OPEN ACCESS

PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY

Jakub KUCIA
ORCID: [1]0009-0005-8784-1690
DOI: 10.15199/48.2025.11.3

Projekt i analiza wysokoobrotowego silnika reluktancyjnego przełączalnego

Design and analysis of a high-speed switched reluctance motor

[1] inż. Jakub Kucia, Akademia Górniczo-Hutnicza im. Stanisława Staszica w Krakowie, Katedra Energoelektroniki i Automatyki Systemów Przetwarzania Energii, al. Mickiewicza 30, 30-059 Kraków, e-mail: jakubkucia@student.agh.edu.pl

Adres do korespondencji: jakubkucia@student.agh.edu.pl

Streszczenie: W artykule zaprezentowano projekt wysokoobrotowego silnika reluktancyjnego przełączalnego (SRM - switched reluctance motor) oraz przedstawiono analizę uzyskanych wyników symulacyjnych. Zaprezentowano między innymi wpływ kątów sterowania θ na wybrane parametry silnika takie jak: wartość średniego generowanego momentu, czy stosunek średniej wartości momentu do wartości skutecznej prądu pasmowego. Na podstawie uzyskanych parametrów geometrycznych, magnetycznych oraz elektrycznych silnika model symulacyjny został wykonany w oprogramowaniu Ansys Maxwell, a wyniki uzyskano przy pomocy metody elementów skończonych.

Słowa kluczowe: silnik reluktancyjny przełączalny, silnik wysokoobrotowy, projekt silnika elektrycznego, metoda elementów skończonych

Abstract: This article presents the design of a high-speed switched reluctance motor (SRM) and analyzes the obtained simulation results. The article discusses the effect of control angles θ on selected motor parameters, such as the mean generated torque and the ratio of the mean torque to the phase current. Based on the obtained geometric, magnetic, and electrical parameters of the motor, a simulation model was developed in Ansys Maxwell software, and the results were obtained using the finite element method.

Keywords: switched reluctance motor, high-speed engine, electric motor design, finite element method

Wstęp

Silniki elektryczne mogące osiągać wysokie prędkości obrotowe stanowią prężnie rozwijającą się gałąź maszyn elektrycznych. W zależności od konkretnego zastosowania wybierany jest odpowiedni typ maszyny. Obecnie najpowszechniej stosuje się [1–4]:

- silniki indukcyjne (IM)
- silniki synchroniczne z magnesami trwałymi (PMSM)
- silniki reluktancyjne (SRM)

Najpowszechniejszymi silnikami są silniki indukcyjne oraz PMSM, lecz ze względu na szereg zalet SRM jest bardzo konkurencyjną konstrukcją. SRM posiada prostą budowę: stojan składa się z pakietowanych blach z wystającymi biegunami, na które jest nawinięte uzwojenie. W porównaniu do silnika indukcyjnego, czy PMSM, w którym uzwojenie stojana jest rozłożone w SRM-ie jest ono skupione. W wirniku SRM-a nie ma uzwojeń ani magnesów trwałych dzięki czemu nie występują w nim straty przewodzenia. Tego typu konstrukcja nadaje się do pracy przy wysokich prędkościach obrotowych i wysokiej temperaturze. SRM posiada sprawność porównywalną bądź większą od silnika PMSM przy średnich i wysokich prędkościach obrotowych [4]. Fakt, że poszczególne pasma silnika są od siebie elektrycznie odizolowane wpływa na to, że praktycznie nie występuje sprzężenie magnetyczne pomiędzy cewkami różnych pasm, a moment pochodzący od różnych pasm jest od siebie niezależny. W przypadku uszkodzenia jednego z pasm silnik ten nadal może pracować przy obniżonej sprawności, co nie jest możliwe w silniku indukcyjnym [5].

Silnik reluktancyjny przełączalny nie jest jednak pozbawiony wad. Do jego najistotniejszych cech negatywnych zalicza się: tętnienie generowanego momentu elektromagnetycznego, konieczność stosowania układów pomiarowych do sprzężenia zwrotnego w układzie regulacji, hałas i wibracje [4], [6]. SRM wymaga stosowania dedykowanych przekształtników do zasilania. Nietypowe konstrukcje przekształtników (niestosowane w innych silnikach elektrycznych) są trudno dostępne do zakupu przez co w procesie prototypowym może być konieczne samodzielne zbudowanie takiej konstrukcji.

Obecnie wysokoobrotowe SRM-y są bardzo ciekawą i chętnie analizowaną konstrukcją [7–10]. Silnik ten może znaleźć wiele zastosować w przemyśle, a także w bardzo wyspecjalizowanych aplikacjach jak przemysł lotniczy [11, 12] czy medyczny [6]. Posługując się metodą elementów skończonych możemy uprościć proces projektowy, wyeliminować konieczność wykonywania dużej ilości skomplikowanych obliczeń analitycznych, a także sparametryzować model uzyskując łatwość dopasowania parametrów silnika do danej aplikacji (od małych do dużych mocy i prędkości obrotowych) [13–15].

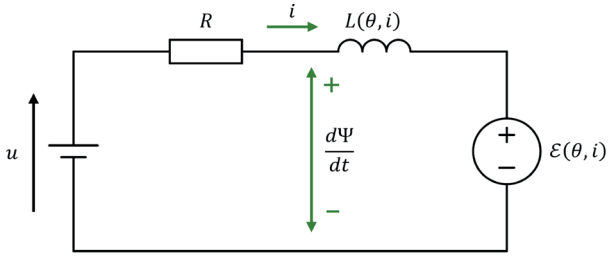
Model matematyczny silnika reluktancyjnego przełączalnego

Nieliniowe równanie różniczkowe opisujące napięcie pasma SRM-a przy pominięciu sprzężeń międzypasmowych jest opisane zależnością:

$$u = Ri + L(\theta, i)\frac{di}{dt} + \frac{dL(\theta,i)}{d\theta} i\omega \tag{1}$$

gdzie:
R – rezystancja jednego pasma silnika [Ω],
i – prąd pasmowy silnika [A],
L – indukcyjność [H],
θ – kąt położenia wirnika [rad, lub °],
ω – prędkość kątowa [rad/s]

Równanie napięciowe SRM-a składa się z 3 wyrażeń: spadku napięcia na rezystancji, spadku napięcia na indukcyjności oraz generowanej siły elektromotorycznej. Równanie to jest dokładnym równaniem jednego pasma SRM-a. Gdy rdzeń magnetyczny SRM ulega nasyceniu, przenikalność, a tym samym indukcyjność, maleje. Jeżeli silnik nie będzie nasycony magnetycznie indukcyjność nie będzie zależała od prądu, a jedynie od kąta położenia wirnika [4]. Doprowadzenie rdzenia silnika do bardzo dużego nasycenia nie jest pożądane. Mała wartość energii elektrycznej jest w tedy zamieniana na energię mechaniczną, co skutkuje niską sprawnością przetwarzania energii. Nie oznacza to, że SRM musi pracować jedynie na liniowej części charakterystyki. Koenergia w SRM-ach rośnie wraz ze stopniem nasycenia co powoduje, że zdolność do wytworzenia momentu obrotowego poprawia się, gdy rdzeń magnetyczny pracuje w obszarze nasyconym [4].



