

POLITECHNIKA KOSZALIŃSKA

WYDZIAŁ TECHNOLOGII I EDUKACJI



Krzysztof JUST

METODYKA PROJEKTOWANIA KONSTRUKCJI I STEROWANIA MECHATRONICZNEGO URZĄDZENIA WYKONAWCZEGO RUCHU LINIOWEGO

Rozprawa doktorska

Promotor:
prof. dr hab. inż. Wojciech TARNOWSKI

Koszalin 2017

Dziękuję mojej żonie Justynie,
której duża cierpliwość i wyrozumiałość
pozwoliły mi pogodzić pisanie pracy doktorskiej
z obowiązkami posiadania rodziny.

Spis treści

Wykaz ważniejszych oznaczeń i skrótów	9
1. Wstęp.....	11
1.1. Wprowadzenie.....	11
1.2. Cele i Tezy pracy.....	13
1.3. Geneza elektromagnetycznych przetworników ruchu liniowego	15
1.4. Klasyfikacja elektromagnetycznych napędów liniowych	17
1.5. Charakterystyka obiektu badań i zakres pracy	19
1.5.1. Analiza obiektu badań	19
1.5.2. Zakres pracy	21
1.6. Przegląd literatury i analiza stanu dotychczasowych badań	22
2. Procedura projektowania i analizy elektrycznych układów wykonawczych z magnesami trwałymi.....	24
2.1. Wprowadzenie.....	24
2.2. Proponowana procedura projektowania napędu elektromagnetycznego	25
2.2.1. Wymagania jakie powinien spełniać napęd	26
2.2.2. Obliczenia wstępne konstrukcji rozważanego napędu elektrycznego	27
2.3. Podsumowanie.....	32
3. Model fizyczny i model matematyczny napędu liniowego	33
3.1. Wprowadzenie.....	33
3.2. Model fizyczny - identyfikacja zjawisk	33
3.3. Modele matematyczne zjawisk elektromechanicznych rozważanego napędu liniowego z magnesami trwałymi.....	36
3.3.1. Model obwodowy (o parametrach skupionych)	36
3.3.2. Model polowy (o parametrach rozłożonych)	41
3.3.3. Model polowo-obwodowy	44
3.4. Podsumowanie.....	44
4. Model komputerowy zjawisk rozważanego silnika liniowego z magnesami trwałymi	45
4.1. Wprowadzenie.....	45
4.2. Struktura modelu i procedura obliczeń	46
4.3. Zastosowany algorytm obliczeń.....	51
4.3.1. Obliczanie indukcyjności uzwojeń i strumieni magnetycznych.....	52
4.3.2. Wyznaczanie sił magnetycznych.....	53

4.4.	Podsumowanie	56
5.	Obliczenia wielowariantowe napędu liniowego pod kątem poprawy parametrów elektromechanicznych	57
5.1.	Wprowadzenie	57
5.2.	Obliczenia wpływu sposobu magnesowania biegnika na właściwości statyczne i dynamiczne napędu	58
5.3.	Obliczenia wielowariantowe wpływu geometrii magnetowodu silnika na charakterystyki statyczne przy założeniu pracy krokowej.....	63
5.3.1.	<i>Wpływ wymiarów stojana silnika na charakterystyki statyczne</i>	<i>64</i>
5.3.2.	<i>Wpływ wymiarów geometrycznych biegnika na charakterystyki statyczne</i>	<i>68</i>
5.3.3.	<i>Analiza wpływu grubości jarzma stojana na charakterystyki statyczne.....</i>	<i>72</i>
5.3.4.	<i>Analiza wpływu grubości szczeliny powietrznej na siłę elektromagnetyczną</i>	<i>74</i>
5.3.5.	<i>Podsumowanie – praca krokowa</i>	<i>76</i>
5.4.	Obliczenia wpływu geometrii magnetowodu silnika na charakterystyki statyczne przy pracy synchronicznej	77
5.4.1.	<i>Wpływ wymiarów stojana silnika na charakterystyki statyczne</i>	<i>78</i>
5.4.2.	<i>Wpływ wymiarów geometrycznych biegnika na charakterystyki statyczne</i>	<i>81</i>
5.4.3.	<i>Analiza wpływu grubości szczeliny powietrznej na parametry całkowite napędu</i>	<i>85</i>
5.4.4.	<i>Analiza wpływu grubości jarzma stojana na charakterystyki statyczne.....</i>	<i>86</i>
5.4.5.	<i>Podsumowanie – praca synchroniczna</i>	<i>88</i>
5.5.	Podsumowanie	88
6.	Straty w obwodzie magnetycznym napędu liniowego	90
6.1.	Wprowadzenie	90
6.2.	Straty ciepłne w układzie napędowym	91
6.3.	Straty na przemagnesowanie ferromagnetyka	95
6.4.	Siła elektromotoryczna indukcji	98
6.5.	Podsumowanie	103
7.	Badania symulacyjne własności dynamicznych silnika liniowego	104
7.1.	Wprowadzenie	104
7.2.	Obliczenia charakterystyk statycznych silnika na podstawie modelu polowego (MES).....	104
7.3.	Badanie własności dynamicznych silnika na podstawie modelu polowego i polowo-obwodowego	107
7.3.1.	<i>Badania symulacyjne silnika 1-segmentowego</i>	<i>108</i>
7.3.2.	<i>Badania symulacyjne silnika 3-segmentowego</i>	<i>112</i>
7.3.3.	<i>Badania symulacyjne silnika 9-segmentowego</i>	<i>116</i>
7.3.4.	<i>Badania symulacyjne silnika przy zasilaniu wielofazowym</i>	<i>118</i>

7.4. Podsumowanie.....	124
8. Badania weryfikacyjne liniowego układu wykonawczego	125
8.1. Wprowadzenie.....	125
8.2. Liniowy układ wykonawczy	125
8.3. Stanowisko laboratoryjne	127
8.4. Badania weryfikacyjne silnika	130
8.4.1. Weryfikacja charakterystyk statycznych silnika.....	130
8.4.2. Weryfikacja charakterystyk dynamicznych silnika.....	133
8.5. Podsumowanie.....	152
9. Podsumowanie i wnioski końcowe.....	154
9.1. Podsumowanie.....	154
9.2. Wnioski	156
9.3. Kierunki dalszych badań	159
Podziękowania.....	160
Literatura	161
ZAŁĄCZNIKI.....	168
Załącznik A – Modele obliczania obwodów magnetycznych z magnesami trwałymi	168
Załącznik B – Obliczenia analityczne rozkładu pola magnetycznego w szczelinie powietrznej przy różnych konfiguracjach magnesów trwałych.	172
Załącznik C – Dokumentacja techniczna projektu elementów konstrukcyjnych silnika liniowego z magnesami trwałymi	176

Wykaz ważniejszych oznaczeń i skrótów

A	potencjał pola magnetycznego [V·s/m]
$A_m; A_g; A_z; A_b$	pola przekroju: magnesu trwałego, szczeliny powietrznej, zęba stojana, nabiegunnika [m ²]
$(BH)_{\max}$	gęstość energii pola magnetycznego [kJ/m ³]
$B_m; B_r; B_g$	indukcja magnetyczna magnesu trwałego, remanencji, szczeliny powietrznej [T]
C	pojemność cieplna $[(W \cdot s)/(kg \cdot K)]$
d	odległość między cewkami [mm]
d_{cu}	średnica drutu nawojowego [mm]
D_{cz}	zewnętrzna średnica silnika [mm]
$d_{rz}; d_{rw}; d_g$	średnice zewnętrzna, wewnętrzna i średnia średnica biegnika [mm]
F_e	siła elektromagnetyczna (ciągu) [N]
F_{load}	siła obciążenia [N]
$F_{\max}; F_{\min}; F_{avg}$	wartości siły: maksymalna, minimalna i średnia [N]
F_t	siła tarcia [N]
F_z	siła zaczepowa (od magnesów trwałych) [N]
g	grubość szczeliny powietrznej [mm]
h_b	grubość obudowy ferromagnetycznej [mm]
$h_c; h$	wysokość cewki oraz wysokość segmentu stojana [mm]
$H_m; H_c; H_\delta$	natężenie pola magnetycznego: punktu pracy magnesu trwałego, koercji, w szczelinie powietrznej [kA/m]
h_t	grubość ścianki rury ślizgowej [mm]
h_z	wysokość nabiegunnika stojana [mm]
i_k	prąd płynący w k-tej fazie uzwojeń silnika [A]
J_u	gęstość prądu w obszarze uzwojenia cewki [MA/ m ²]
J_M	gęstość prądu polaryzacji magnetycznej obszaru z magnesami [MA/ m ²]
$K_d; K_s$	współczynnik tarcia dynamicznego (lepkiego) i tarcia statycznego [kg/s]
$l_c; l_m$	szerokość cewki, długość magnesu trwałego [mm]
l_{dr}	długość drutu miedzianego [m]
$L_i; L_s; L_d$	Indukcyjność własna i-tej cewki; indukcyjność statyczna oraz dynamiczna [H]
m	masa rdzenia (biegnika) [kg]
M_{jk}	indukcyjność wzajemna pomiędzy uzwojeniem j oraz k [H]
N	Liczba zwojów [-]
$P_{CU}; P_m$	straty cieplne; straty mechaniczne [W]
R_{dr}	rezystancja drutu [Ω]

t	czas [s]
T	tensor naprężeń Maxwella [-]
$T_o; T_{\max}$	temperatura otoczenia i temperatura pracy [$^{\circ}\text{C}$]
u	napięcie zasilania cewek [V]
v	prędkość liniowa biegnika [m/s]
V_e	skalarny potencjał elektryczny [V]
$V_r; V_s$	objętości biegnika i stojana [m^3]
$w_b; w_{cc}$	szerokości obudowy ferromagnetycznej i segmentu silnika [mm]
$W_c(i, z)$	koenergia pola magnetycznego układu [J]
$W_m(z)$	koenergia pola od magnesów trwałych [J]
w_{puls}	współczynnik pulsacji siły elektromagnetycznej [%]
w_z	szerokość nabiegownika segmentu stojana [mm]
z	położenie biegnika [mm]
Q	moc cieplna [W / m^3]
α	temperaturowy współczynnik oporności materiału [$1 / K$]
ΔT	zmiana temperatury [$^{\circ}\text{C}$]
∇	operator nabra [--]
$\Psi_i; \Psi_m$	strumień wywołany przepływem prądu i strumień od magnesów trwałych [Wb]
γ	konduktywność środowiska
ε	siła elektromotoryczna samoindukcji [V]
λ	przewodność cieplna [$\text{W} / \text{m} \cdot K$]
$\mu_o; \mu_r$	przenikalność magnetyczna próżni oraz ośrodka [H/m]
$\Theta_m; \Theta_{\delta}$	przepływ magnesu trwałego i w szczelinie powietrznej [A]
ρ	współczynnik rezystywności miedzi [$\Omega \cdot m$]
$\rho_m; \rho_f; \rho_{CU}; \rho_{diam}$	gęstości ośrodka [kg / m^3]
$\tau_m; \tau_f$	szerokość magnesów trwałych i pierścieni ferromagnetycznych [mm]
$\tau_r; \tau_c$	obliczeniowe podziałki biegunowe biegnika oraz stojana [mm]

1. Wstęp

1.1. Wprowadzenie

Postęp technologiczny na przestrzeni ostatnich lat wymusił wzrost zapotrzebowania na elektryczne układy wykonawcze o coraz lepszych parametrach i niewielkich kosztach budowy. Przyczyniło się do tego w dużym stopniu wdrożenie na masową skalę materiałów magnetycznych opartych na pierwiastkach ziem rzadkich (NdFeB) o dużych wartościach indukcji remanentu i dużych gęstościach energii, co zmniejszyło ich masę i gabaryty. Różnorodność właściwości magnesów trwałych oraz ich niska cena, umożliwiającą powstawanie nowoczesnych konstrukcji układów napędowych. Modyfikacji ulegają nie tylko obecne rozwiązania, ale też otwierają się możliwości tworzenia nowych, dla których dotychczas nie przeprowadzono badań. Świadczą o tym intensywne prace związane zarówno z polepszaniem właściwości magnesów, jak też nowymi zastosowaniami w mechatronice.

We współczesnych układach napędowych coraz częściej wykorzystuje się maszyny elektryczne z magnesami trwałymi, takie jak: silniki synchroniczne (Permanent Magnet Synchronous Motors - PMSM), bezszczotkowe silniki prądu stałego (BrushLess Direct Current Motors – BLDCM), silniki krokowe (Stepper Motors), a także cylindryczne silniki liniowe (Permanent Magnet Tubular Linear Motors – PMTLM).

Wszystkie wymienione typy silników mają podobną strukturę i zasadę działania. Elektromagnetyczny moment (w silnikach obrotowych) lub siła (w silnikach liniowych) jest wytwarzany w wyniku oddziaływania pola magnetycznego generowanego przez uzwojony stojan na wirnik (biegnik) z zamontowanym układem magnesów trwałych. Uzwojenie stojana może być rozłożone w żłobkach lub nawinięte w sposób „skupiony” na szerokich zębach (biegunach). Części ruchome silników są wykonywane w postaci ferromagnetycznych rdzeni z magnesami trwałymi umieszczonymi na zewnętrznej powierzchni, lub wewnątrz rdzenia.

Istotne różnice występują pomiędzy właściwościami tych silników. Silniki synchroniczne charakteryzują się sinusoidalnymi przebiegami: prądu fazowego, siły elektromotorycznej oraz w przybliżeniu sinusoidalnym rozkładem indukcji magnetycznej w szczeliny powietrznej. Bezszczotkowe silniki prądu stałego charakteryzują się prostokątnym przebiegiem prądu oraz trapezoidalnym przebiegiem siły elektromotorycznej. Silniki krokowe zasilane są odpowiednio dobraną sekwencją impulsów i są przeznaczone do precyzyjnego pozycjonowania napędzanego elementu [Kny_16].

Wśród przetworników energii elektromagnetycznej na energię mechaniczną dużą grupę stanowią przetworniki o ruchu liniowym, które są obiektem zainteresowań autora pracy. Posiadają one wiele zalet, jak eliminacja mechanizmów przekładniowych i sprzęgających do realizacji ruchu postępowego, oraz prosta i zwarta budowa. Dzięki temu układ jest prostszy, wzrasta jego sztywność, eliminowane są luzy i podatność elementów pośredniczących. Ważną zaletą rozważanych napędów jest możliwość pracy zarówno jako silnika krokowego, jak i synchronicznego. Przy pracy krokowej silnik jest zasilany sekwencją impulsów prostokątnych, natomiast przy pracy synchronicznej wykazano możliwość sterowania poprzez zasilanie zarówno trójfazowym prostokątnym prądem w każdym paśmie, jak i prądem sinusoidalnym. Wspomniane możliwości sterowania silnika w połączeniu z prostą i modułową budową znacznie poszerzają możliwości jego zastosowań praktycznych.

Pojawianie się nowych konstrukcji napędów i ich różnorodność wymagają opracowania nowych, dokładnych, ale jednocześnie obliczeniowo efektywnych metod analizy ich stanów pracy, oraz metod projektowania i optymalizacji. Dotychczas ich analiza była przeprowadzana głównie za pomocą metod analitycznych, które przy założeniu wielu uproszczeń pozwalają na określenie tylko przybliżonych rozkładów pola magnetycznego w szczeliny powietrznej oraz istotnych parametrów całkowych pola.

Obecnie w projektowaniu w szerokim zakresie wykorzystuje się symulację komputerową opartą na analizie pola elektromagnetycznego. Pozwala ona uniknąć kosztownego i czasochłonnego etapu budowy rzeczywistych obiektów. Zastosowanie symulacji komputerowej pozwala na precyzyjne wyznaczenie rozkładu pola magnetycznego nie tylko w szczeliny powietrznej, ale i w pozostałych częściach obwodu magnetycznego. Umożliwia też zbadanie wpływu zmian geometrii magnetowodu na charakterystyki silnika, co jest trudne, albo wręcz niemożliwe przy wykorzystaniu metod analitycznych.

Badania symulacyjne stwarzają więc konstruktorowi możliwość wirtualnego prototypowania, co znacznie skraca czas wprowadzania w życie nowych projektów. Wiąże się to jednak z koniecznością opracowywania dokładnych modeli matematycznych większości zjawisk fizycznych zachodzących w projektowanych urządzeniach.

W dostępnej literaturze w zasadzie brakuje opracowań, które kompleksowo obejmowałyby zagadnienia dotyczące polowo-obwodowej symulacji dynamiki nowych typów liniowych układów wykonawczych z magnesami trwałymi, a w szczególności opracowań prezentujących algorytmy badań na tyle efektywne, aby można je było skutecznie zastosować w procedurach projektowania, czy optymalizacji. Często brakuje nawet ogólnych wytycznych

przydatnych w procesie projektowania i do optymalnego wyboru wymiarów geometrycznych oraz parametrów charakteryzujących nowe struktury napędów.

W pracy autor rozprawy dąży do pogłębienia wiedzy w powyższym zakresie i opracowania procedur modelowania silnika liniowego z magnesami trwałymi w ujęciu polowym, ale przede wszystkim opracowania w miarę efektywnego i uniwersalnego oprogramowania do projektowania i badania tej grupy urządzeń.

1.2. Cele i Tezy pracy

Celem pracy jest opracowanie metodyki projektowania liniowego układu wykonawczego z magnesami trwałymi, opartej na uniwersalnym modelu matematycznym, oraz wyposażenie tej metodyki w efektywne moduły obliczeniowe i badawcze. Metodyka ta wykorzystuje nowoczesne metody modelowania i symulacji, które pozwalają na przeprowadzenie obszernej analizy wirtualnych konstrukcji oraz oszacowanie charakterystyk statycznych i dynamicznych w celu osiągnięcia wymaganych parametrów, lub ich poprawy w zależności od warunków pracy urządzenia i sposobu sterowania.

Z realizacją głównego celu pracy wiąże się wykonanie wielu zadań szczegółowych:

- a) opracowanie procedur i oprogramowania do badania właściwości statycznych i dynamicznych silników liniowych w ujęciu polowym i polowo-obwodowym.
- b) przeprowadzenie obliczeń elektromagnetycznych różnych konstrukcji układu magnetycznego silnika pod kątem poprawy jego parametrów elektromechanicznych;
- c) zbudowanie stanowiska pomiarowego i przeprowadzenie weryfikacji pomiarowej przyjętych modeli matematycznych silnika;
- d) porównanie efektywności procesów analizy silnika z wykorzystaniem modeli matematycznych o różnym stopniu złożoności: modeli polowych, a także polowo-obwodowych. Autor podjął próbę wskazania, w jakich przypadkach ze względów ekonomicznych uzasadnione jest stosowanie modeli uproszczonych, a w jakich konieczne jest stosowanie dokładniejszych modeli polowych.

Cele użytkowe pracy obejmują zaprojektowanie i wykonanie napędu liniowego z magnesami trwałymi oraz zaproponowanie uniwersalnej procedury projektowania z wykorzystaniem kilku środowisk obliczeniowych. Uniwersalność oprogramowania ma polegać przede wszystkim na możliwości analizy silników o różnych strukturach, oraz

możliwości wymiennego wykorzystywania modeli matematycznych o różnym stopniu złożoności do symulacji zjawisk w wybranym obiekcie.

Innowacyjność pracy wynika z opracowania modelu łączącego zjawiska mechaniczne, elektryczne oraz magnetyczne dla układu o stałych rozłożonych. Proponowana metodyka pozwoli na prototypowanie konstrukcji i sterowania napędów liniowych, od których wymaga się dobrych właściwości dynamicznych, siły i precyzji działania.

Sformułowano następujące **hipotezy badawcze**:

- *Możliwe jest opracowanie uniwersalnego i efektywnego narzędzia komputerowego do symulacji i projektowania silników liniowych z magnesami trwałymi z wykorzystaniem polowych i polowo-obwodowych modeli zjawisk elektromagnetycznych w tych silnikach.*
- *Wieloaspektowa analiza numeryczna umożliwia wyznaczenie i poprawę parametrów elektromechanicznych silnika liniowego, a w powiązaniu z modelem obwodowym, stanowi podstawę analizy jego własności dynamicznych już na etapie projektowania.*

Powyższe hipotezy postawiono z kilku powodów. Przede wszystkim dynamiczny postęp w inżynierii materiałowej, jak i rozwój technik komputerowych, układów zasilania oraz technologii wytwarzania materiałów magnetycznie twardych, a także rosnące zapotrzebowanie na elektryczne układy wykonawcze wymagają gruntownych badań. Badania te dotyczą głównie zagadnień związanych z analizą rozwiązań konstrukcyjnych obwodów magnetycznych i ich wpływu na parametry pracy maszyny. W szczególności w rozprawie dotyczy to poprawy parametrów elektromechanicznych, tj. zwiększenia siły ciągu, minimalizacji siły zaczepowej (od magnesów trwałych) oraz minimalizacji pulsacji siły. Realizacja założonych w pracy zadań badawczych pozwoli udowodnić postawione tezy.

Praca została zredagowana w dziewięciu rozdziałach. W rozdziale pierwszym zawarto ogólną charakterystykę pracy określającą obszar problemowy, którego praca dotyczy. Omówiono problematykę projektowania napędów elektromagnetycznych z magnesami trwałymi, przedstawiono genezę oraz ich klasyfikację, a także wskazano i omówiono aktualny stan wiedzy w obszarze, którego praca dotyczy.

Rozdział drugi poświęcony jest proponowanej w pracy metodyce projektowania napędu z magnesami trwałymi. Obejmuje on wymagania stawiane napędom elektrycznym, obliczenia wstępne konstrukcji, oraz przyjętą w pracy zasadę modelowania i obliczeń.

W rozdziale trzecim zawarto model matematyczny i model fizyczny obiektu badań, z uwzględnieniem podstawowych zjawisk fizycznych występujących podczas pracy

urządzenia. Zaproponowano i opisano modele matematyczne opisu zjawisk fizycznych silnika wykorzystywane w pracy.

W rozdziale czwartym sformułowano model komputerowy napędu wykorzystywany do zbadania właściwości statycznych i dynamicznych silnika. Przedstawiono strukturę modelu polowego i proponowaną procedurę obliczeń oraz scharakteryzowano metody wyznaczania podstawowych parametrów, istotnych z punktu widzenia prowadzonych badań.

Rozdział piąty zawiera obszerną analizę rozkładu pola magnetycznego i wpływu zmian geometrii obwodu magnetycznego na podstawowe charakterystyki silnika, które stanowią bazę do budowy modelu polowo-obwodowego, niezbędnego do przeprowadzenia weryfikacji modelu matematycznego. Przeprowadzone obliczenia pozwalają sprawdzić, jak poszczególne zmiany geometrii wpływają na charakterystyki silnika, oraz wybrać spośród wielu zmiennych opisujących geometrię silnika te, które mają największy wpływ na poprawę jego właściwości.

Rozdział szósty obejmuje zagadnienia związane ze stratami w obwodzie magnetycznym silnika. Scharakteryzowano w nim podstawowe rodzaje strat występujących w układzie magnetycznym. Obliczenia strat wykonano ze względu na obecność w strukturze silnika magnesów trwałych i ryzyko ich rozmagnesowania, gdyż zbyt duże nagrzewanie się magnesów może doprowadzić do częściowej utraty ich właściwości magnetycznych.

Rozdział siódmy poświęcono badaniom symulacyjnym dynamiki silnika liniowego z magnesami trwałymi przy założeniu dwóch rodzajów pracy: krokowej oraz synchronicznej. Badania przeprowadzono dwiema metodami: w oparciu o modele polowo-obwodowe i modele MES pozwalające na zweryfikowanie przyjętych modeli matematycznych napędu.

W rozdziale ósmym przedstawiono własną konstrukcję stanowiska laboratoryjnego do badania charakterystyk statycznych i dynamicznych. Zaprezentowano wyniki badań eksperymentalnych wykonanych na zbudowanym stanowisku badawczym w postaci charakterystyk statycznych i dynamicznych badanego urządzenia.

W rozdziale dziewiątym zawarto podsumowanie, wnioski oraz kierunki dalszych badań.

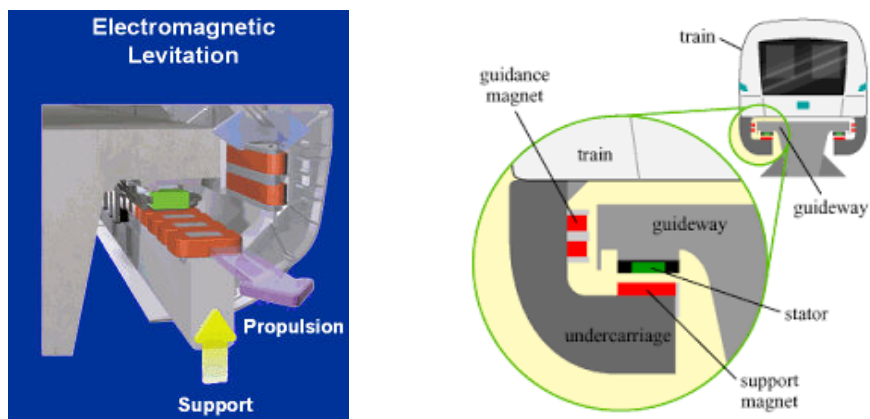
1.3. Geneza elektromagnetycznych przetworników ruchu liniowego

Silniki z magnesami trwałymi są obiektem zainteresowania od dawna. Pierwsze urządzenia budowano z użyciem magnesów AlNiCo [Gin_53, Her_53, Mer_55, Str_52], odkrytych w latach 30 XX-ego wieku. Dalszy rozwój był napędzany odkryciem magnesów ferrytowych, oraz magnesów ziem rzadkich SmCo i NdFeB, o dużej gęstości energii.

Miniaturyzacja magnesów zwiększyła swobodę w kształtowaniu obwodów magnetycznych, a wzrost gęstości energii pozwolił na budowanie maszyn o lepszych właściwościach.

Napędy elektryczne pierwszych zauważalnych zastosowań między innymi w transporcie, przemyśle, automatyce i gospodarstwie domowym doczekały się dopiero pod koniec lat 80 bieżącego stulecia [Gier_90]. Przyczynił się do tego niewątpliwie rozwój energoelektroniki, automatyki i robotyki oraz technik komputerowych. Podjęto wówczas badania dotyczące zastosowania napędów liniowych do przyspieszania samolotów na pasach startowych, napędu pojazdów szynowych, wewnętrznego transportu pasażerów na lotniskach, napędu wind, taśmociągów, jak też w technice wojskowej i w lotnictwie.

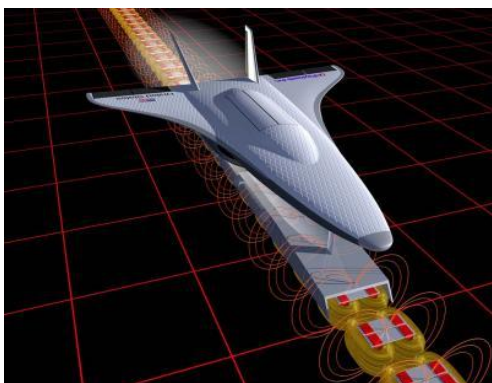
Dla ruchów posuwistych napędy liniowe zostały zrealizowane technicznie przede wszystkim jako kolej na poduszce magnetycznej (rys.1.1). Pierwszy lewitujący magnetycznie pociąg powstał w Niemczech w 1970 roku.



Rys 1.1. Schemat układu magnetycznej lewitacji oraz przekrój zawieszenia pociągu [maglev]

Ich odmienne zastosowanie polega na nadawaniu poruszającym się obiektom dużej energii kinetycznej. W ten sposób badano odporność konstrukcji rakiet kosmicznych na uderzenia meteorytów, a w latach 80-tych podjęto prace nad tzw. wyrzutniami elektromagnetycznymi (coilgun oraz railgun). Również w technice kosmicznej prowadzono prace badawcze, których celem było opracowanie taniej metody wynoszenia na orbitę pojazdów kosmicznych (rys. 1.2).

W ciągu ostatnich 30 lat można zaobserwować wzrost zainteresowania napędami liniowymi, spowodowany rozwojem m.in. narzędzi wspomagających projektowanie procesów elektromagnetycznych, metod pomiaru szybkozmiennych pól magnetycznych, opracowaniem nowych źródeł zasilania i rozwojem elektroenergetyki [Pis_10].



Rys. 1.2. Prototypy toru elektrycznego do przyspieszania pojazdów kosmicznych [Pis_10]

W kraju jest kilka ośrodków badawczych (Politechnika Warszawska, Politechnika Opolska, Akademia Górniczo-Hutnicza w Krakowie, Politechnika Poznańska) zajmujących się problematyką modelowania, symulacji oraz pomiarów nowoczesnych silników liniowych. Zasadniczo w Polsce brakuje firm zajmujących się wytwarzaniem elektromagnetycznych napędów liniowych na szerszą skalę, a tym bardziej wdrażaniem nowych projektów.

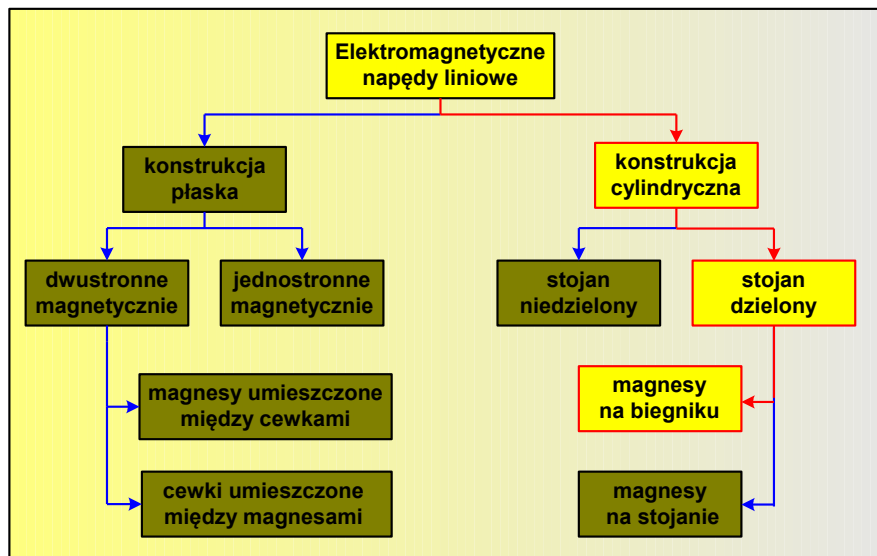
Do czołówki firm zagranicznych zajmujących się produkcją napędów z magnesami trwałymi można zaliczyć, m.in. firmy: Norgen [Norgren], LinMot [Linmot], Moticont [Moticont], BEI Kimco Magnetics [Beik_09], czy Densitron [Dens]. Rdzeń silników budowany jest najczęściej z magnesów neodymowych ułożonych na przemian i osadzony za pomocą łożysk ślizgowych w stojanie.

1.4. Klasyfikacja elektromagnetycznych napędów liniowych

Wśród napędów elektromagnetycznych realizujących ruch liniowy można wyodrębnić wiele konfiguracji, różniących się przede wszystkim konstrukcją i sposobem wzbudzenia. Zasadniczy podział wynika z ich struktury elektromagnetycznej, w związku z czym można je podzielić na kilka grup ze względu na:

- sposób zasilania – napędy zasilane prądem stałym i prądem przemiennym,
- zasadę działania – maszyny indukcyjne, synchroniczne, reluktancyjne, oraz krokowe,
- budowę – napędy o konstrukcji płaskiej oraz cylindrycznej.

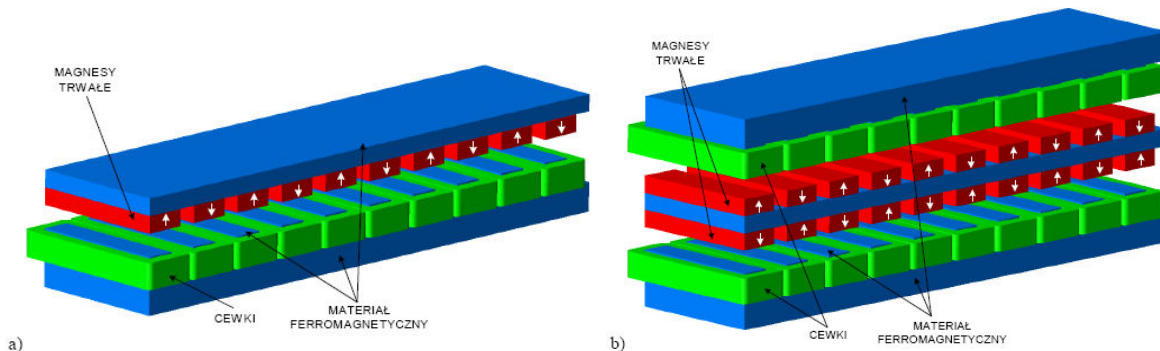
W każdej z omawianych grup można spotkać konstrukcje płaskie i cylindryczne. Na rysunku 1.3 przedstawiono podział napędów liniowych z magnesami trwałymi ze względu na ich konstrukcję. Kolorem żółtym zaznaczono grupę, do której należy rozpatrywany w pracy silnik.



Rys. 1.3. Podział silników liniowych z magnesami trwałymi

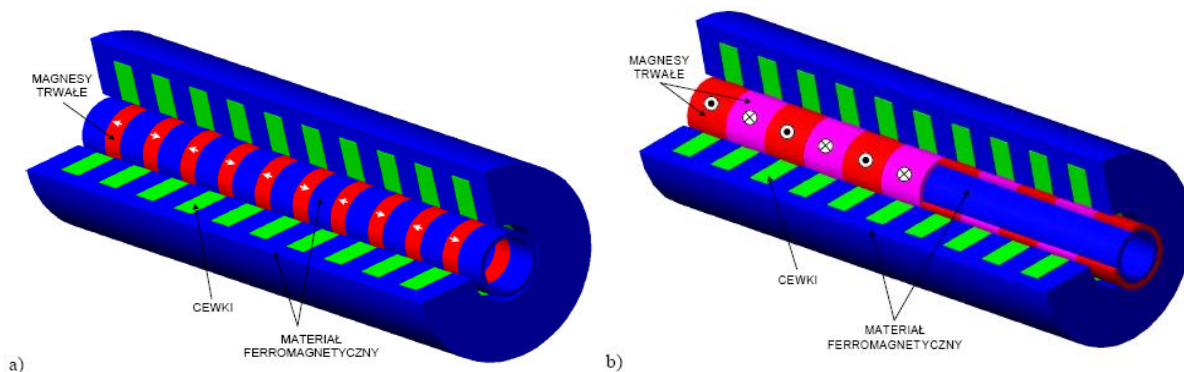
W pracy przedstawiono kilka rozwiązań konstrukcyjnych silników liniowych z magnesami trwałymi, stosowanymi bądź mogącymi w przyszłości znaleźć zastosowanie w napędach maszyn i urządzeń gospodarstwa domowego.

Silniki płaskie wykonywane są jako jednostronne (rys. 1.4a) lub dwustronne (rys. 1.4b) magnetycznie. W silnikach jednostronnych występuje tylko jedna powierzchnia aktywna zarówno dla części pierwotnej, jak i wtórnej. Dwustronne silniki mają w części wtórnej dwie powierzchnie aktywne.



Rys. 1.4. Konstrukcje silników płaskich: a) jednostronny, b) dwustronny magnetycznie [Tom_08]

Silniki cylindryczne (rys. 1.5) odznaczają się prostą i zwartą budową, a część robocza ma kształt cylindra (symetria osiowa), pole elektromagnetyczne ma więc charakter dwuwymiarowy. Są to obecnie coraz częściej stosowane napędy, ze względu na ich prostą budowę i łatwość modyfikacji.



Rys. 1.5. Silniki cylindryczne o magnesowaniu: a) osiowym, b) promieniowym [Tom_08]

Istnieje wiele konfiguracji tego typu silników, tzn. elementem ruchomym może być część z magnesami trwałymi, lub część z uzwojeniami, magnesy trwałe mogą być umieszczone między cewkami, lub też cewki mogą być umieszczone między magnesami. W obu rodzajach silników liniowych magnesy trwałe mogą mieć magnesowanie wzdłuż kierunku ruchu (magnesowanie osiowe), lub też prostopadłe (magnesowanie radialne).

