulsujących zawartych w użytecznym momencie. Pulsacje momentu elektromagnetycznego w silnikach BLDC wzbudzanych magnesami trwałymi są wynikiem sumowania się dwóch składowych: momentu zaczepowego i momentu tętniącego. Pulsacje wypadkowego momentu elektromagnetycznego można ograniczać zmniejszając moment zaczepowy. Redukcję pulsacji uzyskuje się między innymi przy: niesymetrycznym rozmieszczeniu magnesów na obwodzie stojana bądź wirnika; zastosowaniu odpowiedniego rodzaju magnesów o różnym kącie wektora magnetyzacji i własnościach magnetycznych; skosu magnesów, odpowiedniej grubości szczeliny powietrznej i magnetycznej; zamknięciu zębów klinami magnetycznymi.

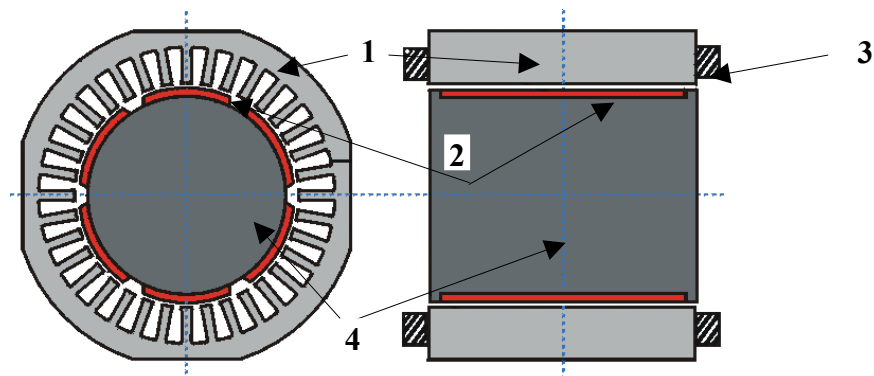
Silnik magnetoelektryczny będący przedmiotem opracowania przedstawiono na rysunku 1.1. Wirnik wykonany jest w postaci stalowego rdzenia, na którym zamocowano neodymowo – żelazowo – borowe (NdFeB) magnesy trwałe. Silnik jest zasilany przez układ elektronicznego komutatora. Cylindryczny wirnik jest bezpośrednio sprzężony z mechanicznym obciążeniem. Taki sposób przeniesienia napędu eliminuje szereg wad wynikających ze stosowania przekładni mechanicznych.



Rys.1.1 Bezsztotkowy silnik prądu stałego poddany wstępnej analizie (a), rdzeń stojana z uzwojeniem trójfazowym oraz obudową (b), wirnik wykonany z litego materiału z usytuowanymi magnesami z pierwiastków ziem rzadkich (c).

Na rysunku 1.2 pokazano kolejno przekrój poprzeczny i podłużny BLDC. Stojan składa się z pakietowanego rdzenia ferromagnetycznego na który są nawinięte cewki stanowiące dwuwarstwowe uzwojenie silnika.

¹ Numeracja pozycji literaturowych jest zgodna ze spisem literatury, zamieszczonym w pracy



Rys.1.2 Schemat budowy silnika bezszczotkowego prądu stałego z magnesami trwałymi, kolejno przekrój poprzeczny i podłużny: 1 – rdzeń stojana, 2 – magnesy trwałe, 3 – cewki, 4 – wirnik.

Zasilanie silnika odbywa się za pośrednictwem układu przekształtnika tranzystorowego. Elementami pozwalającymi na załączanie odpowiedniej pary tranzystorów w kolejnych chwilach czasowych jest układ trzech czujników hallotronowych rozmieszczonych pomiędzy cewkami. Załączane są te pasma, które przy danym położeniu względem nich magnesów wirnika wytwarzają moment obrotowy. Praca komutatora elektronicznego odpowiada pracy falownika ze sprzężeniem zwrotnym, gdzie sygnałem zwrotnym jest sygnał uzyskiwany z hallotronów. Sygnały te można uzyskiwać z innego typu czujników (np. indukcyjnych, pojemnościowych, fotoelektrycznych). W praktyce najczęściej spotykane są czujniki hallotronowe.

Główne parametry konstrukcyjne prototypu silnika przedstawiono w tabeli 1.

Tabela 1. Podstawowe konstrukcyjne parametry prototypu BLDC

Lp.	Opis parametru	Parametr
1.	Średnica zewnętrzna rdzenia stojana	$D_z = 60 \text{ mm}$
2.	Średnica wewnętrzna rdzenia stojana	$D_w = 39 \text{ mm}$
3.	Szerokość szczeliny powietrznej	$g = 1,5 \text{ mm}$
4.	Całkowita długość silnika	$l = 62 \text{ mm}$
5.	Liczba zębów stojana	$z = 36$
6.	Poskok zębów	$y = 5$
7.	Liczba cewek uzwojenia stojana	$N_c = 24$
8.	Liczba zwojów w cewce	$Z_c = 5$
9.	Liczba zębów na biegun i fazę	$q = 2$
10.	Liczba biegunów wirnika	$2p = 6$

Celem pracy było opracowanie prototypów silników o zminimalizowanych pulsacjach momentu elektromagnetycznego, charakteryzujących się cichą pracą i niewielkimi wibracjami, a także zachowanie wysokiej sprawności układu. Dzięki takiemu rozwiązaniu możliwe jest osiągnięcie odpowiedniej dynamiki układu w szerokim zakresie prędkości.

Zasadnicze prace badawcze opierały się nad znalezieniem takiej konstrukcji obwodu magnetycznego bezszczotkowego silnika prądu stałego z magnesami trwałymi, która ograniczy w dużej mierze składowe pulsacje momentu elektromagnetycznego oraz poprawi parametry elektromechaniczne. Wykonano optymalizację konstrukcji obwodu magnetycznego silnika w oparciu o algorytmy genetyczne. Wynikiem prac było opracowanie podstaw do projektowania i optymalizacji konstrukcji bezszczotkowego silnika prądu stałego z magnesami trwałymi.

2. Cele i teza pracy

Na bazie dokonanego przeglądu literatury można sformułować tezę pracy:

Zaproponowane połowe modele bezszczotkowego silnika prądu stałego wzbudzanego magnesami trwałymi stanowią podstawę do analizy możliwości ograniczania pulsacji momentu elektromagnetycznego już w fazie projektowania.

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

pulsujących momentu dominujących w cylindrycznym bezszczotkowym silniku prądu stałego wzbudzonym magnesami trwałymi.

Autor w swojej pracy skupił się jedynie na najczęściej produkowanych bezszczotkowych silnikach prądu stałego o strukturze walcowej. Silniki te należą do najliczniej produkowanych i stosowanych silników w swojej klasie.

Aby udowodnić powyższą tezę pracy sformułowano następujące cele:

- Przeprowadzenie obliczeń elektromagnetycznych różnych konstrukcji obwodu magnetycznego bezszczotkowego cylindrycznego silnika prądu stałego jako struktur dwu i trójwymiarowych pod kątem poprawy parametrów elektromagnetycznych (pulsacje momentu),
- Zmianę konstrukcji obwodu silnika pod kątem ograniczenia składowych pulsacji momentu elektromagnetycznego,
- Wykonanie prototypu silnika o poprawionych parametrach elektromechanicznych;
- Weryfikację pomiarową dla uzyskanej konstrukcji,
- Przeprowadzenie optymalizacji obwodu magnetycznego przy użyciu algorytmów genetycznych.

Wynikiem prac będzie opracowanie podstaw do projektowania i optymalizacji konstrukcji bezszczotkowego silnika prądu stałego wzbudzanego magnesami trwałymi.

Zakres pracy obejmuje między innymi:

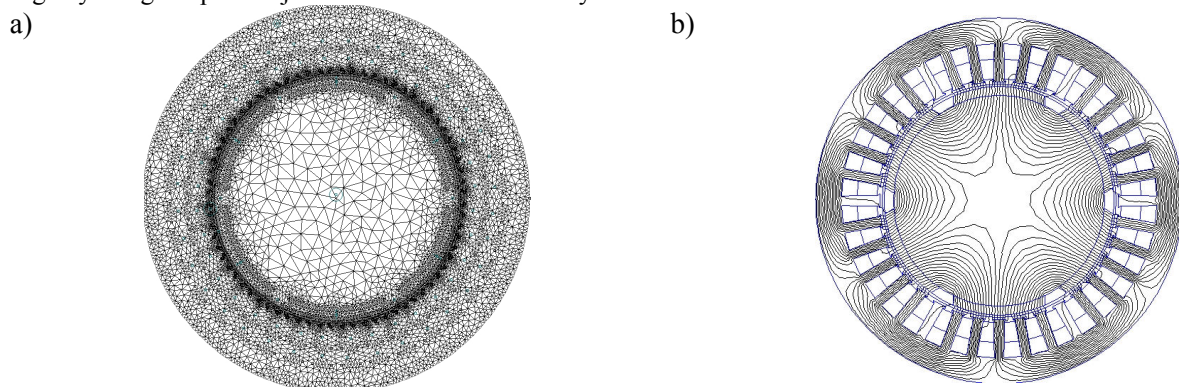
- Przegląd współczesnych metod analizy pola magnetycznego w silniku BLDC wzbudzanych magnesami trwałymi,
- Analizę pola magnetycznego w cylindrycznych silnikach BLDC (silnik z prostym żłobkowaniem rdzenia stojana, silnik ze skośnym żłobkowaniem rdzenia stojana, silnik z ułamkowym uzwojeniem) z magnesami trwałymi metodą 2D i 3D,
- Analizę metod ograniczania składowych pulsujących momentu elektromagnetycznego w cylindrycznych silnikach BLDC z magnesami trwałymi,
- Budowę stanowiska pomiarowego,
- Weryfikację pomiarową dla uzyskanej konstrukcji i badanych modeli silników BLDC,
- Optymalizację konstrukcji silnika z punktu widzenia ograniczenia pulsacji momentu elektromagnetycznego (zastosowanie algorytmów genetycznych).

W niniejszej pracy do obliczeń numerycznych użyto programu do obliczeń trójwymiarowych FLUX3D firmy Cedrat oraz programu do obliczeń dwuwymiarowych FEMM. Programy te są oparte na metodzie elementów skończonych.

3. Modele matematyczne

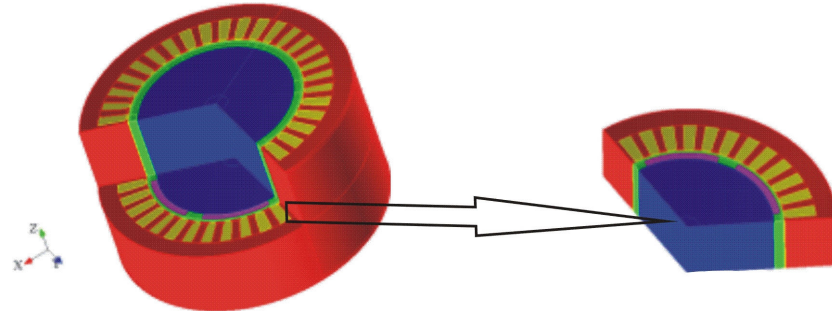
Wybór metody 2D lub 3D jest uzależniony od czasu trwania obliczeń, co wynika z mocy obliczeniowej komputera. Modele 3D pozwalają w sposób dokładny odwzorować strukturę obwodu magnetycznego rzeczywistej maszyny oraz połączenia czołowe [140, 141, 142, 144]. Z kolei obliczenia numeryczne za pomocą metody 2D, w wielu przypadkach umożliwiają z dość dobrym przybliżeniem wyznaczyć parametry całkowite maszyn. W modelach takich nie można jednak bezpośrednio uwzględnić wielu zjawisk fizycznych i elementów konstrukcyjnych, jakie charakteryzują maszynę.

Modele numeryczne dwuwymiarowe silników BLDC zostały wykonane w programie FEMM. Model 2D prototypu A silnika z siatką dyskretyzacyjną o liczbie 12001 węzłów i 23640 elementów oraz linie sił pola magnetycznego w przekroju silnika zobrazowano na rysunku 3.1.



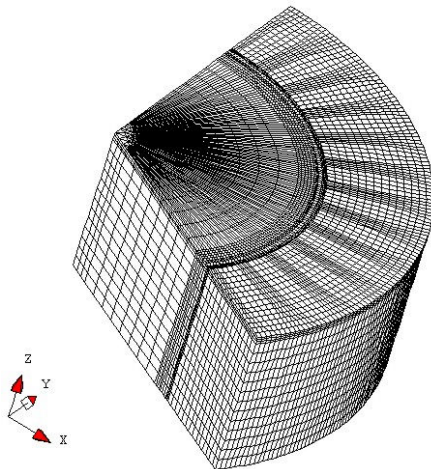
Rys.3.1. Siatka dyskretyzacyjna (a) oraz linie strumienia w przekroju silnika przy zasilaniu prądowym (b) (prototyp A)

W obliczeniach numerycznych dotyczących analizy pól magnetycznych znaczącą rolę odgrywają koszty obliczeniowe, które są tym większe im bardziej złożony jest model numeryczny rozważanego przetwornika. Dlatego celowe jest zawężenie obszaru obliczeniowego poprzez wykorzystanie symetrii pola magnetycznego. Takie podejście daje poprawną analizę pola magnetycznego, ale wymaga poznania właściwości elektromechanicznych struktury rozpatrywanego modelu silnika. Z topologii rozplywu strumienia głównego (rys.3.5b) można zauważyć okresowość powtarzanych zjawisk fizycznych i tym samym zredukować obszar obliczeniowy do 1/3 modelu. Symetria jest związana z określeniem warunków brzegowych periodycznych, tak jak to zobrazowano na rysunku 3.2 [51, 103, 122]. Dodatkowo w modelu 3D można uwzględnić symetrię geometrii silnika w układzie współrzędnych OXY. Ostatecznie obszar obliczeniowy ograniczono do 1/6 objętości silnika.

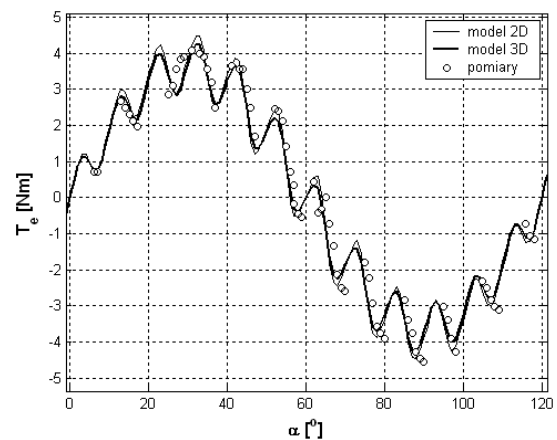


Rys.3.2. Wybór obszaru obliczeniowego w modelu 3D z warunkami brzegowymi

Warunki brzegowe w analizowanym silniku są związane z obrotową symetrią rozkładu pola magnetycznego. Zastosowanie w pracy trójwymiarowego modelu umożliwia odwzorowanie w sposób uproszczony połączeń czołowych kolejnych pasm uzwojeń w silniku, zapewniając tym samym wyższą dokładność obliczeń w porównaniu z modelem dwuwymiarowym (brak możliwości ujęcia połączeń czołowych uzwojeń) [24]. Dokładność obliczeń jest również uzależniona od dyskretyzacji elementami skończonymi. Prawidłową dyskretyzację modelu silnika pokazano na rysunku 3.3. Siatka jest złożona z 106648 elementów i 73950 węzłów.



Rys.3.3. Siatka dyskretyzacyjna trójwymiarowa rozważanego modelu numerycznego (1/6 całkowitej objętości silnika)



Rys.3.4. Zestawienie charakterystyk momentu uzyskanych na podstawie pomiarów i obliczeń

Uzyskane z modeli 2D i 3D wyniki obliczeń momentu elektromagnetycznego w warunkach znamionowych przy zasileniu dwóch pasm uzwojenia prądem o wartości $I=10A$ porównano z pomiarami (rys.3.4).