Rys. 1. Schemat zastępczy jednego pasma SRM-a (na podstawie [4], [6], [16])

Na podstawie równania (1) można wykonać schemat zastępczy jednego pasma SRM-a. Schemat przedstawiono na rysunku 1. Moment elektromagnetyczny jednego pasma silnika jest opisany poniższą zależnością [4], [6]:

$$T_e = \frac{1}{2}\frac{dL(\theta,i)}{d\theta} i^2 \tag{2}$$

gdzie:
L – indukcyjność [H],
θ – kąt położenia wirnika [rad, lub °],
i – prąd pasmowy silnika [A]

Powyższa zależność jest nieliniowa oraz trudna do obliczenia w sposób analityczny, dlatego przydatną metodą w analizie jest metoda elementów skończonych, która zostanie zastosowana w dalszej części artykułu.

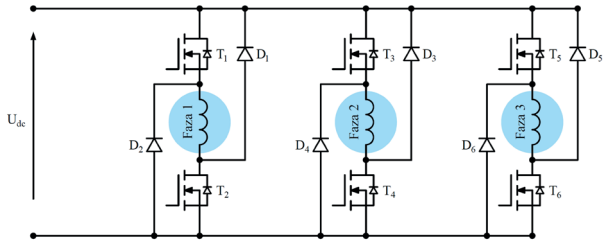
Układ zasilania silników reluktancyjnych przełączalnych

SRM do pracy wymaga przekształtnika. SRM wytwarza moment niezależne od kierunku prądu w uzwojeniach, dlatego w przeciwieństwie do falowników zasilających silniki indukcyjne, czy silniki z magnesami trwałymi przekształtnik musi zapewniać jedynie prąd unipolarny. Dodatkowo w przekształtniku do SRM-a nie jest wymagane stosowanie czasu martwego jak w przypadku zwykłego falownika, co może zwiększyć jego niezawodność.

SRM-a można zasilać za pomocą jedną z wielu dostępnych topologii przekształtników. Najczęściej stosowanym rodzajem przekształtnika do SRM-a jest asymetryczny przekształtnik mostkowy [4], [6], czyli półmostek typu H (rys. 2). Najczęstszym sposobem zasilenia przekształtnika jest użycie prostownika diodowego z dołączonym kondensatorem na jego wyjściu.

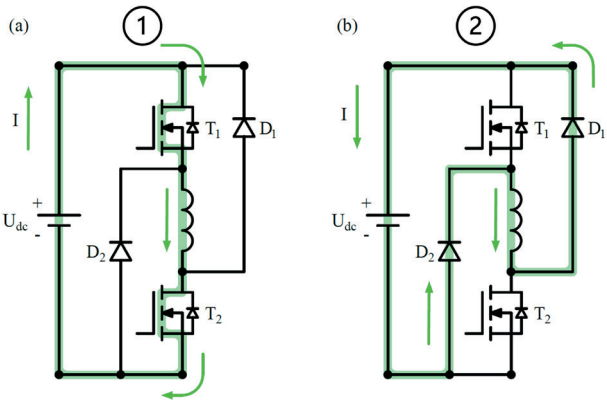
Innymi przykładowymi konstrukcjami stosowanych przekształtników są [4], [6]:
- przekształtnik (N+1) – łącznikowy (np. przekształtnik typu C-Dump)
- przekształtnik N – łącznikowy (np. przekształtnik z dzieloną pojemnością na zasilaniu DC)
- asymetryczny trójpoziomowy przekształtnik typu NPC

W przekształtniku (rys. 2) zostało zastosowane sterowanie prądowe z modulacją bipolarną (twarde przełączanie). Sterowanie prądowe jest proste w analizie oraz w implementacji [6].



Rys. 2. Asymetryczny przekształtnik mostkowy dla SRM-a 3-pasmowego

Modulacja bipolarna (rys. 3) zawdzięcza swoją nazwę naprzemiennej zmianie napięcia pasma silnika pomiędzy $+U_{dc}$ oraz $-U_{dc}$. Metoda ta jest najprostsza w implementacji, zapewnia dobre kształtowanie przebiegu rzeczywistego prądu oraz nadaje się do prostych układów sterowania. Niestety powoduje tętnienia prądu w kondensatorze źródła napięcia stałego, a także wytwarzanie dużych strat w przekształtniku oraz samym silniku z powodu zwiększonej częstotliwości przełączania elementów półprzewodnikowych [6]. Innym problemem jest również wzrost podatności silnika na drgania, czyli większy poziom wibroakustyki.



Rys. 3. Cykle pracy jednego pasma przekształtnika: (a) oba klucze załączone, U_{dc} podawane na pasmo silnika; (b) oba klucze wyłączone, $-U_{dc}$ podawane na pasmo silnika (na podstawie [4])

Istnieje również druga wersja sterowania prądowego: modulacja unipolarna (miękkie przełączanie) [4], [6], [16]. Metoda ta jest szerzej stosowana w praktyce, niweluje wady modulacji bipolarnej, lecz potrzebne jest w niej niezależne sterowanie oboma tranzystorami w jednej gałęzi przekształtnika.

Projekt silnika reluktancyjnego przełączalnego (SRM)

Przedmiotem projektu jest wysokoobrotowy silnik reluktancyjny przełączalny (SRM). Obliczenia analityczne są procesem długotrwałym. Na podstawie zdefiniowanych założeń projektowych (tabela 1), przedstawionych w dalszej części rozdziału rozważań merytorycznych oraz obliczeń analitycznych wykonanych na podstawie powszechnie znanych zależności matematycznych dla silników reluktancyjnych [1], [4], [6], [16] możliwe jest uzyskanie wszystkich niezbędnych wymiarów geometrycznych, parametrów magnetycznych oraz elektrycznych silnika służących do zbudowania modelu symulacyjnego rozwiązywanego metodą MES.