W ostatnich latach opublikowano wiele prac dotyczących nowych konstrukcji, projektowania i analizy stanów pracy silników liniowych. Zainteresowanie tą klasą przetworników wiąże się z rozwojem precyzyjnych układów odtwarzania ruchu, a w szczególności układów sterowania [Mik_02]. Propozycje ulepszenia konstrukcji silników indukcyjnych są przedmiotem wielu prac [Fuj_99, Fur_99, Hay_97, Ign_97, Onu_99].

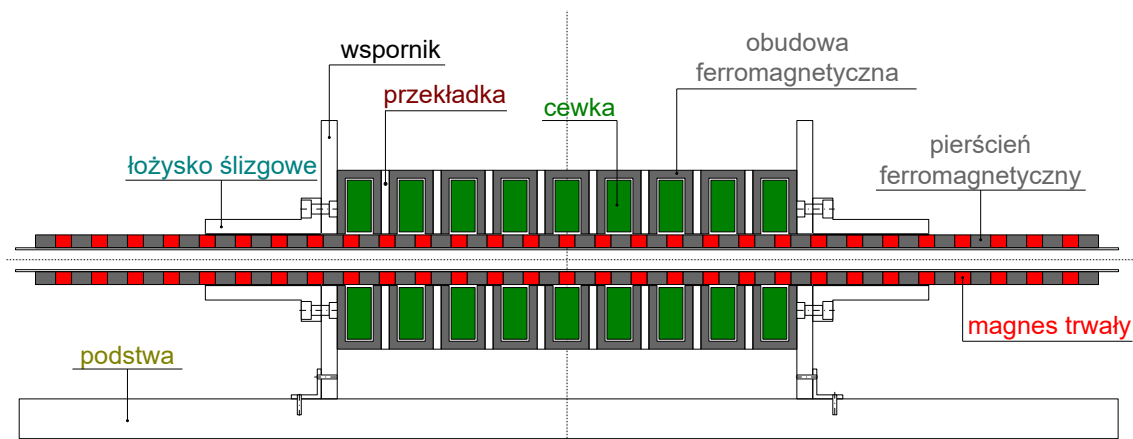
1.5. Charakterystyka obiektu badań i zakres pracy

1.5.1. Analiza obiektu badań

Spośród wielu typów konstrukcji napędów z magnesami trwałymi zakresem badań objęto w pracy napęd należący do klasy cylindrycznych silników liniowych z magnesami trwałymi (Permanent Magnet Tubular Linear Motor – PMTLM), który może pracować zarówno jako silnik krokowy (zasilanie prądem stałym), jak też silnik synchroniczny (zasilanie prądem zmiennym).

Model silnika (rys. 1.6) składa się z dwóch części: nieruchomego stojana (cewki obudowane ferromagnetykiem) oraz ruchomego biegnika (magnesy trwałe połączone z pierścieniami ferromagnetycznymi) poruszającego się ruchem liniowym wzdłuż osi symetrii cewek. W celu zachowania symetrii mechanicznej, magnetycznej oraz centrowania biegnika w osi symetrii stojana, jego elementy zamocowano w łożyskach liniowych.

1. Wstęp



Rys.1.6. Schemat ideowy konstrukcji rozważanego silnika liniowego

W rozważanej konstrukcji zachodzi przetwarzanie energii elektrycznej w energię magnetyczną pola, a następnie w energię kinetyczną narzędzia roboczego. Elementy stojana oddzielone są od siebie przekładkami diamagnetycznymi, dzięki temu posiadają separację magnetyczną i tworzą kolejne segmenty silnika. Taka struktura umożliwia składanie układu o dowolnej długości i liczbie cewek z uprzednio przygotowanych modułów, w zależności od rodzaju wykonywanego zadania. Silnik cechuje prosta i zwarta budowa, a bezszczotkowa konstrukcja oraz składające się z cewek uzwojenie, które nie wymaga układania zwojów w żłobkach, znacznie obniża koszty wykonania silnika.

Wybór takiej konstrukcji podyktowany został potrzebami regionalnego przemysłu, a także licznymi możliwościami zastosowań ze względu na wspomnianą modułowość urządzenia i prostotę budowy. Konstrukcja napędu jest łatwa w wykonaniu i modyfikacji, co ułatwia proces projektowania komputerowego oraz weryfikacji modelu matematycznego zarówno w środowisku MES, jak i na stanowisku laboratoryjnym.

Sterowanie silnikiem polega na podaniu napięcia na uzwojenia w odpowiedniej sekwencji. Przepływ prądu powoduje wytworzenie strumienia magnetycznego. Strumień sumuje się w nabiegunkach i w szczelinach powietrznych ze strumieniem od magnesów trwałych. W efekcie powstaje siła elektromagnetyczna, dążąca do przemieszczenia biegnika w kierunku pozycji neutralnej tzn. pozycji, w której magnes znajduje się w środku cewki. Siła jest ściśle uzależniona od stopnia zmian indukcyjności uzwojeń w stosunku do pozycji biegnika. Załączenie prądu w kolejnych cewkach powinno nastąpić w chwili zmiany trendu charakterystyki indukcyjności z opadającego na rosnący, natomiast wyłączenie powinno nastąpić w sytuacji odwrotnej czyli w chwili czasowej rozpoczęcia trendu spadkowego dla indukcyjności danej cewki. Niedotrzymanie tych warunków skutkuje powstaniem siły

hamującej. Istotą sterowania silnikiem liniowym jest więc odpowiednie przełączanie prądu w cewkach, w zależności od pozycji biegnika względem stojana.

Dokładna analiza właściwości dynamicznych takiego układu elektromagnetycznego nie może być więc przeprowadzona bez uwzględnienia układów z nim współpracujących, a więc układów zasilania i układu mechanicznego.

1.5.2. Zakres pracy

Rozpatrywany silnik liniowy stanowi złożony, silnie nieliniowy obiekt fizyczny, w którym generowana siła oraz sprawność zależą nie tylko od parametrów konstrukcyjnych, ale też od sposobu sterowania, czego efektem jest skomplikowany model matematyczny. W pracy rozważano dwa rodzaje sterowania: pracę krokową (zasilanie sekwencją impulsów prostokątnych) oraz pracę synchroniczną (zasilanie prądem trójfazowym).

Obecność magnesów trwałych w strukturze napędu wiąże się z występowaniem siły zaczepowej (w stanie bezprądowym) i ma duży wpływ na kształt przebiegu siły elektromagnetycznej. Podczas pracy długotrwałej niesie ryzyko utraty właściwości magnetycznych magnesów pod wpływem nagrzewania się uzwojeń stojana. Dlatego w badaniach należy uwzględnić zjawiska związane ze stratami w obwodzie magnetycznym.

W pracy podjęto się zadania zbudowania kompleksowego modelu matematycznego i symulacyjnego z uwzględnieniem zjawisk elektrycznych magnetycznych, mechanicznych i cieplnych, oraz opracowania algorytmów i procedur rozwiązywania równań różniczkowych tego modelu. Opracowany model symulacji nieustalonych stanów pracy oraz wdrożony pakiet oprogramowania stanowi skuteczne narzędzie do analizy oraz projektowania silników liniowych z magnesami trwałymi. Na podstawie sformułowanego modelu matematycznego określono, poprzez modyfikację geometrii magnetowodu pożądane charakterystyki statyczne i dynamiczne. Wiedza o tym, które zmienne opisujące geometrię silnika mają największy wpływ na jego właściwości jest niezbędna do przeprowadzenia modyfikacji modelu pod kątem poprawy jego parametrów elektromechanicznych.

W badaniach stosowano modele polowe oraz uproszczone modele polowo-obwodowe, które jak wykazano są wystarczające do części obliczeń. Na stanowisku laboratoryjnym oraz z wykorzystaniem metody elementów skończonych przeprowadzono weryfikację modeli matematycznych silnika.

1.6. Przegląd literatury i analiza stanu dotychczasowych badań

Obecny stan wiedzy dotyczący liniowych maszyn elektrycznych z magnesami trwałymi i systemów sterowania nimi jest bardzo obszerny, dlatego poniżej skupiono się na przedstawieniu kilku najważniejszych publikacji z tematyki, której praca dotyczy.

Opracowania dotyczące możliwości, parametrów i ograniczeń napędów elektromagnetycznych zostały przedstawione kolejno w: Stanach Zjednoczonych [Mur_03, Loc_04, Bre_93, Aub_05], Chinach i Japonii [Li_01, Che_03], Francji i Niemczech [Sch_89, Kol_99, Leh_03], Rosji [Che_97] oraz Włoszech [Mil_09].

W Polsce liniowymi napędami elektromagnetycznymi zajmują się ośrodki naukowe z Politechniki Białostockiej [Gos_09], Politechniki Śląskiej [Dom_09, Kro_09], Politechniki Opolskiej [Wai_08, Tom_10], Politechniki Poznańskiej [Mik_02], oraz Akademii Górniczo – Hutniczej [Kul_05].

Proces modelowania, analizy pola magnetycznego z wykorzystaniem metody elementów skończonych, oraz optymalizacji konstrukcji i układów sterowania maszyn elektrycznych przedstawiono w pracach [Wró_06, Kow_07, Mło_07, Wai_08, Pis_10, Pec_11]. Optymalizacja kształtu w funkcji rozkładu pola magnetycznego dla działła elektromagnetycznego zaprezentowana jest w pracy [Pis_10], dla silnika reluktancyjnego obrotowego w pracy [Wró_06, Kow_07], natomiast dla silnika liniowego tubowego w pracach [Ban_97, Amr_04, Mil_09].

Zagadnienie modelowania przetworników elektromagnetycznych o stałych rozłożonych przedstawione jest w pracy [Mik_06, Dem_97, Dem_04, Poc_05, Gie_90]. Wśród licznych publikacji dotyczących metody elementów skończonych (MES) w magnetyzmie na uwagę zasługują prace [Kow_00, Ben_05, Hum_10].

Wykorzystanie algorytmów ewolucyjnych jako metod optymalizacyjnych przedstawiono m.in. w pracach [Fan_97, Gol_03, Mic_03, Pop_05, Tar_09]. W pracy [Tar_09] sformułowano zadanie poszukiwania polioptymalnej funkcji sterowania samochodem. Zadanie optymalizacji dynamicznej zamieniono na zadanie optymalizacji statycznej, tym samym upraszczając problem.

W pracy [Zię_03] przedstawiono model matematyczny napędu solenoidowego używanego w przemyśle tekstylnym. Zmianę indukcyjności solenoidu w funkcji pozycji ruchomego rdzenia opisano za pomocą funkcji wielomianowej.

W pracy [Tra_07] przedstawiono metodę wyznaczania parametrów elektromechanicznych (indukcyjność, napięcie indukowane) modelu obwodowego napędu

elektrycznego, który służył jako napęd stołu do aktywnej wibroizolacji. Parametry zostały wyznaczone z modelu polowego osiowosymetrycznego. Dzięki wyznaczonym parametrom został zbudowany model dynamiczny silnika w programie Matlab-Simulink.

Praca [Sme_06] dotyczy analizy tubowego micro-actuatora z wykorzystaniem metod analitycznych oraz metody elementów skończonych. Przedstawia wyniki obliczeń podstawowych charakterystyk statycznych, statyczną analizę cieplną, oraz proces modelowania konstrukcji actuatora o budowie tubowej.

W pracy [Zim_08] przedstawiono analizę pola magnetycznego w aktywnym łożysku magnetycznym. Porównano także wyniki obliczeń składowych indukcji magnetycznej w przypadku modeli 2D i 3D. Zbadano wpływ siatki dyskretyzacyjnej na wynik obliczeń parametrów całkowitych pola w modelu trójwymiarowym.

W pracy [Wai_08] przedstawiono obszerną 2-wymiarową analizę pola magnetycznego w tubowym silniku liniowym, przy założeniu pracy krokowej oraz synchronicznej. Wykonano obliczenia symulacyjne charakterystyk statycznych silnika dla różnych wariantów konstrukcyjnych, oraz polowo-obwodową analizę jego charakterystyk dynamicznych.

W pracy [Mik_02] wykonano szczegółowe rozważania silnika tubowego. Sformułowano model matematyczny zjawisk elektromagnetycznych zachodzących w maszynie, przedstawiono algorytm i oprogramowanie służące do polowo-obwodowej analizy nieustalonych i dynamicznych stanów pracy przetworników elektromechanicznych.

Coraz częściej podejmowane są próby zastosowania napędów z magnesami trwałymi w procesach odzyskiwania energii elektrycznej jako tzw. generatory liniowe [Aro_04, Aro_07, Bac_05, Cho_02, Mah_07, Sza_05, Wij_07] oraz w układach zawieszenia pojazdów mechanicznych jako aktywne tłumiki drgań [Mar_06, Bar_06, Gys_08, Str_07]. Zastosowanie to zyskuje coraz większą popularność i zainteresowanie ze względu na stopniowe wyczerpywanie się naturalnych źródeł energii oraz coraz większy nacisk na rozwój energetyki ze źródłami odnawialnymi.

Pomimo prowadzonych licznych badań nad napędami elektromagnetycznymi przez wiele ośrodków naukowych w różnych krajach, brakuje opracowań ujmujących kompleksowo zagadnienia dotyczące analizy wpływu zmian geometrii magnetowodu i sposobu sterowania na parametry całkowite, oraz polowo-obwodowej symulacji dynamiki nowych typów napędów liniowych z magnesami trwałymi. Brakuje też opracowań prezentujących algorytmy obliczeniowe, które można by skutecznie zastosować w procedurach projektowania i w procedurach optymalizacji tej grupy urządzeń.

2. Procedura projektowania i analizy elektrycznych układów wykonawczych z magnesami trwałymi

2.1. Wprowadzenie

Dotychczas w projektowaniu maszyn elektrycznych najczęściej wykorzystywano metodę opartą na obliczeniach analitycznych. Obliczenia takie wymagały stosowania wielu uproszczeń i nie pozwalały na precyzyjne uwzględnienie kształtu obwodu magnetycznego.

Obecnie w wielu pozycjach literatury, zależności analityczne opisujące model są wspomagane przez obliczenia polowe [Koł_10; Kow_07; Wai_08; Mik_02, Mil_07; Pis_10; Pec_11]. Nawet w przypadku, gdy parametry maszyny wyznaczone są w modelu analitycznym nie wykorzystującym obliczeń MES, to w praktyce zachodzi konieczność weryfikacji modelu za pomocą bardziej wiarygodnej metody obliczeń, głównie ze względu na trudności w precyzyjnym określeniu rozkładu pola w obwodzie magnetycznym oraz parametrów całkowych, jak siła, indukcyjność, lub strumień magnetyczny [Baj_12].

Mając powyższe na uwadze do modelowania silnika zastosowano metody numeryczne oparte na analizie pola elektromagnetycznego. Stanowią one doskonałe narzędzie do analizy zjawisk elektromagnetycznych, cieplnych i mechanicznych, dostarczają też pełnej informacji o rozkładzie pola magnetycznego w poszczególnych elementach obwodu magnetycznego.

Spośród wielu dostępnych metod numerycznych w pracy wykorzystano metodę elementów skończonych (MES). Obecnie na rynku dostępnych jest wiele pakietów oprogramowania, które służą do wspomagane komputerowo projektowania (CAD – Computer Aided Design) układów mechatroniki, a w tym ich pola magnetycznego. Wśród nich na uwagę zasługują programy: FEMM, Maxwell SV, Opera, Quickfield, Ansys, oraz Comsol Multiphysics. Programy te działają w oparciu o szereg zależności analitycznych wiążących wymiary geometryczne z postulowanymi wartościami parametrów eksploatacyjnych.

Ze względu na dostępność oraz posiadane zalety w badaniach wykorzystywano oprogramowanie Comsol Multiphysics, które umożliwia obliczanie pól magnetycznych, elektrycznych oraz cieplnych z uwzględnieniem wymuszeń zarówno statycznych, jak i sinusoidalnie zmiennych (harmonicznych). Sprzężenie tego pakietu z programem Matlab Simulink pozwala również na uwzględnienie wielu aspektów mechaniki. Wykorzystane w pracy środowisko programowe umożliwia badanie zjawisk

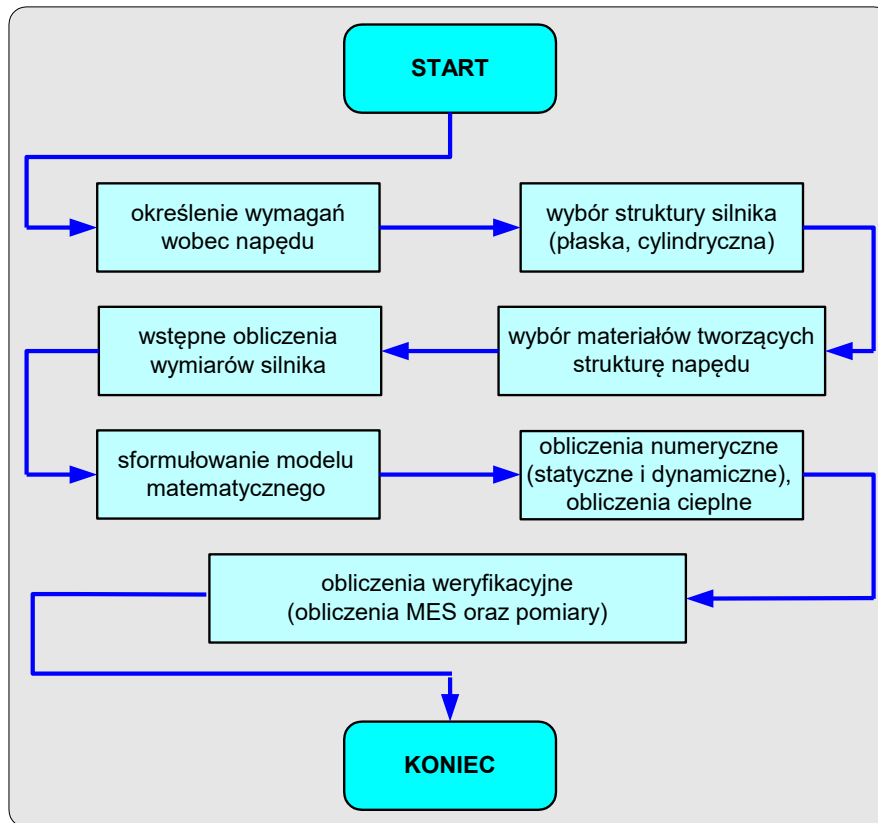
statycznych i dynamicznych w polu elektromagnetycznym w zakresie liniowym i nieliniowym oraz posiada możliwość symulacji przemieszczenia elementów. Dzięki temu istnieje możliwość rzeczywistej symulacji większości przetworników elektromagnetycznych, w tym silników liniowych z magnesami trwałymi.

2.2. Proponowana procedura projektowania napędu elektromagnetycznego

W rozważanym układzie wykonawczym ważne jest wyznaczenie istotnych parametrów statycznych i dynamicznych, jak też ocena wpływu nieliniowego rozkładu pola magnetycznego na pracę napędu. Jest to zadanie trudne, a jego wykonanie przysparza wielu trudności. Mając na uwadze złożoność procesu modelowania takiego napędu przyjęto następujący przebieg prac związanych z analizą i projektowaniem:

- ✓ ustalenie wymagań, jakie ma spełniać napęd (w zakresie funkcjonalności i użyteczności);
- ✓ wybór struktury geometrycznej napędu (płaska, cylindryczna) oraz topologii (magnesy na stojanie lub w biegniku, wybór kierunku magnetyzacji magnesów trwałych);
- ✓ wybór materiałów magnetycznych oraz elektrycznych tworzących strukturę silnika;
- ✓ wstępne obliczenia wymiarów głównych obwodu magnetycznego z uwzględnieniem punktu pracy magnesu trwałego (w oparciu o model analityczny);
- ✓ opracowanie modelu matematycznego wystarczająco dokładnego na potrzeby obliczeń;
- ✓ obliczenia numeryczne (analiza rozkładu pola magnetycznego w szczelinie powietrznej, obliczenia parametrów całkowych pola, analiza wpływu geometrii obwodu magnetycznego na parametry całkowite napędu – modele polowe i polowo-obwodowe);
- ✓ obliczenia cieplne (straty mocy) w oparciu o modelowanie polowe;
- ✓ obliczenia weryfikacyjne (sprawdzenie poprawności modelu matematycznego przyjętego do obliczeń – modele polowe i polowo-obwodowe oraz na stanowisku laboratoryjnym).

Na rysunku 2.1 pokazano główną pętlę stosowanych w pracy obliczeń bez zaznaczenia pętli iteracyjnych. Istotną cechą postępowania według przyjętego schematu jest możliwość sprawdzenia przyjętego rozwiązania w oparciu o obliczenia symulacyjne. Działanie to pozwala na wykonanie procesu projektowania z dużym prawdopodobieństwem poprawności przyjętych rozwiązań (w zakresie objętym symulacją).



Rys. 2.1. Przyjęta procedura projektowania i modelowania napędu

Proponowana procedura obliczeniowa umożliwia przeprowadzenie stosunkowo szybkiego modelowania struktury silnika oraz wykonanie obszernej analizy zjawisk elektromagnetycznych i cieplnych w oparciu o modele polowe. Ponadto umożliwia stworzenie bazy danych obliczeń (sparametryzowane bazowe modele obliczeniowe) i łatwą modyfikację istotnych parametrów konstrukcyjnych oraz sterowania. Proponowanego w pracy sposobu modelowania i obliczeń nie da się w pełni zautomatyzować, stanowi on jedynie narzędzie wspomagające proces projektowania napędów z magnesami trwałymi i jest oryginalnym osiągnięciem autora pracy.

2.2.1. Wymagania jakie powinien spełniać napęd

Podstawowymi własnościami, które musi spełniać rozważany napęd z magnesami trwałymi, jest wytwarzana siła ciągu (przyjęto $|F| \geq 100\text{ N}$), oraz zakres ruchu biegnika (przyjęto $|\Delta z| \geq 150\text{ mm}$). Napęd powinien odznaczać się możliwie małą masą oraz dużą sztywnością i powinien być stabilny cieplnie. W celu zapewnienia odpowiedniej funkcjonalności należy dążyć do minimalizacji jego zewnętrznych gabarytów.

Wymagania są konfliktowe, więc ich kompromisowe spełnienie jest trudne z powodów konstrukcyjnych oraz materiałowych. Projektując układ złożony z napędzanego mechanizmu i elektromagnesów należy przewyciężyć wiele trudności. Wynikają one z konieczności spełnienia sprzecznych niejednokrotnie wymagań dotyczących budowy uzwojeń, jak i tych które są skutkiem złożoności zjawisk wzajemnego oddziaływania uzwojeń stojana i napędzanego mechanizmu.

Siła ciągu wytwarzana przez silnik zależy od wartości indukcji magnetycznej, przy której magnetowód stojana zostanie wprowadzony w stan nasycenia. Z kolei wartość indukcji nasycenia zależy od rodzaju materiału, z którego wykonano obwód magnetyczny. Przy projektowaniu obwodu magnetycznego z magnesami trwałymi należy też zwrócić uwagę na odmagnesowujący wpływ uzwojeń stojana. Żywotność magnesów trwałych jest dość długa i wynosi ok. 100 lat, jednak podczas pracy w wysokich temperaturach ($>150\text{ }^{\circ}\text{C}$), magnesy mogą stracić swe właściwości, na skutek odmagnesowującego działania prądu. Aby uniknąć odmagnesowania magnesów trwałych konieczne jest wprowadzenie ograniczeń dotyczących:

- ✓ maksymalnego przepływu elektrycznego, którego wartość powinna być o połowę niższa od przepływu od magnesów trwałych ($\Theta_e = 0,5 \cdot \Theta_m$).
- ✓ maksymalnej temperatury pracy, która nie może przekroczyć temperatury Curie (dla magnesów neodymowych $T_{\max} = 80\text{ }^{\circ}\text{C}$) – podczas pracy długotrwałej.

2.2.2. Obliczenia wstępne konstrukcji rozważanego napędu elektrycznego

Badaniom poddano układ wykonawczy, w którego strukturze można wyróżnić kilka obszarów: rdzeń magnetyczny (magnesy trwałe połączone z pierścieniami stalowymi), stojan (cewki obudowane ferromagnetykiem), oraz szczelinę powietrzną. Uzwojenia cewek wykonano z przewodu miedzianego o przekroju okrągłym i średnicy $d_{cu} = 0,85\text{ mm}$, każde uzwojenie składa się łącznie z 300 zwojów. W celu zachowania symetrii mechanicznej, magnetycznej oraz centrowania biegnika w osi symetrii stojana, jego elementy konstrukcyjne ułożyskowano w prowadnicach ślizgowych wykonanych z materiału diamagnetycznego.

Na rysunku 2.2 przedstawiono fragment przekroju osiowego obiektu badań wraz z oznaczeniami wymiarowymi. Wymiary średnicowe oznaczono literami d , oraz D . Indeks r oznacza wymiar dotyczący biegnika, np. d_{rw} jest średnicą wewnętrzną biegnika, natomiast indeks c – dotyczy elementów stojana (cewek), np. w_c - szerokość cewek.

Model geometryczny silnika sparametryzowano następującymi wielkościami:

d_{rz} ; d_{rw} ; D_{cz} – średnice biegnika: zewnętrzna wewnętrzna, zewnętrzna średnica silnika;

τ_m ; τ_f – szerokość magnesów trwałych i pierścieni ferromagnetycznych;

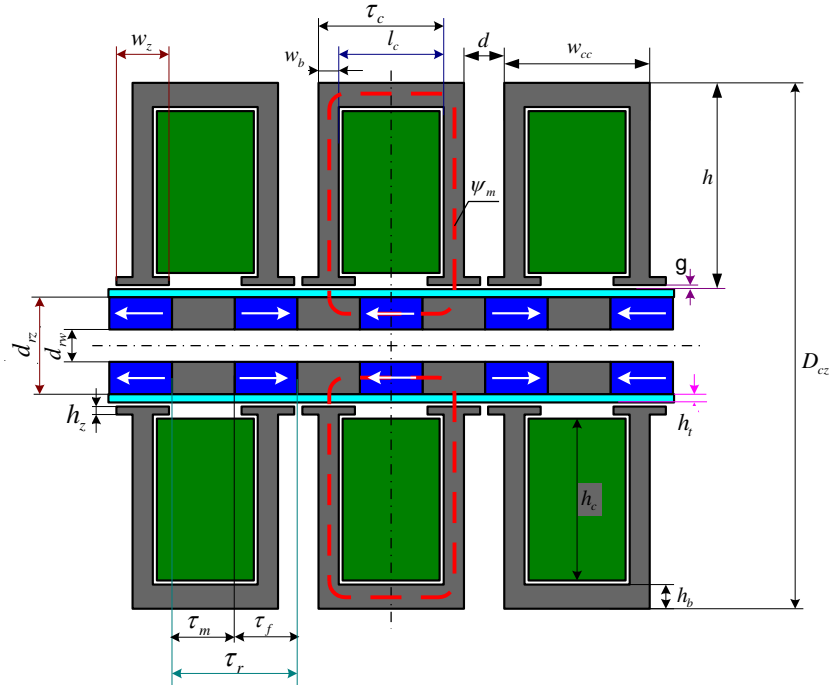
h_i ; g ; d – grubość ścianki rury ślizgowej, grubość szczeliny powietrznej, odległość między cewkami;

τ_r ; τ_c – podziałki biegunowe biegnika oraz stojana;

l_c ; h_c ; h – wymiary cewek: szerokość i wysokość oraz wysokość segmentu stojana;

w_b ; h_b ; w_{cc} – wymiary obudowy ferromagnetycznej, szerokość segmentu silnika;

h_z ; w_z – wymiary zębów (nabiegunków) pojedynczego segmentu stojana;



Rys.2.2. Wycinek przekroju osiowego rozpatrywanego napędu wraz z oznaczeniami wymiarowymi

Strumień magnetyczny od magnesów trwałych płynący w szczeliny powietrznej jest równy:

$$\psi_m = A_m \cdot B_m = A_g \cdot B_g \quad (2.1)$$

gdzie: A_m ; A_g – pole powierzchni magnesu, pole powierzchni nabiegunków, B_m ; B_g – indukcja magnetyczna w magnesie i w szczeliny powietrznej.

Korzystając z zasady ciągłości strumienia magnetycznego można powiązać średnicę magnesu trwałego d_{rz} z podziałką biegunową τ_r według zależności [Mil_09]:

$$B_m \cdot \frac{\pi}{4} \cdot (d_{rz}^2 - d_{rw}^2) = \frac{1}{2} \cdot B_g \cdot \pi \cdot d_g \cdot \tau_r \quad (2.2)$$

gdzie: τ_r – podziałka biegunowa biegnika, B_g – indukcja magnetyczna w szczeliny powietrznej określona dla średniej średnicy biegnika zdefiniowanej jako:

$$d_g = d_{rz} + 2 \cdot h_t + g \quad (2.3)$$

gdzie: g – szczelina powietrzna, h_t – grubość ścianki rury ślizgowej biegnika.

Równanie równowagi spadków napięć magnetycznych w obwodzie jest opisane zależnością (2.4). Na jej podstawie można wyznaczyć natężenie pola magnetycznego w szczeliny powietrznej (2.5).

$$2H_g \cdot g + H_m \cdot l_m = 0 \quad (2.4)$$

gdzie: $H_m; H_g$ – natężenie pola magnetycznego magnesu trwałego i szczeliny powietrznej, $g; l_m$ – szerokość szczeliny powietrznej, długość magnesu trwałego.

$$H_g = -\frac{l_m}{2 \cdot g} \cdot H_m \quad (2.5)$$

Wartość indukcji magnetycznej B_g w szczeliny powietrznej pochodzącej od magnesu trwałego jest proporcjonalna do natężenia pola magnetycznego H_g , stąd po uwzględnieniu zależności (2.5) wartość indukcji magnetycznej wynosi:

$$B_g = -\frac{\mu_0 \cdot l_m}{2 \cdot g} \cdot H_m \quad (2.6)$$

Uwzględniając zależność (2.6) w równaniu (2.1) otrzymano indukcję magnetyczną magnesu:

$$B_m = -\frac{\mu_0 \cdot l_m \cdot A_g}{2 \cdot A_m \cdot g} \cdot H_m \quad (2.7)$$

Zależność opisującą indukcję w magnesie trwałym można również uzyskać z krzywej odmagnesowania:

$$B_m = \mu_r \cdot H_m + B_r \quad (2.8)$$

gdzie: B_r – indukcja remanencji, μ_r – współczynnik przenikalności magnetycznej magnesu.

Rozwiązując układ równań (2.7) i (2.8) otrzymano zależność opisującą indukcję magnetyczną magnesu trwałego:

$$B_m = \frac{\mu_0 \cdot l_m \cdot A_g \cdot B_r}{2 \cdot \mu_0 \cdot \mu_m \cdot A_m \cdot g + \mu_0 \cdot A_g \cdot l_m} \quad (2.9)$$

Na podstawie zależności (2.9) można wyznaczyć wartość strumienia magnetycznego od magnesu trwałego:

$$\psi_m = B_m \cdot A_m = \frac{\mu_0 \cdot A_g \cdot A_m \cdot l_m \cdot B_r}{2 \cdot \mu_0 \cdot \mu_m \cdot A_m \cdot g + \mu_0 \cdot A_g \cdot l_m} \quad (2.10)$$

Pola przekroju promieniowego zębów stojana oraz nabiegunnika w szczelinie powietrznej można wyznaczyć z zależności;

$$\begin{aligned} A_z &= \pi \cdot (d_g + g) \cdot w_z \\ A_b &= \pi \cdot (d_g + g + 2 \cdot h_z) \cdot w_b \end{aligned} \quad (2.11)$$

Biorąc pod uwagę strumień magnetyczny zębów stojana w odniesieniu do strumienia biegnika, przy założeniu, że gęstość strumienia jarzm jest równa gęstości strumienia biegnika, wymiary obudowy cewek można wyrazić zależnościami [Mil_09]:

$$\text{Wysokość obudowy ferromagnetycznej: } h_f = \frac{A_b}{\pi \cdot (d_{rz} + 2 \cdot h_l + 2 \cdot g + 2 \cdot h_c + h_b)} \quad (2.12)$$

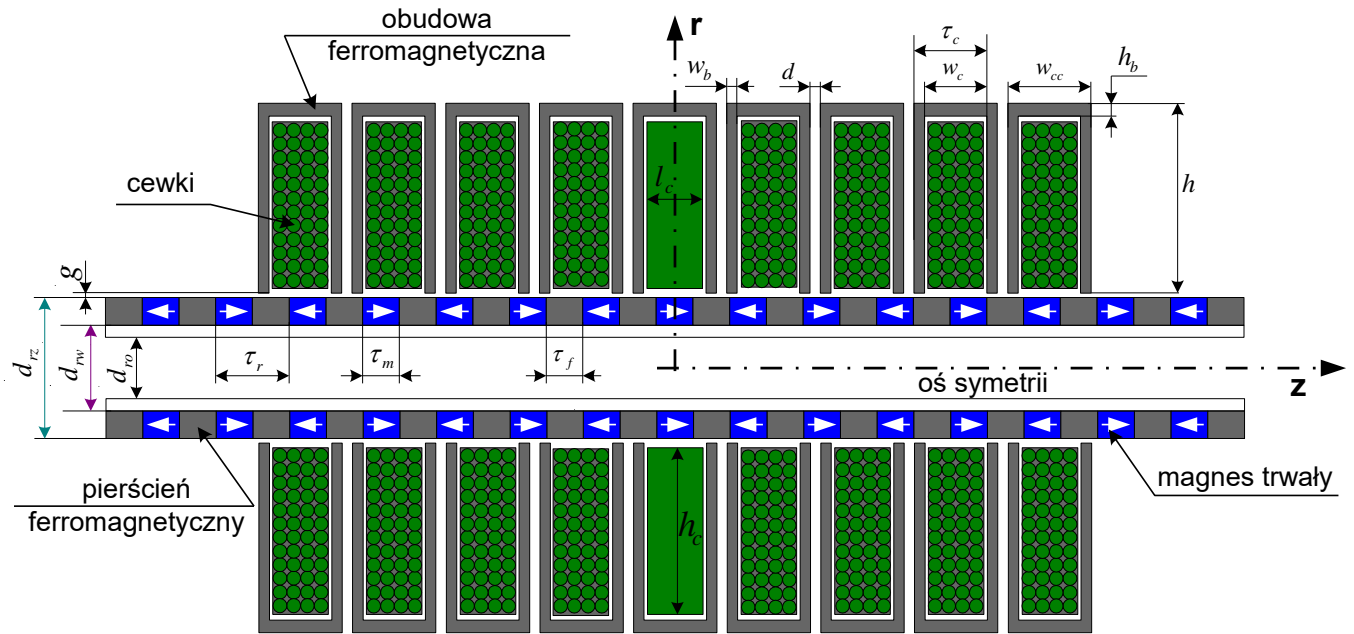
$$\text{oraz wysokość cewki: } h_c = \frac{1}{2} \cdot (D_{sz} - (d_{rz} + 2 \cdot h_l) - 2 \cdot g - 2 \cdot h_b) \quad (2.13)$$

Dobór wymiarów obwodu magnetycznego silnika nie jest dowolny, wynika natomiast z informacji uzyskanych w dostępnej literaturze [Mil_09, Mur_03, Sme_06] oraz z przeprowadzonych przez autora wstępnych badań numerycznych. W publikacji [Mil_09] uznano, że grubość obudowy h_b powinna mieścić się w przedziale $4 \div 8$ [mm]. We wstępnych obliczeniach MES potwierdzono powyższy wynik, na tej podstawie przyjęto grubość obudowy $h_b = 4$ [mm]. Z kolei w publikacji [Wan_04] wykazano, że pulsacje siły ciągu są najmniejsze przy zachowaniu odpowiedniego stosunku długości magnesu trwałego τ_m do podziałki biegunowej biegnika τ_r , mieszczącego się w przedziale $0.45 \div 0.65$, dla takiego współczynnika uzyskano maksymalną wartość siły ciągu. W rozważanej konstrukcji zastosowano magnesy trwałe o wymiarach: $24 \times 12 \times 8$, stąd przyjęto długość magnesu $\tau_m = 8$ [mm], zatem długość przekładki ferromagnetycznej przyjęto na poziomie $\tau_f = 10$ [mm].