4. Metody ograniczania pulsacji momentu elektromagnetycznego w silniku BLDC

Pulsacje momentu elektromagnetycznego są wynikiem sumowania się dwóch składowych. Pierwsza składowa, jako moment od zębów (*ang. cogging torque*), powstaje w wyniku współdziałania pola magnetycznego wirnika ze stojanem o kątowej zmienności oporu magnetycznego [25, 34, 89]. Składową tą określa się przy braku zasilania uzwojenia stojana. Drugą składową to moment tętniący (*ang. ripple torque*), w skład której wchodzi takie składowe jak moment wzajemny (*ang. mutual or alignment torque*) oraz moment reluktancyjny (*ang. reluctance torque*) [25, 34, 73]. Moment tętniący jest konsekwencją niesinusoidalnego rozkładu strumienia. Moment wzajemny jest generowany przez interakcję prądu płynącego w uzwojeniu stojana z polem magnetycznym wirnika. Składnik ten dominuje w większości typów silników z magnesami trwałymi. Moment reluktancyjny powstaje w wyniku współdziałania prądu płynącego w uzwojeniu stojana z wirnikiem o kątowej zmienności reluktancji.

W celu określenia pulsacji momentu elektromagnetycznego, w tabelach został zamieszczony współczynnik pulsacji (4.1) [92]. Za miarę zawartości momentu zaczepowego w momencie użytecznym, przyjęto względny wskaźnik τ (4.2).

$$\varepsilon = \frac{T_{e\max} - T_{e\min}}{T_{eav}} \cdot 100\% \quad (4.1)$$

$$\tau = \frac{T_{z\max}}{T_{e\max}} \cdot 100\% \quad (4.2)$$

gdzie: $T_{e\max}$ – maksymalny moment elektromagnetyczny, $T_{e\min}$ – minimalny moment elektromagnetyczny, T_{eav} – średni moment elektromagnetyczny, $T_{z\max}$ – maksymalna wartość momentu zaczepowego.

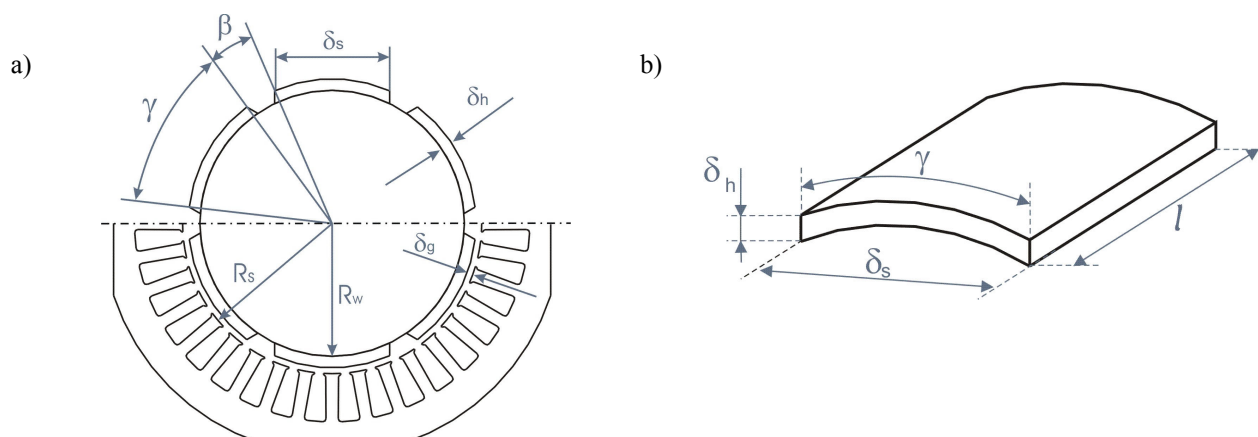
Ze względu na duże koszty obliczeń, modele 3D zostały zrealizowane w części przypadków analizowanych modeli numerycznych. Dlatego też autor w tabelach zamieszczał wyniki obliczeń 2D. Z kolei na wykresach zamieszczano charakterystyki kątowe momentu elektromagnetycznego uzyskane z obliczeń 3D, ponieważ modele 3D są dokładniejsze oraz celem pokazania realnych zmian parametrów po zmianie konstrukcji silnika.

4.1 Modyfikacja geometrii magnesów trwałych

Konstrukcja i kształt oraz sposób zamocowania magnesów trwałych na powierzchni wirnika ma zasadniczy wpływ na kształt przebiegu momentu elektromagnetycznego oraz amplitudę składowych pulsujących momentu. Moment zaczepowy istotnie wpływa na kształt charakterystyki momentu elektromagnetycznego. Przeprowadzona w niniejszym podrozdziale modyfikacja obwodu magnetycznego silnika BLDC została podzielona na dwa etapy.

Pierwszy etap dotyczy modyfikacji geometrii magnesu trwałego poprzez zmianę jego parametrów tj. grubości magnesu (δ_h) oraz kąta rozpiętości magnesu (γ) (zmiana szerokości magnesu trwałego - δ_s) – patrz rys.4.1.

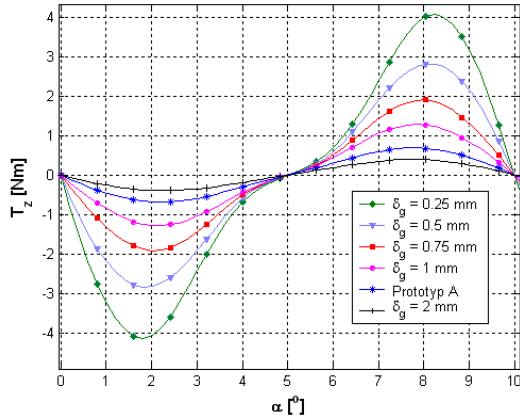
W drugim etapie dokonano analizy zmiany szerokości szczeliny powietrznej (δ_g). Zmiennosc parametru δ_g została przeprowadzona przy $R_s, \delta_h, \gamma = \text{const.}$ i $R_w = \text{var.}$



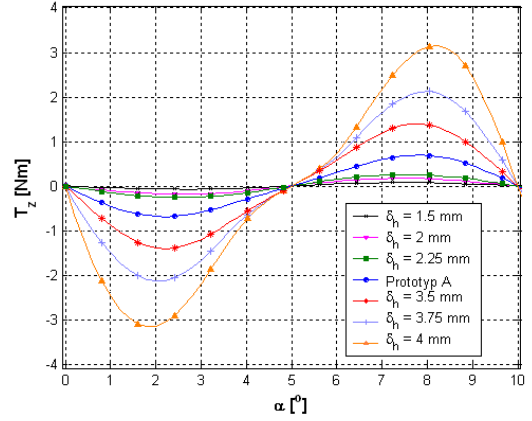
Rys.4.1. Przekrój poprzeczny silnika BLDC z zmiennymi parametrami $\delta_s, \delta_g, \gamma, \beta, \delta_h, R_s, R_w$ (a), kształt magnesu trwałego poddany modyfikacji (b)

Ogólnie wiadomo, że szczelina powietrzna w maszynach wirujących powinna być jak najmniejsza, a wszystko zależy od technologii i rodzaju bądź typu maszyny. W maszynach z magnesami trwałymi moment T_e jest proporcjonalny do indukcji magnetycznej B w szczelinie powietrznej. Skoro szczelina jest większa, to B jest mniejsze i tym samym maleje moment elektromagnetyczny T_e . Aby wytworzyć moment T_e o tej samej wartości jak przed zwiększeniem szerokości szczeliny powietrznej, należy zastosować mocniejsze magnesy o większej wartości B_r , lub zastosować grubsze magnesy. Wpływ takiego podejścia na moment użyteczny i zaczepowy pokazano w niniejszym podrozdziale oraz w podrozdziale 4.3.

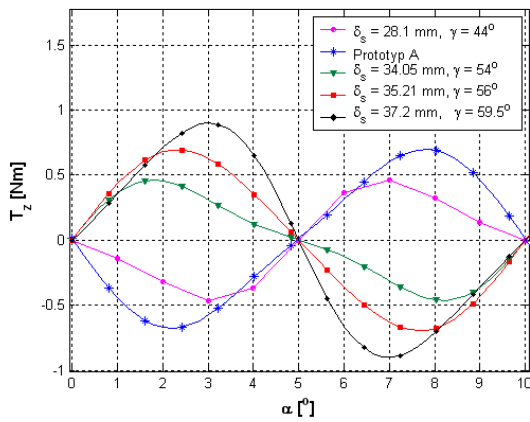
Uzyskane wyniki obliczeń wybranych parametrów całkowitych w funkcji kąta obrotu tj. moment elektromagnetyczny przy wymuszeniu prądowym odpowiadającym wartości znamionowej ($I=10A$) oraz moment zaczepowy zilustrowano na podstawie przeprowadzonych modyfikacji obwodu magnetycznego silnika BLDC (rys.4.2-4.7).



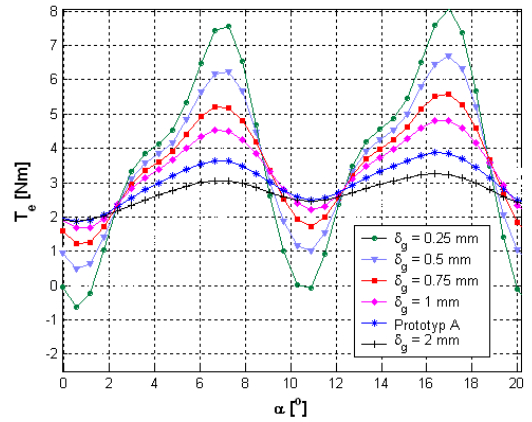
Rys.4.2. Charakterystyki kątowne momentu zaczepowego, dla różnych zmian szerokości szczeliny powietrznej



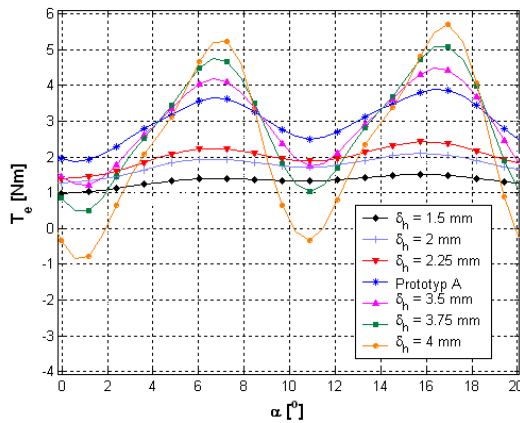
Rys.4.3. Charakterystyki kątowne momentu zaczepowego, dla różnych grubości magnesu trwałego



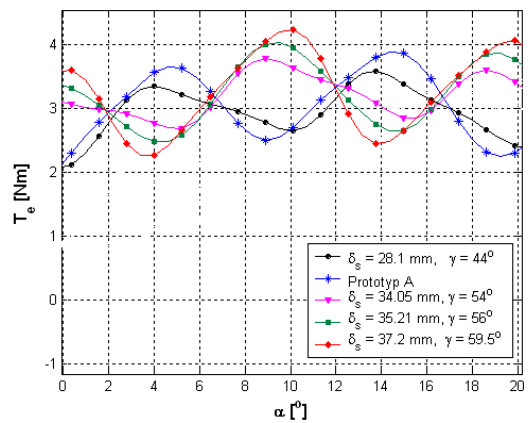
Rys.4.4. Charakterystyki kątowne momentu zaczepowego, dla różnych rozpiętości kątowych magnesu trwałego



Rys.4.5. Charakterystyki kątowne momentu elektromagnetycznego dla przełączalnych pasm (praca w warunkach znamionowych), dla różnych zmian szerokości szczeliny powietrznej



Rys.4.6. Charakterystyki kątowne momentu elektromagnetycznego dla przełączalnych pasm (praca w warunkach znamionowych), dla różnych grubości magnesu trwałego



Rys.4.7. Charakterystyki kątowne momentu elektromagnetycznego, dla różnych rozpiętości kątowych magnesu trwałego

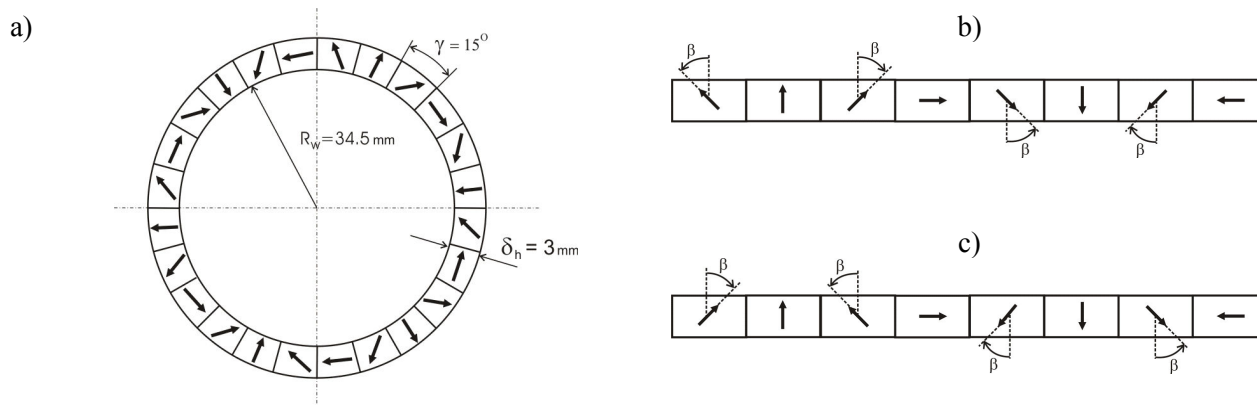
W tabeli 4.1 zestawiono wybrane wyniki obliczeń momentu i współczynników pulsacji. Wybrano te rozwiązania, które cechowały się małymi pulsacjami momentu elektromagnetycznego.

Tabela 4.1 Wyniki obliczeń momentu przy prądzie znamionowym dla przeprowadzonej modyfikacji magnetowodu wirnika.

Parametr	$T_z \text{ max}$ [Nm]	$T_e \text{ max}$ [Nm]	$T_e \text{ min}$ [Nm]	$T_e \text{ av}$ [Nm]	τ [%]	ε [%]
zmiana grubości szczeliny roboczej						
$\delta_g = 1 \text{ mm}$	1.29	4.55	1.24	3.10	28.35	106.80
$\delta_g = 2 \text{ mm}$	0.41	3.26	1.89	2.60	12.58	52.69
zmiana wysokości magnesu						
$\delta_h = 1.5 \text{ mm}$	0.09	1.51	0.98	1.38	5.83	38.40
$\delta_h = 2 \text{ mm}$	0.18	2.10	1.27	1.86	8.71	44.62
$\delta_h = 2.25 \text{ mm}$	0.27	2.42	1.40	2.11	11.07	48.34
zmiana rozpiętości kątowej magnesu						
$\gamma = 44^\circ$	0.464	3.58	2.08	3.19	12.96	47.02
$\gamma = 54^\circ$	0.461	3.77	3.09	3.33	12.20	20.42
Prototyp A silnika $\gamma = 47^\circ, \delta_h = 3 \text{ mm}, \delta_g = 3 \text{ mm}$	0.67	4.5	1.9	3.409	14.89	76.269

4.2 Magnesy trwale z ciągłą magnetyzacją typu Halbach

Dobre efekty w zakresie redukcji momentu zaczepowego można uzyskać stosując idealną magnetyzację typu Halbach. Polega ona na takim namagnesowaniu pierścienia magnesu, usytuowanego na zewnętrznej powierzchni wirnika, że wektor magnetyzacji zmienia się w sposób ciągły w obrębie magnesu. Rozwiązanie takie przyczynia się do trapezoidalnego kształtowania rozkładu indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej silnika [54, 82]. Najczęściej stosowaną konfiguracją ciągłej magnetyzacji w silnikach magnetoelektrycznych z magnesami umieszczonymi na wirniku zobrazowano na rysunku 4.8c [5, 54, 82, 105, 129]. Rzadziej stosuje się rozwiązanie wg konfiguracji z rysunku 4.8b. Najczęściej rozwiązanie to jest stosowane w silnikach z wirnikiem zewnętrznym, bądź w silnikach ze stojanami, na powierzchni których naklejo magnesy trwałe [43, 130]. W niniejszym podrozdziale zbadano zastosowanie konfiguracji magnesów o magnetyzacji wg rysunku 4.8b, w silniku z wirnikiem wewnętrznym.