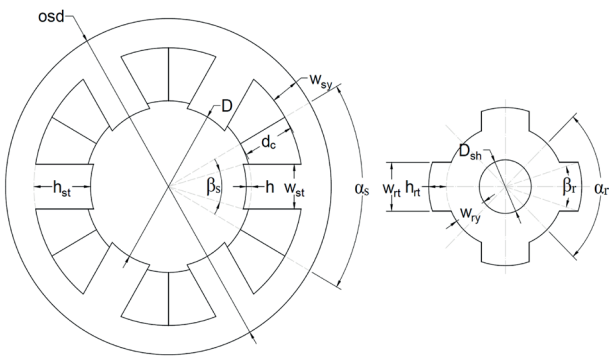
Tabela 1. Podstawowe parametry silnika

Parametr	Wartość
Znamionowa moc wyjściowa	$P_N = 7{,}5$ kW
Znamionowa prędkość obrotowa	$n_N = 15000\ \frac{\text{obr}}{\text{min}}$
Znamionowy moment obrotowy	$T_N = 4{,}77$ Nm
Pożądana sprawność silnika	$\eta \geq 90\ \%$
Konfiguracja biegunów	6/4
Liczba pasm silnika	3
Wartość napięcia zasilania U_{dc} silnika	540 V

W wysokoobrotowych SRM-ach najczęściej stosuje się konstrukcje trójpasmowe [7], [9], [17–19], dwupasmowe [20–23], a nawet jednopasmowe [24–26]. Zdecydowano się na konstrukcję trójpasmową o konfiguracji biegunów 6/4, która będzie mogła rozwinąć prędkość 15 000 obr/min. Konstrukcje dwu oraz jednopasmowe są częściej używane przy ultra wysokich prędkościach obrotowych (nawet 1 000 000 obr/min) [27]. Dodatkowo konstrukcja trójpasmowa zapewni uzyskanie odpowiedniej wartości momentu rozruchowego, gdzie już rozwiązanie dwupasmowe ma problem z uzyskaniem odpowiednio wysokiego momentu rozruchowego.

Ważnym aspektem przy projektowaniu SRM-ów jest odpowiedni dobór wartości kątów β_s (kąt łuku bieguna stojana [rad], lub [°]) oraz β_r (kąt łuku bieguna wirnika [rad], lub [°]) przedstawione na rysunku 4. Dobór tych kątów wpływa na [6]:

- zdolność silnika do samorozruchu
- charakterystykę momentu statycznego w zależności od kąta położenia wirnika



Rys. 4. Geometria SRM-a: stojan oraz wirnik

W celu zapewnienia zdolności silnika do samorozruchu, gdy jedno z pasm osiąga koniec okresu przewodzenia, to znaczy pasmo to znajduje się w pozycji wyrównanej kolejne pasmo powinno być co najmniej na początku swojego okresu przewodzenia, to znaczy indukcyjność tego pasma powinna rozpocząć narastanie od pozycji niewyrównanej [4]. Dzięki takiemu podejściu silnik będzie mógł rozpocząć pracę bez względu na to w jakiej aktualnie pozycji znajduje się wirnik.

Kąty łuków bieguna stojana i wirnika w celu zapewnienia samorozruchu silnika muszą spełniać zależność [4, 6, 16]:

$$\beta_{s,r} \geq \frac{4\pi}{N_S N_r} = \frac{2\pi}{mN_r} = \frac{2\pi}{3\cdot 4} = \frac{\pi}{6}\ \text{rad} \tag{3}$$

gdzie:
N_S – liczba biegunów stojana,
N_r – liczba biegunów wirnika,
m – liczba pasm silnika

Dodatkowo w obliczeniach analitycznych jest wprowadzana ważna zależność między kątami β_s oraz β_r [4, 6, 16]:

$$\beta_r \geq \beta_s \tag{4}$$

gdzie:
β_r – kąt łuku bieguna wirnika,
β_s – kąt łuku bieguna stojana

Zależność maksymalnej wartości łuku bieguna stojana jest opisana zależnością [4, 16]:

$$\beta_s < \frac{2\pi}{N_r} - \beta_r \tag{5}$$

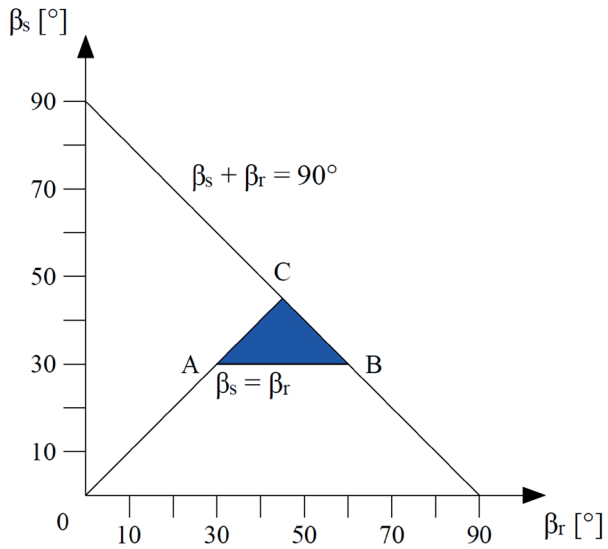
gdzie:
β_s – kąt łuku bieguna stojana,
β_r – kąt łuku bieguna wirnika,
N_r – liczba biegunów wirnika

Na podstawie zależności (3), (4), oraz (5) możliwe jest sporządzenie trójkąta możliwych do uzyskania kątów β_s oraz β_r dla danej konfiguracji silnika (rys. 5).

Parametry geometryczne oraz elektryczne projektowanego silnika, które posłużą do zbudowania modelu 2D w celu wykonania obliczeń MES zaprezentowano w tabeli 2.

Wyniki symulacji magnetostatycznych: metoda elementów skończonych

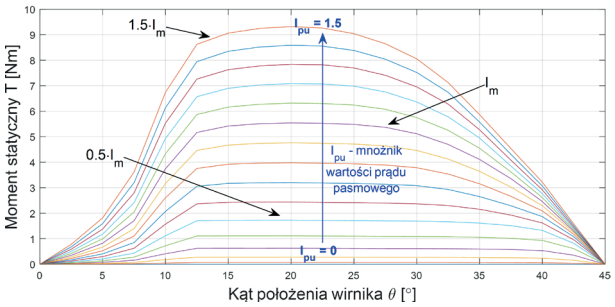
Symulacje magnetostatyczne są to analizy numeryczne pozwalające na wyznaczenie pól magnetycznych w badanych układach przy braku zmienności w czasie. We wszystkich przedstawionych wynikach



Rys. 5. Trójkąt możliwych kątów β_s i β_r dla konfiguracji 6/4 SRM-a 3-pasmowego (na podstawie [16])

symulacyjnych (symulacje magnetostatyczne oraz w domenie czasu) założono stałą temperaturę pracy silnika 60 °C, a także uwzględniono głębokość silnika L = 72,2 mm w symulacjach 2D.