Na rysunku 2.3 przedstawiono przekrój osiowy silnika wraz z oznaczeniami wymiarowymi przyjętymi do obliczeń numerycznych. Do obliczeń przyjęto uproszczony model pozbawiony zębów stojana (wymiarów $w_z; h_z$ na rys. 2.2). Po przeanalizowaniu

2. Procedura projektowania i analizy elektrycznych układów wykonawczych z magnesami trwałymi

literatury oraz wykonaniu wstępnych obliczeń numerycznych przyjęto wymiary obwodu magnetycznego, które stanowią punkt wyjścia do dalszych obliczeń. Wartości liczbowe wymiarów geometrycznych modelowanego silnika liniowego, zgodnie z oznaczeniami na rys. 2.3, zamieszczono w tabeli nr 2.1.



Rys.2.3. Przekrój osiowy rozpatrywanego napędu wraz z oznaczeniami wymiarowymi

Tabela nr 2.1. Wymiary i parametry modelu silnika na podstawie wstępnych obliczeń

Symbol	Oznaczenie	Wartość / jednostka
d_{rw}	średnica wewnętrzna biegnika	12 [mm]
d_{rz}	średnica zewnętrzna biegnika	24 [mm]
g	szczelina powietrzna	1 [mm]
d	odległość między uzwojeniami	4 [mm]
τ_m	długość magnesu trwałego	8 [mm]
B_r	indukcja remanencji	1.23 [T]
τ_f	długość pierścienia ferromagnetycznego	10 [mm]
τ_r	podziałka biegunowa biegnika	18 [mm]
d_{cu}	Średnica drutu nawojowego	0,85 [mm]
N	liczba zwojów cewki	300 [-]
l_c	szerokość cewki	12 [mm]
$h_c; h$	wysokość cewki, wysokość stojana	24 [mm]; 30 [mm]
$w_c; w_{cc}$	wewnętrzna, zewnętrzna szerokość stojana	14 [mm]; 22 [mm]
$w_z; h_z$	grubość i wysokość zęba stojana	6 [mm]; 1 [mm]
$w_b; h_b$	grubość i wysokość obudowy stojana	4[mm]; 4 [mm]
D_{cz}	całkowita średnica zewnętrzna silnika	86 [mm]

2.3. Podsumowanie

Wymiary elementów rozważanego układu magnetycznego oraz parametry uzwojeń napędu elektrycznego ustala się po wykonaniu obszernych obliczeń. W żadnym odcinku biegnika indukcja magnetyczna nie może przekraczać indukcji nasycenia według charakterystyk magnesowania, prąd znamionowy pobierany z sieci nie może przekraczać wartości obliczonej wstępnie, oraz napęd musi rozwijać wymaganą siłę ciągu F_n . Jeżeli warunki te nie zostały spełnione, należy zmienić wymiary obwodu magnetycznego lub założone parametry uzwojeń. Aby osiągnąć założony rezultat konieczne jest opracowanie sparametryzowanych modeli polowych, w których możliwe będzie wprowadzenie modyfikacji wymiarów geometrycznych i parametrów zasilania silnika oraz wykonanie analizy pod kątem spełnienia wymagań projektowych. Rozwiązanie tego zadania jest możliwe poprzez własne skrypty programowe zapewniające połączenie metody elementów skończonych z pakietem Matlab i umożliwiające korygowanie geometrii magnetowodu w pętli iteracyjnej do czasu spełnienia określonego kryterium.

W pracy zawarto obliczenia obwodu magnetycznego napędu z magnesami trwałymi w oparciu o tradycyjną procedurę projektowania. Algorytm projektowania wzbogacono o obliczenia numeryczne wykonywane w środowisku opartym na metodzie elementów skończonych, co umożliwia znacznie precyzyjniejsze wyznaczenie interesujących parametrów. Takie podejście pozwala na znalezienie nie tylko optymalnej struktury napędu, ale też na optymalne sterowanie napędem. Metoda modelowania i projektowania napędu w ujęciu polowym oraz polowo-obwodowym z wykorzystaniem środowiska (MES) zostanie szerzej omówiona w kolejnych rozdziałach pracy.

3. Model fizyczny i model matematyczny napędu liniowego

3.1. Wprowadzenie

Rozważany w pracy układ wykonawczy z magnesami trwałymi jest obiektem złożonym, silnie nieliniowym, co znacznie komplikuje jego model matematyczny. Celem autora jest opracowanie modelu matematycznego napędu wystarczająco dokładnego dla praktycznych zastosowań, a zarazem uniwersalnego, który zapewniałby modyfikację jego parametrów w zależności od przeznaczenia lub rodzaju wykonywanego zadania.

Zjawiska zachodzące w silnikach z magnesami trwałymi mają charakter polowy, jednak w praktyce, ze względu na trudności z rozwiązywaniem równań modelu polowego do analizy stanów pracy tych urządzeń nawet współcześnie wykorzystuje się modele obwodowe lub polowo-obwodowe [Kny_16].

Ze względu na poziom skomplikowania „pełnych” modeli polowych generujący duże nakłady obliczeniowe, zjawiska o naturze polowej na potrzeby analizy rozpatrywano w sposób uproszczony, poprzez pominięcie w modelu zjawisk o mniejszym znaczeniu dla analizowanych stanów pracy.

W dalszej części rozdziału przedstawiono i scharakteryzowano modele matematyczne wykorzystywane w pracy, które posłużyły do określenia podstawowych charakterystyk statycznych silnika oraz symulacji jego właściwości dynamicznych.

3.2. Model fizyczny - identyfikacja zjawisk

Rozważany w pracy obiekt zbudowany jest z cewek cylindrycznych oraz ruchomego rdzenia, poruszającego się wzdłuż osi symetrii cewek. W budowie rozważanego napędu liniowego można wyróżnić trzy zasadnicze obwody:

- obwód magnetyczny – złożony z obudowy cewek, pierścieni ferromagnetycznych (duża względna przenikalność magnetyczna) połączonych z pierścieniowymi magnesami trwałymi oraz szczeliny powietrznej;
- obwód elektryczny – który stanowią uzwojenia poszczególnych cewek tworzących stojan silnika wraz z przewodami zasilającymi;
- obwód mechaniczny – złożony z systemu zawieszenia i centrowania uzwojeń w szczelinie powietrznej; elementy te odznaczają się symetrią osiową.

W strukturze napędu zachodzi przetwarzanie energii elektrycznej w energię magnetyczną pola, a następnie w energię kinetyczną biegnika. Energia elektryczna pobrana ze źródła jest zamieniana na przemieszczenie biegnika, oraz do nadania mu prędkości.

Analiza modelowanego obiektu dotyczy ruchu postępowego rdzenia, w chwili podania napięcia na uzwojenia stojana. Generowane pole magnetyczne wokół cewek zależy nieliniowo od wartości natężenia prądu oraz od indukcyjności cewek. Przepływ prądu generuje strumień magnetyczny, który jest skierowany przeciwnie do strumienia od magnesów trwałych, lub też sumuje się z tym strumieniem, w zależności od pozycji biegnika względem stojana. W efekcie powstaje siła elektromagnetyczna powodująca ruch biegnika. Poruszający się bieżnik skupia linie sił pola magnetycznego, zaburzając tym samym dodatkowo nieliniowy jego rozkład. Pole magnetyczne definiowane jest przez wektor indukcji magnetycznej oraz wartość natężenia pola magnetycznego. Poruszający się bieżnik posiada pewną bezwładność mechaniczną. Pomiędzy elementami ruchomymi, a prowadnicą występują siły tarcia statycznego oraz tarcia kinetycznego. Z kolei cewka charakteryzuje się indukcyjnością statyczną oraz dynamiczną. Indukcyjność statyczna zależy od liczby amperozwojów i położenia biegnika, natomiast indukcyjność dynamiczna zależy od szybkości zmian w czasie natężenia prądu oraz od prędkości biegnika.

W wyniku ruchu biegnika w cewkach indukuje się siła elektromotoryczna samoindukcji zależna nie tylko od prędkości ruchu, ale też od położenia biegnika. Przepływający prąd powoduje wzrost temperatury uzwojeń w funkcji wartości natężenia prądu oraz czasu zasilania, co skutkuje zmianą rezystancji oraz stratami cieplnymi w uzwojeniu cewki.

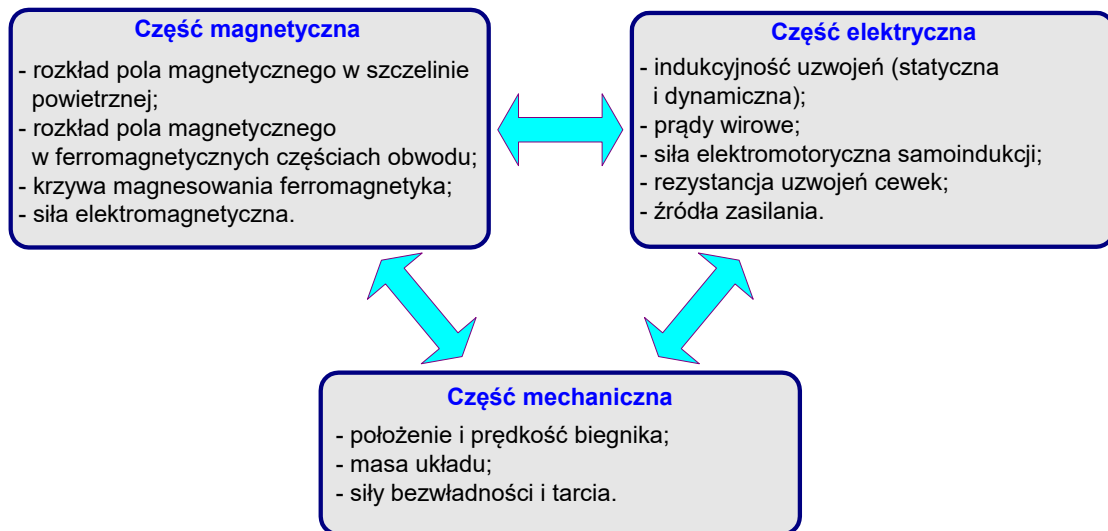
Dodatkowo w rdzeniu indukowane są prądy wirowe, które powodują straty ciepłne. Elementy rdzenia posiadają nieliniową krzywą magnesowania, która zależy od wielu czynników, m.in. od składników materiału ferromagnetycznego i sposobu jego obróbki (histereza statyczna), a także od wartości i szybkości zmian natężenia pola magnetycznego (histereza dynamiczna).

Siły tarcia statycznego i dynamicznego – powodują powstanie dodatkowej siły (siły oporowej), którą silnik musi przezwyciężyć, aby wykonać ruch. W przypadku silników o dużych mocach opory ruchu można zaniedbać (udział sił wywołanych siłami tarcia w całkowitej sile generowanej przez silnik jest znikomy), w mniejszych silnikach należy już uwzględniać występowanie siły oporowej.

Zjawiska fizyczne takie jak nasycenie elementów ferromagnetycznych, oraz nagrzewanie części i elementów przewodzących są przyczyną, że modele, które ich nie uwzględniają dają niedokładne wyniki. Projektując silnik elektryczny należy więc dążyć do

opracowania jak najbardziej dokładnego modelu matematycznego, który pozwoli na zbadanie istotnych z punktu widzenia celu badań zjawisk fizycznych. Model powinien zapewniać współpracę z programem iteracyjnym (optymalizacyjnym), aby była możliwość analizy i poprawy jego właściwości bez konieczności budowania prototypów.

Reasumując powyższe, w celu przeprowadzenia odpowiedniej symulacji działania liniowego napędu z magnesami trwałymi konieczne jest matematyczne powiązanie wszystkich obwodów (Rys. 3.1): magnetycznego, elektrycznego i mechanicznego, łączących podstawowe zjawiska fizyczne zachodzące w napędzie.



Rys.3.1. Schemat systemu elektromagnetycznego

Zagadnienia związane z przetwarzaniem energii w układach wykonawczych z magnesami trwałymi należą do bardzo złożonych. Obecna wiedza na temat właściwości fizycznych materiałów oraz zjawisk zachodzących w tych urządzeniach jest na tyle szeroka, że uwzględnienie wszystkich prowadziłoby do bardzo złożonych i kosztownych obliczeniowo modeli [Koł_10]. Dlatego konieczne jest przeprowadzenie wstępnej analizy obiektu badań, pod kątem wprowadzenia założeń upraszczających i pominięcia niektórych mniej istotnych zjawisk fizycznych. Biorąc pod uwagę specyficzną budowę analizowanego silnika, jak i warunki jego pracy do dalszych rozważań przyjęto następujące **założenia konstrukcyjne**:

- cewka zasilana jest impulsami prądowymi o stałym natężeniu i amplitudzie znacznie mniejszej niż wytrzymałość prądowa uzwojeń;
- czas zasilania cewki jest relatywnie krótki (praca krokowa);
- ferromagnetyczne części obwodu magnetycznego nie osiągają stanu nasycenia;
- biegnik wykonany jest z materiału ferromagnetycznego o stałej przenikalności magnetycznej, oraz jest długi, więc można pominąć wpływ efektów końcowych.

Na podstawie powyższych założeń przyjęto następujące **uproszczenia modeli**:

- pole magnetyczne występujące w szczelinie powietrznej jest jednorodne;
- pominięto wpływ prądów wirowych oraz histerezę magnetyczną;
- przyjęto brak sprzężeń magnetycznych pomiędzy poszczególnymi segmentami stojana (separacja magnetyczna);
- zaniedbano spadki napięć magnetycznych w ferromagnetyku w porównaniu ze spadkami napięć magnetycznych w szczelinie powietrznej;
- pominięto w obliczeniach napięcie magnetyczne oraz straty w ferromagnetyku (duża przenikalność żelaza w odniesieniu do powietrza i magnesów trwałych);
- brak tarcia suchego, występuje tarcie lepkie, proporcjonalne do prędkości ruchu.

W niniejszej pracy podjęto się zadania zbudowania modelu matematycznego i symulacyjnego uwzględniającego podstawowe zjawiska fizyczne zachodzące w urządzeniu (elektryczne, magnetyczne, mechaniczne i cieplne) oraz opracowania algorytmów i procedur rozwiązywania równań różniczkowych tego modelu. Praca porusza szereg zagadnień spotykanych w układach mechatronicznych, obejmuje zarówno procesy modelowania, jak i symulacji napędu liniowego z magnesami trwałymi.

3.3. Modele matematyczne zjawisk elektromechanicznych rozważanego napędu liniowego z magnesami trwałymi

3.3.1. Model obwodowy (o parametrach skupionych)

Modele obwodowe w swojej strukturze zawierają elementy skupione, w postaci źródeł energii oraz bierne elementy o stałych skupionych (dyskretne), opisane swoimi parametrami jak indukcyjności uzwojeń, czy też rezystancje reprezentujące w modelu zjawisko rozpraszania energii. Wielkości te są parametrami całkowymi modelu, reprezentującymi właściwości generowania, magazynowania i rozpraszania energii w pewnym obszarze [Mil_07]. Klasyczny, obwodowy model silników liniowych jest wykorzystywany przez autorów wielu prac [Att_95, Cho_95, Cor_95, Gie_94, Mik_02].

Punktem wyjścia do opracowania modelu matematycznego napędu elektrycznego jest układ równań różniczkowych obejmujących równanie równowagi napięciowej (3.1), oraz równanie równowagi mechanicznej (3.2):

$$u(t) = R \cdot i(t) + \frac{d\Psi(t)}{dt} \quad (3.1)$$

gdzie: u - napięcie zasilania; R - rezystancja; i - prąd płynący przez uzwojenia; Ψ - strumień magnetyczny w szczeliny powietrznej.

$$m \cdot \frac{d^2 z}{dt^2} = F_e - F_t - F_{load} \quad (3.2)$$

gdzie: m - masa rdzenia; z - położenie biegnika; F_{load} - siła obciążająca;
 F_e - siła elektromagnetyczna; F_t - siła tarcia;

W napędach z magnesami trwałymi występują dwa obwody magnetyczne. Pierwszy obwód magnetyczny służy do wytworzenia siły magnetycznej punktu pracy. Źródłem energii magnetycznej jest tu magnes trwały (modele obliczania obwodów magnetycznych z magnesami trwałymi zawarto w załączniku A pracy). Drugi obwód magnetyczny wykorzystywany jest do generowania siły powodującej ruch rdzenia. Źródłem energii magnetycznej w tym obwodzie są uzwojenia cewek.

Strumień magnetyczny od magnesów trwałych jest stały w czasie, natomiast strumień w uzwojeniach ulega częstym zmianom zależnym od położenia biegnika. Podstawowe ograniczenie, jakie wnoszą uzwojenia cewek (dynamiczna zmiana strumienia magnetycznego), to indukowanie prądów wirowych w rdzeniu. Konstrukcja napędu musi uwzględniać ograniczenia stawiane przez powyższe obwody magnetyczne.

Reasumując powyższe strumień magnetyczny stanowi sumę dwóch składników: strumienia Ψ_m od magnesów trwałych oraz strumienia Ψ_i wywołanego przepływem prądu:

$$\Psi = \Psi_m + \Psi_i \quad (3.3)$$

Strumień magnetyczny Ψ_m zależy tylko od położenia z biegnika, zatem $\Psi_m = \Psi_m(z)$, natomiast strumień Ψ_i zależy zarówno od przemieszczenia, jak i prądu płynącego przez cewki, stąd $\Psi_i = \Psi_i(z, i)$. Pochodna całkowitego strumienia magnetycznego względem czasu opisanego równaniem (3.3) może zostać zaprezentowana w następujący sposób [Yat_04]:

$$\frac{d\Psi}{dt} = \frac{\partial\Psi}{\partial z} \cdot \frac{dz}{dt} + \frac{\partial\Psi}{\partial i} \cdot \frac{di}{dt} = \frac{\partial\Psi}{\partial z} \cdot \frac{dz}{dt} + \frac{\partial\Psi_i}{\partial i} \cdot \frac{di}{dt} \quad (3.4)$$

Oznaczając indukcyjność uzwojeń stojana jako L , strumień skojarzony z uzwojeniami Ψ_i może być wyrażony jako $\Psi_i = Li$ oraz:

$$\frac{\partial\Psi_i}{\partial i} = \frac{\partial(Li)}{\partial i} = \frac{\partial L}{\partial i} i + L \quad (3.5)$$

3. Model fizyczny i model matematyczny napędu liniowego

Biorąc pod uwagę zależności (3.3), (3.4) oraz (3.5) równanie (3.1) można zapisać w następującej postaci:

$$u(t) = R \cdot i(t) + \frac{\partial \Psi}{\partial z} \cdot \frac{dz}{dt} + \left(L + i \cdot \frac{\partial L}{\partial i} \right) \frac{di}{dt} \quad (3.6)$$

Wyrażenie (3.6) może być dalej przekształcone, po wprowadzeniu prędkości ruchu biegnika jako:

$$\frac{di}{dt} = \frac{1}{L + i \frac{\partial L}{\partial i}} \cdot \left(u - R \cdot i - \frac{\partial \Psi}{\partial z} \cdot v \right) \quad (3.7)$$

W części mechanicznej układu (3.2) występują trzy siły: siła ciągu, siła bezwładności oraz siła tarcia.

$$\frac{dv}{dt} = \frac{1}{m} [F_e - F_t - F_{load}] \quad (3.8)$$

gdzie: $F_t = K_d \cdot \frac{dz}{dt} + K_s$; K_d, K_s – współczynniki siły tarcia dynamicznego i statycznego.

Siłę elektromagnetyczną oblicza się jako pochodną koenergii pola magnetycznego:

$$F_e = \frac{\partial W_c(i, z)}{\partial z} = \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{2} \cdot L(i, z) \cdot i^2 + W_m \right) = \frac{1}{2} \cdot \frac{\partial L(i, z)}{\partial z} \cdot i^2 + \frac{\partial W_m}{\partial z} \quad (3.9)$$

gdzie: z - przemieszczenie, $W_c(i, z)$ - koenergia układu, $W_m(z) = \Psi_m(z) \cdot i$ – koenergia pola od magnesów trwałych, i - prąd płynący w uzwojeniach.

Ostatecznie zależności opisujące model matematyczny napędu liniowego z magnesami trwałymi (3.10) można zapisać w postaci układu zwyczajnych równań różniczkowych:

$$\begin{cases} \frac{di_k}{dt} = \frac{1}{\frac{\partial \Psi_k(i, z)}{\partial i_k}} \cdot \left(u_k - R \cdot i_k - \frac{\partial \Psi_k(i, z)}{\partial z} \cdot v_z \right) \\ \frac{dz}{dt} = v_z \\ \frac{d^2 z}{dt^2} = \frac{1}{m} \cdot (F_e(i_k, z) - K_d \cdot v_z - K_s - F_{load}) \end{cases} \quad k = 1, 2, \dots, n \quad (3.10)$$

gdzie: n – oznacza liczbę segmentów (faz) silnika.

W przypadku pracy synchronicznej ($k = 1,2,3$) prąd płynący w uzwojeniach oraz strumień magnetyczny skojarzony z uzwojeniami wyraża się następującymi zależnościami [Fal_13]:

$$i_k = i_{\max} \cdot \cos\left(\frac{z}{\tau_r} \cdot \pi - \frac{2\pi}{3} \cdot (k-1)\right) \quad (3.11)$$

$$\begin{cases} \Psi_a = L_a \cdot i_a + M_{ab} \cdot i_b + M_{ac} \cdot i_c + \Psi_{ma} \\ \Psi_b = M_{ba} \cdot i_a + L_b \cdot i_b + M_{bc} \cdot i_c + \Psi_{mb} \\ \Psi_c = M_{ca} \cdot i_a + M_{cb} \cdot i_b + L_c \cdot i_c + \Psi_{mc} \end{cases} \quad (3.12)$$

gdzie: L_i – indukcyjność własna i -tej cewki, M_{jk} – indukcyjność wzajemna pomiędzy uzwojeniem j oraz k , $\Psi_{ma}; \Psi_{mb}; \Psi_{mc}$ – strumienie magnetyczne od magnesów trwałych skojarzone z poszczególnymi fazami wyrażone zależnościami poniżej [Fal_13]:

$$\begin{cases} \Psi_{ma} = \Psi_m \cdot \cos\left(\frac{\pi}{\tau} \cdot z\right) \\ \Psi_{mb} = \Psi_m \cdot \cos\left(\frac{\pi}{\tau} \cdot z - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \Psi_{mc} = \Psi_m \cdot \cos\left(\frac{\pi}{\tau} \cdot z + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (3.13)$$

gdzie: τ – podziałka biegunowa silnika, Ψ_m – amplituda strumienia magnetycznego.

Strumień magnetyczny od magnesów trwałych Ψ_m można wyznaczyć jako:

$$\Psi_m = \frac{l_m}{l_m + \delta} \cdot B_r \cdot A_m \quad (3.14)$$

gdzie: l_m – długość magnesu trwałego, δ – długość szczeliny powietrznej, A_m – pole powierzchni magnesu, B_r – indukcja remanentu (dla magnesów neodymowych 1.23 T).

Biorąc pod uwagę, że uzwojenia stojana mają taką samą wartość rezystancji dla wszystkich faz uzwojenia, jak również te same wartości indukcyjności własnej i wzajemnej, można przyjąć:

$$\begin{aligned} R_a &= R_b = R_c = R_s \\ L_a &= L_b = L_c = L_s \\ M_{ab} &= M_{ba} = M_{ac} = M_{ca} = M_{bc} = M_{cb} = M_s \end{aligned} \quad (3.15)$$

Pochodne strumieni przy zasilaniu trójfazowym można wyrazić jako:

$$\begin{cases} \frac{d\Psi_a}{dt} = L_s \frac{di_a}{dt} + M_s \frac{di_b}{dt} + M_s \frac{di_c}{dt} - \frac{\pi}{\tau} \cdot \frac{dz}{dt} \cdot \Psi_m \cdot \cos\left(\frac{\pi}{\tau} \cdot z\right) \\ \frac{d\Psi_b}{dt} = M_s \frac{di_a}{dt} + L_s \frac{di_b}{dt} + M_s \frac{di_c}{dt} - \frac{\pi}{\tau} \cdot \frac{dz}{dt} \cdot \Psi_m \cdot \cos\left(\frac{\pi}{\tau} \cdot z - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{d\Psi_c}{dt} = M_s \frac{di_a}{dt} + M_s \frac{di_b}{dt} + L_s \frac{di_c}{dt} - \frac{\pi}{\tau} \cdot \frac{dz}{dt} \cdot \Psi_m \cdot \cos\left(\frac{\pi}{\tau} \cdot z + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (3.16)$$

Odpowiednio z układu równań (3.16), równanie napięciowe (3.1) może być zapisane w postaci macierzy [Fal_13], tzn.

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \times \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \frac{\pi}{\tau} \cdot \frac{dz}{dt} \cdot \Psi_m \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{\pi}{\tau} \cdot z\right) \\ \cos\left(\frac{\pi}{\tau} \cdot z - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\frac{\pi}{\tau} \cdot z + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

W celu uproszczenia zapisu modelu silnika wyrażony zależnością (3.17) może być przedstawiony w zwięzłej postaci:

$$u_{abc} = R_s \cdot i_{abc} + L_{abc} \cdot \frac{di_{abc}}{dt} + \frac{dz}{dt} \cdot \frac{d\Psi_{mabc}}{dz} \quad (3.18)$$

gdzie: R_s – macierz rezystancji; L_{abc} – macierz indukcyjności; Ψ_{mabc} – macierz strumieni sprzężonych od magnesów trwałych w uzwojeniach stojana.

Prezentowany model matematyczny silnika liniowego z magnesami trwałymi jest modelem uproszczonym, nie uwzględnia wielu złożonych zjawisk występujących w tego typu maszynach. W wykorzystywanym w pracy w modelu matematycznym uwzględniano straty energii wywołane rezystancją cewek oraz straty mechaniczne na tarcie. Ze względu na pominięcie sprzężeń magnetycznych pomiędzy cewkami, każdą cewkę można rozważać autonomicznie, co oznacza, że równania wyprowadzone dla pojedynczego segmentu (fazy) są też słuszne dla segmentów (faz) pozostałych.

Rozwiązanie powyższego układu równań różniczkowych w oparciu o metody analityczne przysparza sporo trudności i wymaga przyjęcia przybliżonych zależności strumienia magnetycznego oraz indukcyjności uzwojeń, co może generować błędy obliczeń. W celu przeprowadzenia dokładnej symulacji stanów nieustalonych równania pola muszą być sprzężone z równaniami obwodów elektrycznych silnika i równaniami obwodów zewnętrznych. Taki model zjawisk jest nazywany polowo-obwodowym.

W pracy zastosowano metodę wyznaczania parametrów elektromagnetycznych (indukcyjności, strumienia, siły) dla dwuosiowych modeli przy wykorzystaniu rozkładów dwuwymiarowych pól magnetycznych w przekroju poprzecznym silnika – statycznych i quasi-statycznych.

3.3.2. Model polowy (o parametrach rozłożonych)

Ze względu na nieliniowe i anizotropowe właściwości elementów konstrukcyjnych rozważanego silnika jednoznaczne wyznaczenie parametrów skupionych przysparza wiele trudności. Dlatego w analizie zjawisk elektromagnetycznych wykorzystano modele matematyczne, w których parametry i podstawowe charakterystyki statyczne oraz dynamiczne wyznaczano bezpośrednio na podstawie rozkładu pola elektromagnetycznego.

W napędach elektromagnetycznych pole elektromagnetyczne jest wytwarzane jednocześnie przez magnesy trwałe oraz uzwojenia stojana. Równania opisujące nieustalone pole magnetyczne w przestrzeni zawierającej ferromagnetyki miękkie, magnesy trwałe oraz obszary o stałej przenikalności magnetycznej opisują zależności [Kny_16]:

$$\operatorname{rot}\left(\frac{1}{\mu} \operatorname{rot} A\right)=J_u+J_M \quad (3.19)$$

$$J_u=\gamma\left(\operatorname{grad} V_e-\frac{\partial A}{\partial t}\right) \quad (3.20)$$

w których: μ – przenikalność magnetyczna środowiska; A – wektorowy potencjał magnetyczny; J_u – wektor gęstości prądu przewodnictwa w obszarach o konduktywności elektrycznej, J_M – wektor gęstości prądu polaryzacji magnetycznej w obszarach z magnesami trwałymi, γ – konduktywność środowiska, V_e – skalarny potencjał elektryczny.

W obszarach magnesów trwałych wektor gęstości prądu polaryzacji jest zależny od wektora magnetyzacji H_M :

$$J_M=\operatorname{rot} H_M \quad (3.21)$$

Wektor natężenia pola magnetycznego H opisuje zależność:

$$H=v_M \cdot B-H_M \quad (3.22)$$

gdzie: $v_M=\mu_M^{-1}$ – reluktywność magnesu trwałego.

Dla nieustalonego rozkładu pola elektromagnetycznego w nieliniowym, zaburzonym środowisku, w równaniach (3.19-3.20) należy uwzględnić czas oraz prędkość rdzenia. Rozkład pola dla takiego układu opisany jest równaniem różniczkowym cząstkowym [Mik_09]:

$$\text{rot} v \cdot \text{rot} A = J_u - \gamma \cdot \left(\frac{\partial A}{\partial t} + v \times \text{rot} A + \text{grad} V_e \right) \quad (3.23)$$

Pierwszy składnik po prawej stronie równania (3.23) reprezentuje wektor natężenia pola elektrycznego indukowanego w wyniku zmian w czasie wektora indukcji magnetycznej, drugi natężenie pola elektrycznego indukowanego w wyniku ruchu. Składnik trzeci jest wektorem natężenia pola elektrycznego pochodzącego od zewnętrznych źródeł napięcia [Mik_09].

Występujące w wielu przetwornikach pole magnetyczne może być rozpatrywane jako dwuwymiarowe, które może charakteryzować się symetrią płaszczyznową (pole płaskie, np. w maszynie elektrycznej) lub symetrią obrotową (pole osiowosymetryczne, np. w silniku cylindrycznym). W przypadku pola płaskiego przyjmuje się, że wielkości polowe nie są funkcją współrzędnej z . Jeżeli uwzględnimy, że $B = \text{rot} A$, to składowe indukcji są równe:

$$B_x = \frac{\partial A_z}{\partial y}; \quad B_y = -\frac{\partial A_z}{\partial x} \quad (3.24)$$

Zasadnicza część pracy jest poświęcona analizie zjawisk w napędach cylindrycznych, dlatego większość rozważań dotyczy pola o symetrii osiowej, a więc – w układzie współrzędnych cylindrycznych – pola dwuwymiarowego. W takim przypadku wygodniej jest posługiwać się zastępczym potencjałem elektromagnetycznym: $\Phi(r, z, t) = \rho \cdot A_\varphi(r, z, t)$, przy czym: $\rho = 2 \cdot \pi \cdot r$, A_φ – składowa obwodowa wektorowego potencjału magnetycznego. Wówczas składowe indukcji magnetycznej B_r oraz B_z przyjmują postać:

$$B_r = \frac{\partial A_\varphi}{\partial z} = \frac{1}{2\pi r} \cdot \frac{\partial(-2\pi r A_\varphi)}{\partial z} = -\frac{1}{\rho} \cdot \frac{\partial \Phi}{\partial z}; \quad B_z = \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial(r A_\varphi)}{\partial r} = \frac{1}{2\pi r} \cdot \frac{\partial(2\pi r A_\varphi)}{\partial r} = \frac{1}{\rho} \cdot \frac{\partial \Phi}{\partial r} \quad (3.25)$$

W układach osiowosymetrycznych ruch może odbywać się tylko w kierunku osi z . Równanie (3.23) w układzie współrzędnych cylindrycznych można zapisać następująco:

$$\frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{v}{2\pi r} \cdot \frac{\partial \Phi}{\partial r} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \cdot \left(\frac{v}{2\pi r} \cdot \frac{\partial \Phi}{\partial z} \right) = J_u - \gamma \left(\frac{1}{2\pi r} \cdot \frac{\partial \Phi}{\partial t} - v_z \cdot \frac{1}{2\pi r} \cdot \frac{\partial \Phi}{\partial z} \right) \quad (3.26)$$

Na podstawie znajomości rozkładu pola magnetycznego można wyznaczyć parametry całkowite napędu, które są szczególnie istotne w analizie stanów nieustalonych. Modele polowe z wykorzystaniem metody elementów skończonych (MES) obecnie są coraz częściej wykorzystywane do badania własności maszyn elektrycznych w stanach ustalonych i w stanach nieustalonych. Zaletą modeli polowych jest możliwość wykonania analizy napędu o dowolnej strukturze za pomocą tych samych narzędzi. Uniwersalność obliczeń powoduje, że model polowy wykorzystuje się zarówno do analizy właściwości projektowanej konstrukcji, jak też do weryfikacji modeli analitycznych. Nieodzowną zaletą obliczeń polowych jest możliwość precyzyjnego wyznaczenia rozkładu pola magnetycznego w całym układzie magnetycznym, oraz wyznaczenia nasycenia w wybranych miejscach napędu, dzięki czemu jest możliwe określenie strat w obwodzie magnetycznym, co przy zastosowaniu wyłącznie modeli analitycznych byłoby bardzo trudne do określenia, a tym bardziej do zweryfikowania.

W literaturze coraz częściej wykorzystuje się wyłącznie modelowanie polowe (MES) do projektowania urządzeń, przykładem może być praca [Yan_08], w której autorzy zaprojektowali i wykonali silnik z magnesami trwałymi o mocy 1.1 [kW] oraz praca [Kur_04], w której obliczenia MES posłużyły do wykonania dwóch prototypów silnika o mocy około 600 [W]. W literaturze są dostępne też pozycje, w których modele analityczne zostały zweryfikowane wyłącznie przy pomocy obliczeń MES [Lef_00]. Porównanie obliczeń z pomiarami we wszystkich przypadkach dało dobrą zgodność, co potwierdza przydatność metody elementów skończonych do projektowania tego typu maszyn.

Symulacja komputerowa z wykorzystaniem modeli polowych jest znacznie dokładniejsza, jednak wymaga dużego nakładu obliczeniowego. Dlatego współcześnie nadal do obliczeń są wykorzystywane uproszczone modele obwodowe.

W niniejszej pracy badania własności statycznych i dynamicznych silnika wykonano z użyciem modeli polowych, oraz polowo-obwodowych. Przy wykorzystaniu opracowanych w pracy modeli polowych zbadano w dziedzinie czasu przebiegi prądów w uzwojeniach, siły elektromotorycznej samoindukcji, przebiegi prędkości biegnika oraz sił elektromagnetycznych. Zbadano też wpływ strat cieplnych przy różnych rodzajach zasilania oraz wpływ strat w żelazie na działanie napędu. Obliczenia wykorzystujące modele polowe szczegółowo przedstawiono w rozdziałach czwartym, szóstym i siódmym.

3.3.3. Model polowo-obwodowy

Znaczenie modelu polowo-obwodowego w projektowaniu napędów elektrycznych zawiera się w tym, że pozwala on na zbadanie wpływu elementów magnetowodu (wymiary, kształt, parametry materiałów i wielkości elektrycznych) na właściwości eksploatacyjne maszyny. Parametryzacja modelu umożliwia stosunkowo szybką ocenę różnych wariantów konstrukcyjnych projektowanego napędu. Poprawność modelu można sprawdzić porównując obliczone charakterystyki z wyznaczonymi pomiarowo. Wiarygodność obliczeń zależy od jakości modelu, a tę można ocenić porównując wyniki obliczeń i pomiarów.

W obliczeniach modelu quasi-statycznego oraz stanów nieustalonych w przestrzeni 2D wykorzystano modele polowo-obwodowe, gdzie równania Kirchhoffa opisujące stan uzwojeń solenoidów powiązane są z równaniami pola elektromagnetycznego opisującymi przestrzenno-czasowy rozkład pola. Na ich podstawie zbadano charakterystyki statyczne silnika oraz wpływ wybranych parametrów obwodu magnetycznego na te charakterystyki, jak i na własności dynamiczne silnika. Szczegółowe wyniki obliczeń z użyciem modelu polowo-obwodowego zawarto w rozdziale siódmym pracy.

3.4. Podsumowanie

W powyższym rozdziale scharakteryzowano model fizyczny i modele matematyczne silnika liniowego wykorzystywane w pracy. Szczegółowo opisano model uproszczony opisujący stany pracy silników elektromagnetycznych. Jednak autor, w opracowanych i prezentowanych w rozprawie algorytmach obliczeniowych, proponuje wykorzystywać znacznie dokładniejsze modele polowe i polowo-obwodowe. Efektywne algorytmy obliczeń polowo-obwodowych pozwalających na modyfikacje geometrii układu magnetycznego pod kątem poprawy parametrów elektromechanicznych są przedmiotem rozdziału 5, natomiast algorytmy wyznaczania rozkładu wymuszanego napięciowo pola elektromagnetycznego z wykorzystaniem metody elementów skończonych są przedmiotem rozdziału 6 oraz 7.