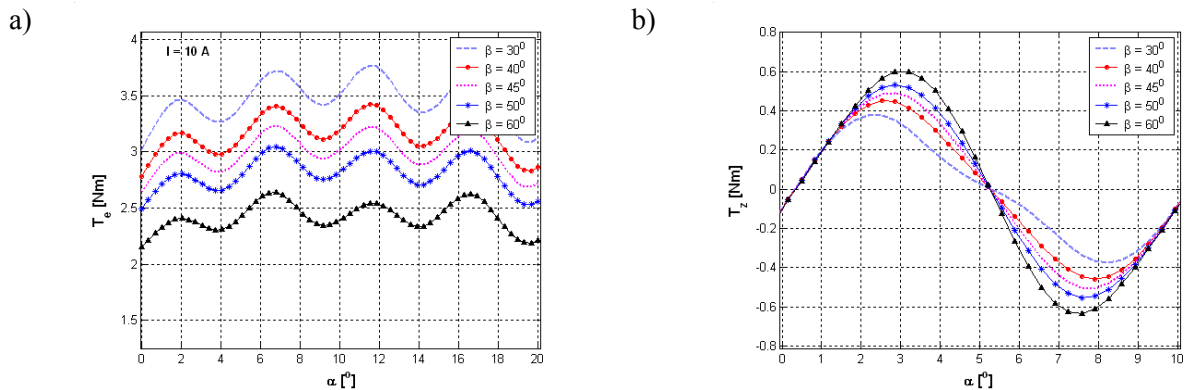
Rys.4.8. Model wirnika z pseudo ciągłym wektorem magnetyzacji biegunów, z podziałem bieguna wirnika na cztery segmenty $N = 4$ (a) oraz szkic pary biegunów (b, c)

Poniższe wyniki obliczeń wykonano dla różnych wartości kąta β przy niezmienniej rozpiętości kątowej $\gamma = 15^\circ$. W tabeli 4.2 przedstawiono wyniki po dokonanej modyfikacji kąta magnetyzacji wybranych segmentów magnesu. Wartości maksymalne indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej wyznaczono przy zasileniu dwóch pasm prądem znamionowym ($J = 1.82 \text{ MA/m}^2$). Najlepsze rozwiązanie zostało zaciemniono.

Tabela 4.2 Wyniki obliczeń momentu przy prądzie znamionowym dla różnych kątów magnetyzacji β , dla modelu z wirnikiem o magnesach wg konfiguracji z rys.4.8b

Parametr [°]	$T_z \text{ max}$ [Nm]	$T_e \text{ max}$ [Nm]	$T_e \text{ min}$ [Nm]	$T_e \text{ av}$ [Nm]	τ [%]	ε [%]	B_{max} [T]
$\beta = 30$	0.38	3.767	3.020	3.44	10.09	21.71	0.825
$\beta = 40$	0.45	3.423	2.780	3.15	13.15	20.41	0.815
$\beta = 45$	0.49	3.220	2.640	2.98	15.22	19.46	0.812
$\beta = 50$	0.54	3.042	2.491	2.80	17.75	19.68	0.808
$\beta = 60$	0.60	2.636	2.152	2.41	22.76	20.08	0.800
Prototyp A silnika	0.67	4.5	1.9	3.409	14.89	76.269	0.80

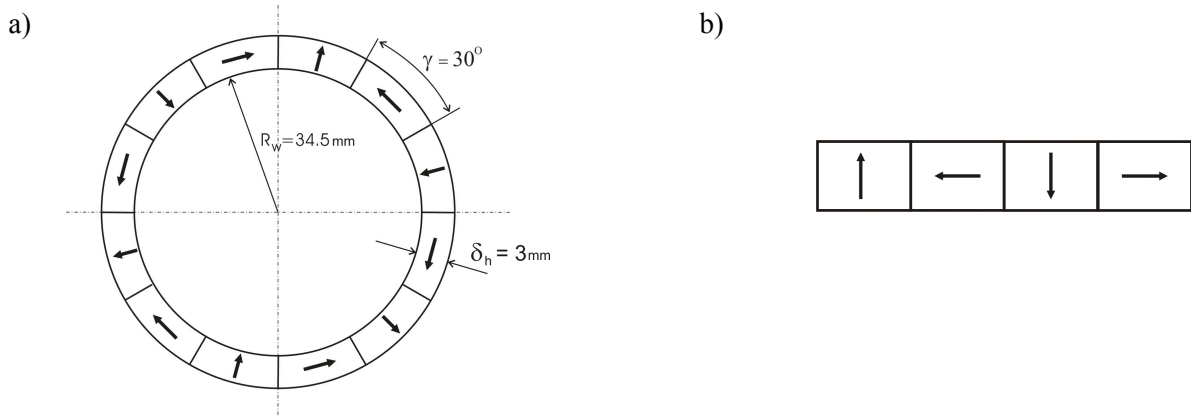
Podobne rozwiązania pod względem redukcji momentu zaczepowego, jakie dostaje się po zastosowaniu idealnej magnetyzacji typu Halbach, otrzymać można dokonując podziału magnesu na mniejszą liczbę segmentów przy zastosowaniu odpowiedniego kąta magnetyzacji (rys.4.9).



Rys.4.9. Charakterystyki momentu elektromagnetycznego (a) oraz momentu zaczepowego (b), dla różnych zmian kierunku wektora magnetyzacji biegunów (β)

4.3 Magnesy trwale z dyskretną magnetyzacją typu Halbach

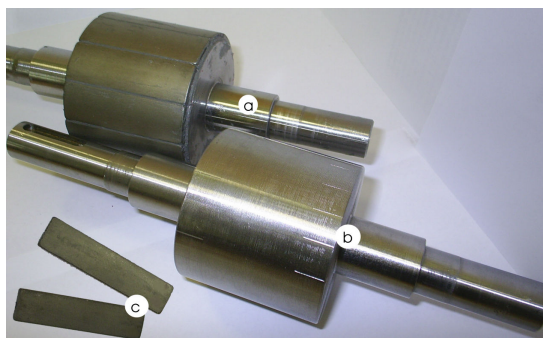
Dyskretna magnetyzacja typu Halbach magnesów musi zajmować pełną podziałkę biegunową wirnika. Segmenty magnesów trwałych w magnetyzacji Halbacha wycina się z bloków magnesu trwałego magnesowanego równomiernie (równolegle). Model silnika z taką magnetyzacją posiada zatem identyczne dwa segmenty magnesów, z magnetyzacją normalną oraz styczną do powierzchni magnesu (wirnika). Każdy segment, przy użyciu dyskretnej magnetyzacji typu Halbach posiada taką samą długość kątową, równą połowie podziałki biegunowej wirnika. Zmiana wektora magnetyzacji następuje skokowo z segmentu na segment [145, 146, 147, 158], tak jak to przedstawiono na rysunku 4.10.



Rys.4.10. Wirnik z konfiguracją magnesu o magnetyzacji wg macierzy Halbacha w silniku BLDC (a) oraz para biegunów złożona z magnesów o magnetyzacji typu Halbach (b)

W pracy podjęto próbę budowy modelu fizycznego silnika z dyskretną magnetyzacją typu Halbach. Na budowę tej maszyny zdecydowano się ze względu na jej niższy koszt w porównaniu z silnikiem o ciągłej magnetyzacji typu Halbach (rozwiązanie to wymaga zastosowania większej liczby magnesów). Podczas budowy prototypu zachowano gabaryty stojana oraz wirnika, aby istniała możliwość porównania między sobą prototypów silników. Wirnik z naklejonymi magnesami wg zasady Halbacha oraz wybrane magnesy trwałe pokazano na rysunku 4.11.

Dla silnika o magnesach trwałych z magnetyzacją typu Halbach przeprowadzono modyfikację obwodu magnetycznego pod kątem redukcji momentu zaczepowego, przy najmniejszym spadku amplitudy momentu użytecznego. Modyfikacja obwodu magnetycznego dotyczyła w szczególności szczeliny powietrznej maszyny.



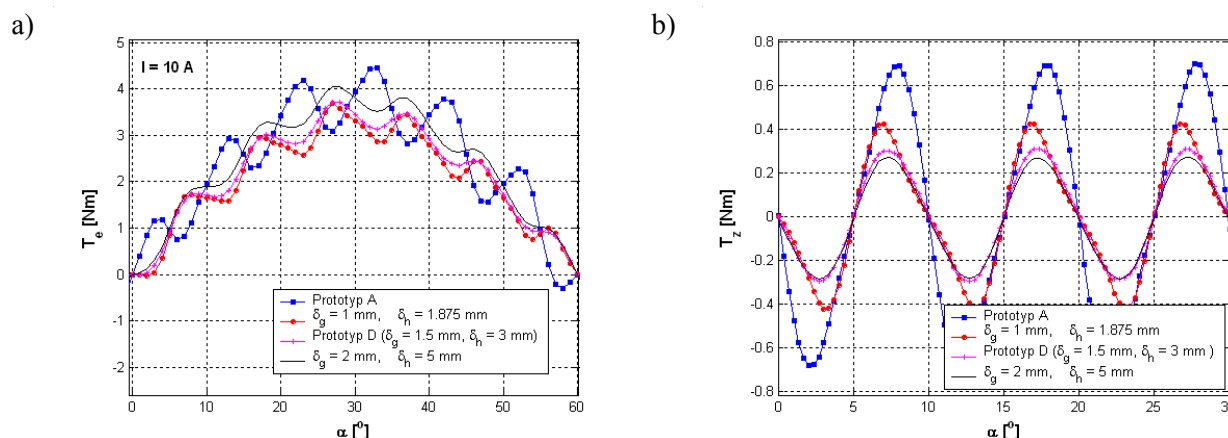
Rys.4.11. Wirnik prototypu D silnika po naklejeniu magnesów (a), przed naklejeniem magnesów (b) oraz wybrane segmenty magnesów trwałych (c)

Poszukiwano optymalnej szerokości szczeliny (δ_g) przy odpowiedniej grubości magnesu trwałego (δ_h). Za zmienne parametry obwodu magnetycznego wybrano: promień wewnętrzny (R_w) oraz promień zewnętrzny magnesu trwałego ($R_s - \delta_g$). Wyniki obliczeń momentu elektromagnetycznego, zaczepowego oraz maksymalną indukcję magnetyczną w szczelinie powietrznej, przy wymuszeniu prądowym $I=10A$ przedstawiono w tabeli 4.3.

Tabela 4.3 Wyniki obliczeń momentu elektromagnetycznego przy prądzie znamionowym dla różnych szerokości szczeliny powietrznej oraz grubości magnesu trwałego

Parametr [mm]		$T_z \text{ max}$ [Nm]	$T_e \text{ max}$ [Nm]	$T_e \text{ min}$ [Nm]	$T_e \text{ av}$ [Nm]	τ [%]	ε [%]	B_{max} [T]
$\delta_g = 1$	$\delta_h = 2.25$	0.57	4.05	1.87	3.108	14.07	70.141	0.98
	$\delta_h = 2.625$	0.68	4.40	1.95	3.307	15.45	74.085	1.10
	$\delta_h = 3$	0.80	4.68	2.00	3.455	17.09	77.569	1.20
$\delta_g = 1.5$	$\delta_h = 1.875$	0.17	2.90	1.68	2.435	5.86	50.103	0.75
	$\delta_h = 2.25$	0.24	3.25	1.80	2.675	7.38	54.206	0.85
	$\delta_h = 2.625$	0.29	3.53	1.90	2.869	8.21	56.814	0.90
Prototyp D silnika	$\delta_h = 3$	0.30	3.72	2.00	3.048	8.10	56.430	0.91
	$\delta_h = 4$	0.46	4.28	2.19	3.382	10.75	61.797	1.00
	$\delta_h = 5$	0.57	4.70	2.34	3.667	12.12	64.357	1.25
$\delta_g = 2$	$\delta_h = 3$	0.165	3.17	1.89	2.693	5.20	47.530	0.79
	$\delta_h = 4$	0.225	3.66	2.13	3.067	6.15	49.885	0.88
	$\delta_h = 5$	0.227	4.05	2.33	3.371	5.60	51.023	0.95
	$\delta_h = 6$	0.320	4.38	2.49	3.620	7.30	52.209	1.00
Prototyp A silnika	$\delta_g = 1.5; \delta_h = 3$	0.67	4.5	1.9	3.409	14.89	76.269	0.80

Na rysunku 4.12a i 4.12b pokazano wyniki obliczeń momentu elektromagnetycznego (T_e) i momentu zaczepowego (T_z) w funkcji kąta obrotu wirnika.



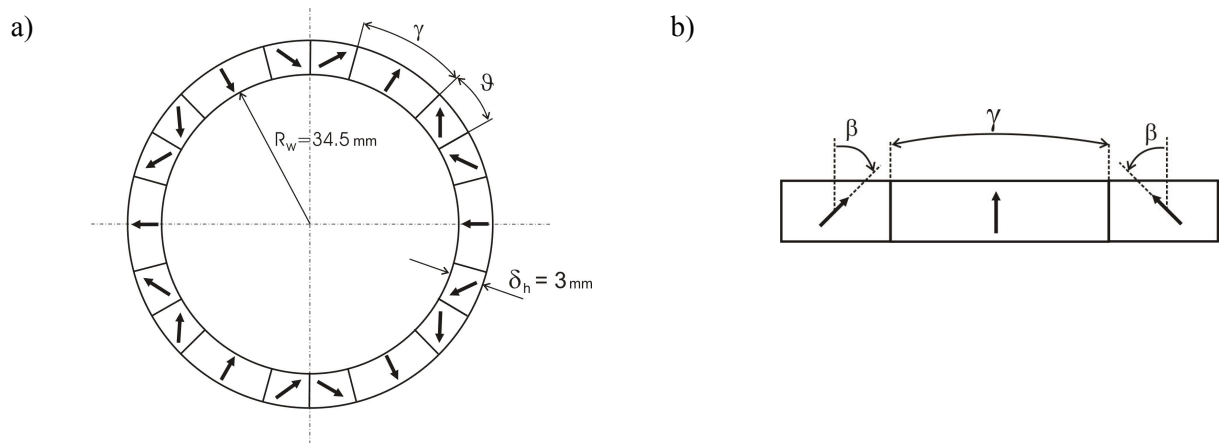
Rys.4.12. Moment elektromagnetyczny (a) oraz zaczepowy (b) w funkcji kąta obrotu wirnika, dla silnika z magnetyzacją dyskretną typu Halbach w porównaniu z prototypem A

4.4 Magnesy trwale o różnej rozpiętości kątowej

Inne rozwiązania prowadzące do ograniczenia momentu zaczepowego przy stosunkowo niewielkim spadku amplitudy momentu użytecznego, to zmiana kierunku wektora magnetyzacji segmentów magnesów o różnej rozpiętości kątowej poszczególnych segmentów [128, 129]. Zbudowano połowe modele numeryczne z magnesami o różnej liczbie segmentów na parę biegunów i zbadano wpływ zmiany rozpiętości kątowej poszczególnych segmentów na moment. Każdy model połowy silnika BLDC o zmiennym wektorze magnetyzacji sparametryzowano celem zbadania wpływu zmiany kierunku wektora magnetyzacji na moment zaczepowy i elektromagnetyczny.

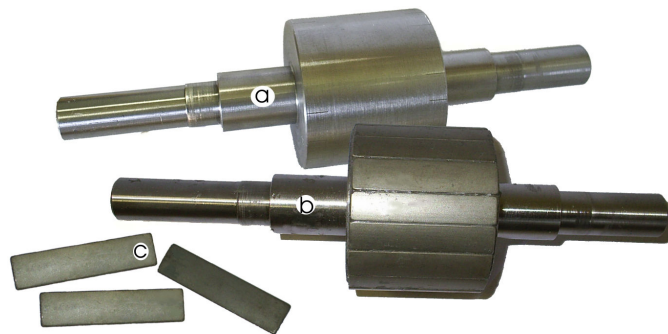
Podział bieguna na trzy segmenty ($N = 3$) z różną rozpiętością kątową bieguna

Dla silnika o liczbie segmentów powyżej dwóch na biegun istnieje możliwość zmiany rozpiętości kątowej magnesu. Sparometryzowany połowy model numeryczny wirnika pokazano na rysunku 4.13a. Badano wpływ zmiany wybranych wartości rozpiętości kątowej bieguna γ przy stałej wartości parametru β (rysunek 4.13b).