Na rysunku 6 przedstawiono wykres momentu statycznego generowanego przez silnika w zależności od kąta położenia wirnika dla różnych wartości prądu pasmowego. Podczas badania momentu statycznego zasilane jest tylko jedno pasmo, a wirnik jest unieruchomiony. Zmieniając pozycję wirnika względem stojana bada się jak wartość generowanego momentu statycznego zmienia się dla zmiany wartości kąta położenia wirnika θ. Na osi poziomej θ = 0° odpowiada pozycji niewyrównanej, to znaczy w obwodzie magnetycznym występuje największa szczelina powietrzna, θ = 45° odpowiada pozycji wyrównanej to znaczy w obwodzie magnetycznym występuje najmniejsza szczelina powietrzna. Zmiana szczeliny powietrznej w silniku następuje samoczynnie ze względu na zastosowaną konstrukcję wirnika z wystającymi biegunami. Wraz ze wzrostem kąta θ wartość momentu rośnie. Dla kątów w przedziale 15°–25° generowany moment jest praktycznie na stałym poziomie. Wraz z dalszym wzro-



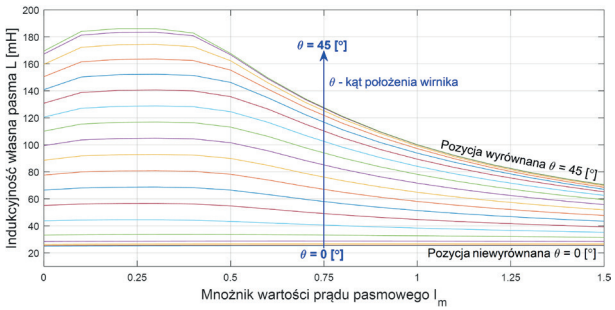
Rys. 6. Moment statyczny w zależności od kąta położenia wirnika $T(\theta)$ dla różnych wartości prądu pasmowego (I_m = 26,23 A – szczytowa wartość prądu pasmowego, I_{pu} – mnożnik z krokiem 0,1)

Tabela 2. Zbiorcze podsumowanie uzyskanych parametrów projektowanego silnika

Nazwa parametru	Wartość
Parametry stojana	
Średnica zewnętrzna stojana *osd* [mm]	125,3
Średnica wewnętrzna stojana *D* [mm]	60,1
Głębokość stojana *L* [mm]	72,1
Szerokość bieguna stojana w_{st} [mm]	16,8
Wysokość bieguna stojana h_{st} [mm]	21,7
Kąt łuku bieguna stojana β_s [°]	32,4
Szerokość jarzma stojana w_{sy} [mm]	10,9
Grubość klina *h* [mm]	2
Długość żłobka d_c [mm]	19,7
Parametry wirnika	
Szerokość bieguna wirnika w_{rt} [mm]	18,3
Wysokość bieguna wirnika h_{rt} [mm]	6,8
Kąt łuku bieguna wirnika β_s [°]	36
Szerokość jarzma wirnika w_{ry} [mm]	12,8
Średnica wału D_{sh} [mm]	20
Parametry uzwojenia	
Współczynnik wypełnienia żłobka stojana F_f (net-slot copper fill factor)[1]	0,35
Liczba zwojów w pojedynczej cewce N_{zw}	45
Gęstość prądu [28] $J\left[\frac{A}{mm^2}\right]$	8
Dobrany przewód uzwojenia stojana	SWG 16 o średnicy 1,626 mm
Pozostałe parametry silnika	
Długość szczeliny powietrznej *g* [mm]	0,5
Dobrany materiał ferromagnetyczny stojana oraz wirnika	Cogent Power – NO10
Współczynnik efektywnej długości pakietu (Stacking Factor) k_{st}	0,95
Wartość indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej *B* [T]	1,5
Wartość liniowego obciążenia prądowego [6], [28] $A_S\left[\frac{kA}{m}\right]$	25

[1] net-slot copper fill factor, czyli stosunek całkowitego pola przekroju miedzi w pojedynczej cewce bez izolacji do użytecznej powierzchni żłobka po odjęciu pola powierzchni izolacji żłobka oraz klina

stem kąta θ wartość generowanego momentu spada, aż do zera w pozycji wyrównanej. Maksymalna wartość momentu statycznego dla I_m = 26,23 A jest równa 5,536 Nm co jest wartością większą, niż wartość momentu obliczona analitycznie: 4,77 Nm. Potwierdza to zatem, że silnik jest zdolny do wytworzenia pożądanej wartości momentu [29]. Wstępne obliczenia analityczne oraz dobór parametrów został przeprowadzone prawidłowo. Jeżeli na tym etapie po przeprowadzeniu analizy silnik nie byłby w stanie wygenerować pożądanej wartości momentu należałoby wrócić do obliczeń analitycznych oraz dobrać inne wartości przyjętych parametrów w celu lepszej optymalizacji geometrii silnika.



Rys. 7. Indukcyjność własna pasma od prądu pasmowego silnika *L*(*i*) dla różnych wartości kąta położenia wirnika θ z krokiem 2,5° (I_m = 26,23 A)

Na rysunku 7 przedstawiono wykres indukcyjności własnej pasma od prądu pasmowego silnika $L(i)$ dla różnych kątów położenia wirnika θ – od pozycji niewyrównanej do pozycji wyrównanej. Dla pozycji θ = 0 [°] charakterystyka jest płaska, ponieważ materiał ferromagnetyczny nie ulega nasyceniu. Wartość indukcyjności własnej dla tego położenia wirnika zależy w głównej mierze od wielkości szczeliny powietrznej w pozycji niewyrównanej. Dla pozycji θ = 45 [°] charakterystyka ulega zakrzywieniu, ponieważ materiał ferromagnetyczny ulega nasyceniu. Kształt indukcyjności dla tej pozycji wirnika zależy w głównej mierze od zastosowanego materiału ferromagnetycznego oraz wielkości szczeliny powietrznej w pozycji wyrównanej.

Wyniki symulacji w domenie czasu (transient): metoda elementów skończonych

Symulacje typu transient to analizy numeryczne, w których uwzględnia się zmienność stanu układu w czasie. W tego typu symulacjach bada się dynamiczną zmianę wielkości fizycznych takich jak: pola elektromagnetyczne, natężenie prądu, przebiegi napięć, prędkość czy temperatury od momentu początkowego aż do określonego punktu w czasie. Symulacje transient dyskretyzuję się w czasie. Problemy rozwiązuje się iteracyjnie krok po kroku, często stosując metody numeryczne takie jak metoda Eulera, czy Rungego-Kutty. Symulacje przeprowadzono dla znamionowej prędkości obrotowej 15 000 obr/min.

Symulacje transient posłużyły do zaprezentowania wpływu parametrów sterowania (kąty załączenia θ_{on} oraz wyłączenia θ_{off} przewodzenia pasma) na wybrane parametry silnika. Kąty sterowania wpływają na generację momentu, wartości prądów pasmowych, wahania momentu, straty oraz sprawność. Kąt załączenia oraz wyłączenia przewodzenia pasma mówi o tym, kiedy zostanie załączony oraz wyłączony prąd w danym paśmie silnika względem położenia wirnika do tego pasma. Gdy biegun wirnika znajdzie się odpowiednio

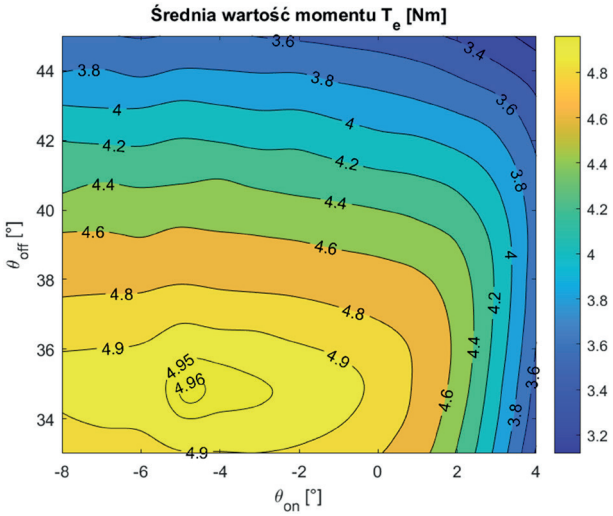
blisko bieguna stojana danego pasma w tym właśnie paśmie zostanie załączony prąd pasmowy w celu wytworzenia momentu. Gdy wirnik obróci się o pewien kąt i dalsze załączenie prądu w tym paśmie nie skutkowałoby dalszą generacją momentu, prąd pasmowy zostanie wyłączony.