Wykorzystując uproszczony schemat zastępczy obwodu z magnesami trwałymi zawarty w **załączniku A** pracy, autor zaproponował metodykę wstępnego szacowania współrzędnych punktu pracy magnesu trwałego, oraz długości magnesów bez obecności i w obecności zewnętrznego przepływu odmagnesowującego, co w procedurach modelowania i symulacji jest przydatne do określenia punktów startowych i przedziału zmienności tego parametru.

4. Model komputerowy zjawisk rozważanego silnika liniowego z magnesami trwałymi

4.1. Wprowadzenie

W celu zbudowania właściwego modelu rozważanego w pracy napędu wymagane jest wykorzystanie środowiska komputerowego posiadającego w swojej strukturze rozbudowane procedury różniczkowania i całkowania. Spośród kilku dostępnych metod takich jak: metoda rozdzielania zmiennych, metoda przekształceń całkowych, metody wariacyjne, metoda różnic skończonych, metoda równań całkowych, oraz metoda elementów skończonych, do zbudowania modelu komputerowego wybrano ostatnią z wymienionych. Wybór podyktowany został tym że MES jest metodą zdecydowanie silniejszą i bardziej uniwersalną w rozwiązywaniu problemów o złożonej geometrii i niejednorodnych środowiskach w porównaniu z pozostałymi metodami.

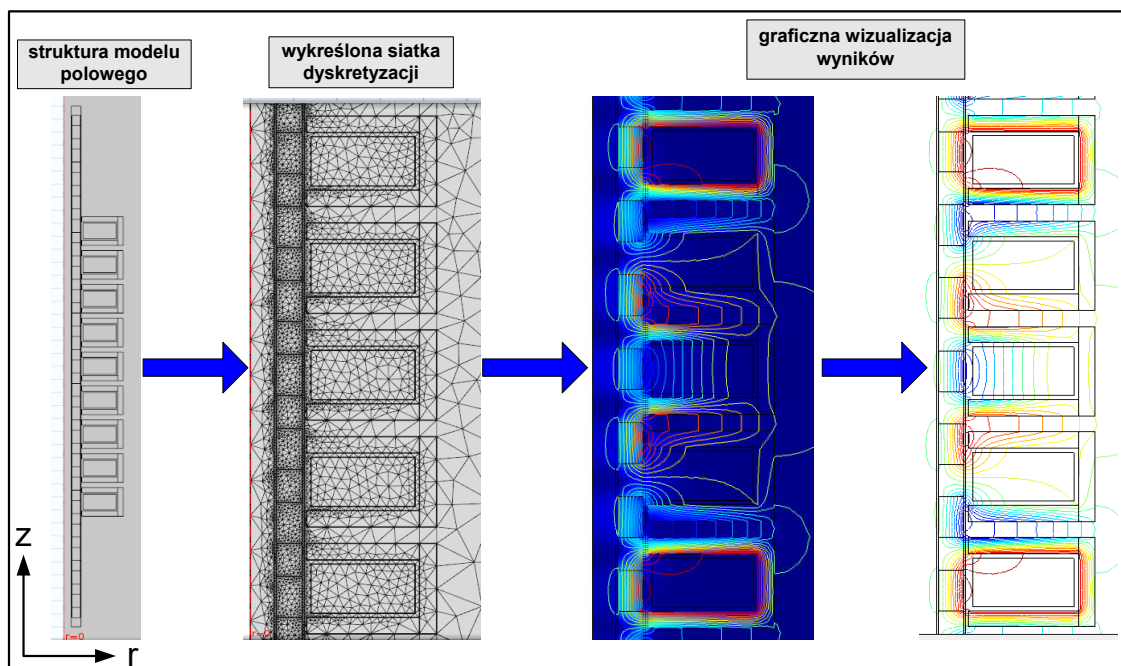
Przed przystąpieniem do budowy modelu przeanalizowano dostępne na rynku środowiska programowe oparte na metodzie elementów skończonych, takie jak: FEMM, Maxwell SV, Quickfield, Matlab PDE, Ansys, czy Comsol Multiphysics. Wybrano oprogramowanie Comsol Multiphysics, ze względu na posiadane liczne zalety przydatne w analizie obiektu badań. Program ten umożliwia analizę 2-wymiarowego pola magnetostaticznego i harmonicznego zarówno dla układów płaskich, jak i osiowo-symetrycznych. Dużą i nieodzowną zaletą programu jest możliwość uruchamiania własnych skryptów obliczeniowych pisanych w środowisku Matlab, co znacząco poprawia automatyzację obliczeń i jest szczególnie istotne w przypadku obliczeń wielowariantowych.

Polowe modele numeryczne dają duże możliwości obliczeniowe, jednak ich złożoność wymaga stosowania specjalnych algorytmów obliczeniowych oraz szybkich komputerów zapewniających rozwiązanie danego problemu. Ze względu na ograniczenia sprzętowe oraz programowe w modelowaniu konieczne jest wprowadzenie niezbędnych założeń upraszczających, które zapewnią poprawność rozwiązania zadania. Obliczenia wykonano przy następujących założeniach upraszczających: rozpatrywano pole magnetostaticzne, cewki zamodelowano jako szyny wiodące prąd, założono stałą gęstość prądu w całym przekroju cewek, pominięto zjawisko prądów wirowych i histerezę magnetyczną (ze względu na poziom skomplikowania modelowania tych zjawisk w układzie z magnesami trwałymi).

W pierwszym etapie badań zbudowano serię modeli polowych napędu, które stały się bazą do zbadania rozkładu pola magnetycznego oraz istotnych parametrów całkowych pola, a w dalszej części pracy do przeprowadzenia wieloaspektowej analizy wpływu zmian geometrii obwodu magnetycznego na charakterystyki statyczne silnika pod kątem poprawy parametrów elektromechanicznych. W kolejnych etapach na potrzeby badań modele polowe modyfikowano, w celu opracowania modelu spełniającego wymagania projektowe dotyczące właściwości dynamicznych. Szczegółowa struktura stosowanych modeli polowych zostanie przedstawiona w dalszej części rozdziału.

4.2. Struktura modelu i procedura obliczeń

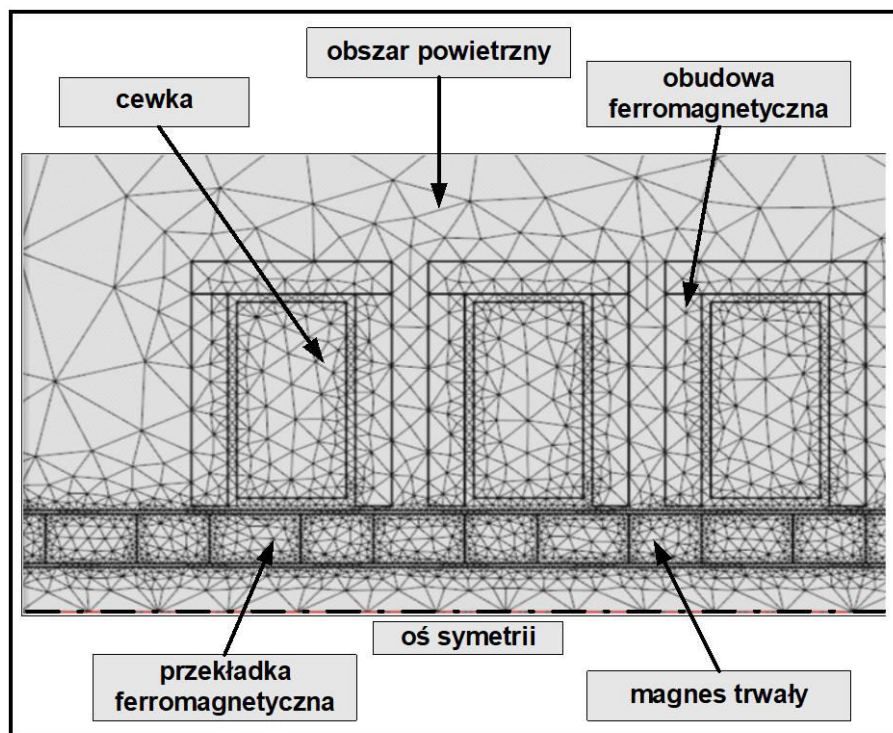
Obiektem badań jest cylindryczny napęd liniowy z magnesami trwałymi składający się z dziewięciu segmentów (modułów). Urządzenie odznacza się separacją magnetyczną poszczególnych cewek stojana względem siebie. W modelu można wyróżnić kilka obszarów: rdzeń magnetyczny, segmenty stojana, oraz szczelinę powietrzną. Uzwojenia cewek wykonano z przewodu miedzianego o przekroju okrągłym i średnicy $d_{cu} = 0,85$ mm, każde uzwojenie składa się łącznie z 300 zwojów. W celu zachowania symetrii mechanicznej i magnetycznej elementy konstrukcyjne zamocowano w łożyskach liniowych wykonanych z materiału diamagnetycznego.



Rys.4.1. Etapy obliczeń polowych silnika liniowego z magnesami trwałymi

Na rys. 4.1 przedstawiono etapy obliczeń modelu polowego silnika zbudowanego na potrzeby pracy, stanowiącego bazę wyjściową do obliczeń i analizy pola magnetycznego.

Na rysunku 4.2 przedstawiono wycinek modelu polowego silnika w przekroju osiowym z zaznaczonymi materiałami. Siatkę dyskretyzacji dobrano w taki sposób, aby spełnić wymagania dotyczące dokładności i czasu obliczeń. Obliczanie siły z wykorzystaniem tensora naprężeń Maxwella wymaga miejscowego zagęszczenia siatki. Dlatego, szczególną uwagę zwrócono na dyskretyzację szczeliny powietrznej. Poprawne zdefiniowanie siatki dyskretyzacji ogranicza błąd procesu iteracyjnego oraz skraca czas obliczeń. Jeżeli w rozpatrywanym obszarze występują elementy ruchome, to w kolejnych krokach czasowych zmienia się struktura geometryczna. Zachodzi więc potrzeba korygowania siatki dyskretyzującej ten obszar. Węzły leżące w układzie ruchomym (r, z) poruszają się razem z tym obszarem, a więc rozkład potencjału jest opisany w lokalnym, ruchomym układzie współrzędnych. W drugiej części obszaru (r, z) węzły są nieruchome [Pis_10].



Rys. 4.2. Fragment modelu polowego silnika z wykreśloną siatką dyskretyzacji

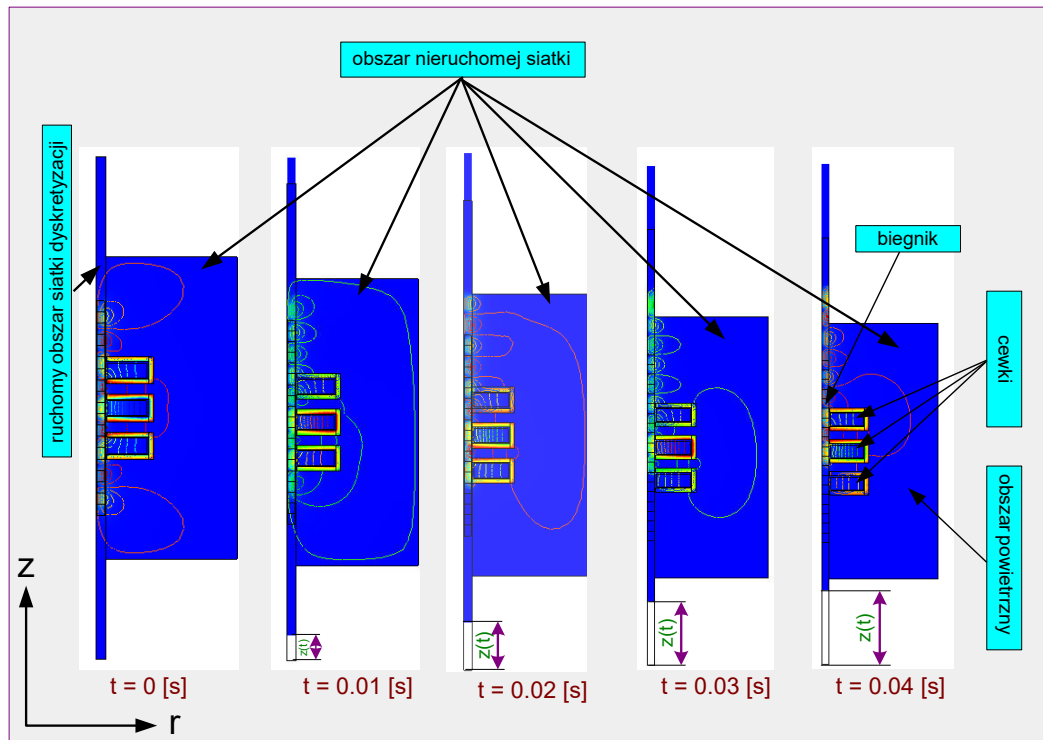
Powinno się zadbać o to, aby w miejscach gdzie można się spodziewać większych wartości indukcji magnetycznej (szczelina powietrzna) siatka elementów skończonych została zagęszczona. W przypadku generowania siatki MES dla czasu dyskretnego, zmiana położenia węzłów może być zdefiniowana za pomocą funkcji przemieszczeń Lapalace'a [Com_09]:

$$\frac{\partial^2 r}{\partial R^2} + \frac{\partial^2 r}{\partial Z^2} = 0, \quad \frac{\partial^2 z}{\partial R^2} + \frac{\partial^2 z}{\partial Z^2} = 0, \quad (4.1)$$

Natomiast dla stanów przejściowych przemieszczenie siatki dyskretyzacji określa wzór:

$$\frac{\partial^2}{\partial R^2} \frac{\partial r}{\partial t} + \frac{\partial^2}{\partial Z^2} \frac{\partial r}{\partial t} = 0, \quad \frac{\partial^2}{\partial R^2} \frac{\partial z}{\partial t} + \frac{\partial^2}{\partial Z^2} \frac{\partial z}{\partial t} = 0, \quad (4.2)$$

Zdefiniowanie ruchu węzłów siatki dyskretyzacji wykonywane jest metodą *Lagrange'a - Euler* (ALE, ang. *arbitrary Lagrangian-Eulerian*). Ponieważ ruch obszaru zajmowanego przez ferromagnetyk odbywa się pod wpływem sił pochodzenia magnetycznego, zatem funkcja opisująca położenie tych elementów nie jest określona przed wyznaczeniem rozkładu pola.

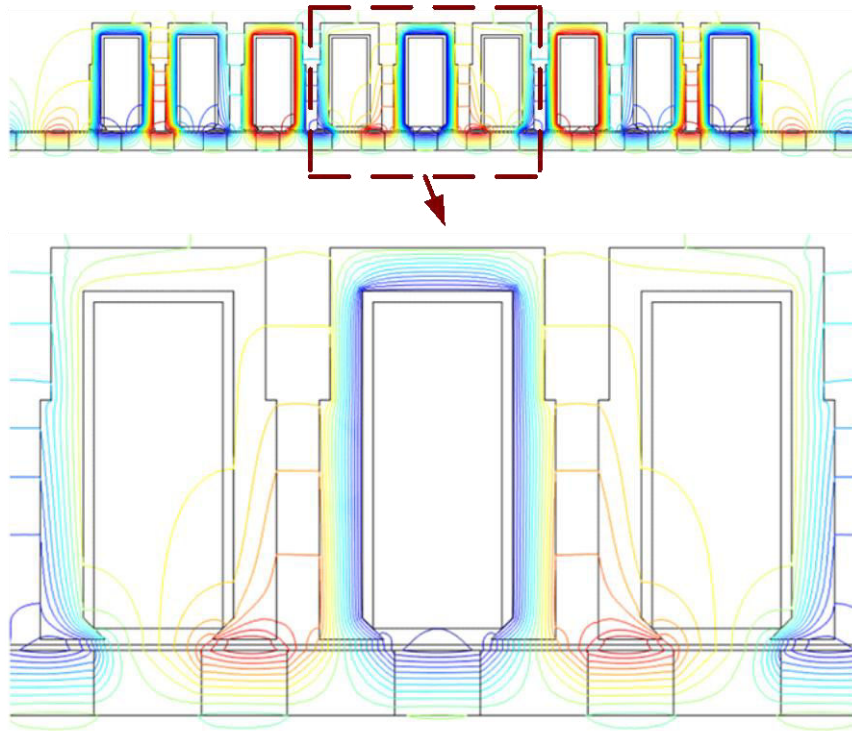


Rys. 4.3. Dyskretyzacja metodą Lagrange'a- Euler z nieruchomą siatką MES w ruchomym obszarze

Na Rys. 4.3 przedstawiono model silnika w układzie osiowosymetrycznym z dwoma podobzarami dyskretyzowanymi siatką MES. W jednym podobzarcie znajduje się biegnik, w drugim natomiast znajdują się cewki. Ruch elementów skończonych wokół biegnika wyznaczany jest za pomocą zależności (4.1), w której pochodne cząstkowe po zmiennej niezależnej promieniowej w układzie (r, z) są równe zero. Wewnątrz ruchomego obszaru węzły siatki zachowują stałą odległość względem siebie. Pod wpływem oddziaływania pola

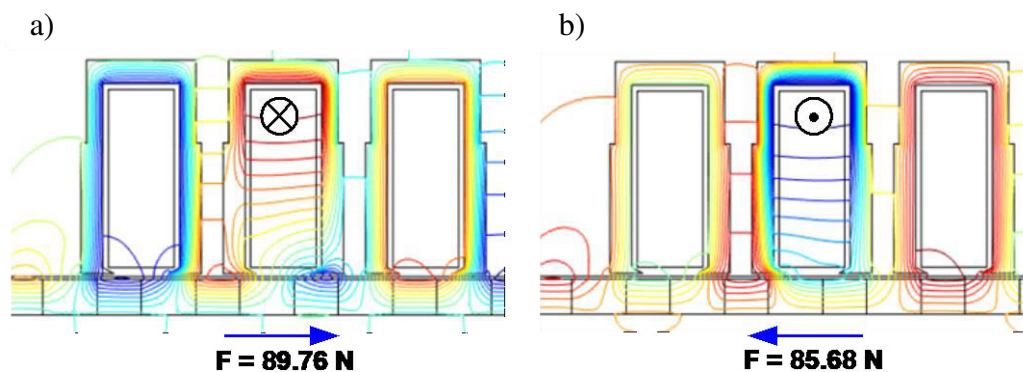
magnetycznego generowanego przez kolejne cewki, ferromagnetyk a wraz z nim otaczający go obszar zmienia swoje położenie o wartość $z(t)$.

Na rysunku 4.4 przedstawiono rozkład linii strumienia magnetycznego przy braku wymuszenia prądowego. Biegnik jest w pozycji neutralnej, czyli centrycznej. Oznacza to, że środki ciężkości części ruchomej i nieruchomej się pokrywają. Linie sił pola są wynikiem namagnesowania magnesów trwałych. Widoczna jest wyraźna symetria w rozkładzie pola magnetycznego między lewą a prawą stroną silnika, dlatego też na biegnik nie działa siła.



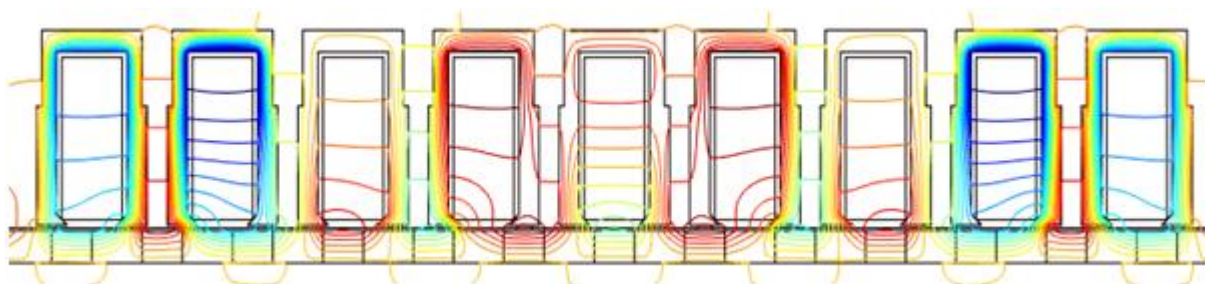
Rys. 4.4. Rozkład linii sił pola w położeniu neutralnym biegnika

Na rysunku 4.5a przedstawiono rozkład pola przy zasilaniu cewki nr 2 (patrząc od lewej) prądem maksymalnym. Przepływ prądu osłabia pole magnesów trwałych w tej części silnika liniowego, wynikająca z przepływu nierównowaga w rozkładzie pola między częścią lewą, a prawą powoduje powstanie siły skierowanej w prawo ($F = 89.76 \text{ N}$). Układ dąży do nowego stanu równowagi. Rysunek 4.5b różni się od poprzedniego jedynie zwrotem prądu w cewce. Przepływ prądu wzmacnia pole od magnesów trwałych, a powstała nierównowaga w rozkładzie pola wywołuje siłę skierowaną w lewo ($F = 85.68 \text{ N}$). Zmiana zwrotu prądu w cewce pozwala więc na zmianę znaku siły, co z kolei oznacza, że istnieje możliwość sterowania ruchem biegnika poprzez odpowiednią (płynną) zmianę prądu w tej cewce.

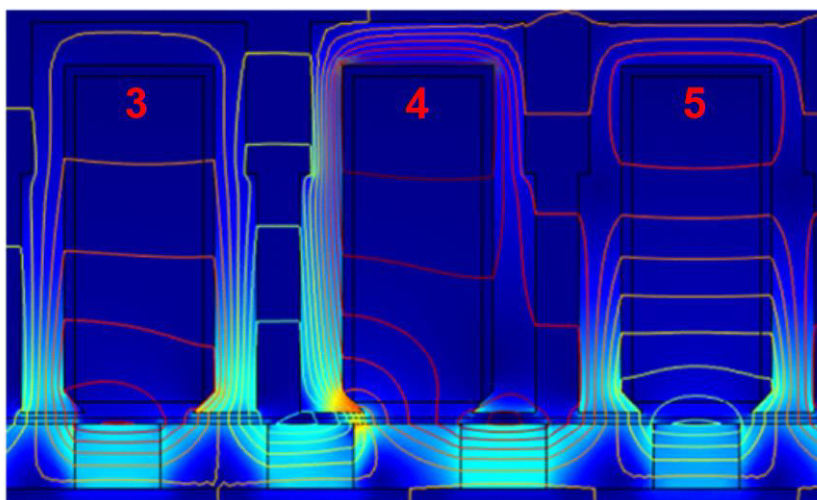


Rys. 4.5. Rozkład linii sił pola: a) przy zasilaniu cewki 2 prądem o wartości $+6\text{ A}$;
b) przy zasilaniu cewki 2 prądem o wartości -6 A

W przypadku pracy synchronicznej rozkład pola jest znacząco odmienny (rys. 4.6). Wszystkie uzwojenia zasilane są prądem sinusoidalnie zmiennym. Przy położeniu neutralnym i zasilaniu prądem znamionowym największemu nasyceniu ulegają segmenty nr 4 i 6 silnika (patrząc od lewej strony). W pozostałych segmentach wartość indukcji magnetycznej jest znacznie mniejsza. Na rysunku 4.7 przedstawiono powiększony fragment magnetowodu silnika (cewka nr 4 od lewej) z zaznaczonym obszarem największego nasycenia.



Rys. 4.6. Rozkład linii sił pola przy zasilaniu trójfazowym

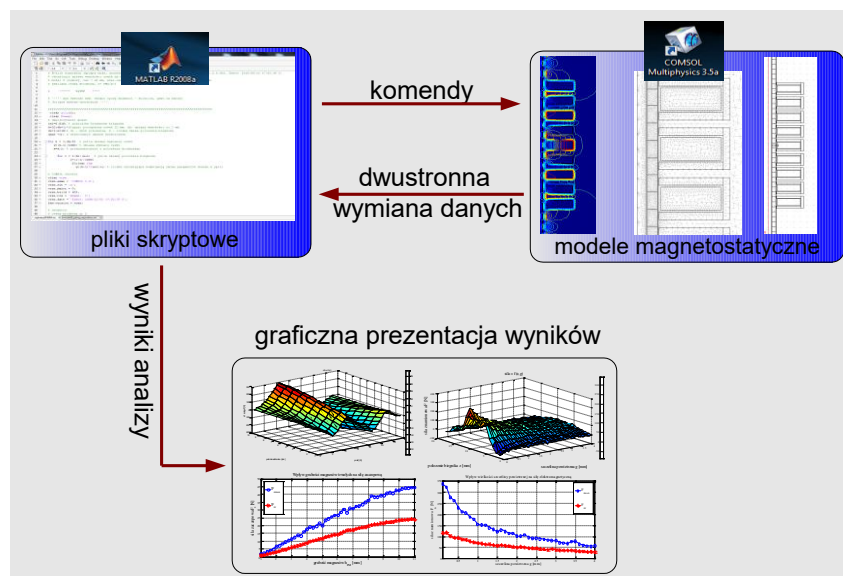


Rys. 4.7. Powiększony fragment magnetowodu silnika o największym nasyceniu (3,4,5 – numer cewki patrząc od lewej strony)

4.3. Zastosowany algorytm obliczeń

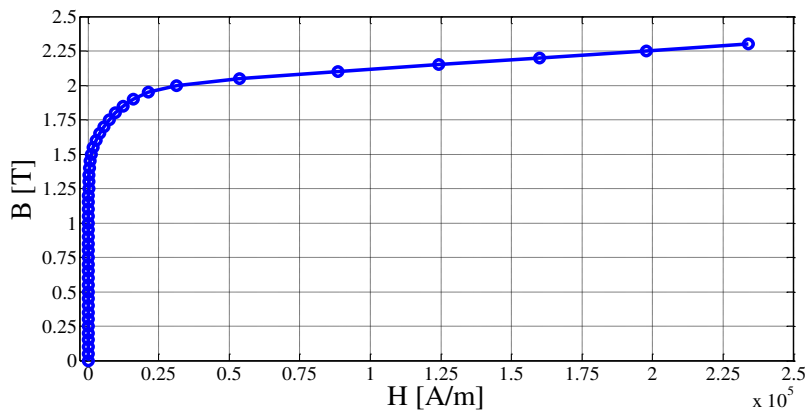
Osiągnięcie celu badań wymagało przyjęcia modelu silnika i opracowania algorytmu obliczeń, który zapewniałby wielokrotne obliczenia wybranych charakterystyk przy różnych położeniach biegnika, w dużej liczbie rozpatrywanych wariantów konstrukcji. Do wykonania zadania opracowano system obliczeniowy bazujący na programach komercyjnych i własnych. Obliczenia rozkładu pola magnetycznego wykonano w środowisku Comsol Multiphysics opartym na metodzie elementów skończonych, natomiast do zbadania wpływu zmian geometrii obwodu magnetycznego na charakterystyki statyczne opracowano autorskie programy symulacyjne. Proponowany algorytm obliczeń (rys. 4.8) bazuje na dwustronnej wymianie danych pomiędzy środowiskiem MES (obliczenia polowe na podstawie modelu magnetostatycznego), a pakietem Matlab.

Oprogramowanie to zapewnia automatyzację obliczeń oraz umożliwia wyznaczenie szeregu wartości parametrów całkowitych (siła, indukcyjność cewek, strumień magnetyczny, energia pola magnetycznego) dla różnych położen biegnika i różnych wartości rozpatrywanych parametrów konstrukcyjnych.



Rys. 4.8. Opracowany algorytm obliczeń symulacyjnych

Do obliczeń przyjęto następujące parametry materiałów obwodu magnetycznego silnika: neodymowe magnesy trwałe o indukcji remanencji $B_r = 1.23$ [T] oraz natężeniu koercji $H_C = 955$ [kA/m]. Ponadto przyjęto, że obwód jarzm (stal Armco) stojana składa się z izotropowego materiału o nieliniowej krzywej magnesowania przedstawionej na rys. 4.9.

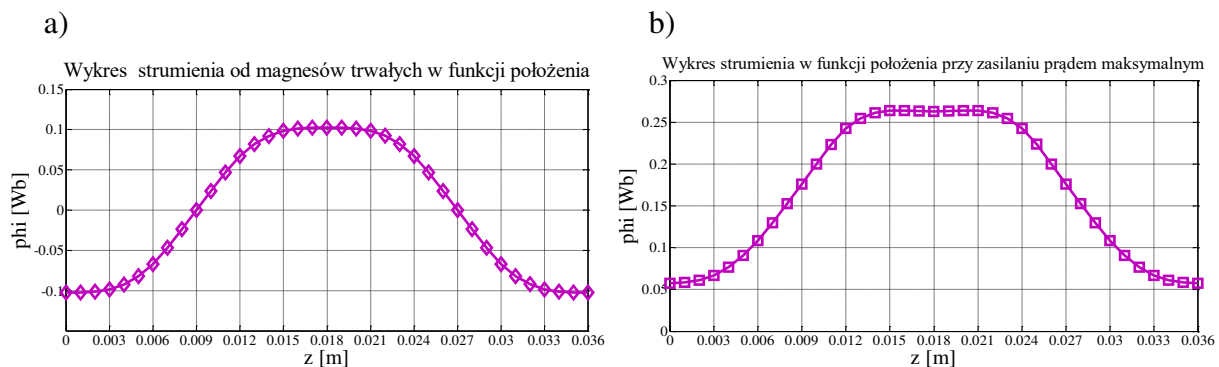


Rys. 4.9. Charakterystyka magnesowania stali

4.3.1. Obliczanie indukcyjności uzwojeń i strumieni magnetycznych

Na podstawie numerycznej analizy rozkładu pola magnetycznego wyznaczono indukcyjności poszczególnych uzwojeń w rozważanym obiekcie. Strumień skojarzony z uzwojeniami obliczono jako sumę całek ze składowej normalnej indukcji magnetycznej po powierzchni ograniczonej poszczególnymi zwojami cewki.

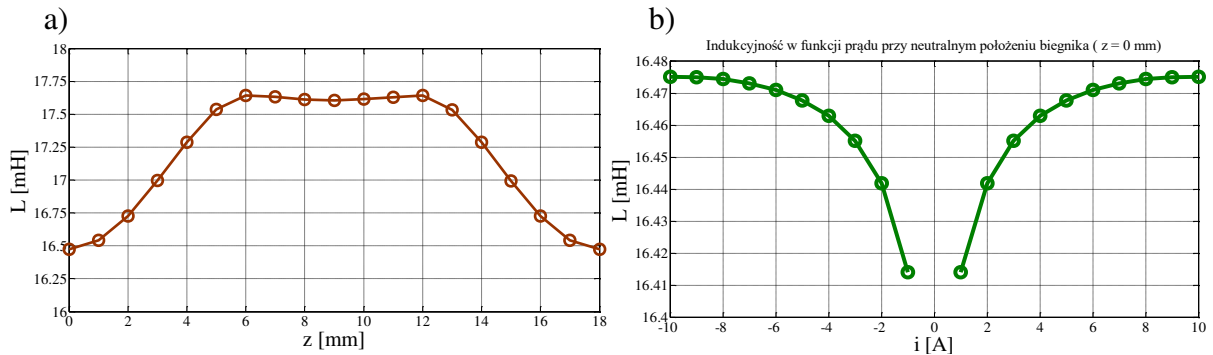
$$\Psi = \oint B \cdot dS = \sum_{k=1}^n \int_S B_n \cdot dS \quad (4.3)$$



Rys. 4.10. Rozkład strumienia magnetycznego w funkcji położenia: a) od magnesów trwałych; b) przy zasilaniu cewki środkowej prądem znamionowym

Przy wyznaczaniu strumienia magnetycznego należy wziąć pod uwagę obecność magnesów trwałych (rys. 4.10a) generujących strumień magnetyczny punktu pracy. Na podstawie określonej wartości strumienia skojarzonego można obliczyć dwa rodzaje indukcyjności: indukcyjność statyczną L_s oraz dynamiczną L_d cewek, w których płynie prąd.

$$L_s = \frac{\Psi(i, z)}{i}; \quad L_d = \frac{\partial \Psi(i, z)}{\partial i} \quad (4.4)$$



Rys. 4.11. Wykres indukcyjności w cewce środkowej stojana: a) w funkcji położenia biegnika przy zasilaniu prądem znamionowym; b) w funkcji prądu przy położeniu neutralnym biegnika

Wartość indukcyjności statycznej w funkcji prądu (rys. 4.11 b) jak wynika ze wzoru definicyjnego zmierza monotonicznie do nieskończoności, w pobliżu zerowej wartości prądu. Wartość indukcyjności statycznej zmienia się w niewielkim zakresie zarówno w funkcji zmiany pozycji rdzenia (o około 2 mH), jak i w funkcji zmiany prądu (o 0,1 mH). Pomimo zerowej wartości prądu, strumień skojarzony z uzwojeniem istnieje, gdyż wynika to z obecności strumienia od magnesów trwałych.

4.3.2. Wyznaczanie sił magnetycznych

Parametry konstrukcyjne napędu można stosunkowo dokładnie wyznaczyć po wykonaniu analizy numerycznej pola. Do obliczania sił generowanych przez pole elektromagnetyczne, stosowane są zasadniczo dwie metody:

- metoda tensora naprężeń Maxwella [Com_09], [Mik_06];
- metoda pracy wirtualnej [Com_09];

Przy znanym rozkładzie pola w obszarze biegnika siłę elektromagnetyczną można wyznaczyć wykorzystując metodę bazującą na **Tensorze Naprężeń Maxwella**. Całkowita siła elektromagnetyczna wyraża się jako całka po obszarze nad biegnikiem [Bial_06]:

$$F = \oint_s T ds = \frac{1}{2} \oint_s (H(n \cdot B) + B(n \cdot H) - n(H \cdot B)) ds \quad (4.5)$$

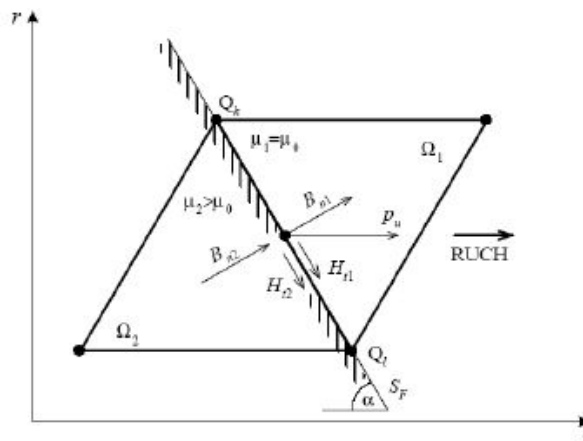
gdzie: T – tensor naprężeń Maxwella, n – wektor normalny do powierzchni całkowania, H – wektor natężenia pola magnetycznego, B – wektor indukcji pola magnetycznego.

W modelu dwuwymiarowym, obszar całkowania redukuje się do całki wzdłuż szczeliny powietrznej. Tensor naprężeń Maxwella wyraża się jako gęstość magnetycznych sił objętościowych, sprowadzonych do naprężeń powierzchniowych. W obszarze ferromagnetyka nie da się jednoznacznie określić sił objętościowych, dlatego w celu wyznaczenia tensora naprężeń obszar ferromagnetyczny otaczany jest ośrodkiem nieferromagnetycznym, wówczas sprowadzając siły do naprężeń, wypadkowe oddziaływania siłowe pola na ferromagnetyk można obliczyć całkując odpowiednie składowe Tensora Maxwella, określone dla środowiska nieferromagnetycznego, po powierzchni granicznej [Poc_05].

Jej składowe: normalna (p_n) i styczna (p_t) do powierzchni obiektu wyrażają się zależnościami:

$$\begin{aligned} p_n &= \frac{B_n^2 - B_t^2}{2\mu_o} = \frac{1}{2\mu_o} B_n^2 - \frac{1}{2} \mu_o H_t^2 \\ p_t &= \frac{B_n B_t}{\mu_o} = B_n H_t \end{aligned} \quad (4.6)$$

gdzie: $B_n; B_t; H_n; H_t$ – składowe normalne i styczne wektora indukcji oraz natężenia pola magnetycznego (Rys. 4.12) po stronie ośrodka o przenikalności μ_0 .