Rys.4.13. Wirnik z konfiguracją o skupiającym się i rozwartym wektorze magnetyzacji z podziałem bieguna na 3 segmenty (a) oraz biegun (b) z wektorem magnetyzacji

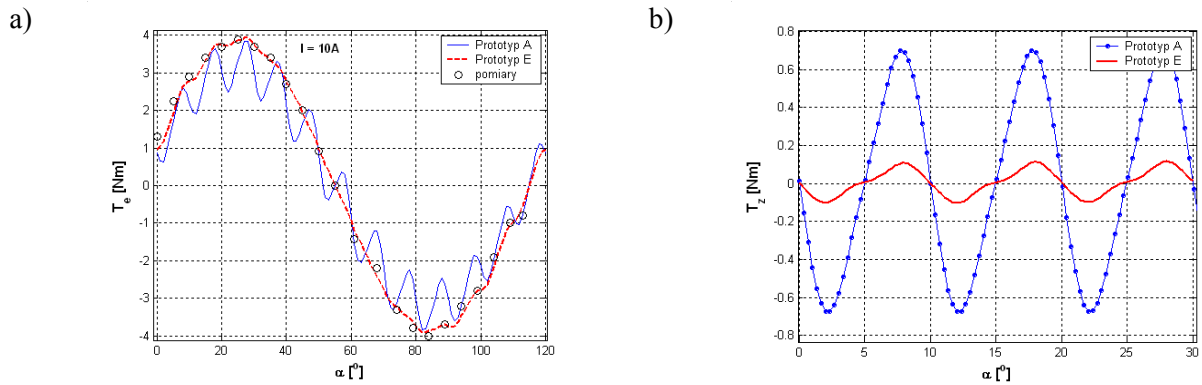
Z przeprowadzonej modyfikacji obwodu magnetycznego wybrano najlepsze rozwiązanie konstrukcyjne. Prototyp wirnika ze zmiennym wektorem magnetyzacji pokazano na rysunku 4.14.



Rys.4.14. Prototyp E wirnika ze zmiennym wektorem magnetyzacji ($\beta=45^\circ$, $\gamma=22^\circ$), wirnik przed naklejeniem magnesów (a), wirnik po naklejeniu magnesów (b) oraz magnesy trwałe (c)

Na rysunku 4.15a przedstawiono wyniki obliczeń i pomiarów momentu elektro-magnetycznego przy wymuszeniu prądowym odpowiadającym warunkom znamionowym ($I=10\text{A}$). Wysoka zbieżność obliczeń i pomiarów potwierdza dobre odwzorowanie modelu numerycznego silnika z konstrukcją prototypu E silnika. Prototyp E w porównaniu z prototypem A charakteryzuje się bardzo niską maksymalną wartością momentu zaczepowego (rys.4.15b). Równie ważną zaletą jest to, iż średni moment pozostaje na wysokim poziomie.

Otrzymane wyniki obliczeń dla przeprowadzonej modyfikacji parametrów β i γ przedstawiono w tabeli 4.4. Wartość zmierzona amplitudy momentu zaczepowego wynosiła 0.1Nm , natomiast wartość obliczona 0.11Nm .

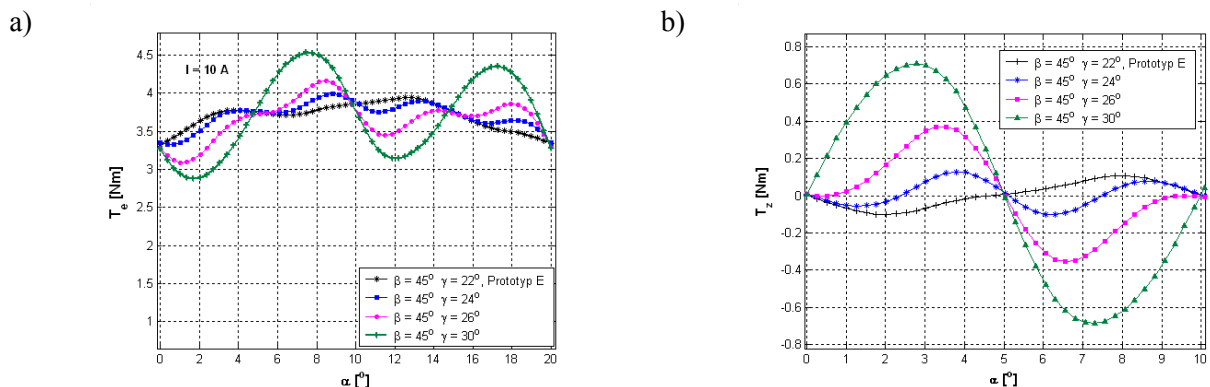


Rys.4.15. Moment elektromagnetyczny rozwijany przez prototyp E silnika w warunkach znamionowych w porównaniu z pomiarami i prototypem A silnika (a) oraz moment zaczepowy (b)

Tabela 4.4 Wyniki obliczeń momentów przy prądzie znamionowym dla różnych wartości γ

Parametr [°]		$T_{z \max}$ [Nm]	$T_{e \max}$ [Nm]	$T_{e \min}$ [Nm]	$T_{e \text{ av}}$ [Nm]	τ [%]	ε [%]	B_{\max} [T]
$\beta = 45$	$\gamma = 16$	0.32	3.54	2.74	3.27	9.04	24.46	0.89
	$\gamma = 18$	0.30	3.50	2.75	3.32	8.57	22.59	0.85
	$\gamma = 20$	0.06	3.86	3.28	3.66	1.55	15.85	0.89
	$\gamma = 22$ (Prototyp E)	0.11	3.94	3.32	3.67	2.79	16.89	0.85
	$\gamma = 24$	0.13	3.99	3.32	3.70	3.26	18.11	0.85
	$\gamma = 26$	0.37	4.16	3.09	3.65	9.27	29.31	0.86
$\gamma = 30$		0.71	4.53	2.88	3.70	15.67	44.59	0.84
Prototyp A silnika		0.67	4.5	1.9	3.409	14.89	76.269	0.80

Na rysunku 4.16 przedstawiono wybrane charakterystyki momentu elektromagnetycznego i zaczepowego w funkcji kąta obrotu wirnika dla podziału bieguna na trzy segmenty o różnej rozpiętości kątowej magnesów γ i kąta wektora magnetyzacji $\beta=45^\circ$.



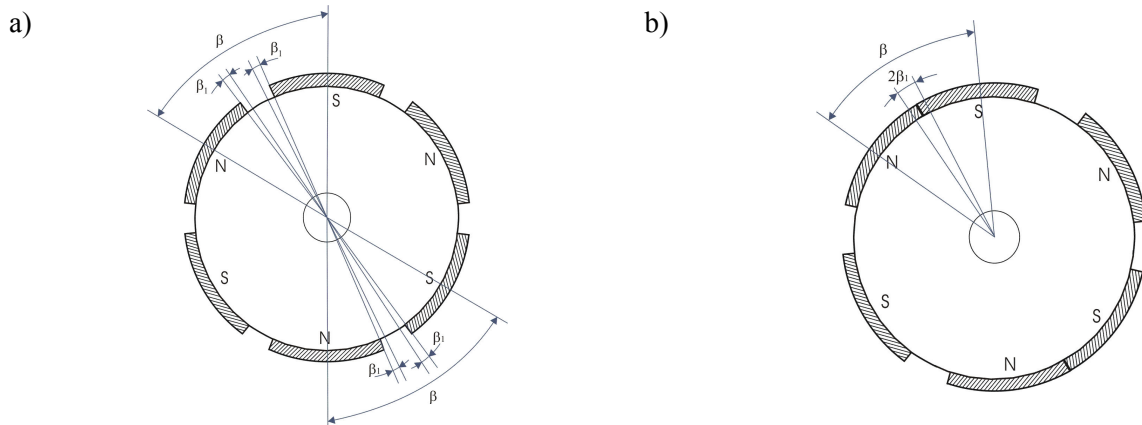
Rys.4.16. Moment elektromagnetyczny (a) i moment zaczepowy (b) w funkcji kąta obrotu wirnika dla silnika z magnetyzacją o skupiającym się wektorze magnetyzacji z podziałem bieguna na trzy segmenty o różnej rozpiętości kątowej

Podobne rezultaty redukcji momentu zaczepowego można uzyskać przy podziale magnesów o większej liczbie segmentów na biegun np. $N=5$. Ze względu na koszty budowy wirnika o zwiększonej liczbie segmentów biegunów oraz związane z tym kłopoty montażowe w praktyce stosuje się podział na $N=2, N=3$.

4.5 Silnik z niesymetrycznym ułożeniem magnesów na wirniku

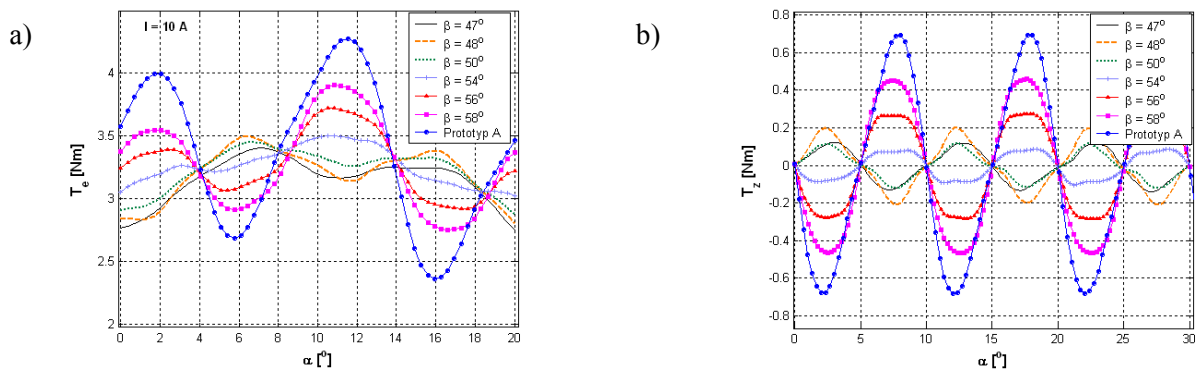
W podrozdziale tym przeprowadzono analizę obliczeniową pulsacji momentu elektromagnetycznego w silniku BLDC o podstawowych parametrach i danych konstrukcyjnych jak dla silnika o klasycznym rozwiązaniu obwodu magnetycznego (prototyp A). Zbadano skuteczność ograniczania pulsacji momentu poprzez odpowiednie rozmieszczenie magnesów (o rozpiętości kątowej jak w prototypie A) na obwodzie wirnika. W pracy [25] dokonano szczegółowej analizy momentu dla silnika z magnesami umieszczonymi na obwodzie stojana w sposób symetryczny. W pracach [8, 9] pokazano rozwiązanie konstrukcyjne dotyczące niesymetrycznego rozmieszczenia magnesów na

obwodzie wirnika. Poniżej pokazano jak wpływa kątowe przesunięcie wybranych magnesów z pary biegunów na moment przy niesymetrycznym rozmieszczeniu magnesów na obwodzie wirnika (rys.4.17). Jest to rozwiązanie, które rzadko spotyka się w krajowej literaturze. Do obliczeń zastosowano program dwuwymiarowy.



Rys.4.17. Silnik o jednym magnesie z pary biegunów przeciwległych przesuniętych względem osi geometrycznej o kąt β_1 . Rozmieszczenie magnesów przed zmianą kąta β_1 (a) oraz dla maksymalnego przesunięcia (b)

Na rysunku 4.18 pokazano wybrane charakterystyki momentu w funkcji kąta położenia wirnika przy różnych przesunięciach kątowych (β_1) magnesów wchodzących w skład dwóch par biegunów usytuowanych naprzeciw siebie. Obliczenia wykonano w warunkach znamionowych oraz w stanie bezprądowym. Najmniejszą wartość kąta β uzyskuje się przy położeniu magnesów bezpośrednio jeden przy drugim, tak jak to zobrazowano na rysunku 4.17b.



Rys.4.18. Moment elektromagnetyczny (a) oraz moment zaczepowy (b) w funkcji kąta położenia wirnika względem stojana, dla przeprowadzonej modyfikacji kąta przesunięcia β_1

Wyniki obliczeń zebrane w tabeli 4.5 wykazują, że pulsacje momentu elektromagnetycznego określone za pomocą współczynnika ε maleją wraz ze zmniejszaniem się odległości pomiędzy biegunami magnesów (β). Zachodzi to dla położenia, w którym następuje zamiana minimów lokalnych na maksima lokalne i na odwrót (patrz rys.4.18b), po przekroczeniu wartości parametru $\beta=54^\circ$. Również wartości amplitudy momentu zaczepowego maleją wraz z wartością średnią momentu elektromagnetycznego. Biorąc pod uwagę moment zaczepowy oraz pulsacje momentu najlepsze rozwiązanie otrzymano dla modelu z przesunięciem kątowym $\beta=54^\circ$, $\beta_1=3^\circ$.

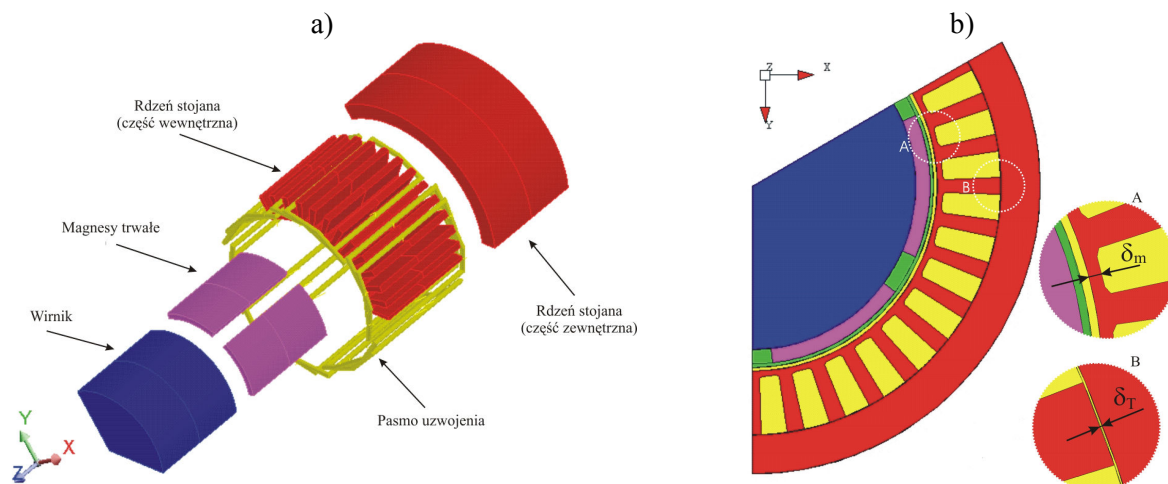
Tabela 4.5 Wyniki obliczeń momentów przy prądzie znamionowym, dla różnych zmian β

Parametr [°]		T_z max [Nm]	T_e max [Nm]	T_e min [Nm]	T_e av [Nm]	τ [%]	ε [%]	B max [T]
$\beta = 58$	$\beta_1 = 1$	0.46	3.899	2.750	3.282	11.78	35.01	0.832
$\beta = 56$	$\beta_1 = 2$	0.27	3.716	2.917	3.269	7.26	24.44	0.833
$\beta = 54$	$\beta_1 = 3$	0.08	3.498	3.022	3.249	2.29	14.65	0.834
$\beta = 52$	$\beta_1 = 4$	0.11	3.453	2.877	3.220	3.18	17.89	0.839
$\beta = 50$	$\beta_1 = 5$	0.12	3.449	2.875	3.218	3.48	17.84	0.840
$\beta = 48$	$\beta_1 = 6$	0.20	3.497	2.802	3.188	5.72	21.80	0.838
$\beta = 47$	$\beta_1 = 6.5$	0.11	3.402	2.749	3.138	3.23	20.81	0.840
Prototyp A silnika ($\beta = 60$; $\beta_1 = 0$)		0.67	4.500	1.900	3.409	14.89	76.27	0.800

Jak wykazały wyniki obliczeń można znaleźć takie położenie biegunów wirnika, dla których zredukowano znacząco amplitudę momentu zaczepowego, niemniej jednak zasadniczą wadą takiego rozwiązania jest problem związany z komutacją pasm uzwojeń stojana.

4.6 Silnik ze stojanem mostowym

Silnik BLDC ze stojanem mostowym posiada skomplikowaną budowę rdzenia stojana, w której należy zapewnić odpowiednią wytrzymałość mechaniczną. Przekłada się to na kosztowny proces produkcyjny silnika o takiej konstrukcji. Przekrój poprzeczny stojana mostowego z zamkniętymi zębami pokazano na rysunku 4.19.