Na wszystkich mapach (rys. 8. – rys. 11.) kąty na osi X oraz osi Y odnoszą się do położenia wirnika względem pasma A. Na osi poziomej kąt $\theta_{on} = 0°$ odpowiada niewyrównanej pozycji wirnika względem bieguna stojana pasma A. Na osi pionowej kąt $\theta_{off} = 45°$ odpowiada wyrównanej pozycji wirnika względem bieguna stojana pasma A. Kąty θ_{on} oraz θ_{off} dla pasma B oraz C są analogiczne, lecz przesunięte: dla pasma B kąty te są przesunięte o 60°, dla pasma C o 30°. Okres wynosi 90°.

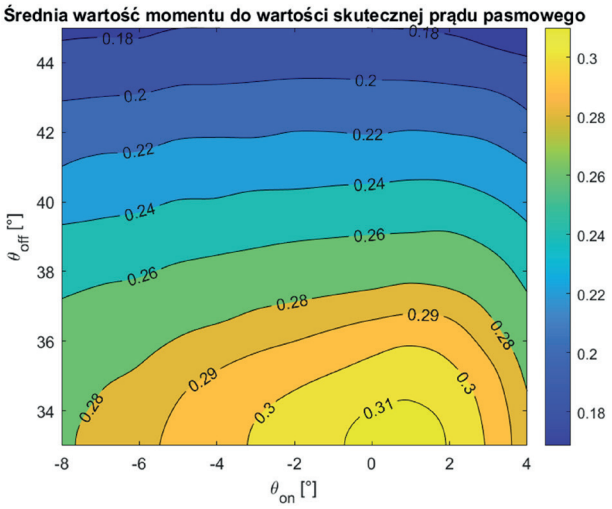
Dla kątów $\theta_{on} = -5°$ oraz $\theta_{off} = 35°$ (rys. 8.) średni generowany moment przez projektowany silnik jest największy i wynosi ok. 4,96 Nm. Wartość generowanego momentu jest inna, niż wartość momentu statycznego, ponieważ symulacja jest przeprowadzana w domenie czasu, a nie przy zablokowanym wirniku. Poprzez zmianę wartości tych kątów możemy regulować wartością generowanego momentu przez silnik.

Wartość skuteczna prądu pasmowego I_{RMS} (rys. 9.) osiąga największe wartości dla małych kątów θ_{on} oraz dużych wartości θ_{off}. Można w przybliżeniu uznać, że I_{RMS} zmienia się proporcjonalnie do tych wartości. Wartość I_{RMS} mówi również o właściwościach termicznych silnika, więc jeżeli to kryterium byłoby brane pod uwagę mapa ta jest bardzo przydatna.

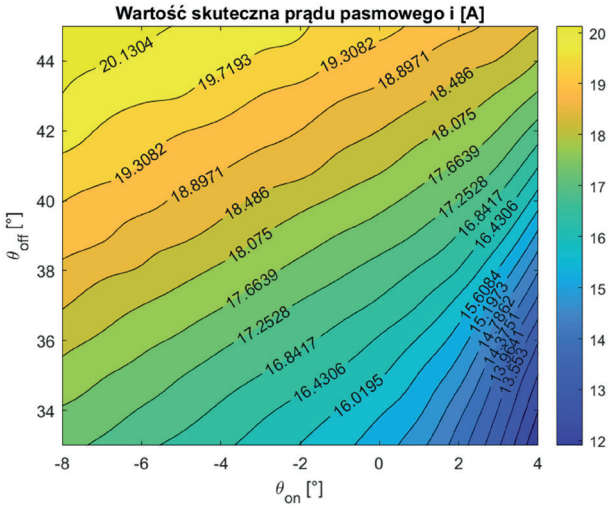
Stosunek średniej wartości momentu do wartości skutecznej prądu pasmowego (rys. 10.) pozwala pokazać dla jakich kątów uzyskamy maksymalny generowany przez silnik moment, przy minimalnej wartości skutecznej prądu pasmowego.



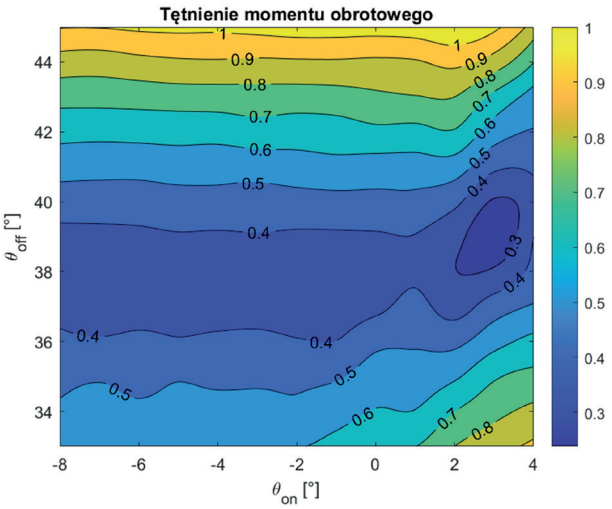
Rys. 8. Mapa średniego momentu T_e w zależności od kątów θ_{on} oraz θ_{off}



Rys. 10. Mapa średniej wartości momentu T_e do wartości skutecznej prądu pasmowego *i* w zależności od kątów θ_{on} oraz θ_{off}



Rys. 9. Mapa skutecznego prądu pasmowego *i* w zależności od kątów θ_{on} oraz θ_{off}



Rys. 11. Mapa tętnienia momentu obrotowego w zależności od kątów θ_{on} oraz θ_{off}

Tętnienie momentu obrotowego to stosunek różnicy maksymalnej i minimalnej wartości momentu do wartości średniej momentu.

$$(6)\quad tętnienie\ momentu = \frac{T_{e\,max} - T_{e\,min}}{T_{e\,śr}} = \frac{T_{e\,peak-to-peak}}{T_{e\,śr}}$$

Jak wynika z mapy tętnienia momentu obrotowego (rys. 11.) nie da się pogodzić ze sobą maksymalizacji generowanego momentu przy jednoczesnym zredukowaniu jego tętnienia. Tętnienie momentu dla maksymalnej wartości generowanego momentu, mimo że nie jest najmniejsze dalej jest na zadowalającym poziomie. Tętnienie momentu powyżej 1,2 jest nieakceptowalne [4]. W przypadku uzyskania wartości większych, należy zastosować działania mające na celu zminimalizowanie ich.