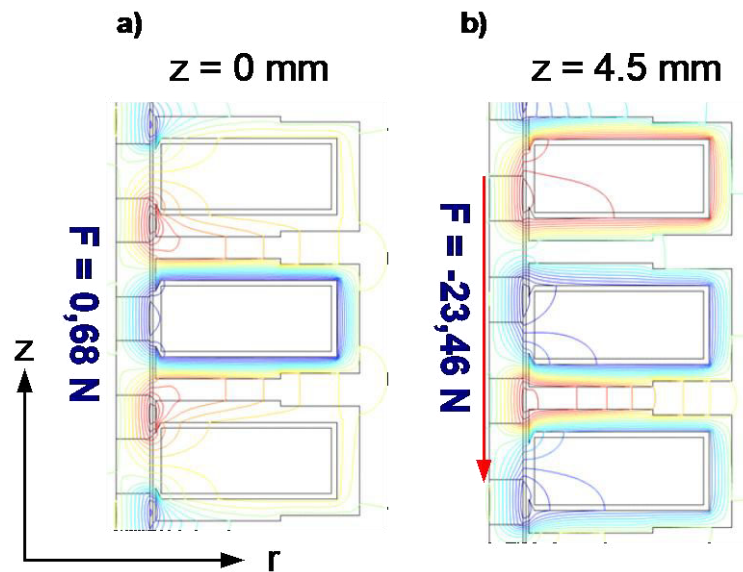
Rys. 4.12. Składowa normalna i styczna wektora indukcji magnetycznej na powierzchni [Mik_06]

Metoda pracy wirtualnej wynika ze zmiany koenergii pola magnetycznego w wyniku zmiany położenia ferromagnetyka. Siłę działającą na ferromagnetyk oblicza się jako pochodną koenergii pola magnetycznego:

$$F = - \frac{\partial W_c(i, z)}{\partial z} \quad (4.7)$$

gdzie: z - przemieszczenie biegnika, $W_c(i, z)$ - koenergia układu, i - prąd w uzwojeniach.

W silniku ze względu na obecność magnesów trwałych mamy do czynienia z dwoma rodzajami sił: **siłą zaczepową** oraz z **siłą ciągu**. **Siła zaczepowa** (rys. 4.13.a) powstaje w wyniku współdziałania pola magnetycznego wytworzonego przez magnesy trwałe z elementami ferromagnetycznymi stojana. Wyznaczana jest w stanie bezprądowym, a jej średnia wartość w zakresie podziałki biegunowej jest bliska zero. Siła ta dąży do ustawienia biegnika w stabilnym położeniu równowagi zapewniającym maksymalną przewodność magnetyczną (minimalny opór magnetyczny). W innym położeniu powstaje nie zrównoważona siła starająca się przywrócić stabilne położenie równowagi (rys. 4.13.b).

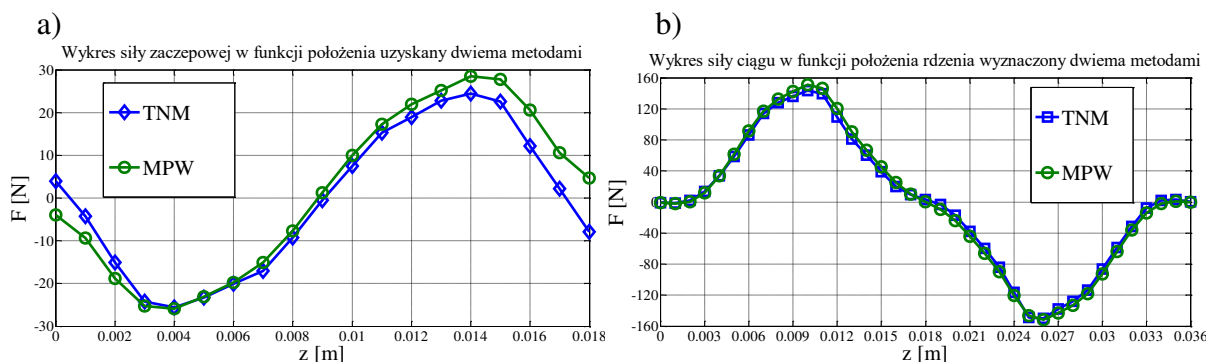


Rys. 4.13. Rozkład linii pola magnetycznego w stanie bezprądowym: a) w położeniu równowagi – siła zaczepowa zbliżona do zera; b) w położeniu niestabilnym – siła zaczepowa różna od zera

Z kolei **siłę ciągu** (przy zasilaniu uzwojeń stojana) tworzy kilka składowych, wśród których występują:

- siła generowana w wyniku współdziałania prądu twornika z polem magnetycznym biegnika. Składnik ten stanowi dominującą wartość siły elektromagnetycznej w większości maszyn z magnesami trwałymi;
- siła reluktancyjna powstająca w wyniku współdziałania prądu płynącego w uzwojeniu z biegnikiem o zmiennej reluktancji magnetycznej. Stanowi ona nieznaczną część siły elektromagnetycznej;
- siła wynikająca z komutacji, powstająca w trakcie zmian prądu w uzwojeniach stojana. Spowodowana jest opóźniającym wpływem indukcyjności uzwojeń na przebiegi prądu po załączeniu lub wyłączeniu pasma uzwojenia.

W oparciu o zbudowany model polowy napędu, z wykorzystaniem powyższych zależności określone zostały wartości siły elektromagnetycznej działającej na biegnik. W wyniku symulacji otrzymano wykresy siły elektromagnetycznej (Rys. 4.14): metodą tensora naprężeń Maxwella (TNM – krzywa koloru niebieskiego) oraz metodą prac wirtualnych (MPW – krzywa koloru zielonego).



Rys. 4.14. Wykres siły zaczepowej (a) i ciągu (b) w funkcji położenia wyznaczony dwiema metodami

4.4. Podsumowanie

W rozdziale tym przedstawiono budowę modelu polowego zjawisk fizycznych obiektu badań oraz sposoby wyznaczania charakterystyk statycznych modelu z wykorzystaniem dostępnych metod. W modelu polowym do zdefiniowania siatki dyskretyzacji korzystano z metody *Lagrange'a – Eulera*, której zastosowanie pozwala na symulowanie ruchu biegnika. Zależność siły elektromagnetycznej wyznaczono Metodą Prac Wirtualnych oraz z Tensora Naprężeń Maxwella. Obie metody dają bardzo podobne wyniki jednak charakterystyka otrzymana metodą TNM jest nieco „gładsza”. Deformacje charakterystyki wyznaczonej metodą MPW spowodowana jest błędami w wyznaczaniu potencjału pola magnetycznego na granicy pomiędzy rdzeniem ferromagnetycznym, a powietrzem oraz niedokładnym dopasowaniem siatki dyskretyzacji podczas zmiany położenia biegnika.

Zawarta w powyższym rozdziale procedura modelowania polowego łącząca środowisko MES oraz Matlab zapewnia pełną parametryzację modelu oraz automatyzację obliczeń i stanowi oryginalne osiągnięcie autora pracy. Jej zastosowanie pozwala na wyznaczenie właściwości statycznych napędu z wystarczającą dokładnością, przy zachowaniu umiarkowanego poziomu skomplikowania modelu obliczeniowego.

5. Obliczenia wielowariantowe napędu liniowego pod kątem poprawy parametrów elektromechanicznych

5.1. Wprowadzenie

W projektowaniu napędów elektrycznych dąży się do otrzymania jak najlepszych parametrów pracy (duża siła ciągu, prędkość, mała masa) przy jak najprostszej strukturze i minimalnym wykorzystaniu materiałów do ich budowy. Do tego celu najczęściej wykorzystuje się algorytmy optymalizacji. Podejście takie daje jednak jedno konkretne rozwiązanie, projektant nie widzi więc informacji o tym jak poszczególne zmiany wpływają na osiągnięcie założonych wymagań projektowych.

Są to istotne informacje z punktu widzenia projektanta napędu elektrycznego, dlatego w pracy przeprowadzono obliczenia wielowariantowe, w których zbadano wpływ zmian najważniejszych elementów układu magnetycznego oraz ich wymiarów geometrycznych na wybrane charakterystyki silnika pod kątem ich poprawy.

Charakterystyki statyczne obejmują rozkłady indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej, oraz charakterystyki siły elektromagnetycznej w funkcji przemieszczenia. Stanowią one podstawę do tworzenia modelu polowo-obwodowego wykorzystywanego do badań dynamicznych napędu.

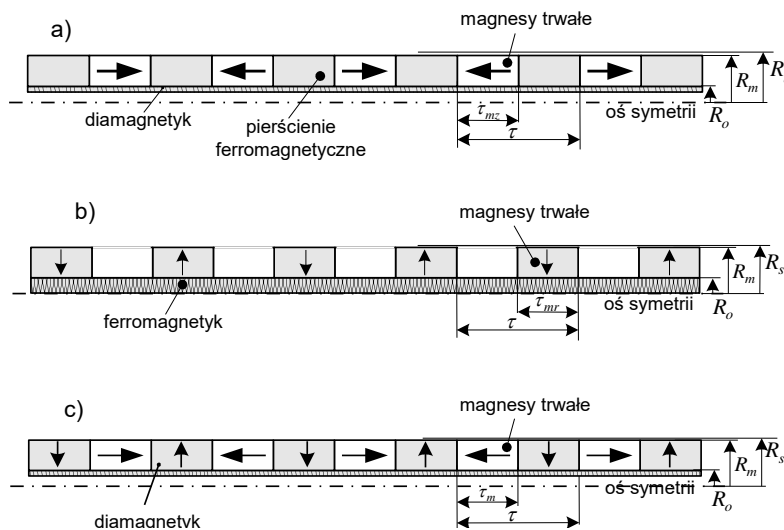
Obliczenia wykonano dwuetapowo. W pierwszym etapie zbadano rozkład pola magnetycznego w szczelinie powietrznej, oraz wpływ magnetyzacji magnesów trwałych na siłę ciągu silnika (pkt 5.2 rozdziału). W drugim etapie przeprowadzono obliczenia wpływu geometrii magnetowodu na właściwości napędu, przy założeniu dwóch rodzajów zasilania silnika: krokowego (pkt 5.3) oraz synchronicznego (pkt 5.4). W każdym przypadku rozważano charakterystyki siły w funkcji przemieszczenia w zakresie podziałki biegunowej τ_r ($0 \div 18$ mm). W obliczeniach wyznaczano wartość maksymalną i średnią siły, jako kryteria oceny przyjęto ponadto stosunek wartości średniej siły do maksymalnej, energię oraz pracę mechaniczną wykonaną przez magnetowód, liczoną jako całkę z siły elektromagnetycznej na drodze ruchu biegnika.

5.2. Obliczenia wpływu sposobu magnesowania biegnika na właściwości statyczne i dynamiczne napędu

Rozkłady pola magnetycznego można wyznaczyć z wykorzystaniem metod analitycznych. Ich zastosowanie daje jednak mniej lub bardziej błędne wyniki wynikające z niedokładności przyjętego modelu, oraz przyjętych założeń upraszczających.

Wykorzystanie metod analitycznych opartych na potencjale wektorowym było prezentowane w licznych publikacjach [Wan_05], [Seo_05], [Wan_04], [Wan_99] [Seo_04], jednak rozwiązania analityczne silników liniowych o budowie cylindrycznej, które są niezwykle przydatne podczas projektowania i badań symulacyjnych, dotychczas były publikowane w niewielkim zakresie.

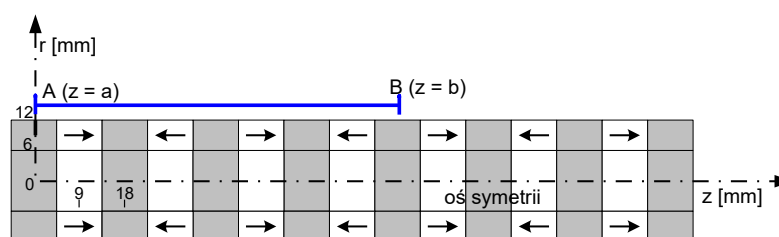
W pracy podjęto próbę obliczeniowego wyznaczenia wpływu sposobu magnesowania magnesów trwałych na charakterystyki statyczne (rozkład pola magnetycznego, wartość strumienia i siły elektromagnetycznej) oraz na właściwości dynamiczne. Zbadano trzy topologie silnika o różnym kierunku wektora magnetyzacji (rys. 5.1). Wyniki obliczeń analitycznych zweryfikowano analizą numeryczną.



Rys.5.1. Konfiguracje magnesowania biegnika: a) osiowe; b) promieniowe; c) tablica Halbacha

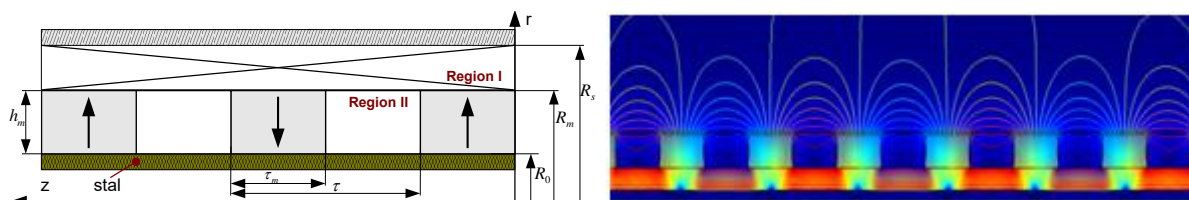
Na rysunku 5.1 zaprezentowano rozważane konfiguracje biegnika. Wymiary promieniowe oznaczają: R_0 ; R_m – promienie wewnętrzny i zewnętrzny, $R_s = R_m + g$ – promień szczeliny powietrznej, g – grubość szczeliny powietrznej, h_m – grubość magnesu trwałego, $\tau_m = \tau_{mr} = \tau_{mz}$ – szerokość magnesu trwałego, τ – podziałka biegunowa biegnika.

W obliczeniach rozkładu pola magnetycznego przyjęto uproszczenia [Wan_04]: osiowo-symetryczny rozkład pola, brak wpływu efektów końcowych, nieskończenie duża przenikalność magnetyczna obudowy stojana. Uwzględniając przyjęte uproszczenia w obliczeniach analitycznych przedstawionych szczegółowo w **załączniku B** pracy oszacowano rozkłady pola magnetycznego w szczelinie powietrznej silnika, które następnie zweryfikowano metodą elementów skończonych. Na rysunku 5.2 przedstawiono odcinek AB, równoległy do osi biegnika i oddalony od jego powierzchni o 1 mm (szczelina powietrzna). Wzdłuż odcinka AB wyznaczono składowe indukcji magnetycznej – osiową i promieniową.



Rys.5.2. Odcinek pomiarowy AB oddalony o 1 mm od powierzchni biegnika, $a=0$, $b=72$ mm

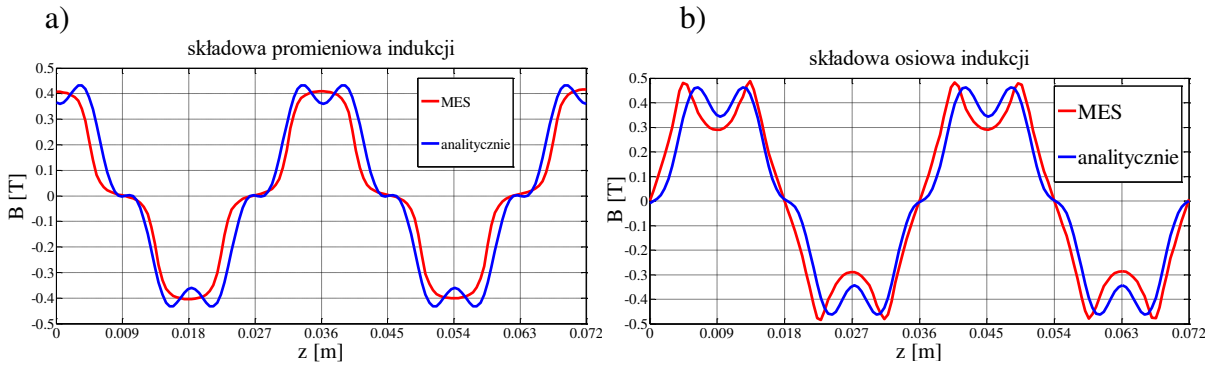
Dla konfiguracji promieniowej magnesów trwałych (rys. 5.3) biegnik silnika zbudowano jako ferromagnetyczny pręt, na który nałożono magnesy trwałe o magnetyzacji promieniowej. Stanowi on element nośny silnika zapewniający symetrię mechaniczną i odpowiednie ukierunkowanie pola magnetycznego.



Rys. 5.3. Obszary oraz rozkład pola przy promieniowej konfiguracji magnesów trwałych

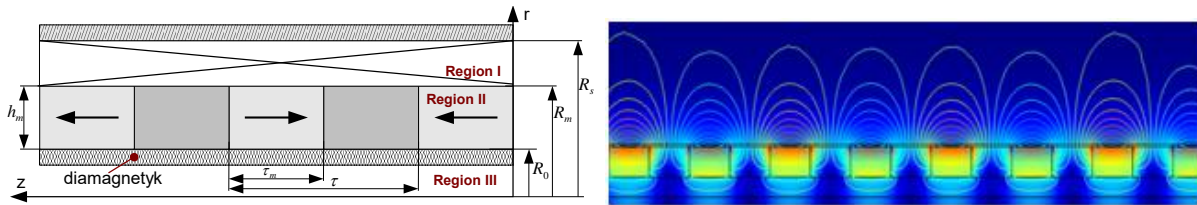
Rozkład składowej promieniowej indukcji magnetycznej (rys. 5.4a) jest zbliżony do sinusoidalnego. Największe wartości osiąga dokładnie nad powierzchnią magnesów (0.43 T), natomiast poza ich obszarem jej wartość maleje i osiąga zero w środku odległości pomiędzy magnesami. Odwrotny przebieg ma jej składowa osiowa (rys. 5.4b), która wartości zerowe osiąga dokładnie w środku magnesów, a jej przebieg ma charakter trapezoidalny. Na rozkład indukcji wpływa obecność pręta, który odpowiednio kierunkuje linie pola magnetycznego.

5. Obliczenia wielowariantowe napędu liniowego pod kątem poprawy parametrów elektromechanicznych



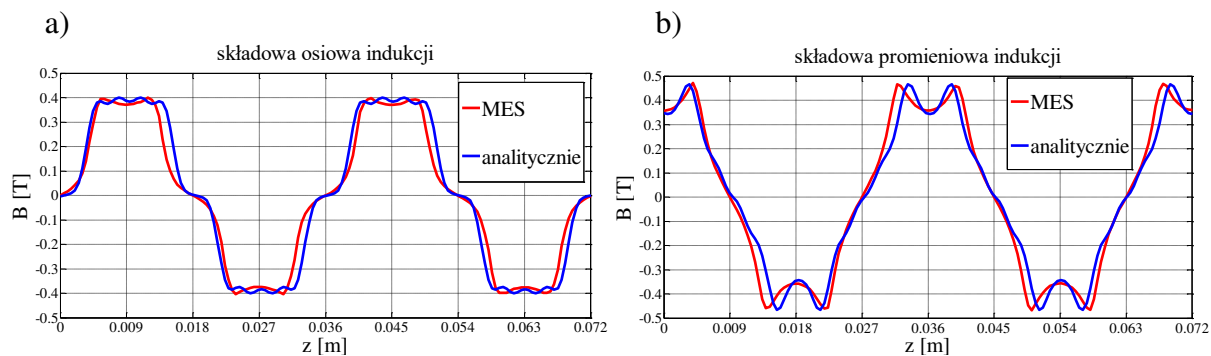
Rys. 5.4. Składowe indukcji magnetycznej: promieniowa (a) oraz osiowa (b)

Przy konfiguracji osiowej magnesów (rys. 5.5) biegnik zbudowano z magnesów trwałych o magnetyzacji osiowej, połączonych z pierścieniami ferromagnetycznymi. Elementy biegnika umieszczono na mosiężnej rurce, zapewniającej symetrię mechaniczną układu.



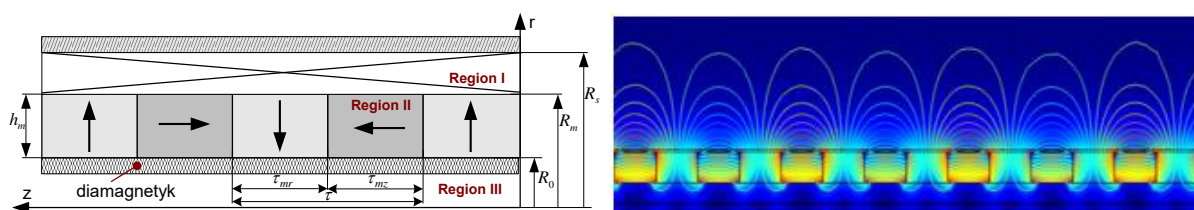
Rys. 5.5. Obszary oraz rozkład pola przy osiowej konfiguracji magnesów trwałych

Przy tej konfiguracji uzyskano sinusoidalny przebieg składowej osiowej indukcji. Składowa ta największe wartości (0.4 T) osiąga dokładnie nad powierzchnią magnesów trwałych (rys. 5.6a), poza obszarem bezpośrednio otaczającym magnes jej wartość szybko maleje osiągając zero w połowie wysokości pierścienia ferromagnetycznego. Pierścienie kształtują pole magnesów trwałych na zewnątrz biegnika, co ma wyraźny wpływ na rozkład (odmienny od osiowej) składowej promieniowej indukcji (rys. 5.6b).



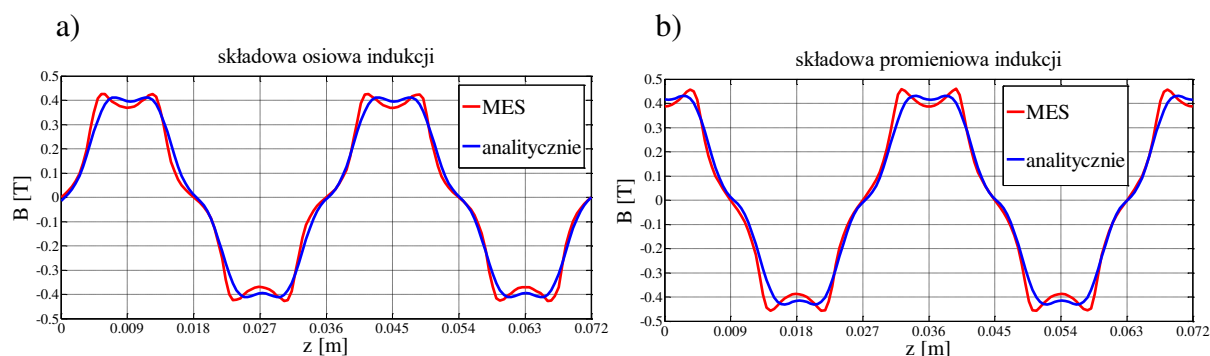
Rys. 5.6. Składowe indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej: a) osiowa, b) promieniowa

Dyskretną tablicę Halbacha (rys. 5.7) otrzymano z pierścieniowych magnesów trwałych o magnetyzacji osiowej i promieniowej, ułożonych w odpowiedniej konfiguracji. Elementy konstrukcyjne biegnika umieszczono na mosiężnej rurce zapewniającej symetrię mechaniczną.



Rys. 5.7. Obszary oraz rozkład pola przy konfiguracji magnesów trwałych w układzie Halbacha

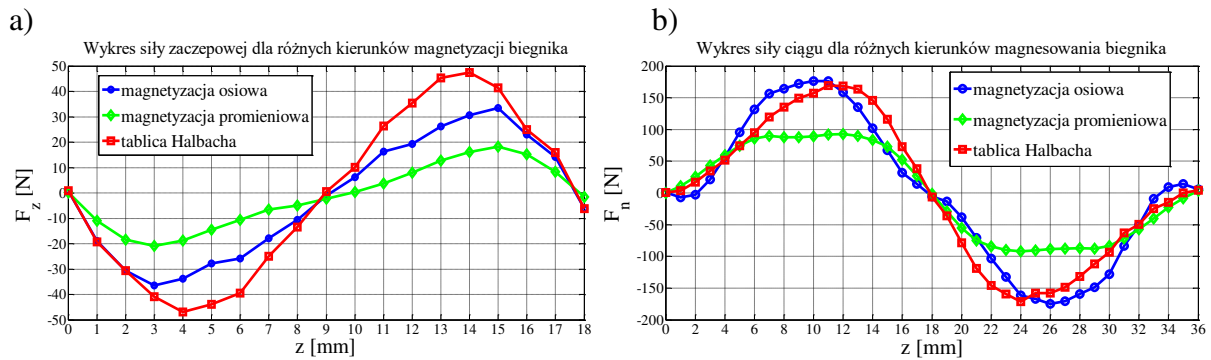
Przy tej konfiguracji uzyskano sinusoidalny przebieg składowej osiowej indukcji, która osiąga największe wartości dokładnie nad powierzchnią magnesów trwałych (rys. 5.8a) namagnesowanych osiowo, poza obszarem bezpośrednio otaczającym magnes jej wartość szybko maleje osiągając zero w połowie wysokości magnesu o magnetyzacji promieniowej. Odwrotny przebieg ma składowa promieniowa indukcji, przedstawiona na rysunku 5.8b.



Rys. 5.8. Składowe indukcje magnetyczne w szczelinie powietrznej: a) osiowa, b) promieniowa

Kierunek wektora magnetyzacji magnesów trwałych ma wyraźny wpływ na charakterystyki statyczne napędu. Obliczenia przeprowadzono dla dwóch stanów zasilania: braku prądu oraz przy prądzie maksymalnym. Wyniki obliczeń przedstawiono na rys. 5.9 – 5.11. Siła zaczepowa (rys. 5.9a) osiąga wartość zerową dla położen neutralnych biegnika, taka konfiguracja powtarza się co połowę podziałki biegunowej. Odpowiednie kształtowanie pola magnetycznego w szczelinie ma zasadniczy wpływ na siłę zaczepową, największe jej wartości uzyskano dla tablicy Halbacha (48 N), najmniejsze przy magnesowaniu promieniowym (20 N).

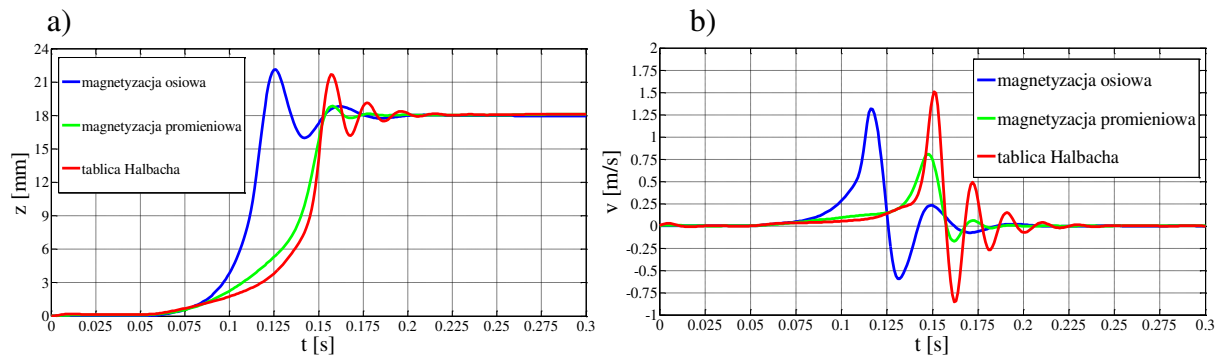
5. Obliczenia wielowariantowe napędu liniowego pod kątem poprawy parametrów elektromechanicznych



Rys. 5.9. Wykres zależności siły w funkcji położenia biegnika: a) zaczepowej, b) ciągu

Magnetyzacja promieniowa wpływa na wartość siły ciągu, która jest o 50% mniejsza w porównaniu do pozostałych konfiguracji (100 N). Wyniki uzyskane dla pozostałych topologii są zbliżone i różnią się zaledwie o kilka procent (rys. 5.9b).

Wpływ kierunku magnetyzacji magnesów na dynamikę silnika przedstawiono na rys. 5.10 – 5.12. Badaniom poddano pojedynczy segment silnika, dla którego obliczono przemieszczenie, prędkość oraz siłę w funkcji czasu.

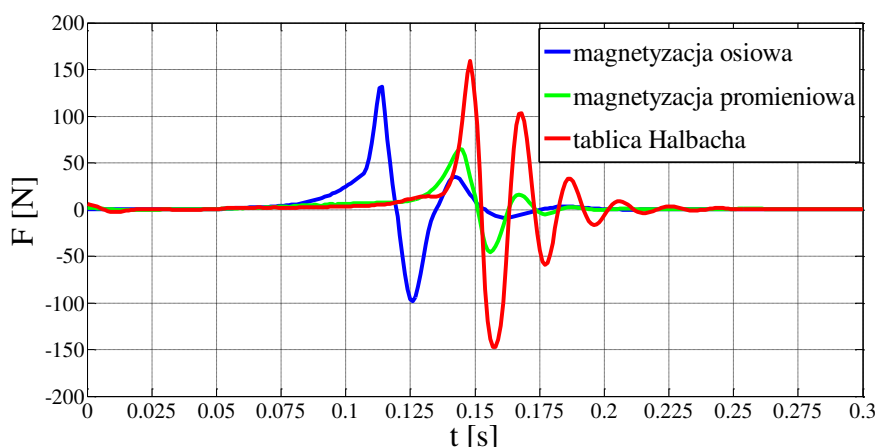


Rys. 5.10. a) Położenie biegnika, b) prędkość w funkcji czasu - dla różnych kierunków magnetyzacji

Biegnik najszybciej ustabilizował się w położeniu neutralnym przy konfiguracji promieniowej. Zastosowanie tablicy Halbacha wydłuża czas stabilizacji do 0.225 s. Prędkości ruchu (rys. 5.10b) dla magnesowania osiowego i tablicy Halbacha są zbliżone, natomiast dla magnetyzacji promieniowej wynosi 0,75 [m/s]. Podobna sytuacja dotyczy siły, która przy konfiguracji radialnej jest o 30% mniejsza niż w pozostałych przypadkach.

Przeprowadzona analiza wykazała, że najlepsze właściwości dynamiczne napędu można uzyskać dla magnetyzacji osiowej lub promieniowej. Ze względu na trudności w wykonaniu magnesów trwałych o magnetyzacji promieniowej, a przez to ich wysoką cenę, oraz dużą dostępność na rynku magnesów trwałych o osiowym kierunku magnesowania zdecydowano się na wybór osiowej magnetyzacji biegnika.

5. Obliczenia wielowariantowe napędu liniowego pod kątem poprawy parametrów elektromechanicznych



Rys. 5.11. Siła działająca na biegnik w funkcji czasu dla różnych kierunków magnetyzacji rdzenia

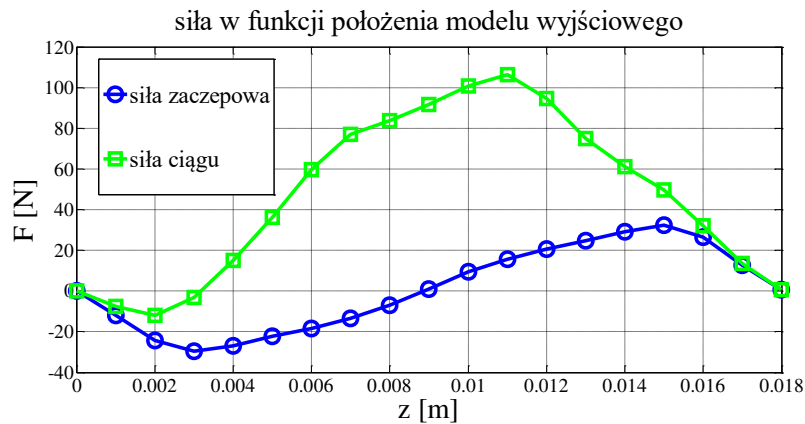
5.3. Obliczenia wielowariantowe wpływu geometrii magnetowodu silnika na charakterystyki statyczne przy założeniu pracy krokowej

Do obliczeń zbudowano dwuwymiarowy, osiowosymetryczny i nieliniowy model silnika, w którym pominięto wpływ prądów wirowych, oraz wpływ strat pola magnetycznego. Przyjęto założenie, że pomiędzy segmentami silnika nie ma sprzężeń magnetycznych (zastosowanie przekładek diamagnetycznych) i że cały strumień zamyka się w jarzmach stojana. Założono pracę krokową, w której w każdej chwili zasilano tylko jedną cewkę prądem o wartości $i_{\max} = 6$ A. Model umożliwia wykonanie obliczeń połowych dla dowolnego zbioru parametrów, zakres badań obejmował jednak obliczenia tylko dla kilku zmiennych geometrycznych mających największy wpływ na charakterystyki statyczne silnika. Wartości pozostałych zmiennych pozostawiono jak w modelu bazowym przyjętym do obliczeń (rys. 2.3). Wymiary geometryczne oraz siły modelu przedstawiono w tabeli nr 5.2 oraz na rysunku 5.12.

Tabela nr 5.2 Wymiary geometryczne i parametry całkowite modelu przyjętego do obliczeń

	l_c [mm]	h_c [mm]	τ_f [mm]	R_w [mm]	g [mm]	l_j [mm]
model wyjściowy	12,0	20,0	9,0	6,0	1,0	4,0
	$F_{z\max}$ [N]	$F_{z\text{avg}}$ [N]	$F_{z\min}$ [N]	$F_{\max}$ [N]	$F_{\min}$ [N]	F_{avg} [N]
	32,3045	1,0061	-29,5838	106,208	-12,011	45,9852

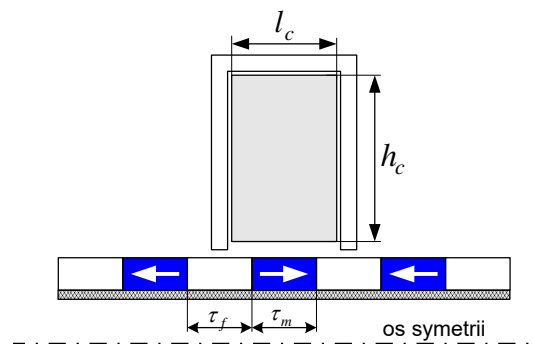
5. Obliczenia wielowariantowe napędu liniowego pod kątem poprawy parametrów elektromechanicznych



Rys. 5.12. Siła działająca na biegnik w funkcji położenia dla modelu bazowego silnika

5.3.1. Wpływ wymiarów stojana silnika na charakterystyki statyczne

W pracy zbadano wpływ wysokości h_c oraz szerokości l_c przekroju cewek uzwojenia stojana (rys 5.13) na wartość maksymalną oraz średnią siły zaczepowej i siły ciągu. Grubość ($l_j = 4$ mm) obudowy ferromagnetycznej oraz wymiary biegnika pozostawiono bez zmian.

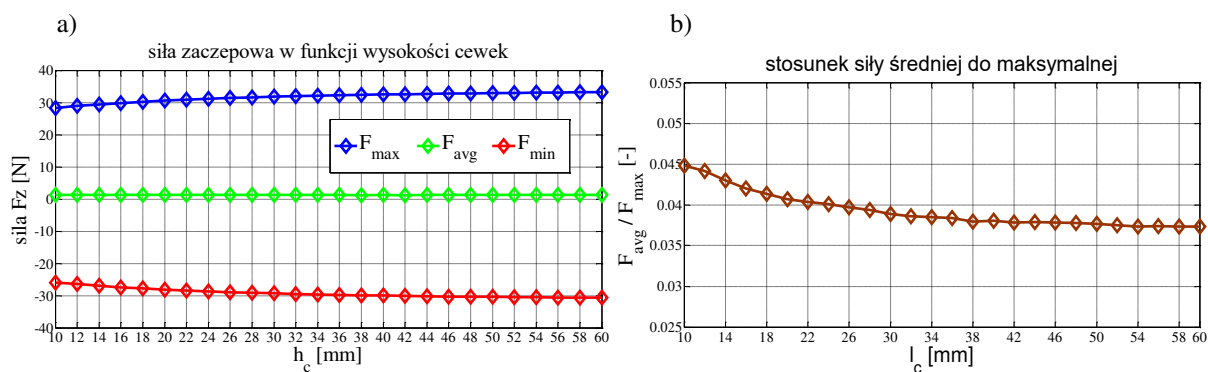


Rys. 5.13. Wymiary geometryczne stojana podlegające zmianom: wysokość h_c , oraz szerokość l_c

Wysokość cewek (rys. 5.13) zmieniano w przedziale $10 \div 60$ mm, z krokiem co 2 mm. Zmianom wysokości towarzyszyły zmiany wymiarów jarzm stojana. Wyniki obliczeń przedstawiono w postaci wykresów oraz rozkładów linii sił pola magnetycznego. Do obliczeń założono stałą gęstość prądu w zasilanym uzwojeniu stojana ($J = 6.5$ A/mm²).