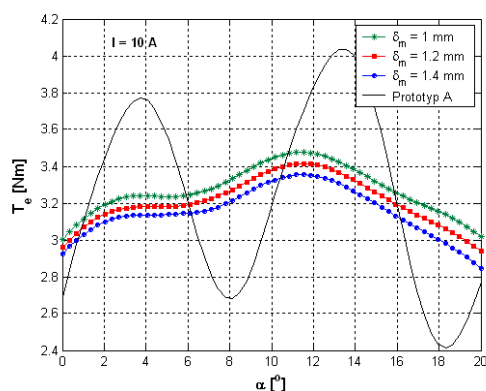


Rys.4.19. Trójwymiarowa wizualizacja 1/3 modelu silnika ze stojanem mostowym (a) oraz przekrój poprzeczny (b)

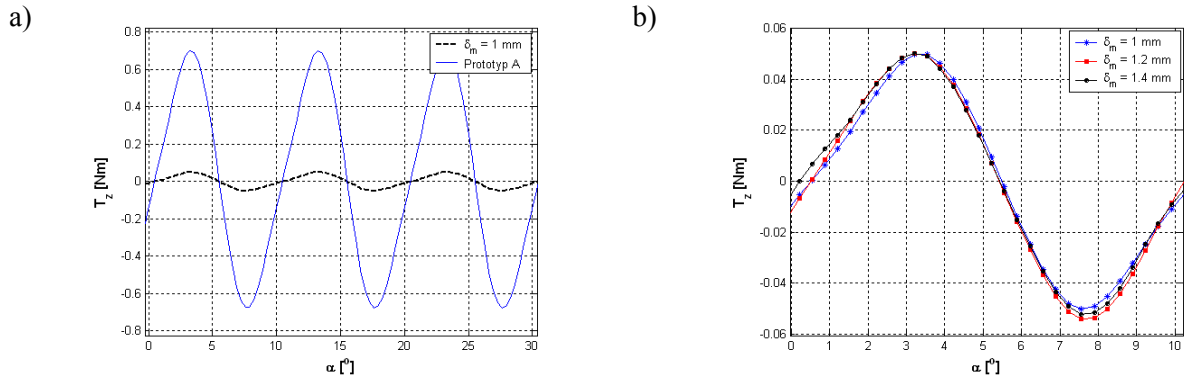
Rdzeń silnika mostowego jest złożony z dwóch części. Wewnętrzna część rdzenia ma otwarcia zębów od strony zewnętrznej, tak jak konwencjonalne uzłobkowanie stojana, ale z odwróconym otwarciem zębów na zewnątrz. Grubość mostu (δ_m) pomiędzy szczeliną powietrzną a zębem jest niewielka. Zęby tej części rdzenia są połączone mostem, który ogranicza wartość zmiany reluktancji szczeliny powietrznej wzdłuż tej szczeliny. Zewnętrzna część rdzenia o przekroju pierścienia jest nasunięta na część wewnętrzną rdzenia po wcześniejszym nawinięciu uzwojeń na uzłobkowanym wewnętrznym rdzeniu. Obie części są pakietowane. Charakterystyczną cechą takiej konstrukcji silnika jest to, iż posiada on dwie szczeliny. Szczelinę powietrzną pomiędzy wirnikiem a rdzeniem wewnętrznym oraz tzw. szczelinę technologiczną pomiędzy częścią wewnętrzną a zewnętrzną rdzenia. Wymiar szczeliny technologicznej (δ_T) jest trudny do określenia ze względu na fakt, iż obie części są pakietowane i wzajemne ułożenie blach jest trudno mierzalne. Natomiast wymiary mostu nie zapewniają odpowiedniej sztywności i wytrzymałości mechanicznej tej części rdzenia stojana.

Główną zaletą konstrukcji silnika ze stojanem mostowym jest praktycznie wyeliminowanie efektu zaczepowego, co przyczynia się do dużej cichobieżności oraz zastosowania dogodnego sposobu uzwojenia stojana [151, 153, 155].

Zwiększenie grubości mostu wpływa na obniżenie wartości średniej momentu elektromagnetycznego, przy stałym poziomie pulsacji momentu. Im mniejsza grubość mostu tym większe nasycenie obwodu magnetycznego zębów połączonych mostem (rys.4.20). Charakterystyki momentów zestawiono na poniższych wykresach.



Rys.4.20. Moment elektromagnetyczny w funkcji kąta obrotu wirnika, dla różnych grubości mostu i szczeliny technologicznej $\delta_T = 0.08$ mm w porównaniu z prototypem A silnika



Rys.4.21. Moment zaczepowy w funkcji kąta obrotu wirnika. Porównanie najlepszego rozwiązania z prototypem A silnika (a) oraz dla różnych grubości mostu i szczeliny technologicznej $\delta_T = 0.08$ mm (b)

W tabeli 4.6 zestawiono wyniki obliczeń ilustrujące wpływ zmiany grubości mostu (δ_m) na wartości momentów oraz współczynników pulsacji momentu elektromagnetycznego. Celem wykonanej modyfikacji było pokazanie wpływu zmian parametrów δ_m dla ustalonej wartości grubości szczeliny technologicznej (δ_T) na analizowane parametry całkowite.

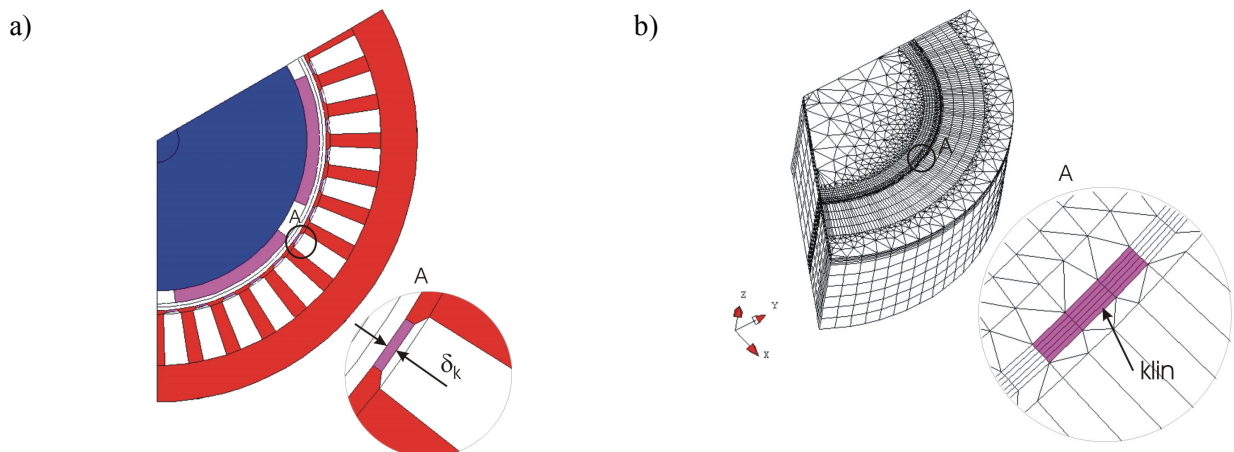
Tabela 4.6 Wyniki obliczeń momentów przy prądzie znamionowym, dla różnych zmian δ_m

Parametr [mm]	$T_{z \max}$ [Nm]	$T_{e \max}$ [Nm]	$T_{e \min}$ [Nm]	$T_{e \text{ av}}$ [Nm]	τ [%]	ε [%]	B_{\max} [T]	
$\delta_T = 0.08$ $\delta_g = 1.5$	$\delta_m = 1.0$	0.05	3.47	3.02	3.26	1.44	13.80	0.78
	$\delta_m = 1.2$	0.05	3.42	2.94	3.20	1.46	15.00	0.78
	$\delta_m = 1.4$	0.05	3.36	2.85	3.14	1.49	16.24	0.78
Prototyp A silnika	0.67	4.500	1.900	3.409	14.89	76.27	0.80	

Z uzyskanych wyników obliczeń otrzymano mniejszy moment zaczepowy, o ponad 92% w odniesieniu do silnika ze stojanem klasycznym (prototyp A silnika).

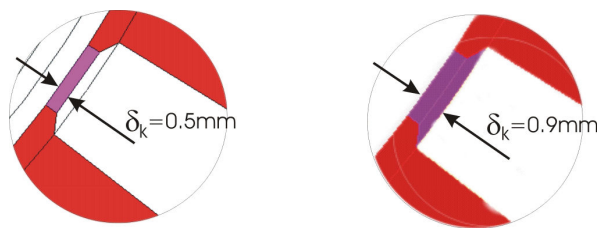
4.7 Silnik z klinami magnetycznymi w żłobkach

Dość często stosuje się rozwiązania z zastosowaniem klinów magnetycznych w żłobkach (*ang. magnetic wedges*). Należy jednak pamiętać, iż jest to rozwiązanie kłopotliwe od strony konstrukcyjnej [4, 41, 59, 64, 124, 125, 157]. Zamknięcie żłobków klinami powoduje zmniejszenie momentu zaczepowego. Pulsacje momentu są tym mniejsze, im grubszy klin jest zamocowany w żłobkach. Grubość klina zależy od wypełnienia żłobków uzwojeniem. Na rysunku 4.22 pokazano jeden z analizowanych modeli numerycznych, w którym przyjęto grubość klina równą $\delta_k=0.5$ mm.



Rys.4.22. Przekrój poprzeczny silnika z zastosowaniem klinów w żłobkach (a) oraz wizualizacja trójwymiarowa siatki dyskretyzacyjnej (b)

Inny badany model silnika posiada kliny o grubości $\delta_k=0.9$ mm. Kształt klinów dla badanych grubości pokazuje rysunek 4.23.



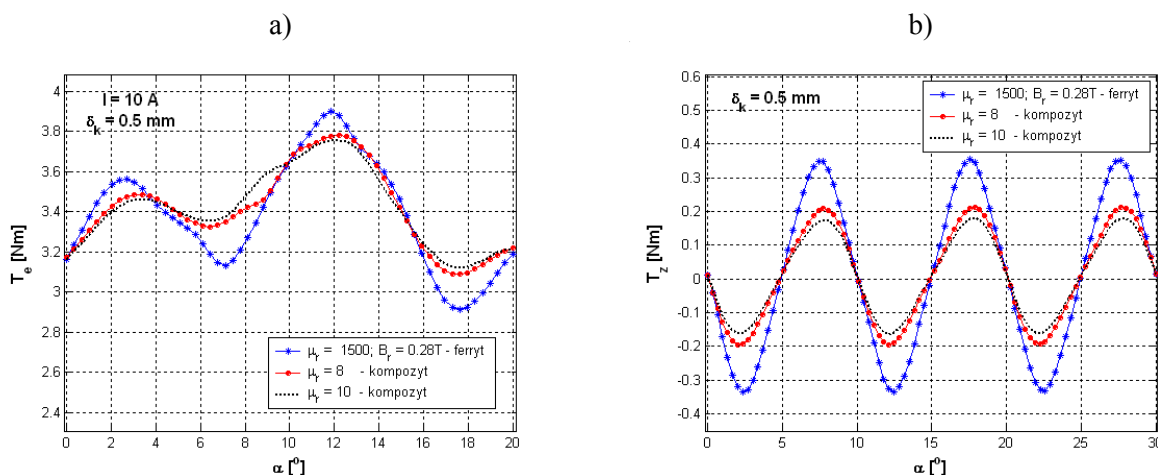
Rys.4.23. Kształt klinów o różnej grubości

W tabeli 4.7 zamieszczono uzyskane wyniki obliczeń momentów dla modelu silnika z rdzeniem stojana, z zamontowanymi klinami wykonanymi z materiałów ferromagnetycznych (materiał nieliniowy), a także z klinami wykonanymi z materiałów konstrukcyjnych wieloskładnikowych tzw. kompozyt (materiał liniowy – magnetyczny).

Tabela 4.7 Wpływ klinów magnetycznych na moment silnika BLDC

Zastosowany klin				$T_z \text{ max}$ [Nm]	$T_e \text{ max}$ [Nm]	$T_e \text{ min}$ [Nm]	$T_e \text{ av}$ [Nm]	τ [%]	ε [%]
grubość [mm]	materiał	μ_r [-]	B_r [T]						
$\delta_k=0.25$	kompozyt	10	-	0.241	3.588	2.688	3.12	6.72	28.85
$\delta_k=0.50$	feryt	1500	0.28	0.350	3.900	2.911	3.14	8.974	31.50
	kompozyt	8	-	0.208	3.782	3.088	3.38	5.499	20.53
$\delta_k=0.70$	kompozyt	10	-	0.176	3.755	3.121	3.39	4.687	18.70
	kompozyt	10	-	0.138	3.676	2.993	3.26	3.754	20.95
$\delta_k=0.90$	feryt	1500	0.28	0.220	1.640	1.038	1.344	13.415	44.79
	kompozyt	8	-	0.165	1.602	1.105	1.345	10.299	27.47
Prototyp A silnika				0.67	4.500	1.900	3.409	14.89	76.27

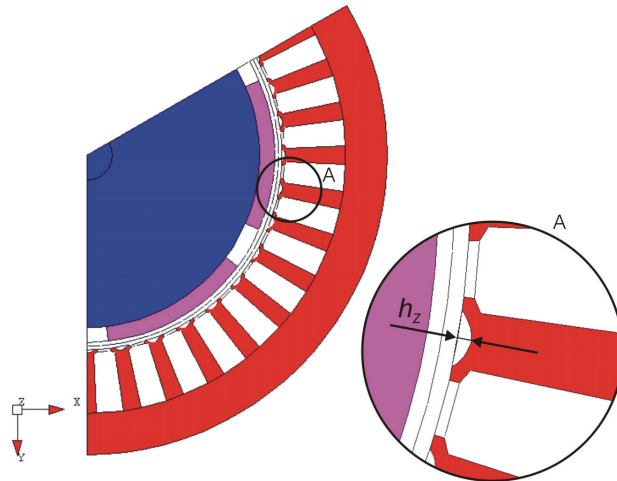
Na rysunkach 4.24 pokazano zmianę momentu elektromagnetycznego i zaczepowego w funkcji kąta położenia wirnika względem stojana oraz zmianę indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej. Przedstawiono najlepsze rozwiązania pod względem redukcji momentu zaczepowego, przy jednoczesnym niedużym obniżeniu momentu użytecznego w porównaniu z silnikiem bez klinów w żłobkach. Zwiększenie grubości klinów przyczynia się do mniejszych zmian reluktancji w szczelinie powietrznej silnika, ale jednocześnie obniża to znacząco wartość momentu użytecznego (tabela 4.7).



Rys.4.24. Moment elektromagnetyczny (a) oraz zaczepowy (b) w funkcji kąta obrotu wirnika, dla grubości klinów ($\delta_k=0.5\text{mm}$) wykonanych z materiałów o różnej przenikalności magnetycznej

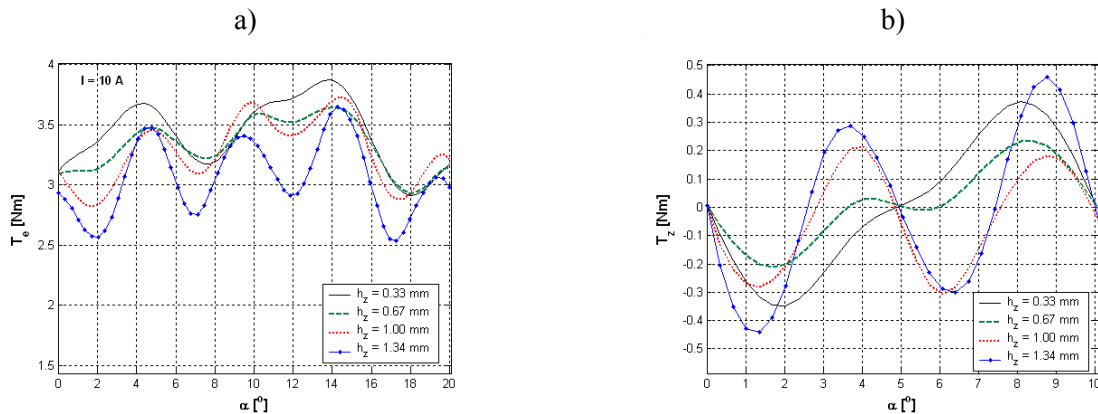
4.8 Silnik z wycięciami na zębach stojana

Skutecznym i jednocześnie tanim sposobem jest zastosowanie blach rdzenia stojana z wycięciami w zębach (*ang. dummy slots*), tzw. rozszczepione zęby stojana lub pozorne żłobki. Kształt wycięć i ich wielkości są uzależnione od liczby żłobków i rodzaju maszyny [6, 19, 52, 68, 133, 157]. W analizowanej maszynie o tak dużej liczbie żłobków ($z = 36$) rozsądnie jest zastosować pojedyncze nacięcia na zewnętrznej powierzchni zęba. Optymalną głębokość wycięcia h_z w zębach poszukiwano poprzez przeprowadzenie wielowariantowych symulacji komputerowych. Na rysunku 4.25 pokazano fragment rdzenia stojana z zaznaczonym kształtem wycięcia w zębie.