Dalsze symulację przeprowadzono dla kryterium maksymalizacji generowanego średniego momentu, czyli dla kątów θ_{on} = -5° oraz θ_{off} = 35°.

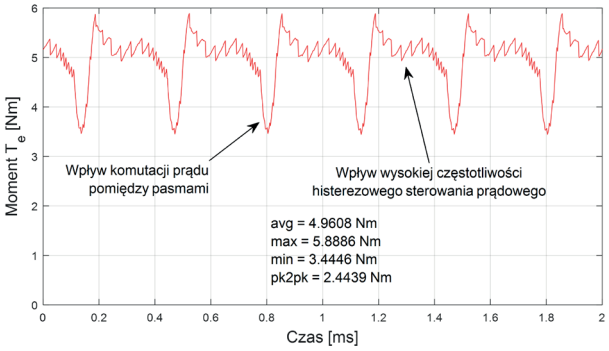
Należy pamiętać, że przedstawione mapy są dla konkretnej geometrii oraz punktu pracy silnika. Jeżeli jedna z tych rzeczy zostanie zmieniona, mapy te należy wykonać od nowa co jest procesem bardzo czasochłonnym.

Na rysunku 12 przedstawiono przebieg generowanego momentu w czasie. Średnia wartość momentu wynosi 4,9608 Nm. Wartość ta jest większa, niż moment założony w obliczeniach analitycznych (4,77 Nm), osiągnięto to dzięki odpowiedniemu doborowi geometrii silnika oraz kątów θ. Przebieg momentu nie jest stały w czasie, są widoczne jego tętnienia. Mniejsze tętnienia są spowodowane przez histerezowe sterowanie prądowe. Prąd w kolejnych pasmach jest załączany oraz wyłączany w celu utrzymania przebiegu prądu około pożądanej wartości. Większe tętnienia wynikają z wpływu komutacji prądu pomiędzy kolejnymi pasmami silnika.

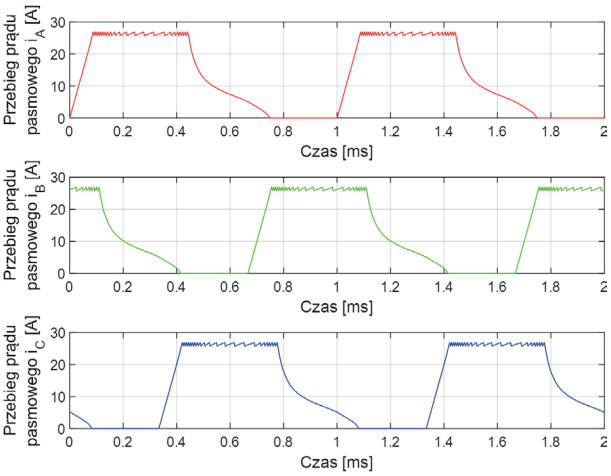
Na rysunku 13 zostały przedstawione przebiegi prądów pasmowych w czasie. Przebieg prądu w każdym paśmie posiada zbocze narastające, wahania wokół wartości zadanej oraz zbocze opadające. Zbocze narastające oraz opadające znacznie różni się w czasie trwania, powodem jest różnica w indukcyjności pasmowej w danej chwili czasu. Gdy prąd jest załączany w paśmie występuje mała indukcyjność wynikająca z faktu, że wirnik jest w pozycji około niewyrównanej. Gdy prąd jest wyłączany indukcyjność w paśmie jest duża, ponieważ wirnik jest w pozycji około wyrównanej. Indukcyjność wpływa na zmianę prądu w czasie. Przebiegi prądów są przesunięte względem siebie o 120° elektrycznych, okres elektryczny wynosi 1 ms.

Na rysunku 14 zostały przedstawione przebiegi strumieni sprzężenia magnetycznego w czasie. Gdy biegun wirnika zbliża się do bieguna stojana indukcyjność L w paśmie rośnie, a zarazem rośnie też strumień sprzężenia magnetycznego Ψ.

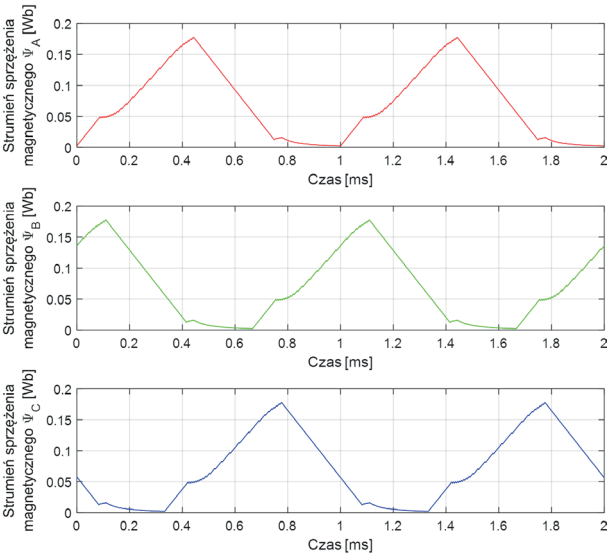
Maksymalna wartość strumienia jest w pozycji wyrównanej. Podczas oddala się bieguna wirnika od bieguna stojana indukcyjność L w paśmie maleje,



Rys. 12 Przebieg generowanego momentu w czasie



Rys. 13. Przebiegi prądów pasmowych w czasie



Rys. 14. Przebiegi strumieni sprzężenia magnetycznego w czasie

a zarazem maleje też strumień sprzężenia magnetycznego Ψ. Zmiany te następują zgodnie zależnością:

$$\Psi = L(\theta, i)i \tag{7}$$

gdzie:
L – indukcyjność [H],
θ – kąt położenia wirnika [rad, lub °],
i – prąd pasmowy silnika [A]

Uzyskane przebiegi są zgodne z oczekiwanymi. Porównując przebiegi w jednym wybranym paśmie z rysunku 13 oraz rysunku 14 widać, że prąd pasmowy narasta oraz oscyluje wokół zadanej wartości prądu, gdy strumień sprzężenia magnetycznego narasta. Przebieg prądu pasmowego maleje, gdy strumień opada [29].