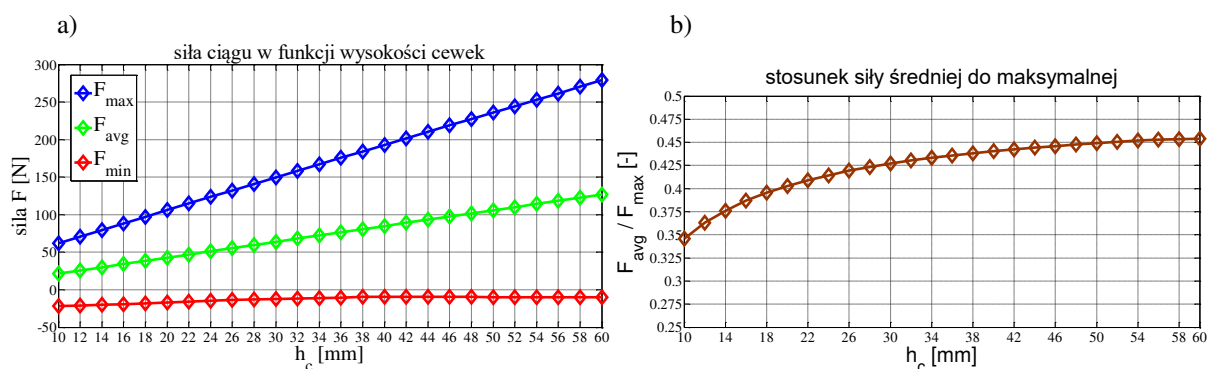
Zmiana wysokości cewek nie wpływa praktycznie na wartość **siły zaczepowej**, jej wartość średnia, jak i maksymalna zmienia się o kilka procent przy 6-krotnej zmianie wysokości (rys. 5.14a, 5.16a). Stosunek wartości średniej siły zaczepowej do maksymalnej zależy od wysokości cewek w niewielkim stopniu (rys. 5.14b). Siła zaczepowa zmienia się tylko w wyniku zmian wymiarów magnesów, lub jarzm stojana, co potwierdzają wyniki badań, natomiast nie ulega zmianie pod wpływem zmiany wysokości cewek.

5. Obliczenia wielowariantowe napędu liniowego pod kątem poprawy parametrów elektromechanicznych

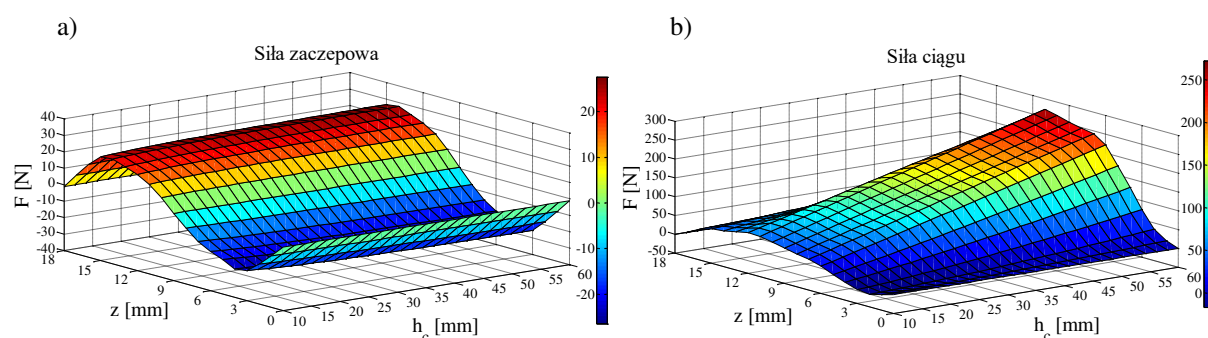


Rys. 5.14. a) Wykres maksymalnej i średniej wartości siły zaczeprawej w funkcji wysokości cewek; b) stosunek średniej siły zaczeprawej do maksymalnej

Na rysunkach 5.15a- 5.16b przedstawiono wykresy **siły ciągu** w funkcji wysokości cewek dla różnych położzeń biegnika. Zarówno wartość średnia, jak i maksymalna obliczone w zakresie podziałki biegunowej zmieniają się wraz ze zmianą wysokości cewek (rys. 5.15a). Przy 6-krotnym wzroście parametru h , siła maksymalna i średnia wzrasta 4-krotnie, natomiast stosunek obu sił nieznacznie zależy od wysokości cewek (rys. 5.15b).



Rys. 5.15. Maksymalna i średnia wartość siły ciągu (a); stosunek siły średniej do maksymalnej (b)



Rys. 5.16. Zależność siły w funkcji położenia i wysokości cewek: zaczeprawej (a); ciągu (b)

5. Obliczenia wielowariantowe napędu liniowego pod kątem poprawy parametrów elektromechanicznych

W projektowaniu silników z magnesami trwałymi dąży się do maksymalizacji siły ciągu, przy jak najmniejszej sile zaczepowej. Do oszacowania tego warunku w obliczeniach wprowadzono wskaźnik określający miarę zawartości siły zaczepowej w sile użytecznej:

$$k = \frac{F_{z \max}}{F_{e \max}} \cdot 100\% \quad (5.1)$$

W tabeli nr 5.3 zestawiono porównanie wyników obliczeń sił działających na biegnik. Symbolem A1 oznaczono model o najlepszych zdaniem autora parametrach.

Tabela nr 5.3. Zestawienie wyników obliczeń siły dla przeprowadzonej modyfikacji magnetowodu (zmiana wysokości stojana)

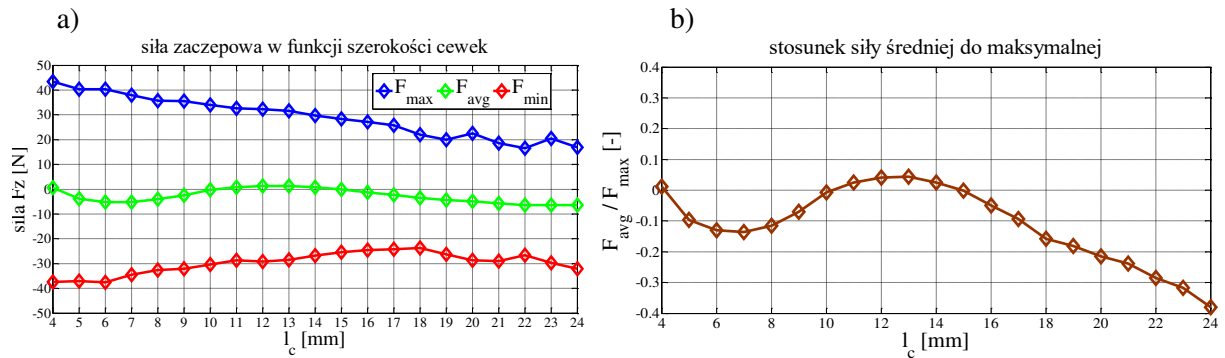
	wys. [m]	$F_{z \max}$ [N]	$F_{z \text{avg}}$ [N]	$F_{z \min}$ [N]	$F_{\max}$ [N]	$F_{\min}$ [N]	F_{avg} [N]	k [%]
model bazowy	20	32,3045	1,0061	-29,5838	106,208	-12,011	45,9852	30,42
model A1	30	31,9457	1,2353	-29,2996	149,705	-12,329	63,9269	21,34
Zmiana [%]	+50	-1,11	+22,78	-0,5	+40,95	+2,64	+39	-29,84

Z punktu widzenia kryterium - maksymalizacji siły, wysokość cewek powinna być jak największa, jednak zwiększenie wymiarów stojana niesie ze sobą zmianę liczby zwojów oraz indukcyjności cewek. Zbyt duża indukcyjność wydłuża czas narastania prądu, co niekorzystnie wpływa na własności silnika. Mając powyższe na uwadze, przyjęto optymalny przedział wysokości cewek $h_c = 26 \div 36$ mm, do obliczeń przyjęto $h_c = 30$ mm.

Przy założeniu stałej wartości szczeliny powietrznej (1 mm), oraz stałej wysokości (30 mm) cewek wykonano obliczenia siły w funkcji **szerokości cewek**, które zmieniano w przedziale od 4 do 24 mm z krokiem co 1 mm. Zmiany szerokości uzwojeń pociągały za sobą równoczesne zmiany szerokości elementów biegnika, oraz odległości pomiędzy segmentami stojana. Szerokość magnesów trwałych τ_{pm} pozostawiono bez zmian.

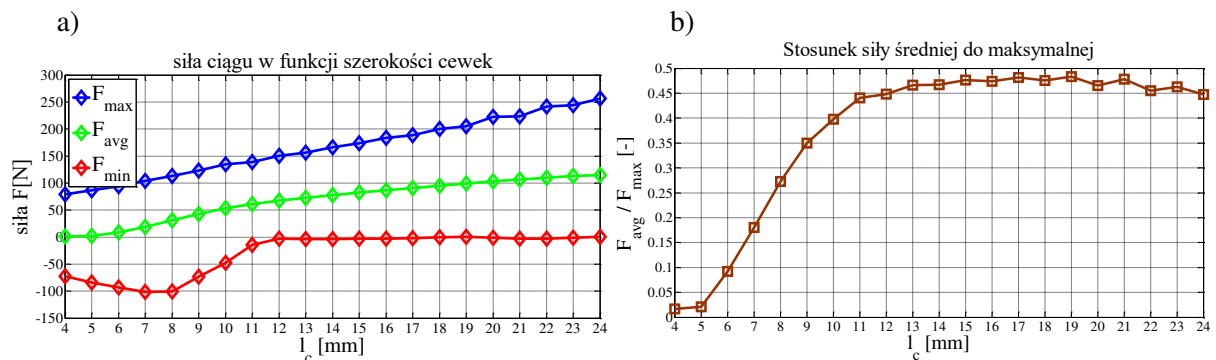
Zmiana szerokości uzwojeń wpływa na siłę zaczepową w złożony sposób (rys. 5.17a), związane jest to z jednoczesnymi zmianami szerokości elementów magnetowodu. Wzrost szerokości cewek powoduje stopniowy spadek wartości maksymalnej siły zaczepowej. Największa siła zaczepowa (43 N) występuje przy najmniejszej szerokości cewek, związane jest to z oddziaływaniem elementów biegnika i ferromagnetycznych części stojana. Analiza średniej siły zaczepowej pozwala zauważyć, że jej wartości bliskie zero występują dla cewek o szerokości od 10 do 16 mm. Stosunek obu sił (rys. 5.17b) ekstremum osiąga dla szerokości z przedziału 10÷15 mm.

5. Obliczenia wielowariantowe napędu liniowego pod kątem poprawy parametrów elektromechanicznych



Rys. 5.17. a) Maksymalna, średnia i minimalna wartość siły zaczepowej w funkcji szerokości cewek; b) stosunek średniej siły zaczepowej do maksymalnej

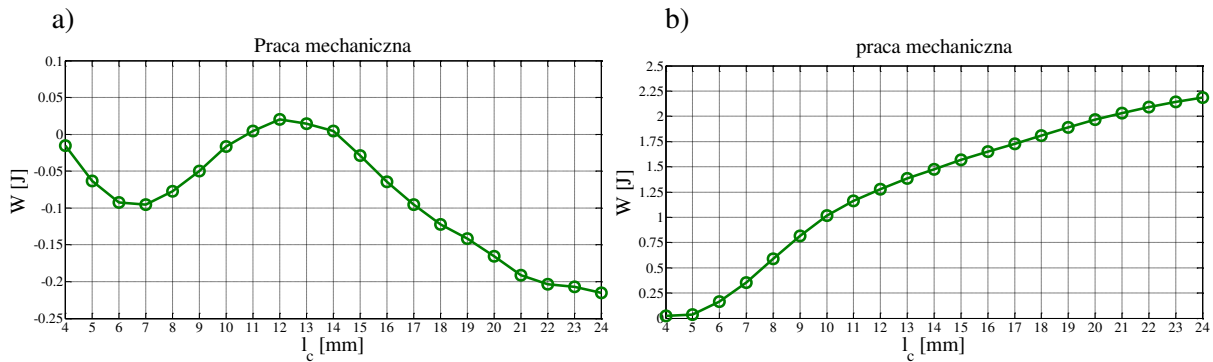
Siła ciągu rośnie wraz ze zwiększaniem szerokości cewek. Jest to związane z większym wzbudzeniem dla całego uzwojenia, przy zachowaniu stałej gęstości prądu w cewkach. Średnia wartość siły ciągu wzrasta wraz ze zmianą szerokości od 1 do 100 N (rys. 5.18a), większym zmianom podlega z kolei wartość maksymalna, która przy zmianie szerokości wzrasta trzykrotnie. Charakter zmian znajduje odzwierciedlenie w stosunku obu sił (rys. 5.18b), który podlega zmianom dla szerokości w przedziale $4 \div 12$ mm, powyżej szerokości 12 mm stosunek obu sił pozostaje praktycznie stały.



Rys. 5.18. a) Maksymalna, średnia i minimalna wartość siły przy wymuszeniu znamionowym; b) stosunek średniej siły ciągu do maksymalnej

Rozpatrując kryterium energii mechanicznej wytworzonej przy przemieszczeniu biegnika z położenia o maksymalnej reluktancji do położenia, przy którym reluktancja jest najmniejsza, obliczanej jako całka z zależności siły elektromagnetycznej od położenia biegnika można zaobserwować ekstremum w zakresie szerokości 11 – 14 mm, do dalszych obliczeń przyjęto zatem optymalną wartość szerokości uzwojeń wynoszącą 12 mm.

5. Obliczenia wielowariantowe napędu liniowego pod kątem poprawy parametrów elektromechanicznych



Rys. 5.19. Wykres energii mechanicznej: a) bez zasilania; b) przy zasilaniu maksymalnym prądem

Zmiana szerokości cewek, wpływa w dużym stopniu na przebieg siły zaczepowej, czego nie zaobserwowano w przypadku zmiany wysokości uzwojeń. Wymiary uzwojeń stojana wpływają wyraźnie na wartość siły ciągu, co wynika ze wzrostu przepływu wraz z powiększaniem wymiarów cewek. Wartości sił średnich odniesione do maksymalnych, dla obu sił, w nieznacznym stopniu (na poziomie kilku procent) zależą od zmienianych parametrów. Zwiększanie wysokości, jak i szerokości cewek powoduje znaczny przyrost siły ciągu, oraz zmniejszanie współczynnika k (tabela 5.4), co pozytywnie wpływa na właściwości silnika. Zastosowanie dużych cewek zwiększa jednak gabaryty i masę urządzenia, co jest niekorzystne z punktu widzenia możliwych zastosowań napędu. Mając powyższe na uwadze do dalszych obliczeń pozostawiono dotychczasową szerokość cewek $l_c = 12$ mm.

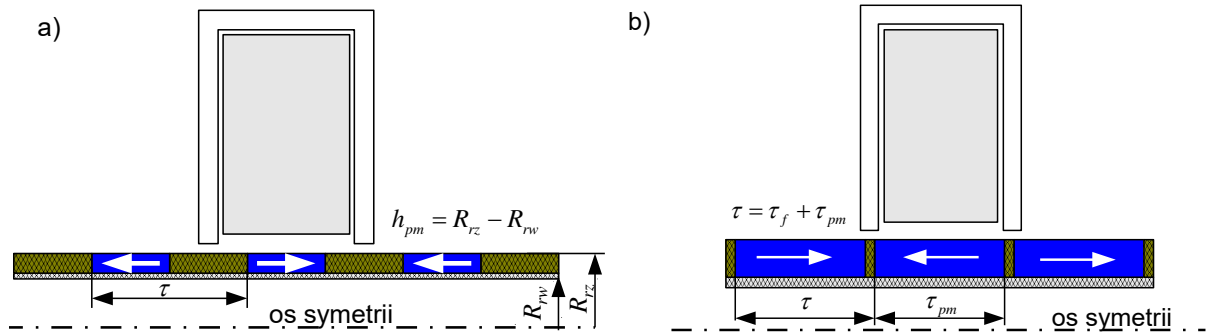
Tabela 5.4. Zestawienie wyników obliczeń siły dla przeprowadzonej modyfikacji

	szer. [m]	F_{zmax} [N]	F_{zavg} [N]	F_{zmin} [N]	F_{max} [N]	F_{min} [N]	F_{avg} [N]	k [%]
model bazowy	12	32,3045	1,0061	-29,5838	106,208	-12,011	45,9852	30,42
model A2	12	32,2073	1,308	-29,2476	150,047	-3,22	67,204	21,47
Zmiana [%]	0	-0,3	+30	-1,2	+41,27	-73,2	+46,14	-29,42

5.3.2. Wpływ wymiarów geometrycznych biegnika na charakterystyki statyczne

Objętość magnesów trwałych silnie wpływa na właściwości silnika, gdyż jest ściśle związana z energią pola magnetycznego. W pracy przeprowadzono analizę dotyczącą określenia wpływu wymiarów magnesów trwałych (grubości h_{pm} oraz szerokości τ_{pm}) na wartość średnią i maksymalną zarówno siły zaczepowej, jak i siły ciągu (rys. 5.20). Do obliczeń przyjęto wymiary stojana oraz obudowy ferromagnetycznej uzyskane z poprzedniej analizy, tj. $h_c = 30$ mm; $l_c = 12$ mm; $h_j = 4$ mm.

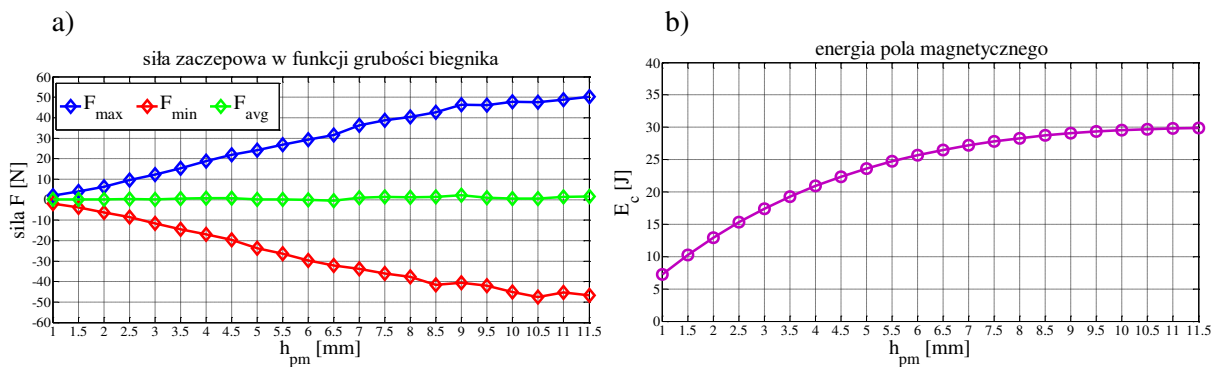
5. Obliczenia wielowariantowe napędu liniowego pod kątem poprawy parametrów elektromechanicznych



Rys. 5.20. Zmienne wymiary geometryczne: grubość (a) oraz szerokość (b) magnesów trwałych

Grubość magnesów trwałych zmieniano w przedziale od 1 do 11.5 mm, z krokiem co 0.5 mm, przy zachowaniu stałego promienia zewnętrznego $R_z = 12 \text{ mm}$ (ograniczony ze względu na promień wewnętrzny stojana wynoszący 13 mm). Biegnik o magnesach z cienkimi ściankami (1 mm) odznacza się znikomą wartością siły zaczepowej (1,9 N). Niestety, jednocześnie jego siła ciągu jest ponad 3-krotnie mniejsza (30 N) od siły wytwarzanej w modelu bazowym silnika (rys. 5.12). Zwiększanie grubości magnesów trwałych do 11.5 mm powoduje znaczny przyrost siły zaczepowej (rys. 5.21a).

Rozpatrując jako kryterium energię pola magnetycznego (rys. 5.21b) działającą na jednostkę objętości biegnika zaobserwowano największy przyrost energii przy zmianie grubości magnesów do 6 mm (zmiana na poziomie 87%), dalsze zwiększanie grubości wpływa już tylko nieznacznie na przyrost energii, zwiększa natomiast masę biegnika.

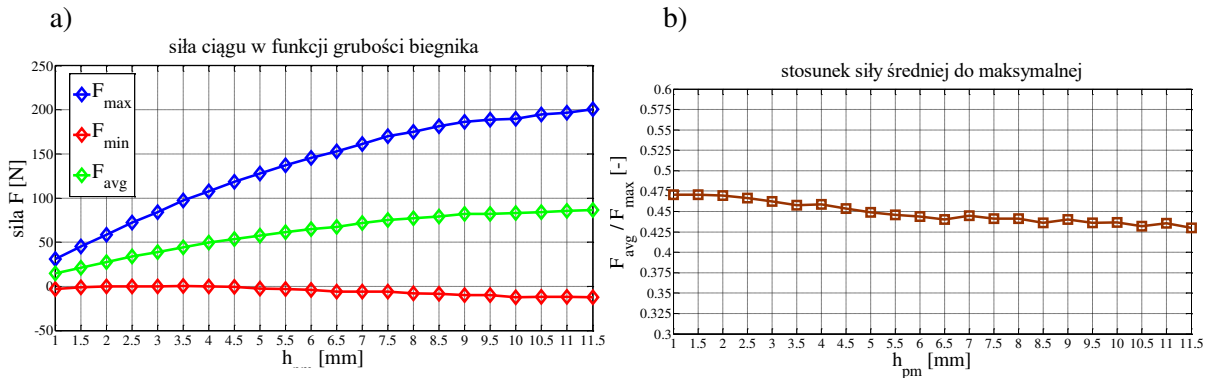


Rys. 5.21. Wykresy siły zaczepowej (a) oraz energii (b) w funkcji grubości biegnika

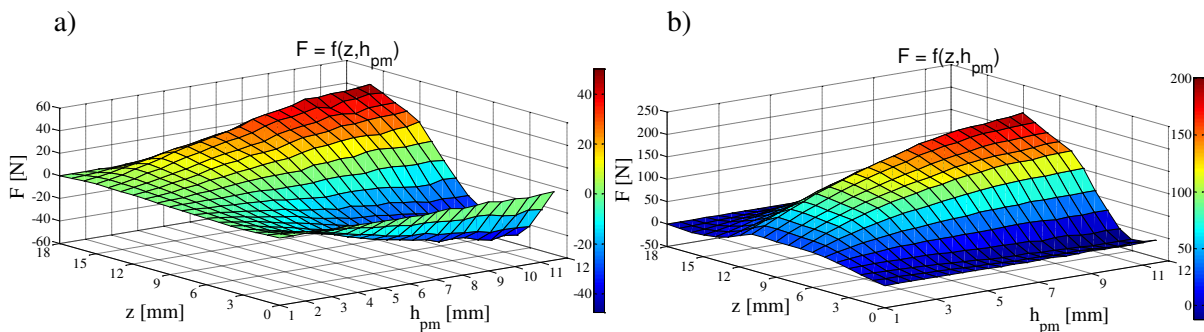
W przypadku siły ciągu ze wzrostem grubości magnesów zaobserwowano 7-krotny wzrost siły maksymalnej, oraz 4-krotny wzrost jej wartości średniej (rys. 5.22a). Stosunek obu sił osiąga maksimum dla magnesów cienkościennych (1÷4 mm) i zmniejsza się ze wzrostem grubości biegnika (rys. 5.22b). Największe przyrosty obu sił następują w zakresie grubości magnesów od 4 do 6 mm. Im większa grubość magnesów, tym biegnik

5. Obliczenia wielowariantowe napędu liniowego pod kątem poprawy parametrów elektromechanicznych

absorbuje więcej energii i siła ciągu wzrasta (rys. 5.22a, 5.23b), rośnie też siła zaczepowa (rys. 5.23a), jak i masa biegnika, co jest niepożądane. Poszukując optymalnego rozwiązania, tj. uzyskanie dużej siły przy jak najmniejszej masie elementów, do dalszych obliczeń przyjęto grubość biegnika $h_{pm} = 6$ mm. Uzyskane parametry modelu zestawiono w tabeli poniżej.



Rys. 5.22. a) Maksymalna i średnia wartość siły ciągu; b) stosunek siły średniej do maksymalnej



Rys. 5.23. Zależność siły zaczepowej (a) oraz ciągu (b) w funkcji położenia oraz grubości biegnika

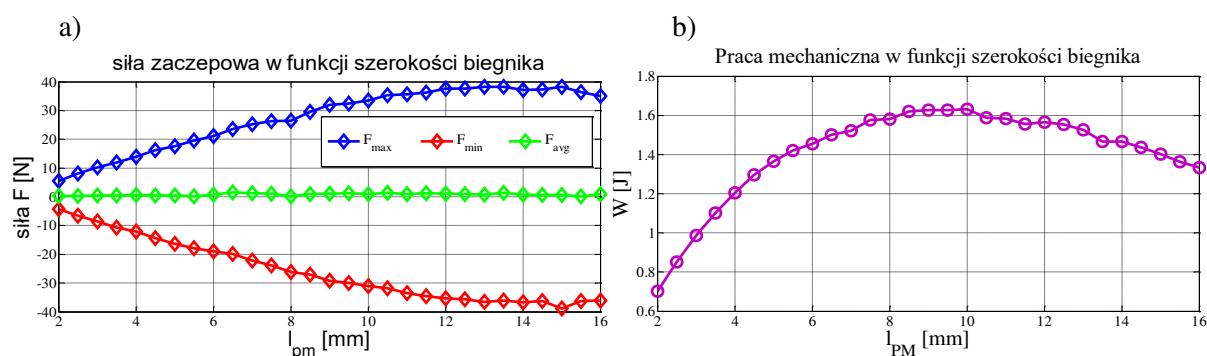
Tabela 5.5. Wyniki obliczeń siły dla przeprowadzonej modyfikacji (zmiana grubości biegnika)

	grubość [mm]	F_{zmax} [N]	F_{zavg} [N]	F_{zmin} [N]	F_{max} [N]	F_{min} [N]	F_{avg} [N]	k [%]
model bazowy	6	32,3045	1,0061	-29,5838	106,208	-12,011	45,9852	30,42
model A3	6	29,2816	-0,1112	-29,7338	145,5537	-4,0868	64,5927	20,12
Zmiana [%]	0	-9,3	-88,9	+0,5	+37,05	-65,97	+40,46	-10,2

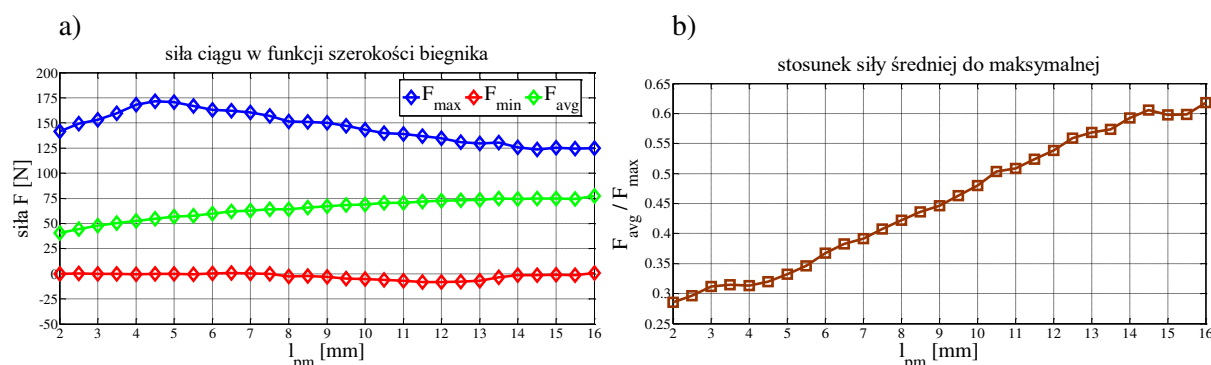
Szerokość magnesów trwałych τ_m zmieniano w zakresie od 2 do 16 mm, przy zachowaniu stałego odstępu między środkami magnesów trwałych ($\tau_f + \tau_m = 18$ mm). Zastosowanie magnesów wąskich (rys. 5.24a) odznacza się występowaniem małej siły zaczepowej (5 N). Ze wzrostem szerokości magnesów siła zaczepowa wzrasta, jednak powyżej szerokości 12 mm zmienia się w niewielkim stopniu. Rozpatrując jako kryterium

5. Obliczenia wielowariantowe napędu liniowego pod kątem poprawy parametrów elektromechanicznych

pracę mechaniczną (rys. 5.24b) odnotowano ekstremum dla szerokości magnesów w przedziale 8-12 mm. Siła ciągu również ulega zmianie ze względu na jednocześnie zmiany szerokości elementów biegnika. Jej wartość maksymalna osiąga maksimum dla szerokości 4 ÷ 6 mm, a następnie maleje (rys. 5.25a) wraz ze zmianą wymiaru. Największe zmiany stosunku obu sił (rys. 5.25b) występują dla szerokości 6 ÷ 14 mm, wartość maksymalną współczynnik ten osiąga dla najszerszych magnesów.



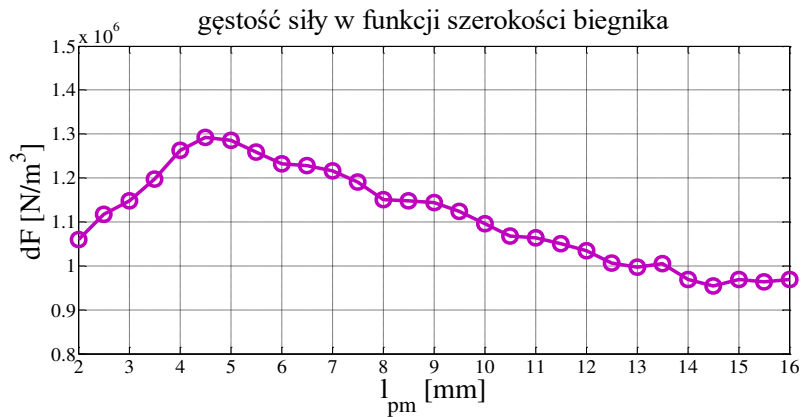
Rys. 5.24. a) Siła zaczepowa w funkcji szerokości magnesów; b) praca mechaniczna



Rys. 5.25. a) Siła ciągu w funkcji szerokości magnesów; b) stosunek średniej siły do maksymalnej

Otrzymane wyniki obliczeń pozwalają stwierdzić, że wzrost szerokości elementów biegnika wpływa na zwiększenie siły tylko do pewnej wartości, po przekroczeniu której, siła zaczyna wyraźnie maleć. Wynika to ze wzrostu zawartości siły zaczepowej w sile użytecznej, jak możemy zauważyć dla szerokości $\tau_m = 5$ mm, współczynnik ten wynosi 10%, natomiast dla szerokości 15 mm wynosi już ponad 35%. Biorąc pod uwagę kryterium gęstości siły działającej na biegnik (rys. 5.26) zaobserwowano wyraźne ekstremum przy szerokości magnesów mieszczącej się w przedziale 4 ÷ 6 mm.

5. Obliczenia wielowariantowe napędu liniowego pod kątem poprawy parametrów elektromechanicznych



Rys. 5.26. Zależność gęstości siły w funkcji szerokości magnesów trwałych

Przeprowadzona analiza wykazała, że trudno jest określić optymalne wartości wymiarów biegnika, możliwe jest tylko oszacowanie ich przedziału zmienności, który mieści się w zakresie $6 \div 12$ mm dla grubości oraz $3 \div 9$ mm dla szerokości magnesów.

Do dalszych obliczeń przyjęto następujące wymiary magnesów trwałych biegnika: szerokość $\tau_{pm} = 5$ mm oraz grubość $h_{pm} = 6$ mm.

Tabela 5.6. Zestawienie wyników obliczeń siły dla przeprowadzonej modyfikacji magnetowodu (zmiana szerokości magnesów trwałych)

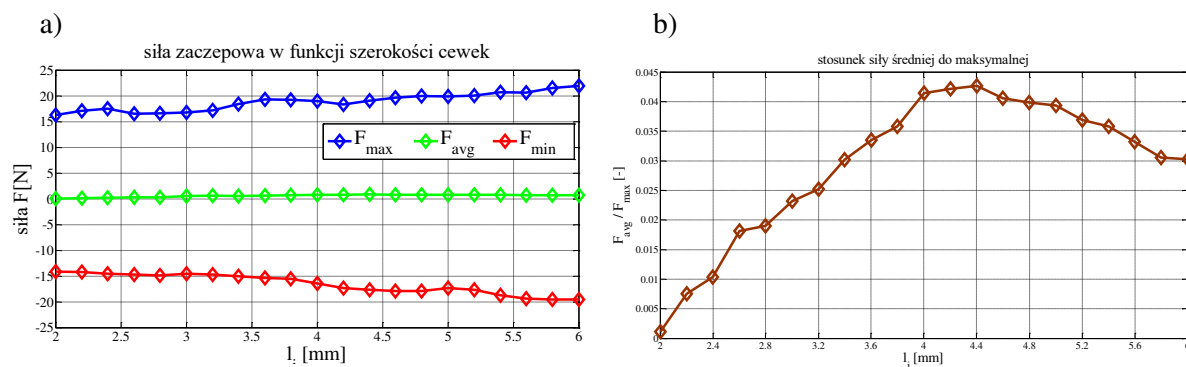
	szerokość [mm]	F_{zmax} [N]	F_{zavg} [N]	F_{zmin} [N]	F_{max} [N]	F_{min} [N]	F_{avg} [N]	k [%]
model bazowy	9	32,3045	1,0061	-29,5838	106,208	-12,011	45,9852	30,42
model A4	5	17,5309	6,4319	0,5254	170,476	-0,2907	56,6464	10,29
Zmiana [%]	-44,4	-45,73	+539,29	+98,22	+60,51	+97,58	+23,18	-66,17

5.3.3. Analiza wpływu grubości jarzma stojana na charakterystyki statyczne

Zbadano wpływ **szerokości jarzma** stojana na wartość maksymalną oraz średnią siły zaczepowej oraz siły ciągu. Grubość jarzma zmieniano w zakresie $2 \div 6$ mm z krokiem co 0.2 mm. Zmianom wymiaru jarzma towarzyszyły równoczesne zmiany odległości między cewkami, pozostałe wymiary obwodu magnetycznego pozostawiono bez zmian.

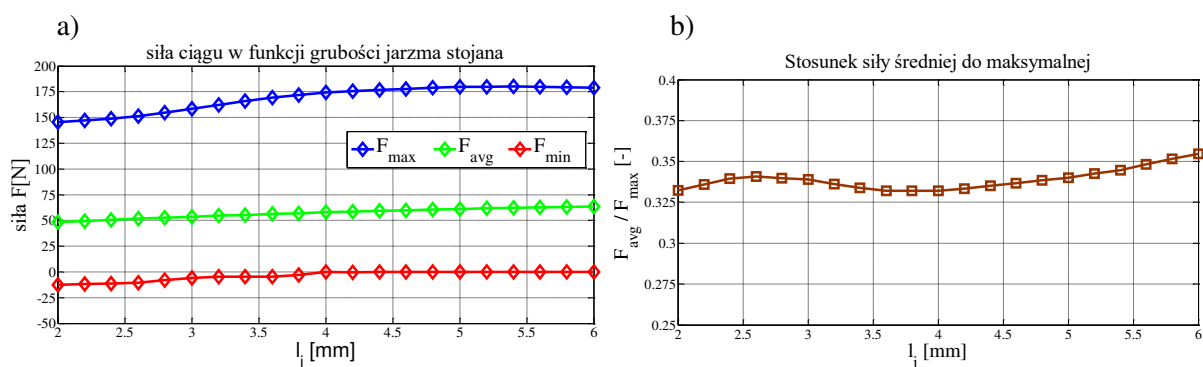
Zwiększanie grubości jarzma stojana wpływa na siłę zaczepową (rys. 5.27a). Najmniejsze wartości siły występują dla grubości jarzma $2 \div 3$ mm, natomiast największe dla jarzma powyżej 5 mm. Stosunek siły średniej do maksymalnej (rys. 5.27b) posiada ekstremum dla wymiaru $4.0 \div 4.8$ mm, powyżej tej szerokości wyraźnie się zmniejsza. Związane to jest z dużym wzrostem maksymalnej siły zaczepowej w odniesieniu do wartości średniej.