Rys.4.25. Fragment rdzenia stojana z widocznymi wycięciami na powierzchni zębów

Zależność momentu elektromagnetycznego oraz zaczepowego w funkcji kąta położenia wirnika względem stojana w zależności od zmian głębokości wycięcia na powierzchni zębów pokazano na rysunku 4.26.



Rys.4.26. Moment elektromagnetyczny (a) i zaczepowy (b) w funkcji kąta obrotu wirnika względem stojana, dla silnika z rozszczepionymi zębami o różnej grubości h_z

Analizując wykresy momentu zaczepowego można zauważyć, że im głębsze wycięcie tym większe powstają dodatkowe ekstrema lokalne. Wyniki przeprowadzonej modyfikacji zamieszczono w tabeli 4.8. Najlepsze rozwiązania otrzymano dla wartości parametru $h_z = 0.33$ mm oraz $h_z = 0.67$ mm, w których udało się zredukować wartość maksymalną momentu zaczepowego o ponad 50% w porównaniu z prototypem A silnika. W pierwszym przypadku otrzymano wyższą średnią wartość momentu elektromagnetycznego, w drugim przypadku udało się otrzymać bardziej płaski przebieg momentu elektromagnetycznego w porównaniu z wynikami uzyskanymi dla innych wartości parametru h_z , jednocześnie uzyskano najmniejszą wartość momentu zaczepowego.

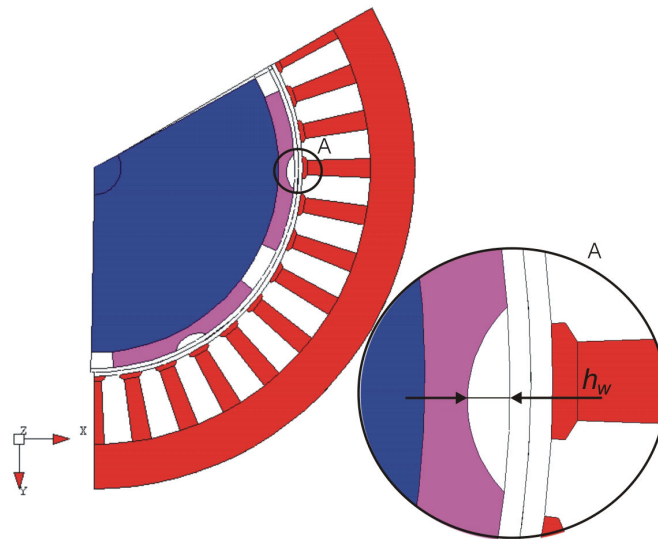
Tabela 4.8 Wpływ pozornych żłobków na moment silnika BLDC ($I=10$ A)

parametr	T_z max [Nm]	T_e max [Nm]	T_e min [Nm]	T_e av [Nm]	τ [%]	ϵ [%]
h_z [mm]						
0.33	0.372	3.872	2.912	3.414	9.61	28.12
0.67	0.234	3.644	2.929	3.220	6.42	22.20
1.00	0.290	3.730	2.819	3.274	7.77	27.82
1.34	0.458	3.646	2.566	3.048	12.56	35.43
Prototyp A silnika	0.67	4.500	1.900	3.409	14.89	76.27

4.9 Silnik z wycięciem na powierzchni magnesów trwałych

Innym rozwiązaniem umożliwiającym redukcję momentu zaczepowego jest zastosowanie magnesów z wycięciami na całej długości czynnej. Model takiego wirnika przedstawiono na rysunku 4.27. Autor pracy nie spotkał żadnych podobnych rozwiązań dotyczących takiego podejścia konstruktorskiego umożliwiającego redukcję pulsacji. W przyjętym rozwiązaniu przedstawiono tylko jeden przykład wyżłobienia na powierzchni magnesu. Kształt, ilość oraz głębokość wyżłobień może być różna. Modyfikacja taka w istotny sposób wpływa między innymi na kształt

charakterystyki momentu, indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej oraz SEM indukowanej przez poszczególne pasma uzwojenia.

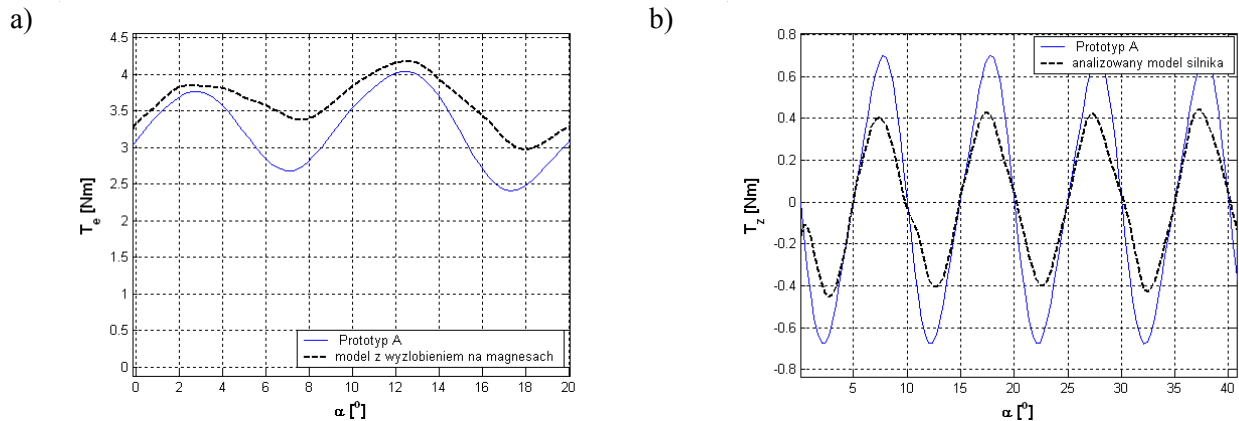


Rys.4.27. Model wirnika z wycięciami na całej długości czynnej silnika

Zastosowanie wyżłobień kołowych na powierzchni magnesów osłabia w nieznaczny sposób pole magnetyczne w szczelinie powietrznej i tym samym wpływa na pulsacje momentu. Obliczenia przeprowadzono dla głębokości wyżłobienia półkolistego $h_w = 1.5\text{mm}$. Uzyskane wyniki obliczeń przedstawiono na rysunkach poniżej i w tabeli 4.9.

Tabela 4.9 Wyniki obliczeń momentów

Parametr	$T_z \text{ max}$ [Nm]	$T_e \text{ max}$ [Nm]	$T_e \text{ min}$ [Nm]	$T_e \text{ av}$ [Nm]	τ [%]	ε [%]	B_{max} [T]
h_w [mm]	0.43	4.185	2.976	3.664	10.275	33.00	0.80
Prototyp A silnika	0.67	4.500	1.900	3.409	14.89	76.27	0.80



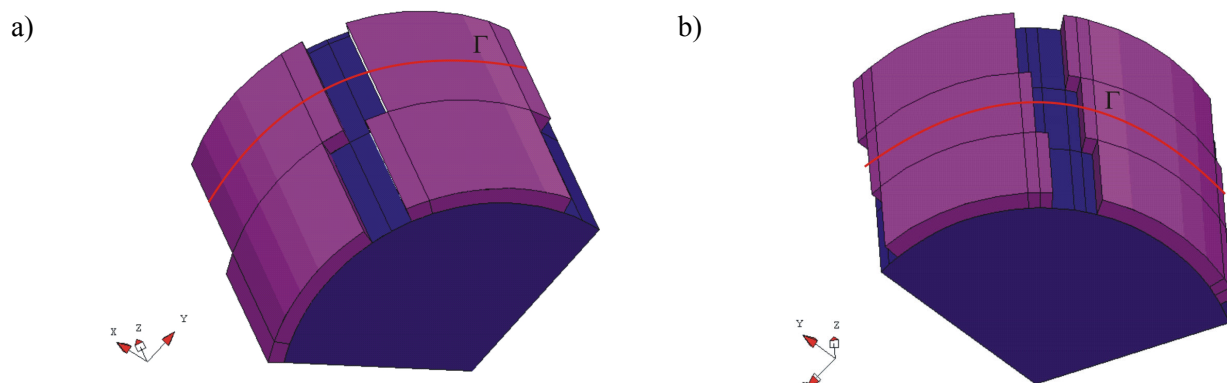
Rys.4.28. Charakterystyki kątowe momentu elektromagnetycznego (a) oraz zaczepowego (b) w silniku z wyżłobieniami półkolistymi na powierzchni magnesów trwałych

4.10 Silnik z pseudoskosem magnesów trwałych

Dość popularną metodą, umożliwiającą znaczną redukcję podstawowej składowej pulsującej momentu, jest zastosowanie w maszynie skosu magnesów trwałych wzdłuż osi maszyny. Zamiast skośnych magnesów można również stosować podział magnesu na sekcje i ich rozmieszczenie z przesunięciem tzw. pseudoskos [6, 10, 84]. Modyfikacją skośnej budowy biegunów jest pseudoskos (zastępujący ukosowanie) biegunów magnetycznych wirnika [108]. Wykonuje się go przez wzajemne przesunięcie obwodowe magnesów – segmentów tworzących biegun. Długość oraz przesunięcie obwodowe magnesów (segmentów) mogą być różne. Zwykle względy ekonomiczne i technologiczne decydują o ich liczbie i sposobie rozmieszczenia.

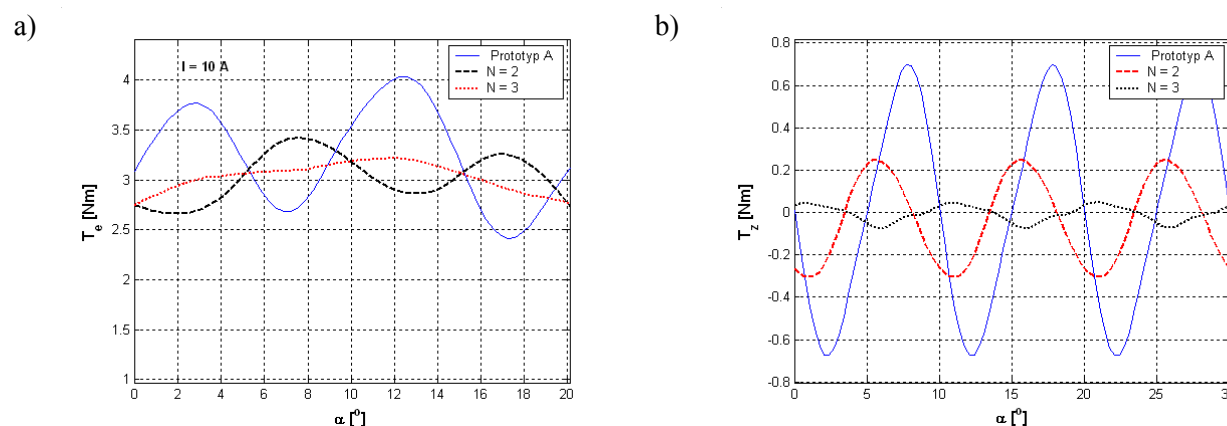
Obliczenia przeprowadzone na modelach o liczbie segmentów przypadających na biegun $N=2$ i $N=3$, dotyczyły konstrukcji o różnej rozpiętości magnesów. Jak wynikało z obliczeń, rozwiązania o mniejszej liczbie segmentów przypadających na biegun wirnika, spowodowało znaczne obniżenie wartości średniej momentu. Na rysunku 4.29

pokazano modele obliczeniowe, w których bieguny wirnika złożone z segmentów zostały zbudowane bez zmniejszenia objętości magnesów w porównaniu do biegunów prototypu A silnika.



Rys.4.29. Model wirnika z podziałem bieguna wirnika na N=2 (a) oraz N=3 sekcje (b), dla różnych przesunięć pomiędzy segmentami magnesów

Analiza dotyczyła przesunięcia pomiędzy poszczególnymi segmentami magnesów każdego bieguna o podziałkę żłobkową rdzenia stojana. Wyniki przeprowadzonych obliczeń zamieszczono w tabeli 4.10 oraz na wykresach 4.30.



Rys.4.30. Charakterystyki kątowe momentu elektromagnetycznego (a) oraz zaczepowego (b) w silniku z podziałem biegunów wirnika na segmenty o różnym przesunięciu wzdłuż długości czynnej maszyny

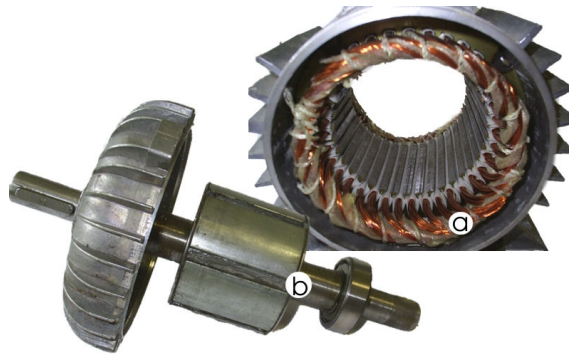
Tabela 4.10 Wyniki obliczeń momentów

Parametr	$T_z \text{ max}$ [Nm]	$T_e \text{ max}$ [Nm]	$T_e \text{ min}$ [Nm]	$T_e \text{ av}$ [Nm]	τ [%]	ε [%]	B_{max} [T]
N=2	0.25	3.418	2.660	3.171	7.314	23.90	0.75
N=3	0.05	3.216	2.750	3.591	1.554	12.98	0.84
Prototyp A silnika	0.67	4.500	1.900	3.409	14.89	76.27	0.80

Na podstawie analizy wyników obliczeń można stwierdzić, iż skuteczność pseudoukosowania zależy od liczby magnesów – segmentów wzdłuż osi wału. Zwykle liczbę magnesów (segmentów) w maszynach małej mocy ogranicza się do 3-5.

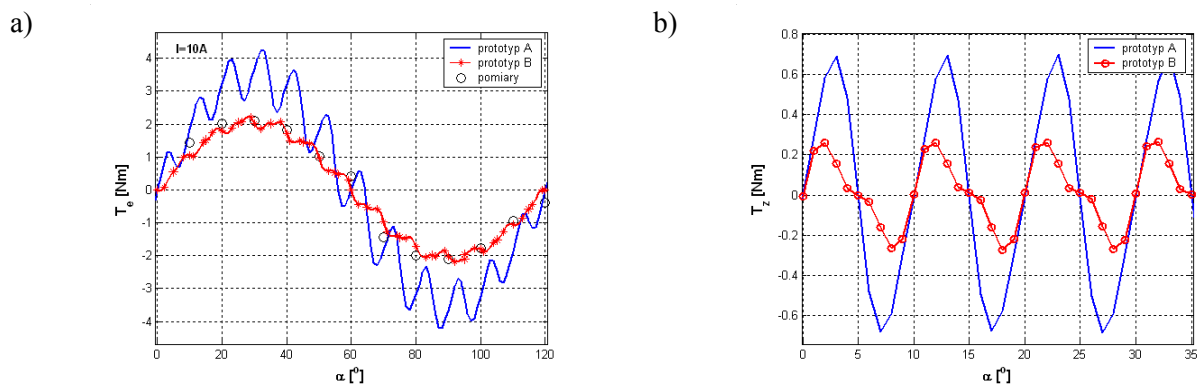
4.11 Silnik ze skosem żłobków

W podrozdziale tym zbadano skuteczność ograniczania pulsacji momentu elektromagnetycznego w silniku ze skosem żłobków w stojanie. Wadą tego typu rozwiązania jest bardziej skomplikowana budowa silnika [84]. Na rysunku 4.31 pokazano zdjęcia prototypu silnika ze skosem żłobków. Większość dostępnych prac np. [25, 27, 30, 33, 57, 89] dotyczy analizy skosów magnesów, żłobków wirnika bądź stojana, z wykorzystaniem do tego celu metod dwuwymiarowych. Takie podejście wymaga zamodelowania skosu w modelu uwzględniającym podział maszyny na warstwy wzdłuż długości czynnej maszyny. Na model taki składa się k warstw, każda reprezentuje $1/k$ długości maszyny. W każdej warstwie żądany region obrócony jest w porównaniu z poprzednią warstwą o kąt α_s/k (α_s – kąt skosu żądanego regionu). Im większa jest przyjęta liczba warstw tym większa jest dokładność warstwowego modelu 2D silnika w stosunku do obiektu rzeczywistego. Wykonane obliczenia dotyczą podziału silnika na trzy warstwy. Obliczenia wykonano w programie 2D. Wyniki obliczeń zweryfikowano z wynikami pomiarów wykonanymi na prototypie B silnika.