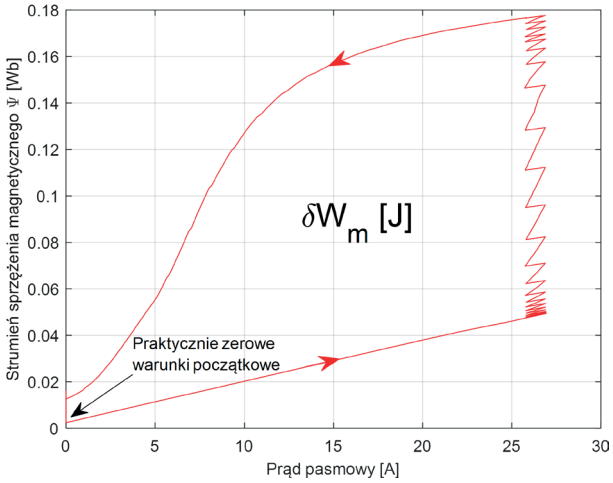
Na rysunku 15 przedstawiono przebieg strumienia sprzężenia magnetycznego od prądu fazowego silnika $\Psi(i)$ podczas jednego okresu elektrycznego silnika. Na początku okresu elektrycznego uzyskano praktycznie zerowe warunki początkowe (sprzężenia magnetyczne są pomijalnie małe). Pole zakreślane przez tę charakterystykę jest równe pracy mechanicznej silnika δW_m [J] w jednym okresie elektrycznym T [s], to znaczy pracy wykonanej pomiędzy pozycją wyrównaną, a niewyrównaną. Z pracy mechanicznej można obliczyć średni moment obrotowy generowany przez silnik. Pole, a zarazem praca mechaniczna silnika wynosi:

$\delta W_m = 2{,}5788$ J. Średni moment generowany przez silnik można obliczyć z pracy mechanicznej za pomocą wyrażenia przy założeniu, że sprzężenia magnetyczne międzypasmowe są pomijalnie małe [6]:

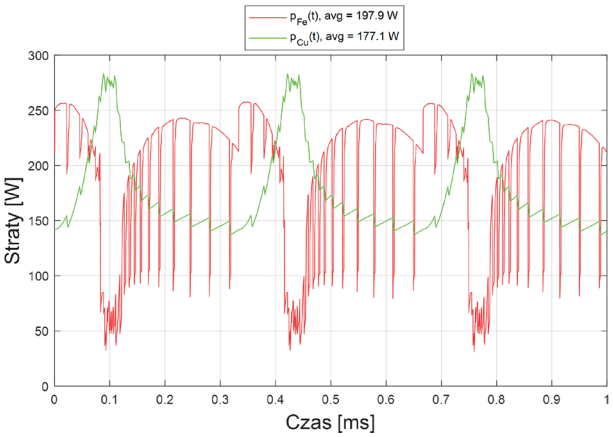
$$T_{e\,śr} = \frac{\delta W_m \cdot m \cdot N_r}{2\pi} = \frac{2{,}5788 \cdot 3 \cdot 4}{2\pi} = 4{,}9251 \text{ Nm} \tag{8}$$

gdzie:
δW_m – praca wykonana podczas jednego pełnego cyklu (skoku) maszyny [J],
m – liczba pasm silnika,
N_r – liczba biegunów wirnika

Na rysunku 16 przedstawiono przebiegi strat w materiale ferromagnetycznym silnika (straty w żelazie, kolor czerwony) oraz uproszczone strat w uzwojeniach (straty w miedzi, kolor zielony) w czasie. Pominięto przy tym rozważania na temat strat AC w miedzi. Średnia wartość strat w żelazie wynosi 197,9 W, średnia wartość strat w miedzi wynosi 177 W. Wartość strat w materiale ferromagnetycznym silnika jest stosunkowo niska dzięki zastosowaniu nisko stratnego materiału. Straty te stanowią ok. $\frac{197{,}9}{7792{,}4597} \cdot 100\,\% \cong 2{,}54\,\%$ całkowitej mocy silnika. Straty w miedzi osiągają maksimum, gdy straty w żelazie osiągają minimum



Rys. 15. Strumień sprzężenia magnetycznego od prądu fazowego silnika $\Psi(i)$



Rys. 16. Przebieg strat w czasie

i odwrotnie. Straty w miedzi wyznaczono zgodnie z prawem Joule'a według zależności:

$$p_{Cu}(t) = i_A^2(t) \cdot R_f + i_B^2(t) \cdot R_f + i_C^2(t) \cdot R_f = R_f \cdot \left(i_A^2(t) + i_B^2(t) + i_C^2(t)\right) \text{ [W]} \tag{9}$$

gdzie:
R_f – całkowita rezystancja pojedynczego pasma [Ω],
$i_a(t)$ – wartość chwilowa prądu pasma A [A],
$i_b(t)$ – wartość chwilowa prądu pasma B [A],
$i_c(t)$ – wartość chwilowa prądu pasma C [A]

Sprawność silnika można obliczyć według zależności:

$$\eta(t) = \frac{p_{shaft}(t)}{p_{shaft}(t) + p_{Cu}(t) + p_{Fe}(t) + P_m} \cdot 100\,\% \tag{10}$$

gdzie:
$p_{shaft}(t) = T_{em}(t) \cdot \omega(t) - P_m$ – moc wyjściowa silnika (moc na wale po odjęciu strat mechanicznych) [W],
$p_{Cu}(t)$ – straty w uzwojeniu silnika (w miedzi) [W],
$p_{Fe}(t)$ – straty w materiale ferromagnetycznym (w żelazie) [W],
P_m – straty mechaniczne (wartość stała w czasie) [W]

Do strat mechanicznych zalicza się straty pochodzące od oporów powietrza oraz tarcia łożysk. Dla dużych prędkości obrotowych straty te mogą osiągać wartość od 2 % do 5 % wartości mocy silnika [6]. Postanowiono założyć wartość strat mechanicznych na stałym poziomie równym 5 % całkowitej mocy silnika.

Na podstawie wyników uzyskanych za pomocą metody MES oraz wykorzystaniu powyższego wzoru uzyskano sprawność silnika 90,7154 % co spełnia założenie projektowe o osiągnięciu sprawności powyżej 90 %. W rzeczywistym układzie należy pamiętać, że w przekształtniku energoelektronicznym również będą wytwarzane straty. Dokładną analizę tych strat można wykonać w oprogramowaniu Ansys Simplorer bądź PLECS.

Podsumowanie

W artykule przedstawiono projekt silnika reluktancyjnego przełączalnego (SRM) oraz jego badania symulacyjne za pomocą metody elementów skończonych. W wyniku analiz uzyskano w pełni funkcjonalny model SRM-a o dużym momencie obrotowym i wysokiej sprawności. Symulacyjnie potwierdzono uzyskanie pożądanych właściwości oraz parametrów silnika takich jak: wartość momentu, przebieg prądu i napięcia w paśmie oraz sprawność. Przeprowadzone symulacje miały także na celu pokazanie wpływu parametrów sterowania (kąty sterowania θ) na wybrane parametry silnika. Zmiana parametrów sterowania umożliwia m.in. uzyskanie maksymalnego generowanego momentu obrotowego przy minimalnej wartości skutecznej prądu pasmowego bez ingerencji w już utworzoną geometrię silnika. Uzyskany model wpisuje się w nowoczesny napęd elektryczny o dużej niezawodności oraz wysokiej efektywności energetycznej. Dzięki uzyskanemu modelowi symulacyjnemu można podjąć dalsze prace mające na celu fizyczne zbudowanie prototypu uzyskanej konstrukcji silnika oraz dokonanie jego badań mające na celu porównanie modelu symulacyjnego z rzeczywistym modelem fizykalnym.