5. Obliczenia wielowariantowe napędu liniowego pod kątem poprawy parametrów elektromechanicznych



Rys. 5.27. a) Siła zaczepowa w funkcji grubości jarzma; b) stosunek średniej siły do maksymalnej

Duże zmiany zarówno wartości maksymalnej jak i średniej siły ciągu (rys. 5.28a) zachodzą dla zmian grubości jarzma w zakresie 2÷4 mm, powyżej tej grubości siła elektromagnetyczna praktycznie nie podlega zmianom. Stosunek obu sił (rys. 5.28b) najmniejsze wartości osiąga dla grubości jarzma wynoszącej 4 mm.



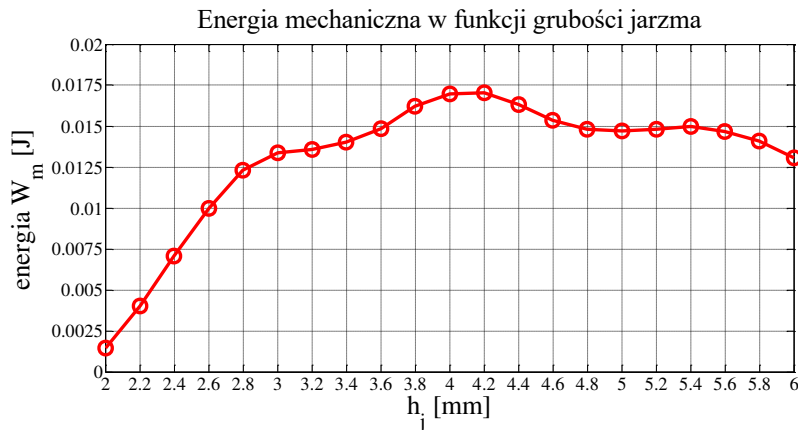
Rys. 5.28. a) Siła znamionowa w funkcji grubości jarzma; b) stosunek siły średniej do maksymalnej

Przyjmując jako kryterium energię mechaniczną zaobserwowano optymalną wartość grubości jarzm stojana w zakresie 3.8 ÷ 4.4 mm (rys. 5.29). Analiza obliczeniowa wykazała, że grubość obudowy ferromagnetycznej stojana znacząco wpływa na charakterystyki statyczne silnika. Najlepsze właściwości statyczne silnik osiąga dla grubości jarzm stojana mieszczących się w zakresie 3.8÷4.2 mm, wstępnie przyjęto parametr $h_j = 4.2$ mm.

Tabela 5.7. Zestawienie wyników obliczeń siły dla przeprowadzonej modyfikacji

	szer. [mm]	F_{zmax} [N]	F_{zavg} [N]	F_{zmin} [N]	F_{max} [N]	F_{min} [N]	F_{avg} [N]	k [%]
model bazowy	4	32,3045	1,0061	-29,5838	106,208	-12,011	45,9852	30,42
model A5	4,2	18,3503	0,746	-17,3144	175,5942	-0,3913	58,5488	10,46
Zmiana [%]	+5,0	-43,20	-25,85	+41,47	+65,33	+96,74	+27,32	-65,61

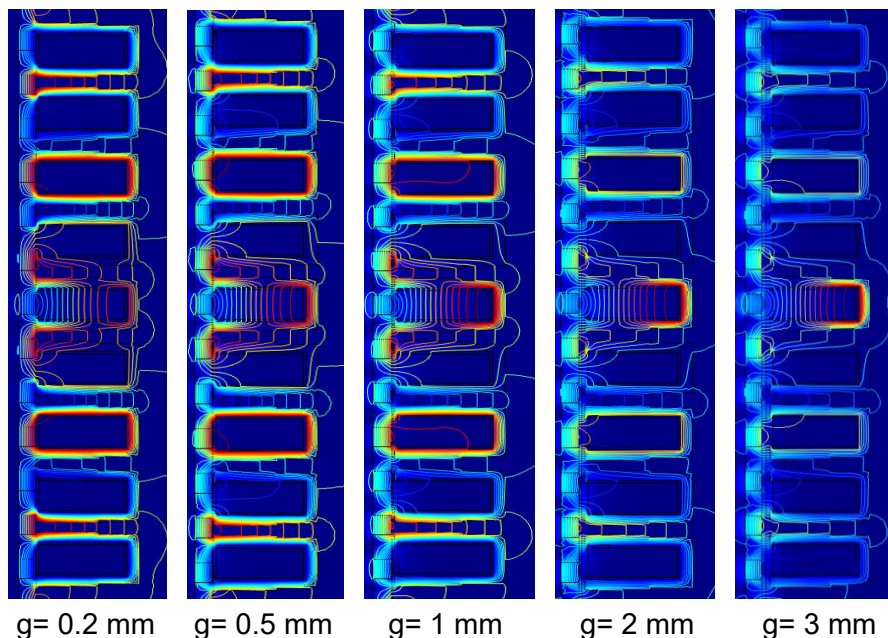
5. Obliczenia wielowariantowe napędu liniowego pod kątem poprawy parametrów elektromechanicznych



Rys. 5.29. Energia mechaniczna w funkcji grubości jarzma

5.3.4. Analiza wpływu grubości szczeliny powietrznej na siłę elektromagnetyczną

Szczelina powietrzna pomiędzy biegnikiem, a stojanem silnika ma duży wpływ na siły wytwarzane w silniku. Wraz ze zmianą wielkości szczeliny powietrznej zmienia się kształt podstawowych charakterystyk statycznych silnika, których znajomość umożliwia dobór optymalnych parametrów sterowania. Szczelinę powietrzną w modelu silnika zmieniano w zakresie $0.2 \div 3.0$ mm, z krokiem co 0.1 mm.



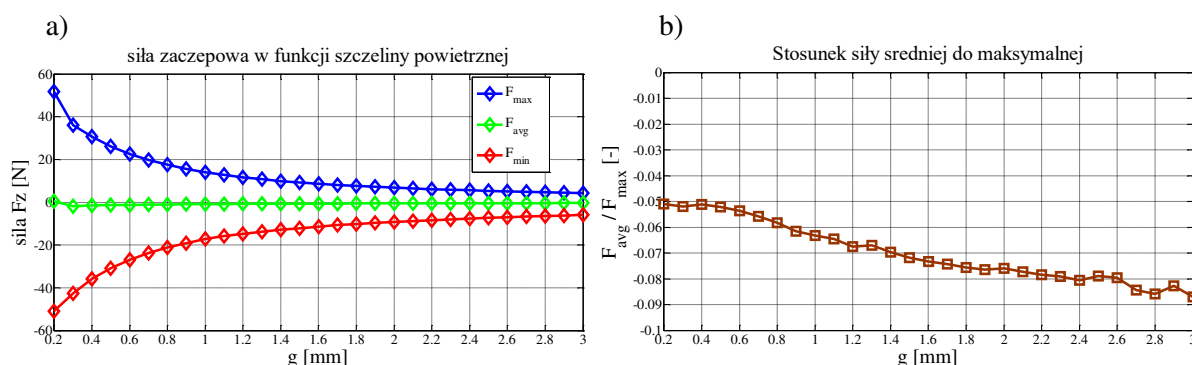
Rys. 5.30. Rozkład linii pola dla różnych szczelin powietrznych

Przykładowe rozkłady gęstości strumienia dla różnych grubości szczeliny powietrznej przedstawiono na rysunku 5.30 przy założeniu tego samego położenia biegnika ($z = 0$ mm) i tej samej gęstości prądu ($J = 6.5$ MA/m²). Analizując wykresy rozkładu pola magnetycznego

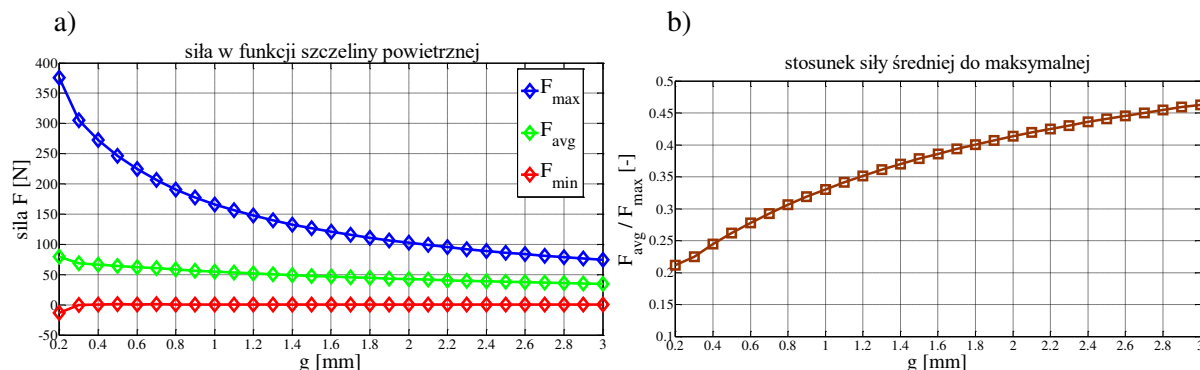
5. Obliczenia wielowariantowe napędu liniowego pod kątem poprawy parametrów elektromechanicznych

można stwierdzić, że wraz ze zmniejszaniem się grubości szczeliny powietrznej wzrasta gęstość strumienia, a tym samym wartość siły elektromagnetycznej.

Ze zmniejszaniem szczeliny powietrznej wzrasta wartość siły zaczepowej (rys. 5.31a) i siły ciągu (rys. 5.32a). W przypadku siły ciągu zarówno wartość średnia jak i maksymalna znacząco wzrasta (F_{max} pięciokrotnie, a F_{avg} dwukrotnie) przy zmniejszaniu wielkości szczeliny powietrznej. Stosunek siły średniej do maksymalnej (rys. 5.32b) rośnie wraz ze zwiększaniem szczeliny powietrznej, co znajduje odzwierciedlenie w uzyskanych charakterystykach statycznych.



Rys. 5.31. a) Maksymalna i średnia wartość siły zaczepowej; b) stosunek siły średniej do maksymalnej



Rys. 5.32. a) Maksymalna i średnia wartość siły ciągu; b) stosunek siły średniej do maksymalnej

Z punktu widzenia wartości wytwarzanej siły należy dążyć do tego, aby szczelina powietrzna miała wartość jak najmniejszą, w zakresie $0.1 \div 0.5$ mm, uzyskuje się wówczas duże siły elektromagnetyczne, przy niewielkiej wartości współczynnika k (tabela nr 5.8). W praktyce szczelina powietrzna powinna być jak najmniejsza, jednak zbyt mała jej wartość może być nie do przyjęcia ze względu na rozrzut parametrów urządzenia. Ze względów technologicznych minimalną wartość szczeliny powietrznej można przyjąć na poziomie $0.5 \div 1.0$ mm. W tabeli poniżej zestawiono parametry całkowite modelu silnika przyjętego po przeprowadzonej analizie.

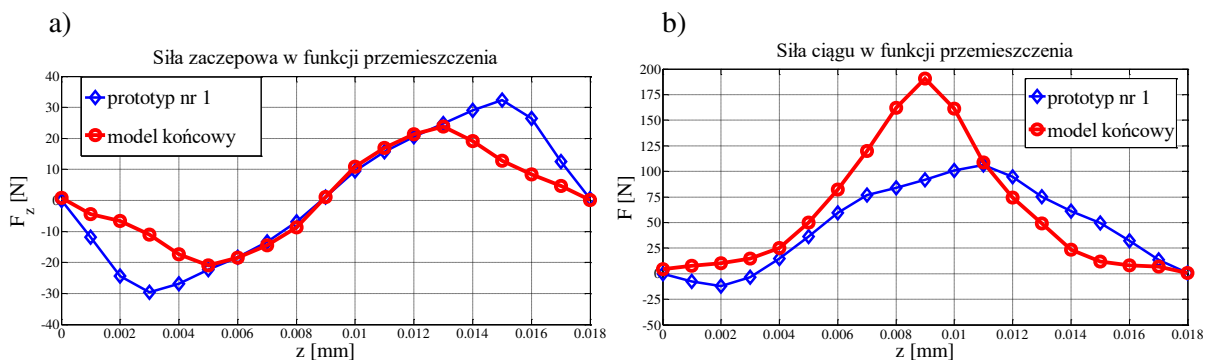
5. Obliczenia wielowariantowe napędu liniowego pod kątem poprawy parametrów elektromechanicznych

Tabela 5.8. Zestawienie wyników obliczeń siły dla przeprowadzonej modyfikacji magnetowodu (zmiana szczeliny powietrznej)

	szer. [mm]	F_{zmax} [N]	F_{zavg} [N]	F_{zmin} [N]	F_{max} [N]	F_{min} [N]	F_{avg} [N]	k [%]
model bazowy	1	32,3045	-29,5868	1,0061	106,208	-12,011	45,9852	30,42
model A6	0,8	17,5468	-21,1784	-1,0227	190,5988	0,7477	58,3741	9,21
Zmiana [%]	-20,0	-45,68	+28,42	-201,65	+79,46	+106,23	+26,94	-69,72

5.3.5. Podsumowanie – praca krokowa

Zmodyfikowany w wyniku przeprowadzonej analizy model silnika (tab. 5.9) odznacza się lepszymi właściwościami w porównaniu z modelem wyjściowym przyjętym do obliczeń, co znajduje odzwierciedlenie w charakterystykach statycznych przedstawionych na rys. 5.33. Model ten osiąga znacznie większe wartości siły ciągu, przy jednoczesnym zmniejszeniu siły zaczepowej, co korzystnie wpływa na własności dynamiczne silnika. W przypadku modelu wyjściowego przyjętego do obliczeń współczynnik zawartości siły zaczepowej w sile użytecznej wynosił 30,4 %, natomiast w modelu uzyskanym z obliczeń wynosi 12,5 %.



Rys. 5.33. Porównanie prototypu silnika z modelem końcowym: a) siła zaczepowa, b) siła ciągu

Tabela 5.9. Porównanie parametrów modelu wyjściowego i po modyfikacjach

	F_{zmax} [N]	F_{zavg} [N]	F_{zmin} [N]	F_{max} [N]	F_{min} [N]	F_{avg} [N]	k [%]
model bazowy	32,3045	1,0061	-29,5838	106,208	-12,011	45,9852	30,42
Model A	23.8848	0.9594	-20.8978	190.7458	0.7236	58.5444	12,52

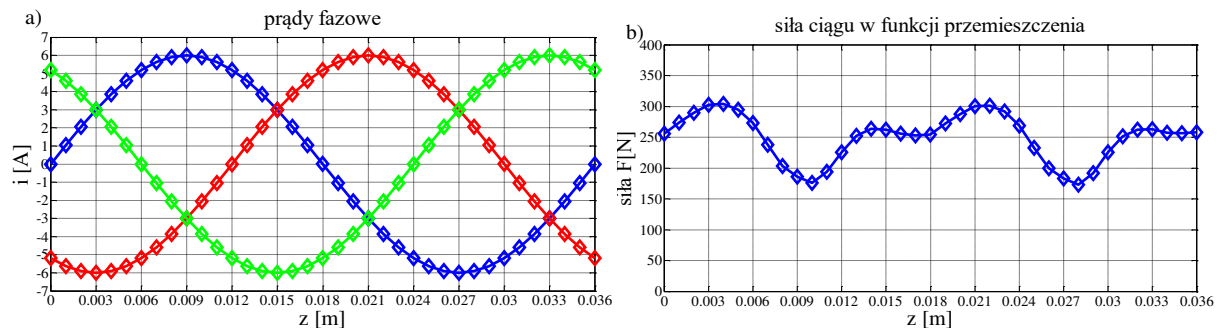
5.4. Obliczenia wpływu geometrii magnetowodu silnika na charakterystyki statyczne przy pracy synchronicznej

Zastosowanie zasilania wielofazowego pozwala na znaczne zwiększenie dokładności pozycjonowania napędów (rzędu mikrometrów), co w przypadku zasilania impulsami prostokątnymi (praca krokowa) jest trudne do zrealizowania. Wyznacznikiem określającym przydatność konstrukcji silnika wielofazowego jest współczynnik pulsacji siły. Pulsacje siły są niekorzystne z punktu widzenia napędu, w którym pracuje silnik, ich poziom określa tzw. współczynnik pulsacji siły, który zdefiniowano jako [Wai_08]:

$$w_{pul} = \frac{F_{\max} - F_{\min}}{F_{avg}} \cdot 100 \% \quad (5.2)$$

gdzie: $F_{\max}; F_{\min}; F_{avg}$ – to kolejno wartość maksymalna, minimalna i średnia siły ciągu dla przemieszczenia biegnika w zakresie podziałki biegunowej τ_r .

Najkorzystniej jest aby współczynnik pulsacji był jak najmniejszy, jednak dobierając optymalną konstrukcję należy wziąć pod uwagę zachowanie odpowiednich proporcji pomiędzy wieloma kryteriami, takimi jak siła, masa, czy objętość urządzenia. Zmniejszenie współczynnika pulsacji siły można uzyskać poprzez modyfikację konstrukcji lub sposobu zasilania.

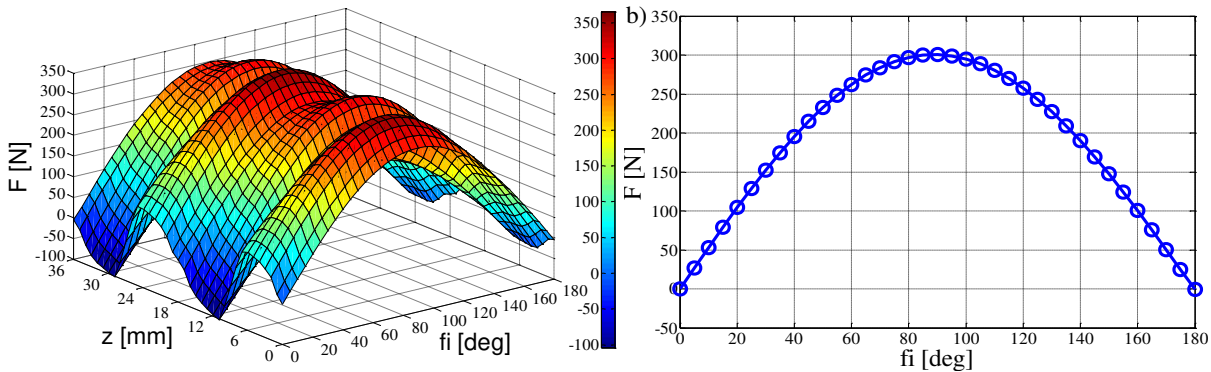


Rys. 5.34. Przebiegi prądów w fazach silnika (a) oraz siła ciągu (b) w funkcji przemieszczenia

Ponieważ przy pracy synchronicznej dużym problem są zmiany siły ciągu wraz z przemieszczeniem biegnika (rys. 5.34b), stąd w pracy przeanalizowano wpływ zmian geometrii magnetowodu silnika na maksymalną siłę ciągu oraz na wartość współczynnika pulsacji. Założono 3-fazowe zasilanie sygnałem prądowym sinusoidalnym (rys. 5.34a) o amplitudzie 6 A. Do obliczeń założono maksymalny dopuszczalny współczynnik pulsacji siły na poziomie 30%.

5. Obliczenia wielowariantowe napędu liniowego pod kątem poprawy parametrów elektromechanicznych

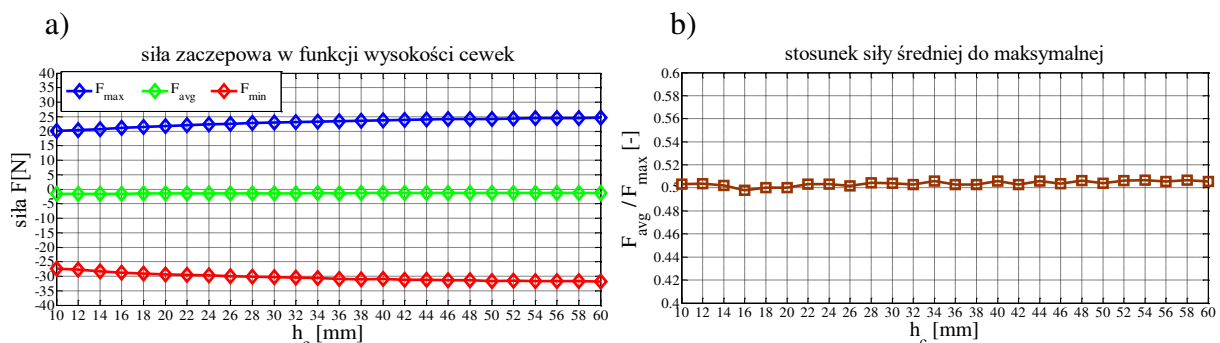
Podobnie jak w silnikach obrotowych, także w silniku liniowym można określić tzw. kąt obciążenia (rys. 5.35), który zdefiniowano jako stosunek przemieszczenia biegnika i podziałki biegunowej pomnożony przez kąt półpełny. Rośnie on wraz ze zwiększaniem obciążenia i dla obciążenia znamionowego przyjmuje wartość 90° , powyżej tej wartości ustaje ruch biegnika.



Rys. 5.35. Charakterystyka mechaniczna synchronicznego silnika liniowego: a) w funkcji położenia i kąta obciążenia, b) dla ustalonego wysunięcia biegnika $z=9$ mm

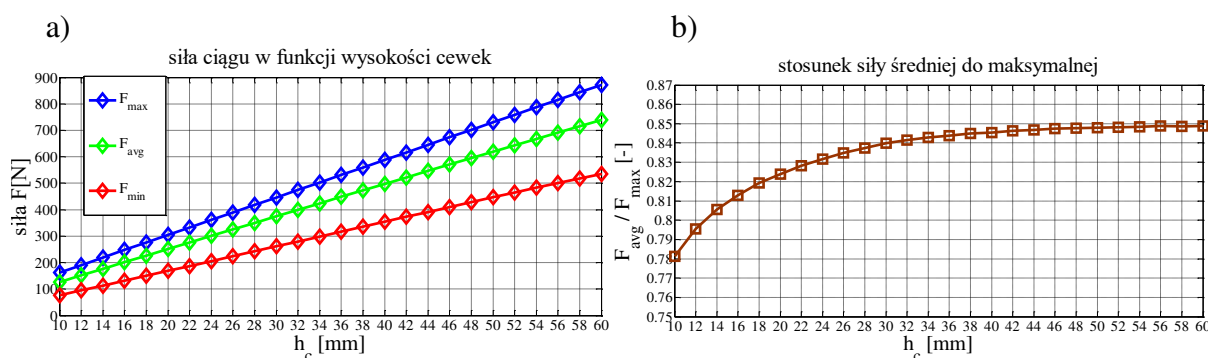
5.4.1. Wpływ wymiarów stojana silnika na charakterystyki statyczne

Zbadano wpływ wymiarów geometrycznych uzwojeń stojana (wysokości h_c oraz szerokości l_c) na siłę zaczepową oraz siłę ciągu przy zasilaniu trójfazowym. **Wysokość cewek** stojana zmieniano w zakresie $10 \div 60$ mm, z krokiem co 2 mm. Zmianom wysokości towarzyszyły zmiany wymiarów jarzm stojana. Zmiana wysokości cewek nie wpływa praktycznie na wartość siły zaczepowej, zarówno jej wartość średnia, jak i maksymalna zmienia się zaledwie o kilka procent przy 6-krotnej zmianie wysokości (rys. 5.36a, 5.38a). Znajduje to odzwierciedlenie w stosunku wartości średniej siły zaczepowej do maksymalnej (rys. 5.36b), który jest praktycznie stały w całym cyklu zmian rozważanego parametru.



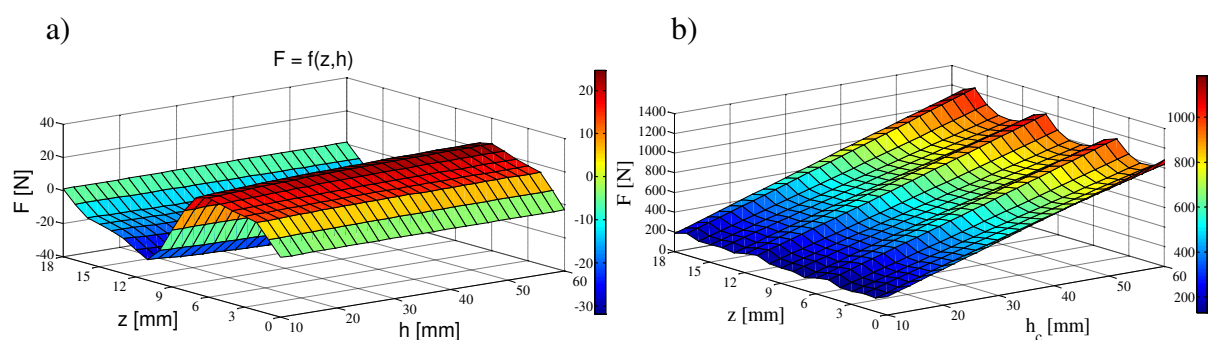
Rys. 5.36. a) Wpływ wysokości cewek na siłę zaczepową; b) stosunek siły średniej do maksymalnej

5. Obliczenia wielowariantowe napędu liniowego pod kątem poprawy parametrów elektromechanicznych



Rys.5.37. a) Wpływ wysokości cewek stojana na siłę ciągu; b) stosunek siły średniej do maksymalnej

Wzbudzenie stojana prądem sinusoidalnym wpływa w znacznym stopniu na wartość siły ciągu. Zarówno jej wartość minimalna, średnia, jak i maksymalna (rys. 5.37a, 5.38b) zmieniają się dość znacznie wraz ze zmianą wysokości cewek. Przy 6-krotnym wzroście parametru h , siła maksymalna wzrasta 5-krotnie. Rozpatrując kryterium stosunku sił (rys. 5.37b) można zauważyć, że największe zmiany zachodzą do wysokości 32 mm, dalej parametr ten pozostaje praktycznie stały.



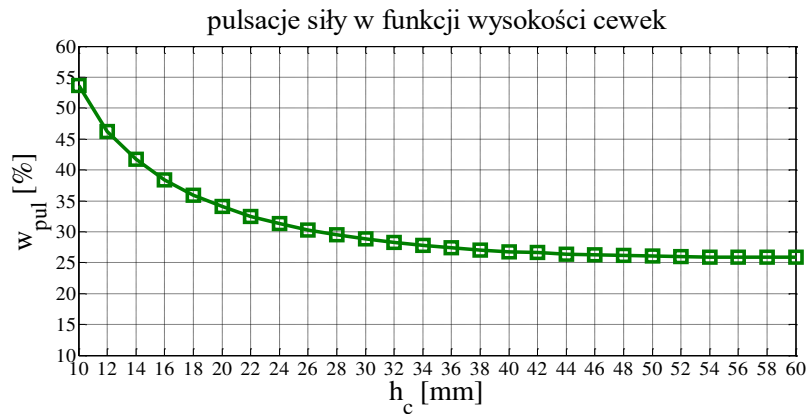
Rys. 5.38. Zależność siły w funkcji położenia i wysokości cewek: zaczepowej (a); ciągu (b)

Zmiany siły pod wpływem wysokości cewek stojana znajdują również odzwierciedlenie we współczynniku pulsacji siły (rys. 5.39), który dla małych cewek dochodzi do 60%, natomiast po przekroczeniu wymiaru 30 mm zmienia się już zaledwie o kilka procent.

Tabela 5.10. Wyniki obliczeń siły dla przeprowadzonej modyfikacji magnetowodu

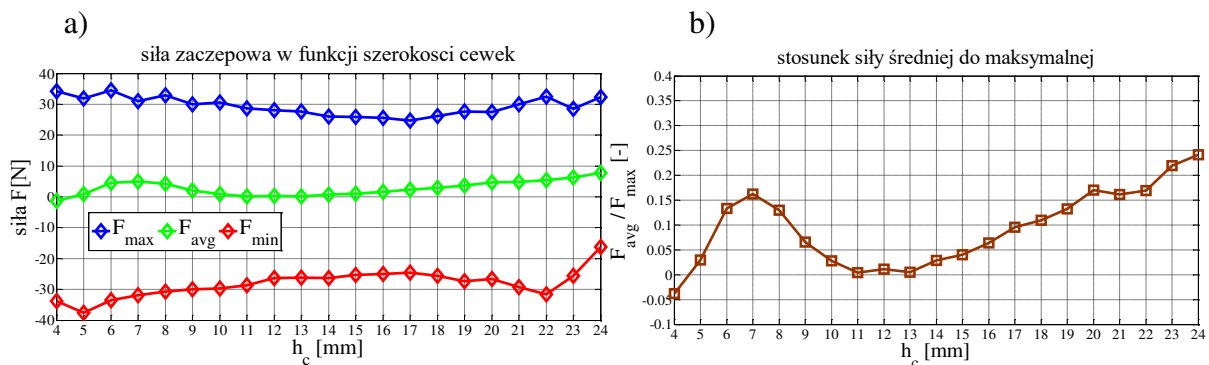
	wysokość [mm]	F_{zmax} [N]	F_{zavg} [N]	F_{zmin} [N]	F_{max} [N]	F_{min} [N]	F_{avg} [N]	w [%]
model bazowy	20	26.3844	-1.2502	-28.0965	269.6120	140.1929	214.3252	60.3
model B1	30	22.9653	-1.4020	-30.3300	582.0097	437.9996	499.8104	28.81
Zmiana [%]	+50.0	-12.96	-12.14	-7.95	+115.87	+212.43	+133.20	-52.22

5. Obliczenia wielowariantowe napędu liniowego pod kątem poprawy parametrów elektromechanicznych



Rys. 5.39. Wpływ wymiarów cewek stojana na wartość współczynnika pulsacji siły

Szerokość uzwojeń zmieniano w przedziale 4 - 24 mm, z krokiem co 1 mm. Zmiany szerokości towarzyszyły równoczesne zmiany szerokości elementów biegnika, oraz odległości między segmentami stojana. Szerokości magnesów trwałych nie zmieniano.

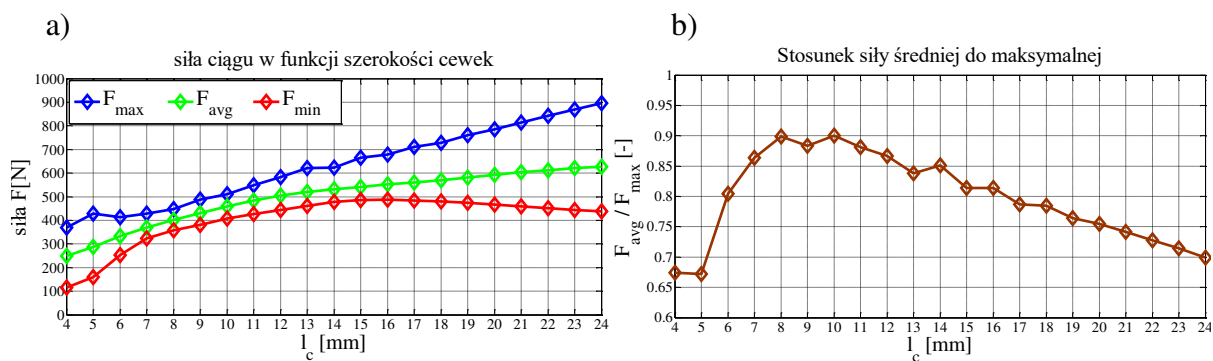


Rys. 5.40. a) Wpływ szerokości uzwojeń na siłę zaczepową; b) stosunek siły średniej do maksymalnej

Zmiana szerokości cewek wpływa na siłę zaczepową (rys. 5.40a). Największa siła zaczepowa (38 N) występuje przy szerokości 6 mm, a najmniejsza (25 N) dla cewki o szerokości 17 mm. Analiza średniej siły zaczepowej pozwala zauważyć, że jej wartości bliskie zero występują dla cewek o szerokości od 10 do 14 mm, co świadczy o symetrycznym rozkładzie siły. Stosunek obu sił ekstremum (wartość minimalną) (rys. 5.40b) osiąga dla szerokości z przedziału 11÷13 mm.

Wzrost szerokości cewek powoduje szybki wzrost zarówno wartości maksymalnej, jak i średniej siły ciągu (rys. 5.41a), natomiast po przekroczeniu szerokości 16 mm wartość maksymalna siły nadal rośnie, ale jej wartość średnia wzrasta już w nieznacznym stopniu. Stosunek obu sił (rys. 5.41b) największe wartości utrzymuje dla cewek w przedziale 7 ÷ 13 mm, powyżej szerokości 14 mm parametr ten odnotowuje wyraźny spadek.

5. Obliczenia wielowariantowe napędu liniowego pod kątem poprawy parametrów elektromechanicznych



Rys.5.41. a) Wpływ szerokości uzwojeń na siłę ciągu; b) stosunek siły średniej do maksymalnej

Z punktu widzenia kryterium minimalizacji pulsacji siły (rys. 5.42) najlepiej wybrać cewki o szerokościach $7 \div 14$ mm, aby uzyskać zakładane w pracy parametry (pulsacje na poziomie 30 %). W tabeli poniżej zestawiono porównanie parametrów dwóch modeli silnika.



Rys. 5.42. Wpływ wymiarów cewek stojana na wartość współczynnika pulsacji siły

Tabela 5.11. Wyniki obliczeń siły dla przeprowadzonej modyfikacji magnetowodu

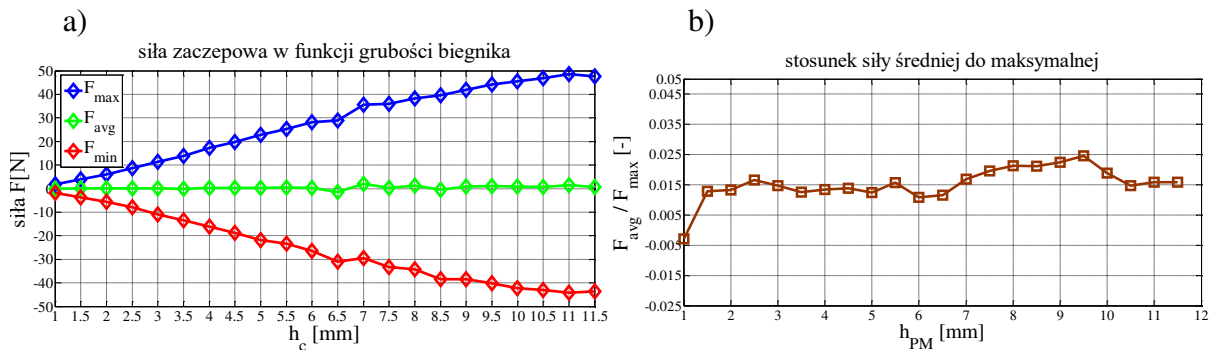
	szerokość [mm]	F_{zmax} [N]	F_{zavg} [N]	F_{zmin} [N]	F_{max} [N]	F_{min} [N]	F_{avg} [N]	w [%]
model bazowy	12	26.3844	-1.2502	-28.0965	269.6120	140.1929	214.3252	60.3
model B2	10	32.8343	1.9494	-29.9461	509.6742	408.1664	458.8296	22.12
Zmiana [%]	-16.67	+24.45	+255.93	-6.58	+89.04	+191.15	+114.08	-63.31

5.4.2. Wpływ wymiarów geometrycznych biegnika na charakterystyki statyczne

Zbadano wpływ wymiarów magnesów trwałych (grubości h_{pm} oraz szerokości τ_{pm}) na wartość średnią i maksymalną siły zaczepowej oraz siły ciągu. **Grubość magnesów trwałych** zmieniano w zakresie $1 \div 11.5$ mm, z krokiem co 0.5 mm. Biegnik z cienkimi magnesami (1 mm) odznacza się znikomą siłą zaczepową (2,9N). Ma to jednak wpływ na siłę ciągu, która jest znacznie mniejsza od siły modelu bazowego. Zwiększanie grubości magnesów trwałych

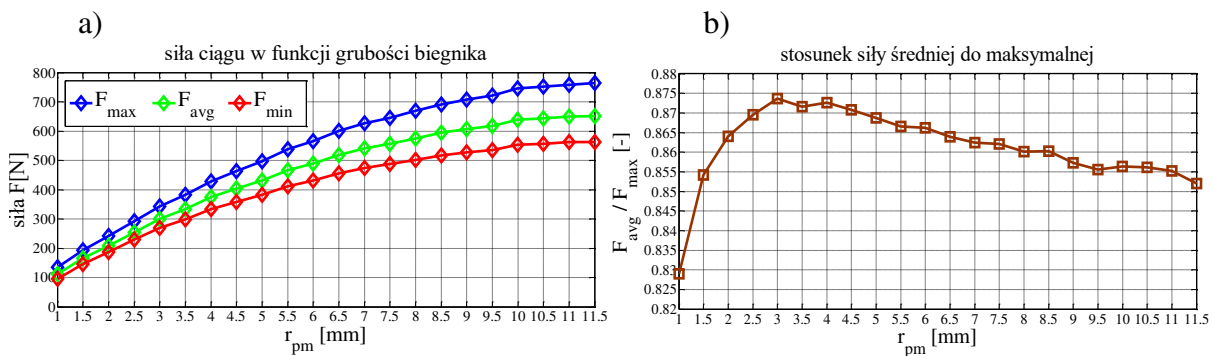
5. Obliczenia wielowariantowe napędu liniowego pod kątem poprawy parametrów elektromechanicznych

do 11.5 mm powoduje znaczny przyrost siły zaczepowej (rys. 5.43a, 5.45a). Stosunek średniej siły zaczepowej do maksymalnej nie wykazuje ekstremum, a jego zmiany kształtują się na poziomie kilku procent (rys. 5.43b).