Rys.4.31. Prototyp B silnika, w którym zastosowano rdzeń stojana ze skosem żłbków (a) oraz sześciobiegunowy wirnik (b)

Na rysunku 4.32 wyznaczono zależność momentu elektromagnetycznego oraz zaczepowego od kąta obrotu wirnika.



Rys.4.32. Kątowa zmienność momentu elektromagnetycznego (a) i momentu zaczepowego (b) w porównaniu z prototypem A silnika

Zastosowanie skosu żłbków pozwoliło na uzyskanie o 61% mniejszej amplitudy momentu zaczepowego w porównaniu z prototypem A silnika. W tabeli 4.11 zamieszczono obliczone wartości amplitudy momentu zaczepowego, wartości współczynnika pulsacji oraz maksymalną, minimalną i średnią wartość momentu. Zmierzona wartość amplitudy momentu zaczepowego wynosiła 0.25Nm, z kolei wartość obliczona 0.26Nm.

Tabela 4.11 Wyniki obliczeń momentów

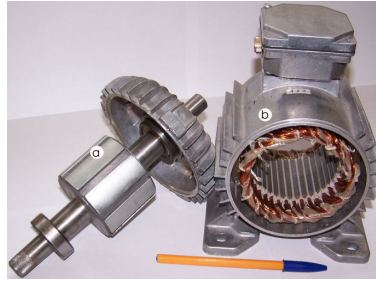
Analizowany silnik	$T_z \max$ [Nm]	$T_e \max$ [Nm]	$T_e \min$ [Nm]	$T_e \text{ av}$ [Nm]	τ [%]	ε [%]
Prototyp B silnika	0.26	*	*	*	11.65	25.64
Prototyp A silnika	0.67	4.500	1.900	3.409	14.89	76.27

* ze względu na inne parametry uzwojeń prototypu B wartości momentu nie zostały porównane z prototypem A silnika

4.12 Silnik z uzwojeniem ułamkowym

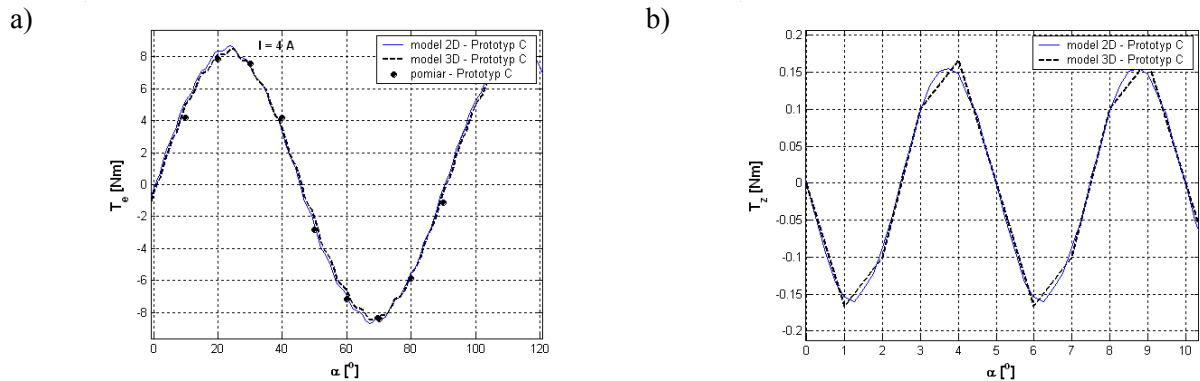
Zastosowanie uzwojenia o ułamkowej liczbie żłbków na biegun i fazę (q) umożliwia redukcję amplitudy momentu zaczepowego, bez konieczności stosowania jakiegokolwiek skosu w obwodzie magnetycznym silnika. Zastosowanie uzwojenia o niecałkowitej liczbie żłbków na biegun i fazę nie wymaga zmian konstrukcji obwodu magnetycznego, a jedynie może wpłynąć na zwiększanie liczby par biegunów wirnika w porównaniu z silnikiem konwencjonalnym z uzwojeniem całkowitym. Uzwojenia ułamkowe są dość często używane w małych silnikach bezszczotkowych wzbudzanych magnesami trwałymi [150, 154]. W nowoczesnych napędach elektrycznych coraz częściej można spotkać silniki z uzwojeniem ułamkowym, bądź z niesymetrycznym ułożeniem uzwojeń w żłbkach stojana [112].

Prototyp C silnika z uzwojeniem ułamkowym został wykonany na bazie silnika asynchronicznego małej mocy typu Sh 80-6 (rys.4.33).



Rys.4.33. Ośmiobiegunowy wirnik prototypu C silnika BLDC (a) oraz rdzeń stojana z uzwojeniem ułamkowym (b)

Na rysunku 4.34 przedstawiono charakterystyki kątowe obliczonego i zmierzonego momentu elektromagnetycznego.



Rys.4.34. Charakterystyki momentu elektromagnetycznego obliczone i zmierzone w silniku z uzwojeniem ułamkowym (a) oraz moment zaczepowy (b)

Zmierzona wartość amplitudy momentu zaczepowego była równa 0.11Nm, a wartość obliczona wynosiła 0.16Nm. W tabeli 4.12 zestawiono wyniki obliczeń momentów oraz współczynniki pulsacji momentu.

Tabela 4.12 Wyniki obliczeń momentów dla zasilania prądowego $I = 4$ A

Analizowany silnik	T_z max [Nm]	T_e max [Nm]	T_e min [Nm]	T_e av [Nm]	τ [%]	ε [%]	B_{max} [T]
Prototyp C silnika	0.16	*	*	*	1.86	27.27	0.93
Prototyp A silnika	0.67	4.500	1.900	3.409	14.89	76.27	0.80

* ze względu na inne parametry uzwojeń prototypu C wartości momentu nie zostały porównane z prototypem A silnika

Zastosowanie uzwojenia ułamkowego, przy pozostawieniu bez zmian rodzaju i wysokości magnesów, wykroju blach wirnika i grubości jarzma stojana praktycznie nie zmienia wartości indukcji w szczeliny. W porównaniu z prototypem A silnika nastąpił dwukrotny wzrost częstotliwości pulsacji momentu od zębów oraz ponad czterokrotne zmniejszenie jego amplitudy.

5. Możliwości optymalizacji obwodu magnetycznego

W ostatnich latach nastąpił istotny rozwój algorytmów stochastycznych – w tym algorytmów genetycznych (AG), ewolucyjnych oraz symulowanego wyżarzania. Są one szeroko stosowane do rozwiązywania wielu zagadnień technicznych [17, 29, 37, 40, 49, 74, 110, 128, 129]. Dla różnego typu maszyn elektrycznych, zastosowania tych metod dotyczą najczęściej optymalizacji przy projektowaniu oraz estymacji parametrów. Użycie AG umożliwia w większym stopniu znalezienie ekstremum globalnego (w porównaniu z klasycznymi algorytmami optymalizacyjnymi). Są więc bardziej odpowiednie do zastosowania w procesach optymalizacji [86, 87, 137, 138, 139].

Algorytmy genetyczne są heurystyczną techniką obliczeniową bazującą na procesie ewolucyjnym podobnym do sekwencji naturalnej, krzyżowania i mutacji obserwowanej w systemie biologicznym. Funkcja przystosowania jest miarą adaptacji indywidualnej chromosomu do ich środowiska. AG działają na wielkościach dyskretnych (nie na liczbach rzeczywistych lecz zakodowanych), tworząc łańcuch binarny. Każda zmienna rzeczywista na pewnym etapie obliczeń musi zostać zakodowana oraz przy obliczeniach funkcji przystosowania – odkodowana.

Aby sformułować zadanie optymalizacji należy dokonać wyboru: zmiennych decyzyjnych, funkcji ograniczeń i określić funkcję celu (tzw. kryterium jakości).

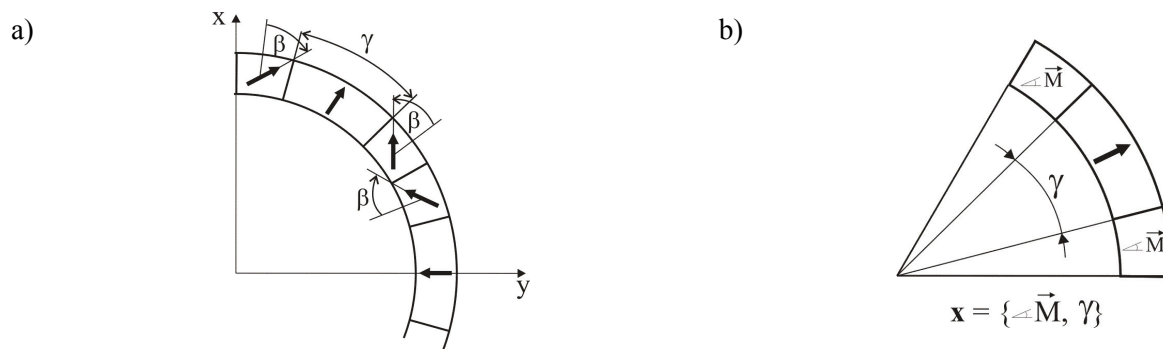
Analizowany silnik poddano procesowi optymalizacji wybierając następujące zmienne decyzyjne: wektor kierunku magnetyzacji skrajnych segmentów bieguna wirnika – β , rozpiętość kątową środkowego segmentu bieguna wirnika – γ .

Przyjęto następujące funkcje ograniczeń: minimalny moment zaczepowy. W opracowanym programie wybrano funkcję celu w postaci:

$$f_c = \min(T_z \max) \quad (1)$$

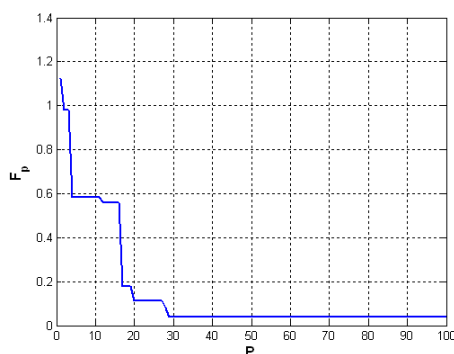
gdzie: $T_z \max$ – amplituda momentu zaczepowego.

Obliczenia wykonano dla silnika BLDC ze zmiennym wektorem magnetyzacji (\vec{M}), którego modyfikację obwodu magnetycznego przeprowadzono w podrozdziale 4.4. Na rysunku 5.1. przedstawiono zmienne decyzyjne magnesów.



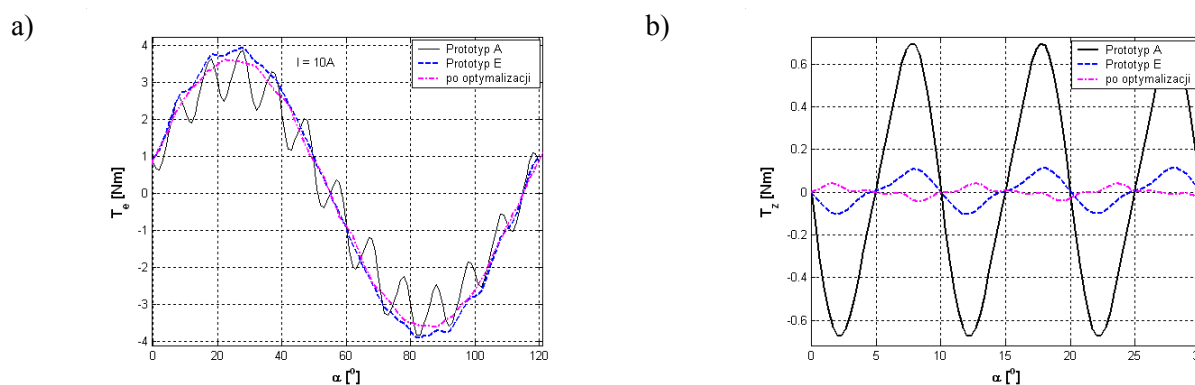
Rys.5.1. Para biegunów wirnika w procesie poszukiwania optymalizacji pod kątem minimalizacji momentu zaczepowego (a) oraz wybrane zmienne decyzyjne (b)

Dla rozważanego silnika i przyjętej funkcji celu, przykładowy przebieg wartości funkcji przystosowania F_p procesu obliczeniowego w kolejnych 100 generacjach dla najlepszego chromosomu, przedstawia rysunek 5.2.



Rys.5.2. Przebieg funkcji przystosowania F_p w procesie obliczeniowym w kolejnych generacjach, dla najlepszego chromosomu

Na rysunku 5.3 przedstawiono zmienność kątową momentu elektromagnetycznego oraz zaczepowego dla najlepszego rozwiązania po przeprowadzonej modyfikacji oraz optymalizacji, w porównaniu z konwencjonalnym silnikiem (prototyp A silnika BLDC).



Rys.5.3. Porównanie zmienności kątowych momentu elektromagnetycznego (a) oraz momentu zaczepowego (b) dla przeprowadzonej modyfikacji i optymalizacji obwodu magnetycznego wirnika (najlepsze rozwiązania w porównaniu z prototypem A silnika)

Na podstawie uzyskanych wyników obliczeń można stwierdzić, że poszukiwane rozwiązanie znajduje się zawsze w zbiorze rozwiązań dopuszczalnych. Z dużym prawdopodobieństwem można stwierdzić, że uzyskiwano rozwiązania zbliżone do optimum globalnego. W tabeli 5.1 zamieszczono wyniki obliczeń silnika po optymalizacji, w porównaniu z prototypem E oraz z prototypem A silnika o konwencjonalnej budowie.

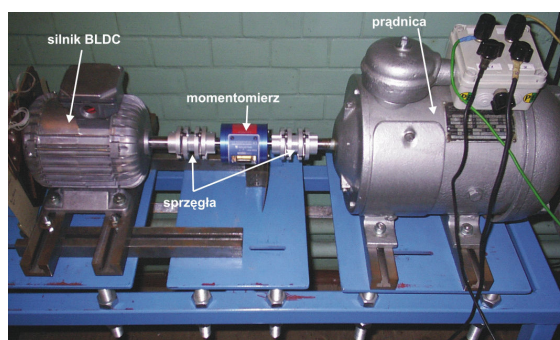
Tabela 5.1 Wyniki obliczeń momentów przy prądzie znamionowym

Model silnika	Parametr [°]		$T_{z \max}$ [Nm]	$T_{e \max}$ [Nm]	$T_{e \min}$ [Nm]	$T_{e \text{ av}}$ [Nm]	τ [%]	ε [%]	B_{\max} [T]
Konstrukcja silnika po optymalizacji	$\beta = 48$	$\gamma = 32$	0.04	3.65	3.10	3.60	1.09	15.28	0.87
Prototyp E	$\beta = 45$	$\gamma = 22$	0.11	3.94	3.32	3.67	2.79	16.89	0.85
Prototyp A	$\beta = 0$	$\gamma = 47$	0.67	4.5	1.9	3.409	14.89	76.269	0.80

Jak pokazano, program optymalizacyjny bazujący na algorytmie genetycznym jest skutecznym narzędziem do optymalizacji i projektowania silników prądu stałego wzbudzanych magnesami trwałymi.