Przyjęto: 30.09.2025, **zaakceptowano:** 24.10.2025, **opublikowano:** 24.11.2025

LITERATURA

[1] Kucia J., Projekt i optymalizacja wysokoobrotowego silnika reluktancyjnego przełączalnego (SRM), Akademia Górniczo-Hutnicza im. Stanisława Staszica w Krakowie (2025)
[2] Kocan S., Rafajdus P., Bastovansky R., Design and Optimization of a High-Speed Switched Reluctance Motor, Energies, 14 (2021), nr 20, https://doi.org/10.3390/en14206733
[3] Hieu P.T., Lee D.-H., Ahn J.-W., Design of a high speed 4/2 switched reluctance motor for blender application, 2017 IEEE Transportation Electrification Conference and ExpoI, (2017), Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific). IEEE, Harbin, China, pp 1–5
[4] Bilgin B., Jiang J.W., Emadi A., Switched reluctance motor drives: fundamentals to applications, First edition. CRC Press/Taylor & Francis Group, (2019), Boca Raton, FL
[5] Fairall E.W., Bilgin B., Emadi A., State-of-the-art high-speed switched reluctance machines, 2015 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC). IEEE, (2015), Coeur d'Alene, ID, pp 1621–1627
[6] Krishnan R., Switched reluctance motor drives: modeling, simulation, analysis, design, and applications, CRC Press, (2001), Boca Raton, Fla.
[7] Kozuka S., Tanabe N., Asama J., Chiba A., Basic characteristics of 150,000r/min switched reluctance motor drive, 2008 IEEE Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century. IEEE, (2008), Pittsburgh, PA, USA, pp 1–4
[8] Gong C., Habetler T., Design and Experimental Analysis of an Ultra-High Speed Switched Reluctance Machine With Aerostatic Bearings, IEEE Trans Transp Electrific, 9 (2023), pp 2255–2266, https://doi.org/10.1109/TTE.2022.3222481
[9] Kunz J., Cheng S., Duan Y., Design of a 750,000 rpm switched reluctance motor for micro machining, 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. IEEE, (2010), Atlanta, GA, pp 3986–3992
[10] Kachapornkul S., Somsiri P., Pupadubsin R., Low cost high speed switched reluctance motor drive for supercharger applications, IEEE, (2012)
[11] Ferreira C., Jones S.R., Heglund W.S., Jones W.D., Detailed design of a 30-kW switched reluctance starter/generator system for a gas turbine engine application, Conference Record of the 1993 IEEE Industry Applications Conference Twenty-Eighth IAS Annual Meeting. IEEE, (1993), Toronto, Ont., Canada, pp 97–105
[12] Abdollahi M.E., Zahid A., Vaks N., Bilgin B., Switched Reluctance Motor Design for a Light Sport Aircraft Application, Machines, 11 (2023), pp 362, https://doi.org/10.3390/machines11030362

[13] Yankov D., The finite element model and analyses of a three--phase 12/8 pole Switched Reluctance Motor, 2020 21st International Symposium on Electrical Apparatus & Technologies (SIELA). IEEE, (2020), Bourgas, Bulgaria, pp 1–4
[14] Zine M., Labiod C., Srairi K., 12/8 Switched Reluctance Machine Modeling and Analysis Based on Finte Elements Method in the Presence of the no-Linearity effects, 2023 International Conference on Electrical Engineering and Advanced Technology (ICEEAT). IEEE, (2023), Batna, Algeria, pp 1–6
[15] Gurbhej K., Poonam S., Design of Highly Efficient Switched Reluctance Motor for Heavy Duty Exhaust Fan for Air Ventilation System, 2025 IEEE 1st International Conference on Smart and Sustainable Developments in Electrical Engineering (SSDEE). IEEE, (2025), Dhanbad, India, pp 1–5
[16] Araújo E.R., Camacho R.J., Modelling and Control of Switched Reluctance Machines, IntechOpen, (2020)
[17] Wichert T., Design and Construction Modifications of Switched Reluctance Machines, WARSAW UNIVERSITY OF TECHNOLOGY, (2008)
[18] Kachapornkul S., Somsiri P., Pupadubsin R., Low cost high speed switched reluctance motor drive for supercharger applications, IEEE, (2012), Sapporo, Japan, pp 1–6
[19] Bartolo J.B., Gerada C., The electromagnetic design of a high speed, 45kW, switched reluctance machine having a novel rotor geometry for aerospace application, 2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM). IEEE, (2014), Berlin, Germany, pp 2513–2519
[20] Morel L., Fayard H., Vives Fos H., Study of ultra high speed switched reluctance motor drive, Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy (Cat. No.00CH37129). IEEE, (2000), Rome, Italy, pp 87–92
[21] He Y., Tang Y., Xie H., Performance Evaluation for an Optimized 4/2 High-speed SRM Fed by Active Front--end Rectifier, 2020 International Conference on Electrical Machines (ICEM). IEEE, (2020), Gothenburg, Sweden, pp 1192–1198
[22] Lee D.-H., Lee J.H., Ahn J.-W., Current control of a high speed SRM with an advanced 4-level converter, 8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia. IEEE, (2011), Jeju, pp 109–114
[23] Lee D.-H., Pham T.H., Ahn J.-W., Design and Operation Characteristics of Four-Two Pole High-Speed SRM for Torque Ripple Reduction, IEEE Trans Ind Electron, 60 (2013), pp 3637–3643, https://doi.org/10.1109/TIE.2012.2208432
[24] Aiso K., Akatsu K., A novel single phase SRM simply driven by commercial AC power supply, 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). IEEE, (2015), Montreal, QC, Canada, pp 3878–3885
[25] Jeong K.-I., Lee D.-H., Ahn J.-W., Characteristic Analysis of a Novel Single-phase Hybrid SRM for Blender Application, 2018 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific). IEEE, (2018), Bangkok, pp 1–5
[26] Lee J.-H., Lee E.-H., Kim J.-H., Design of the single phase SRM for the blower considering self-starting, 2005 International Conference on Electrical Machines and Systems. IEEE, (2005), Nanjing, China, pp 667-670 Vol. 1
[27] Gong C., Habetler T., Electromagnetic design of an ultra-high speed switched reluctance machine over 1 million rpm, 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). IEEE, (2017), Cincinnati, OH, pp 2368–2373
[28] Dąbrowski M., Projektowanie maszyn elektrycznych prądu przemiennego, Wyd. 2 uaktual. Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa, (1994)
[29] Ghani A., Khalid H.A., Rehman H., Saliency Ratio-Based Torque Enhancement of Switched Reluctance Motors for Electric Bikes, Energies, 16 (2023), pp 7320, https://doi.org/10.3390/en16217320