6. Opis stanowiska pomiarowego

Badania modeli fizycznych silników przeprowadzono na Politechnice Opolskiej w laboratorium Katedry Maszyn Elektrycznych. Na rysunku 6.1. widoczne jest stanowisko pomiarowe z badanym silnikiem BLDC małej mocy. Stanowisko pomiarowe składało się z badanego silnika, prądnicy, zasilacza stabilizowanego, przyrządów pomiarowych i rejestrujących. Do pomiaru prędkości i momentu zastosowano tensometryczny przetwornik obrotowo-impulsowy (momentomierz tensometryczny – E300-RWT1-02) współpracujący z interfejsem firmy Sensor Technology LTD (rys.6.2).



Rys.6.1. Widok stanowiska pomiarowego z prototypem silnika BLDC

Użyte sprzęgła do połączenia silnika oraz prądnicy z momentomierzem należą do grupy sprzęgieł membranowych podwójnych.



Rys.6.2. Momentomierz tensometryczny (a),wyświetlacz z wbudowanym interfejsem (b) sprzęgła (c)

7. Podsumowanie

Cele pracy jakie zostały sformułowane i założone zostały w pełni osiągnięte. Mimo że literatura prezentująca problematykę redukcji pulsacji momentu w silnikach BLDC jest bardzo bogata, to odczuwa się wyraźny brak kompleksowego ujęcia możliwych metod redukowania niekorzystnych pulsacji momentu. W pracy zdecydowano się zbadać różne metody redukcji momentu zaczepowego, co pozwala spojrzeć całościowo na rozważany problem. Najważniejszym osiągnięciem pracy jest przedstawienie i usystematyzowanie wiedzy z zakresu zasad ograniczania składowej dominującej pulsującej, zawartej w użytecznym momencie w silnikach bezszczotkowych prądu stałego.

W pracy przedstawiono szeroki zakres zagadnień związanych z metodami ograniczania pulsacji momentu elektromagnetycznego w bezszczotkowych silnikach prądu stałego z magnesami trwałymi (BLDC). Ograniczenie pulsacji momentu osiągnięto przez odpowiednie zaprojektowanie obwodu magnetycznego. Zbudowanie optymalnego obwodu magnetycznego pod kątem redukcji głównej składowej pulsującej momentu elektromagnetycznego (momentu zaczepowego) polegało na zmianie: kształtu bądź konstrukcji rdzenia stojana oraz magnesów trwałych, sposobu magnetyzacji magnesów trwałych, zastosowaniu odpowiedniego rodzaju uzwojeń. Dla wybranych metod ograniczania momentu zaczepowego przeprowadzono optymalizację oraz modyfikację obwodu magnetycznego poprzez zmianę takich parametrów jak: szerokości szczeliny powietrznej, wysokości, rozpiętości kątowej i grubości magnesu, kształtu i kierunku magnesowania magnesu.

W tabeli 7.1 zestawiono te rozwiązania wybranych konstrukcji silników, które wykazały znaczną redukcję momentu zaczepowego, a wartość momentu średniego nie uległa znacznemu zmniejszeniu i nie różniła się więcej niż 10% w porównaniu z prototypem A silnika.

Tabela 7.1 Wyniki obliczeń momentów oraz pulsacji

Metoda	$T_{z\ max}$	$\frac{T_{z\ max}}{T_{z\ max\ A}}$	$T_{e\ av}$	$\frac{T_{eav}}{T_{eavA}}$	ε	$\frac{\varepsilon}{\varepsilon_A}$
	[Nm]	-	[Nm]	-	[%]	-
Prototyp A**	0.67	1	3.409	1	76.27	1
Ciągła magnetyzacja typu Halbach ($\beta=30^\circ$)	0.38	0.57	3.440	1.01	21.71	0.28
Dyskretna magnetyzacja typu Halbach (Prototyp D**)	0.30	0.45	3.048	0.89	56.43	0.70
Zmienny wektor magnetyzacji o stałej rozpiętości kątowej, model 2 (N=2, $\beta=40^\circ$)	0.21	0.31	3.480	1.02	22.13	0.29
Zmienny wektor magnetyzacji o stałej rozpiętości (N=3, $\beta=45^\circ$)	0.06	0.09	3.660	1.07	15.85	0.21
Zmienny wektor magnetyzacji o stałej rozpiętości kątowej (N=4, $\beta_2=22.5^\circ$, $\beta_1=65^\circ$)	0.07	0.10	3.41	1.00	15.54	0.20
Zmienny wektor magnetyzacji o różnej rozpiętości kątowej (Prototyp E**)	0.11	0.16	3.67	1.08	16.89	0.22
Zmienny wektor magnetyzacji o różnej rozpiętości kątowej (N=5, $\gamma=18^\circ$)	0.14	0.21	3.42	1.00	18.42	0.24
Niesymetryczne ułożenie magnesów na wirniku ($\beta=54^\circ$)	0.08	0.12	3.249	0.95	14.65	0.19
Silnik ze stojanem mostowym	0.05	0.07	3.26	0.96	13.80	0.18
Zastosowanie klinów w żłobkach ($\delta_k=0.5$, $\mu_r=10$)	0.18	0.27	3.39	0.99	18.70	0.24
Wcięcia na zębach stojana ($h_z=0.67$)	0.23	0.34	3.22	0.94	22.20	0.29
Pseudoskos magnesów trwałych (N=3)	0.05	0.07	3.59	1.05	12.98	0.17
Silnik ze skosem żłobków (Prototyp B**)	0.26	0.39	*	*	25.64	0.34
Zastosowanie uzwojenia ułamkowego (Prototyp C**)	0.16	0.24	*	*	27.27	0.36

* ze względu na inne parametry uzwojeń nie zostały porównane wartości momentu

** metody zweryfikowane pomiarowo na prototypach silników

Na podstawie wykonanych obliczeń symulacyjnych pod kątem redukcji pulsacji momentu nasuwają się następujące wnioski.

- Szczegółową analizę pod kątem redukcji momentu zaczepowego wykonano dla modeli fizycznych silników tzn. silnika ze skosem żłobków (prototyp B) oraz silnika o niecałkowitej liczbie żłobków na biegun i fazę (prototyp C). Konstrukcje te zapewniają znaczące obniżenie wartości momentu zaczepowego, przy utrzymaniu wartości momentu użytecznego. Przypadek silnika z uzwojeniem ułamkowym wymaga zastosowania zwiększonej liczby biegunów wirnika z 6 do 8 w porównaniu z prototypem A. Zwiększa to koszt budowy takiego silnika. Podstawową zaletą takiej konstrukcji silnika jest znacząco większa wartość momentu użytecznego.
- Zastosowanie różnego typu magnesów do wzbudzenia pola magnetycznego w silnikach ma istotny wpływ na rozkład pola i parametry całkowite. Właściwości magnetyczne magnesu tj. remanencja, koercja oraz przenikalność względna zasadniczo wpływają na kształt charakterystyki odmagnesowania magnesu, a to z kolei wpływa na moment elektromagnetyczny.
- Wykonana modyfikacja obwodu magnetycznego dotyczyła kształtu magnesów trwałych oraz kierunku wektora magnetyzacji. Zmiana magnetyzacji magnesów trwałych przyczynia się do znacznego ograniczenia momentu zaczepowego. Wyniki symulacji mogą być wykorzystane w procesie optymalizacji konstrukcji przy określonej funkcji celu.
- Zastosowanie silnika ze stojanem mostowym jest rozwiązaniem, które praktycznie ogranicza pulsacje momentu elektromagnetycznego do zera i należy do metod najbardziej skutecznych. Zasadniczą wadą takiego rozwiązania jest skomplikowana konstrukcja rdzenia stojana.
- Zastosowanie skosu żłobków w stojanie skutecznie ogranicza pulsacje momentu, podobnie jak zastosowanie pseudoskosu lub skosu biegunów wirnika. Pseudoskos biegunów wirnika jest alternatywną formą zmniejszania amplitudy momentu zaczepowego w stosunku do skosu ciągłego biegunów. Jego skuteczność zasadniczo poprawia się wraz ze zwiększeniem liczby segmentów – magnesów wzdłuż osi wału.

Do oryginalnych osiągnięć autora należy przede wszystkim zaliczyć:

- Przedstawienie wszechstronnej analizy dwu i trójwymiarowego pola magnetycznego i analizy parametrów całkowitych tj. momentu elektromagnetycznego, momentu zaczepowego, SEM w poszczególnych pasmach uzwojonego stojana, indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej oraz strumienia skojarzonego z kolejnymi pasmami uzwojenia,
- Dokonanie modyfikacji struktury geometrycznej i magnetycznej na wybranym modelu numerycznym silnika BLDC,
- Opracowanie sparametryzowanych dwu i trójwymiarowych modeli numerycznych analizowanych silników BLDC z magnesami trwałymi oraz napisanie własnych procedur obliczeniowych, umożliwiających wykonywanie symulacji z zastosowaniem programu dwu i trójwymiarowego, bazującego na metodzie elementów skończonych,
- Analizę podstawowych sposobów ograniczania pulsacji momentu przedstawiając ich wady, zalety oraz problemy konstrukcyjne,
- Zbudowanie stanowiska pomiarowego do wyznaczania momentu oraz dwóch prototypów silników magnetoelektrycznych. Skonstruowanie prototypów poprzedzono budową trójwymiarowych modeli polowych. Wyniki obliczeń wybranych parametrów całkowitych dały zadowalającą zbieżność z pomiarami. Stanowiło to podstawę do kontynuacji badań, których kolejnym etapem było przeprowadzenie optymalizacji obwodu magnetycznego z zastosowaniem algorytmów genetycznych,
- W wyniku pracy powstało uniwersalne narzędzie do projektowania i optymalizacji silników z magnesami trwałymi. Podobne postępowanie można zastosować do projektowania silników synchronicznych z magnesami trwałymi.

Wykaz dorobku naukowego autora

- [1] **Jagiela M., Kowol M., Młot A.:** *Modelowanie pola elektromagnetycznego przy wymuszeniu napięciowym na przykładzie jednofazowego dławika małej mocy*, Studencki Ruch Naukowy – wyzwania XXI wieku, Materiały Międzynarodowej Konferencji Studenckich Kół Naukowych, Siedlce 2002r., nauki ścisłe, s. 141-145.
- [2] **Jagiela M., Kowol M., Młot A.:** *Obliczanie stanów niestabilnych metodami polowo – obwodowymi na przykładzie dławika małej mocy*, Zeszyty Naukowe Politechniki Opolskiej, Opole, 2002, s. 115-124.

- [3] **Jagiela M., Kowol M., Młot A.:** *Zastosowanie algorytmu ewolucyjnego do estymacji parametrów modelu matematycznego transformatora*, Przegląd Elektrotechniczny, 1'2004, s. 58-61.
- [4] **Kowol M., Młot A.:** *Porównanie efektywności algorytmów deterministycznych i ewolucyjnych w zastosowaniu do estymacji parametrów transformatora 1-fazowego*, Zeszyty Naukowe Politechniki Opolskiej, Opole, 2004, s. 43-53.
- [5] **Łukaniszyn M., Kowol M., Młot A.:** *Estymacja parametrów modelu matematycznego transformatora 1-fazowego*, XL Międzynarodowe Sympozjum Maszyn Elektrycznych, SME 2004, Hajnówka, 2004, s. 446-451.
- [6] **Kowol M., Młot A.:** *Doświadczenia z użytkowania programu FLUX3D na przykładzie bezszczotkowych silników prądu stałego*, Zeszyty Naukowe Politechniki Opolskiej Seria Informatyka, Opole, 2005, s. 139-150.
- [7] **Łukaniszyn M., Młot A.:** *Trójwymiarowa analiza pola magnetycznego w bezszczotkowym silniku prądu stałego z magnesami trwałymi*, Materiały XII Sympozjum „Podstawowe Problemy Energoelektroniki i Elektromechaniki”, PPEE'2005, s. 41-44 .
- [8] **Łukaniszyn M., Młot A.:** *Analiza momentu elektromagnetycznego i składowych pulsujących w bezszczotkowym silniku prądu stałego wzbudzonym magnesami trwałymi*, XLI Międzynarodowe Sympozjum Maszyn Elektrycznych, SME 2005, Jarnołtówek, 2005, s. 157-162 .
- [9] **Młot A.:** *Wpływ rodzaju magnesów trwałych na wybrane parametry elektromechaniczne bezszczotkowego silnika prądu stałego*, Zeszyty Naukowe Politechniki Opolskiej, Seria Informatyka, Opole, 2005, Nr. 302/2005, s. 119-128.
- [10] **Łukaniszyn M., Młot A.:** *Analiza momentu elektromagnetycznego i składowych pulsujących w bezszczotkowym silniku prądu stałego wzbudzonym magnesami trwałymi*, Przegląd Elektrotechniczny, 1'2005, s. 21-25.
- [11] **Młot A.:** *Wpływ magnetyzacji typu Halbach magnesów trwałych na moment elektromagnetyczny w bezszczotkowym silniku prądu stałego*, VII Międzynarodowe Warsztaty Doktoranckie, OWD 2005, Vol. 2, s. 321-326.
- [12] **Młot A., Łukaniszyn M.:** *Wpływ modyfikacji obwodu magnetycznego na moment w bezszczotkowym silniku prądu stałego*, IX Konferencja Naukowa Zastosowania Komputerów w Elektrotechnice, ZkwE, 10-12 kwietnia 2006, Poznań, 2006, s. 279-280.
- [13] **Łukaniszyn M., Młot A.:** *Influence of the magnetic circuit modifications on the electromagnetic torque in a BLDC motor*, Monografia, PAN, 2006, pp. 268-277.
- [14] **Łukaniszyn M., Młot A.:** *Wpływ zmiennego wektora magnetyzacji na moment zaczepowy bezszczotkowego silnika prądu stałego*, Międzynarodowe Sympozjum Maszyn Elektrycznych, SME 2006, 3-6 July, Kraków, s.111-114.
- [15] **Łukaniszyn M., Młot A.:** *Wpływ zmiennego wektora magnetyzacji na moment zaczepowy bezszczotkowego silnika prądu stałego*, Elektrotechnika i Elektronika, tom 25, zeszyt 2, 2006, s.177-181.
- [16] **Łukaniszyn M., Młot A.:** *Analysis of a BLDC Motor with Fractional Slot Winding*, XV International Symposium Micromachines and Servodrives, 17-21 September 2006, Soplicowo-Poland, pp. 89-95.
- [17] **Łukaniszyn M., Młot A., Mrozek A.:** *Electromagnetic Torque of Permanent Magnet Motor with a Bridged Stator*, XV International Symposium Micromachines and Servodrives, 17-21 September 2006, Soplicowo-Poland, pp.224-230.
- [18] **Łukaniszyn M., Młot A.:** *Minimization of Torque Pulsations in Brushless DC Motor*, International Conference on Low Voltage Electrical Machines, Brno, Czech Republic, November, LVEM 2006, pp.188-194.
- [19] **Młot A., Mrozek A.:** *Analysis of electromagnetic torque in permanent magnet motors with bridged stator and magnet poles arranged according to halbach array*, International Conference on Low Voltage Electrical Machines, Brno, Czech Republic, November, LVEM 2006, pp.217-224.
- [20] **Łukaniszyn M., Młot A.:** *Analysis of a BLDC motor with fractional slot winding*, Proceedings of Electrotechnical Institute, Issue 229, 2006, pp.115-125.
- [21] **Młot A.:** *Redukcja momentu zaczepowego w silniku BLDC ze stojanem mostowym jako stosunkowo nowe podejście konstrukcyjne*, Zeszyty Naukowe Politechniki Opolskiej, 2007 (w druku).
- [22] **Młot A.:** *Konstrukcyjne metody ograniczania pulsacji momentu elektromagnetycznego w bezszczotkowym silniku prądu stałego z magnesami trwałymi*, Zeszyty Naukowe Politechniki Opolskiej, 2007 (w druku).
- [23] **Łukaniszyn M., Młot A.:** *Redukcja pulsacji momentu w silniku BLDC poprzez modyfikację ułożenia stojana*, Międzynarodowe Sympozjum Maszyn Elektrycznych, SME 2007, 2-5 lipiec, Poznań (w druku).
- [24] **Łukaniszyn M., Młot A.:** *Torque characteristics of BLDC motor with multipolar excitation*, XIV International Symposium on Theoretical El. Engg. (ISTET), 20th – 23rd June, Szczecin, 2007, pp.88.