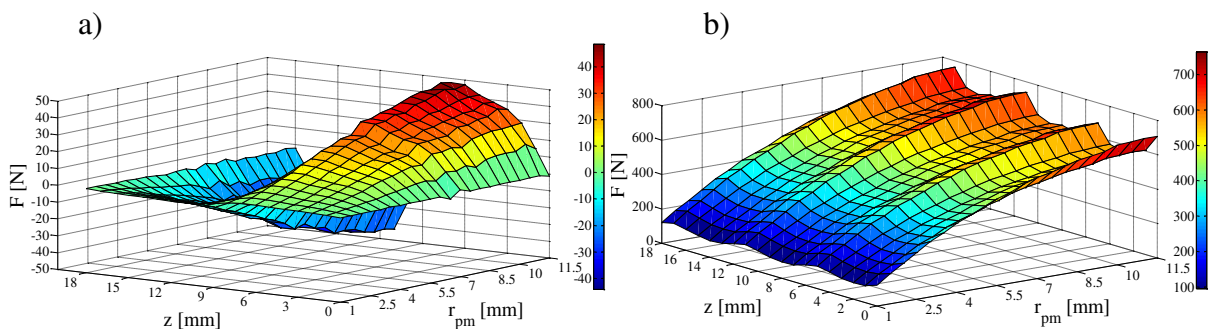


Rys. 5.43. a) Wpływ grubości magnesów na siłę zaczepową; b) stosunek siły średniej do maksymalnej

W przypadku siły ciągu ze wzrostem grubości magnesów trwałych, obserwowano 7-krotny wzrost siły maksymalnej (rys. 5.44a, 5.45b). Wynika to głównie ze wzrostu energii zgromadzonej w magnesach o większej objętości. Im grubsze magnesy, tym przyrost siły ciągu jest mniejszy (zakrzywienie charakterystyki powyżej grubości 8 mm). Stosunek obu sił osiąga maksymalną wartość dla magnesów cienkościennych (2÷5 mm) i zmniejsza się wraz ze wzrostem grubości biegnika (rys. 5.44b).



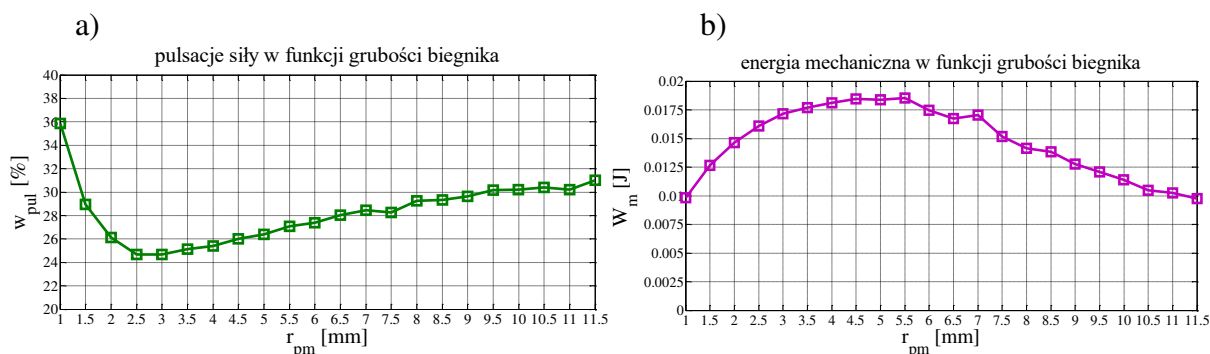
Rys. 5.44. a) Wpływ grubości magnesów na siłę ciągu; b) stosunek siły średniej do maksymalnej



Rys. 5.45. Zależność siły w funkcji położenia i grubości biegnika: zaczepowej (a); ciągu (b)

5. Obliczenia wielowariantowe napędu liniowego pod kątem poprawy parametrów elektromechanicznych

Pulsacje siły (rys. 5.46a) są najmniejsze dla magnesów cienkich 2 ÷ 4 mm (około 25 %), a po przekroczeniu grubości 7 mm zaczynają wyraźnie wzrastać. Analizując kryterium pracy mechanicznej (rys. 5.46b) widać wyraźne ekstremum dla grubości około 3 ÷ 6 mm.



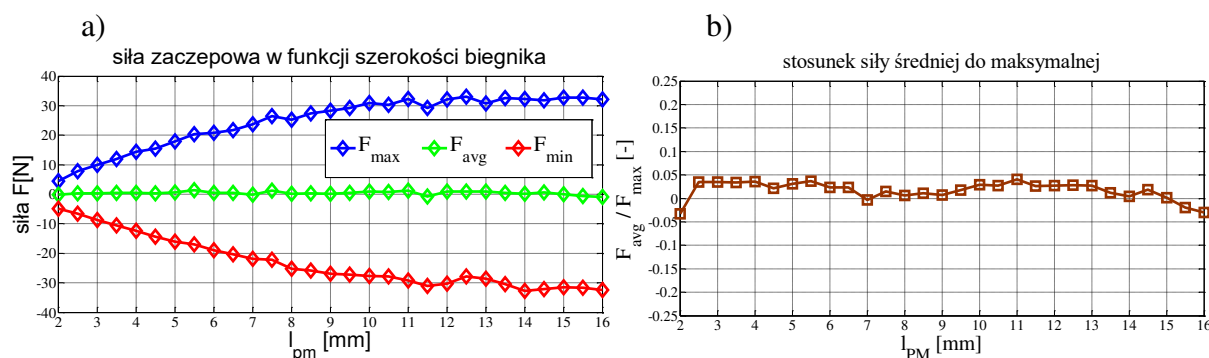
Rys. 5.46. Wpływ wymiarów biegnika na: a) współczynnik pulsacji siły ;b) energię mechaniczną

Tabela 5.12. Wyniki obliczeń siły dla przeprowadzonej modyfikacji magnetowodu

	grubość [mm]	F_{zmax} [N]	F_{zavg} [N]	F_{zmin} [N]	F_{max} [N]	F_{min} [N]	F_{avg} [N]	w [%]
model bazowy	6	26.3844	-1.2502	-28.0965	269.6120	140.1929	214.3252	60.3
model B3	4	17.2791	0.2312	-16.0924	428.9441	333.8727	374.2971	25.4
Zmiana [%]	-33.33	-34.51	+118.49	+42.72	+59.10	+138.15	+74.64	-57.88

Przy zachowaniu tych samych wymiarów stojana wykonano obliczenia dla zmiennej szerokości magnesów trwałych τ_m w zakresie od 2 do 16 mm, przy zachowaniu stałego odstępu między środkami magnesów trwałych ($\tau_f + \tau_m = 18$ mm).

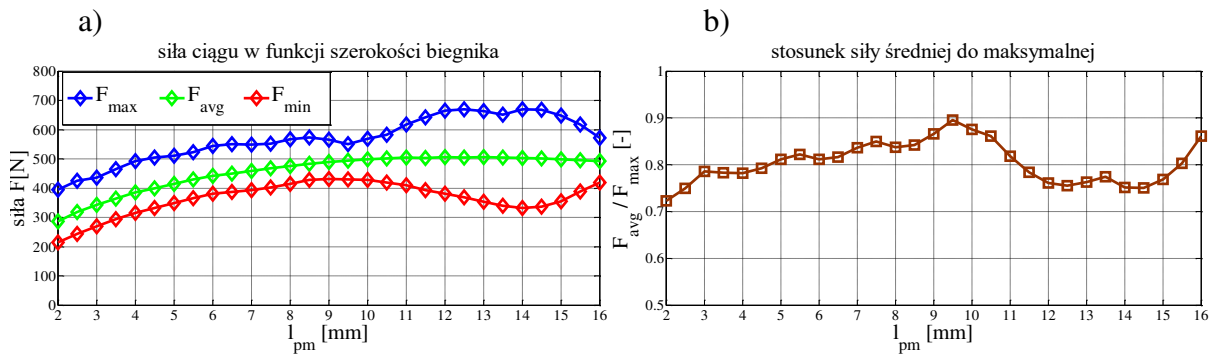
Zastosowanie magnesów wąskich (rys. 5.47a) odznacza się występowaniem małej siły zaczepowej (5 N). Zwiększenie szerokości magnesów powoduje kilkukrotny przyrost tej siły do wartości 32 N. Należy zauważyć że powyżej szerokości 10 mm zmiany siły są znikome. Stosunek siły średniej do maksymalnej (rys. 5.47b) nie wykazuje wyraźnego ekstremum.



Rys. 5.47. a) Wpływ szerokości magnesów na siłę; b) stosunek siły średniej do maksymalnej

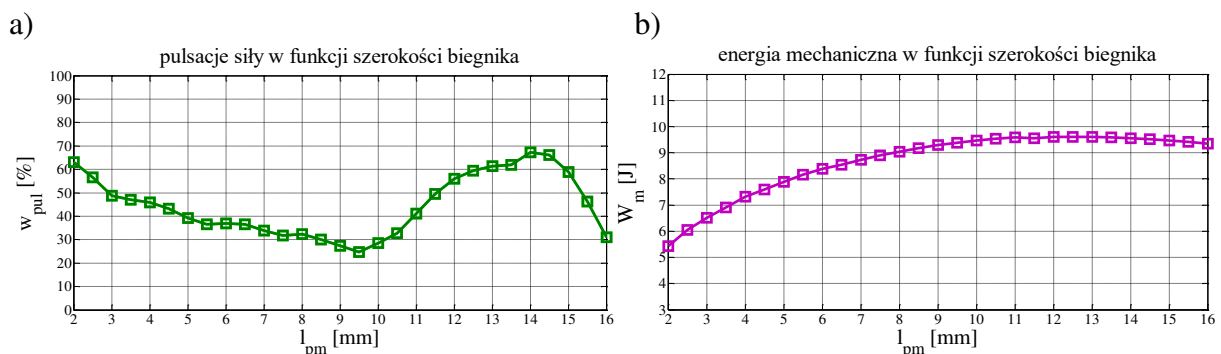
5. Obliczenia wielowariantowe napędu liniowego pod kątem poprawy parametrów elektromechanicznych

Maksymalna siła ciągu wyraźnie wzrasta do szerokości magnesów 8,5 mm, po jej przekroczeniu następuje załamanie charakterystyki (rys. 5.48a). Po przekroczeniu 10 mm średnia siła ciągu pozostaje stała, co uwidacznia się w analizie stosunku obu sił (rys. 5.48b), który osiąga maksimum dla szerokości biegnika 9,5 mm.



Rys. 5.48. a) Wpływ szerokości magnesów na siłę ciągu; b) stosunek siły średniej do maksymalnej

Pulsacje siły (rys. 5.49a) wahają się w granicach 25 – 70 %. Najmniejsze pulsacje występują dla szerokości 9,5 mm, największe przy szerokościach 13 ÷ 15 mm. Przyjmując jako kryterium pracę mechaniczną (rys. 5.49b) optymalnego wymiaru biegnika należy poszukiwać w przedziale do 10 mm, gdyż powyżej tej wartości energia nie zmienia się. Zastosowanie magnesów o grubości 2 ÷ 3 mm i szerokości 5 ÷ 10 mm pozwala na zmniejszenie pulsacji siły, jednak wyraźnie maleje też jej wartość maksymalna, należy więc poszukiwać rozwiązań kompromisowych.



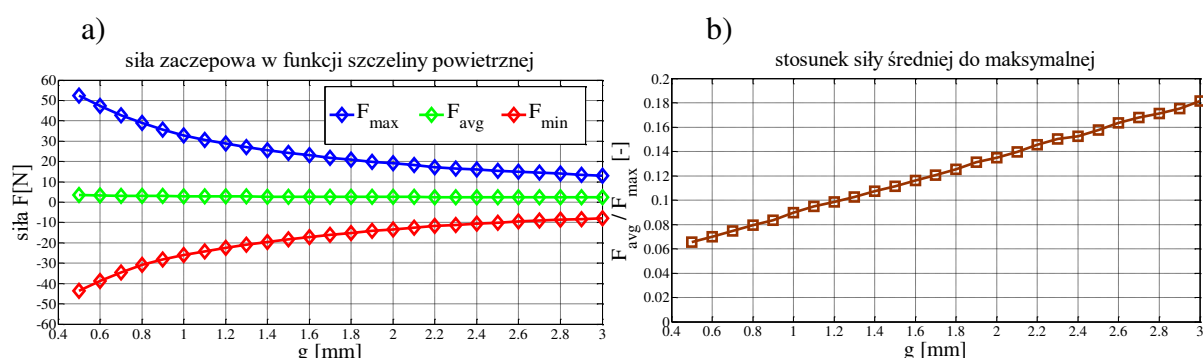
Rys. 5.49. Wpływ wymiarów biegnika na: a) współczynnik pulsacji siły; b) energię mechaniczną

Tabela 5.13. Wyniki obliczeń siły dla przeprowadzonej modyfikacji magnetowodu

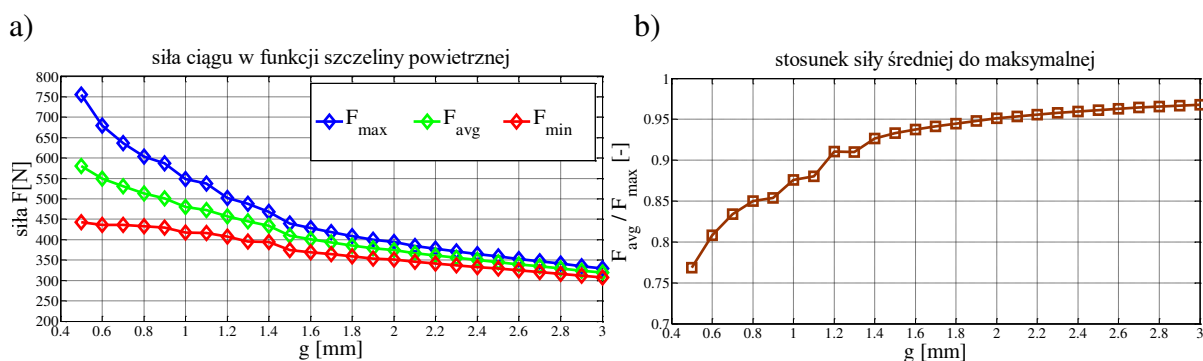
	szerokość [mm]	F_{zmax} [N]	F_{zavg} [N]	F_{zmin} [N]	F_{max} [N]	F_{min} [N]	F_{avg} [N]	w [%]
model bazowy	9	26.3844	-1.2502	-28.0965	269.6120	140.1929	214.3252	60.3
model B4	9,5	29.1926	0.5160	-27.2730	551.1142	429.0691	493.4070	24.73
Zmiana [%]	+5.56	+10.64	+141.27	+2.93	+104.41	+206.06	+130.21	-58.99

5.4.3. Analiza wpływu grubości szczeliny powietrznej na parametry całkowite napędu

Szczelinę powietrzną silnika zmieniano w zakresie $0.5 \div 3.0$ mm, z krokiem co 0.1 mm. Przy zmniejszaniu się grubości szczeliny wzrasta wartość siły zaczepowej (rys. 5.50a), jak i siły ciągu (rys. 5.51a). W przypadku siły ciągu zarówno wartość średnia jak i maksymalna znacząco wzrasta przy zmniejszaniu się grubości szczeliny powietrznej, z kolei stosunek siły średniej do maksymalnej (rys. 5.51b) odnotowuje znaczny wzrost wraz ze zwiększaniem szczeliny powietrznej, co znajduje odzwierciedlenie w uzyskanych charakterystykach statycznych. Powyżej wymiaru 2 mm stosunek obu sił pozostaje stały.



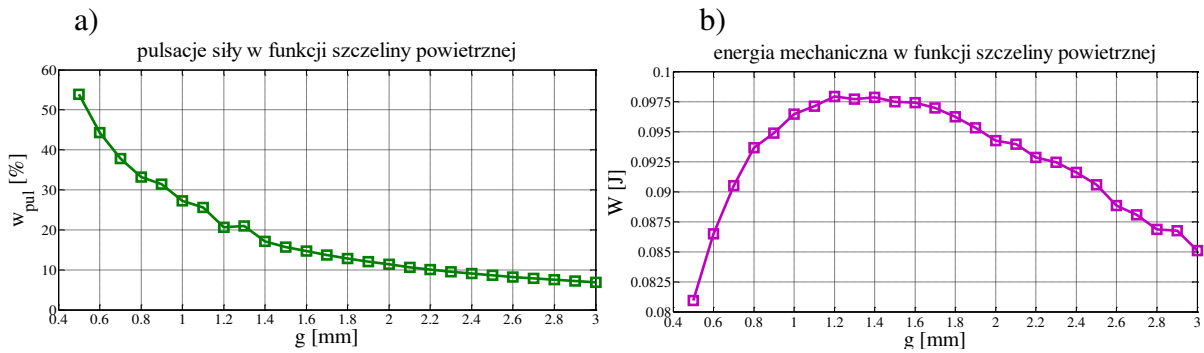
Rys. 5.50. a) Wpływ szczeliny powietrznej na siłę zaczepową; b) stosunek siły średniej do maksymalnej



Rys. 5.51. a) Wpływ szczeliny powietrznej na siłę ciągu; b) stosunek siły średniej do maksymalnej

Rozpatrując jako kryterium pulsacje siły (rys. 5.52a), czy energię mechaniczną można zauważyć, że najkorzystniejsze wyniki uzyskano dla szczeliny powietrznej w przedziale $1 \div 1,8$ mm. Pulsacje wyraźnie zmniejszają się ze wzrostem szczeliny powietrznej i po przekroczeniu 2 mm utrzymują się na poziomie 10 %. Rozpatrując kryterium energii mechanicznej (rys. 5.52b) najlepsze wyniki uzyskano dla szczeliny z przedziału $1 \div 1,8$ mm.

5. Obliczenia wielowariantowe napędu liniowego pod kątem poprawy parametrów elektromechanicznych



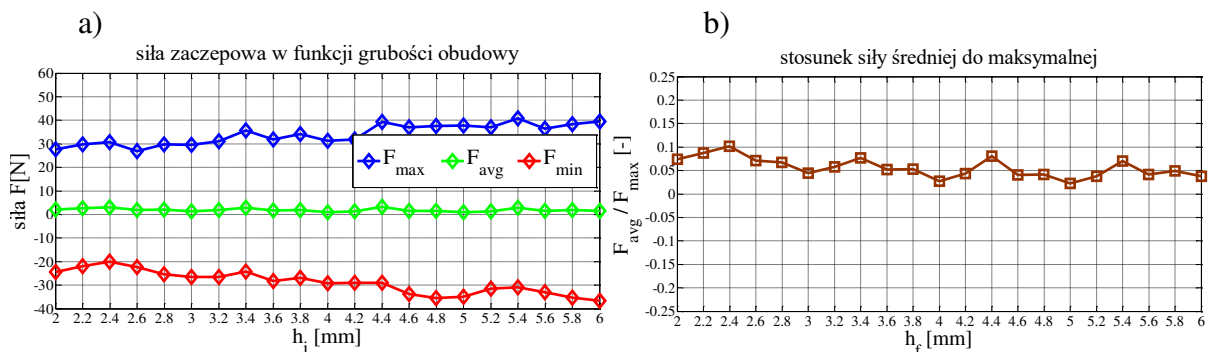
Rys. 5.52. Wpływ wielkości szczeliny powietrznej na wartość współczynnika pulsacji (a) oraz energię mechaniczną wytwarzaną przez silnik (b)

Tabela 5.14. Wyniki obliczeń siły dla przeprowadzonej modyfikacji magnetowodu

	szerokość [mm]	F_{zmax} [N]	F_{zavg} [N]	F_{zmin} [N]	F_{max} [N]	F_{min} [N]	F_{avg} [N]	w [%]
model bazowy	1	26.3844	-1.2502	-28.0965	269.6120	140.1929	214.3252	60.3
model B5	1.2	28.7365	2.8335	-22.4820	502.3336	408.0225	457.2739	20.62
Zmiana [%]	+20.0	+8.91	+326.64	+19.98	+86.32	+191.04	+113.36	-65.80

5.4.4. Analiza wpływu grubości jarzma stojana na charakterystyki statyczne

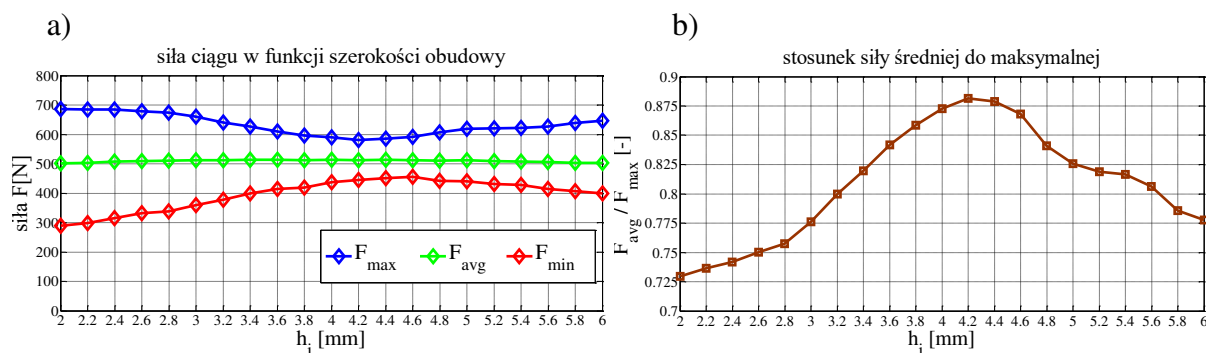
Grubość jarzma stojana zmieniano w zakresie od 2 do 6 mm z krokiem co 0.2 mm. Zmianom grubości jarzm towarzyszyły równoczesne zmiany odległości między cewkami, pozostałe wymiary obwodu magnetycznego pozostawiono bez zmian. Grubość jarzm stojana wpływa w nieznacznym stopniu na siłę zaczepową (rys. 5.53a), wraz ze zwiększaniem grubości jarzma siła ta wzrasta o około 20%. Stosunek siły średniej do maksymalnej (rys. 5.53b) w bardzo małym stopniu zależy od grubości jarzm stojana.



Rys. 5.53. a) Wpływ szerokości jarzm na siłę zaczepową; b) stosunek siły średniej do maksymalnej

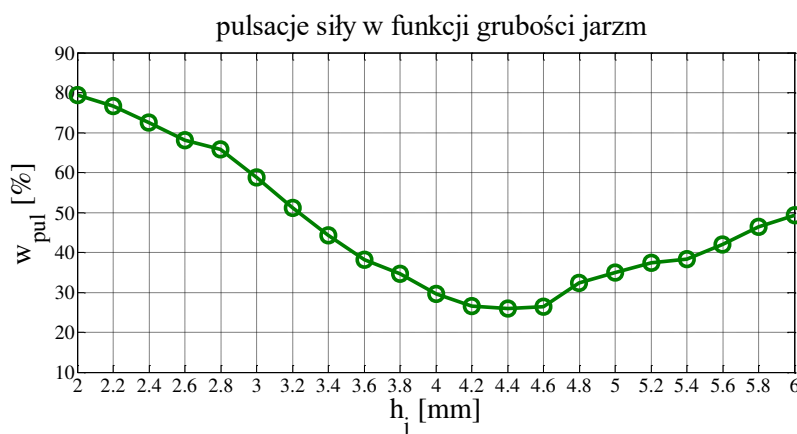
5. Obliczenia wielowariantowe napędu liniowego pod kątem poprawy parametrów elektromechanicznych

Największa wartość maksymalnej siły ciągu (rys. 5.54a) występuje dla wąskich jarzm w przedziale $h_j = 2,0 \div 3,0$ mm. W przedziale $h_j = 3,8 \div 4,8$ mm następuje zmniejszenie siły maksymalnej, jednak wzrasta siła średnia, co znajduje wyrażne odzwierciedlenie w stosunku obu sił. Współczynnik ten (rys. 5.54b) osiąga ekstremum w zakresie szerokości jarzm wynoszącej $h_j = 3,8 \div 4,6$ mm. Wynika z tego, że w celu uzyskania założonych parametrów pracy napędu, należy w tym przedziale grubości jarzm poszukiwać optymalnych rozwiązań.



Rys. 5.54. a) Wpływ szerokości jarzm stojana na siłę ciągu; b) stosunek siły średniej do maksymalnej

Analizując wpływ grubości jarzm stojana na pulsacje siły elektromagnetycznej (rys. 5.55) najlepsze rezultaty uzyskano dla jarzm o grubości $3,8 \div 4,8$ mm (pulsacje na poziomie $25 \div 35$ %).



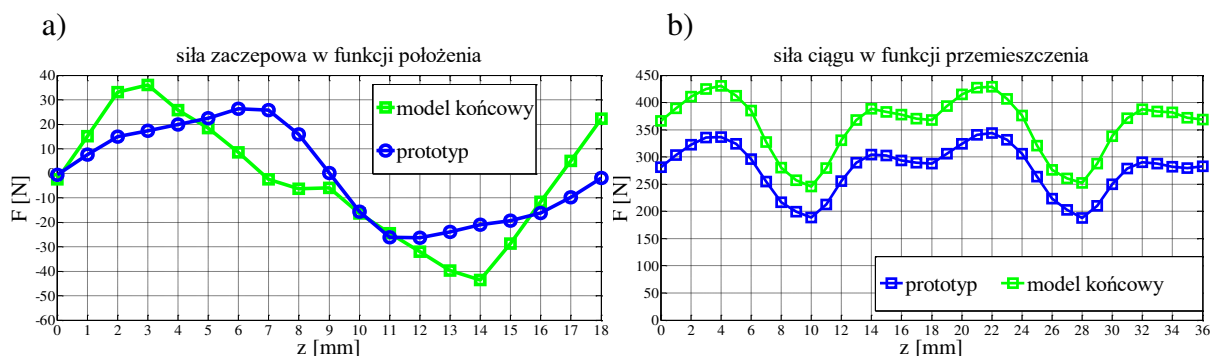
Rys. 5.55. Wpływ grubości jarzm stojana na wartość współczynnika pulsacji siły

Tabela 5.15. Wyniki obliczeń siły dla przeprowadzonej modyfikacji magnetowodu

	szerokość [mm]	F_{zmax} [N]	F_{zavg} [N]	F_{zmin} [N]	F_{max} [N]	F_{min} [N]	F_{avg} [N]	w [%]
model bazowy	4	26.3844	-1.2502	-28.0965	269.6120	140.1929	214.3252	60.3
model B6	4.4	39.3678	3.1929	-28.9561	584.7726	451.7470	513.9423	25.88
Zmiana [%]	+10.0	+49.21	+355.39	-3.06	+116.89	+222.23	+139.80	-57.08

5.4.5. Podsumowanie – praca synchroniczna

Z przeprowadzonych obliczeń wariantowych uzyskano rozkłady pola dla różnych wymiarów elementów silnika. Przeprowadzona analiza modyfikacji geometrii magnetowodu silnika pozwoliła na poprawę istotnych charakterystyk statycznych. Otrzymany model obliczeniowy silnika odznacza się lepszymi parametrami w porównaniu z modelem początkowym, co widać w charakterystykach prezentowanych na rysunku nr 5.56. Co prawda model końcowy posiada większą siłę zaczepową, jednak w porównaniu z siłą ciągu wzrost ten jest znikomy i nie ma wpływu na działanie napędu. W przypadku modelu początkowego współczynnik zawartości siły zaczepowej w sile użytecznej wynosił 9,8 %, natomiast w modelu końcowym wynosi on 9,6 %. Znaczący jest wzrost siły ciągu o 28 % przy jednoczesnym zmniejszeniu współczynnika pulsacji siły o 30 %, co wpływa korzystnie na poprawę własności ruchowych rozważanego napędu.



Rys. 5.56. Porównanie prototypu silnika z modelem końcowym: a) siła zaczepowa, b) siła ciągu

Tabela 5.15. Porównanie parametrów modelu wyjściowego i po obliczeniach

	F_{zmax} [N]	F_{zavg} [N]	F_{zmin} [N]	F_{max} [N]	F_{min} [N]	F_{avg} [N]	w [%]
model wyjściowy	26.3844	-1.2502	-28.0965	269.6120	140.1929	214.3252	60.3
Model B	36.1270	-2.6075	-43.5125	376.4915	279.8964	325.8896	29.64

5.5. Podsumowanie

W punkcie 5.2 rozdziału przedstawiono rozkłady pola magnetycznego napędu liniowego z magnesami trwałymi. Zależności analityczne rozkładu pola określono przy trzech topologiach sposobu magnetyzacji biegnika. Wyniki analizy zweryfikowano przy użyciu obliczeń numerycznych. Rozkłady pola magnetycznego uzyskane obiema metodami mają zbliżone przebiegi (rys. 5.4; 5.6; 5.8), podobieństwo charakterystyk pozwala wnioskować o poprawności przyjętych modeli analitycznych, pozwala też stwierdzić, że modele

analityczne mogą być przydatne w procesie projektowania i modelowania dynamicznego napędów z magnesami trwałymi (rys. 5.10, 5.11). Niewielkie różnice w charakterystykach uzyskanych analitycznie oraz z modelu MES, wynikają z niedokładności i uproszczeń modelu analitycznego.

Wielowariantowa analiza wpływu wymiarów geometrycznych na charakterystyki statyczne pozwoliła na określenie możliwie dobrych proporcji elementów konstrukcyjnych silnika, oraz na zbadanie które wymiary mają największy wpływ na siłę elektromagnetyczną. Przedstawione charakterystyki rozpatrywanych wielkości kryterialnych (siły elektromagnetyczne, gęstość siły, energia i praca mechaniczna) w zależności od parametrów geometrycznych (wymiarów magnetowodu) silnika posiadają ekstrema. Można zatem uznać, że istnieje zbiór parametrów optymalnych dla przyjętych w modelu kryteriów.

Zauważono, że pewne elementy konstrukcyjne silnika powinny być zmieniane jedynie w określonych granicach w korelacji z pozostałymi podzespołami. Dotyczy to zarówno pracy krokowej silnika (rys. 5.14; 5.15; 5.17; 5.18; 5.20; 5.21; 5.24; 5.25; 5.27; 5.28; 5.31; 5.33), jak i pracy synchronicznej (rys. 5.36; 5.37; 5.40; 5.41; 5.43; 5.44; 5.47; 5.48; 5.50; 5.51; 5.53; 5.56). Zarówno podziałka biegunowa, jak również odległości segmentów stojana muszą być ze sobą ściśle powiązane w celu zapewnienia poprawnych warunków pracy. Zmiana któregośkolwiek parametru wpływa na wyznaczane charakterystyki oraz działanie napędu.

Przyjęta zasada modelowania i obliczeń w pętli iteracyjnej umożliwia zbadanie wpływu wybranych parametrów konstrukcji napędu na jego właściwości statyczne, pozwala też na określenie dopuszczalnego przedziału zmienności tych parametrów. Przeprowadzone badania statyczne pozwoliły na zmodyfikowanie rozważanej konstrukcji pod kątem poprawy właściwości elektromechanicznych (zwiększenie siły ciągu, przy jednoczesnym zmniejszeniu siły zaczepowej oraz współczynnika pulsacji siły) dla różnych sposobów zasilania. Skorygowany model, optymalny pod względem rozpatrywanych sił elektromagnetycznych posłuży w dalszym etapie do opracowania sparametryzowanych modeli polowo-obwodowych i przeprowadzenia badań właściwości dynamicznych napędu.

Opracowana metoda modelowania i symulacji jest osiągnięciem autora pracy i może być z powodzeniem wykorzystywana w procesie postępowania projektowego napędów liniowych z magnesami trwałymi, dając szansę na określenie dobrych proporcji wymiarów geometrycznych w korelacji z właściwościami elektromechanicznymi. Zdaniem autora osiągnięty został założony jeden z celów badań i potwierdzona hipoteza sformułowana w pierwszym rozdziale rozprawy.

6. Straty w obwodzie magnetycznym napędu liniowego

6.1. Wprowadzenie

Przepływ prądu elektrycznego w uzwojeniach silnika powoduje intensywne wydzielanie się ciepła w jego elementach. Wydzielanie ciepła podczas długotrwałej pracy silnika w związku z obecnością w jego strukturze magnesów trwałych niesie ryzyko częściowej utraty ich właściwości magnetycznych, lub całkowitego rozmagnesowania pod wpływem temperatury. W związku z powyższym w rozważanym napędzie elektrycznym zachodzi konieczność zbadania podstawowych strat układu magnetycznego.

Wyróżnia się trzy główne rodzaje strat – straty w uzwojeniach, straty w rdzeniu i straty mechaniczne. Straty w uzwojeniach (ΔP_{CU}), które są główną przyczyną rozpraszania energii elektrycznej w połączeniu ze stratami w żelazie są najważniejszym źródłem wydzielania ciepła w silniku. Straty w obwodzie magnetycznym (ΔP_{FE}) spowodowane są pętlą histerezy i prądami wirowymi. Straty histerezowe występują podczas magnesowania rdzenia prądem przemiennym. Straty od prądów wirowych są efektem indukowania się sił elektromotorycznych w rdzeniu i uzwojeniach. Ponieważ straty histerezowe występują przy przemagnesowaniu obwodu prądem przemiennym, podczas rozpatrywania pracy krokowej (zasilanie prądem stałym) straty te, jak też wpływ prądów wirowych pominięto. Przy pracy synchronicznej silnika straty związane z histerezą i prądami wirowymi powstają głównie w stojanie, straty w biegniku są mniejsze i spowodowane głównie wyższymi harmonicznymi indukcji magnetycznej. Straty mechaniczne (ΔP_m) pochodzą z kolei od systemu zawieszenia i centrowania biegnika w szczelinie powietrznej i zależą w istotny sposób od rodzaju zastosowanych łożysk, sposobu chłodzenia oraz prędkości ruchu biegnika.

Obliczenie oraz pomiar strat występujących w układzie magnetycznym rozważanego silnika ze względu na złożony charakter zjawisk w nim występujących jest bardzo kłopotliwy, a duży wpływ na ich wartość mają czynniki związane z procesem technologicznym produkcji silnika. Dlatego celowe i pożądane są prace mające na celu dokładne wyznaczenie rozkładu temperatury oraz start w poszczególnych elementach napędu, przy jednoczesnym zachowaniu akceptowalnego kosztu obliczeniowego.

6.2. Straty ciepłne w układzie napędowym

Obliczenia związane z procesem nagrzewania są ważne, ze względu na ograniczoną wytrzymałość cieplną uzwojeń oraz elementów magnetycznych. W silniku wykorzystano magnesy NdFeB, których maksymalna temperatura pracy $T_{\max}$ wynosi 80 °C. Aby zapobiec demagnetyzacji układu, jak też ze względu na ryzyko przegrzania i uszkodzenia uzwojeń, istotne jest precyzyjne określenie rozkładu pola temperaturowego pozwalające na wyznaczenie dopuszczalnej wartości gęstości prądu płynącego w uzwojeniach.

Obliczenia ciepłne przeprowadzono z wykorzystaniem metody elementów skończonych. W modelu przyjęto założenia: maszyna jest symetryczna, pominięto straty histerezowe i straty mechaniczne na tarcie, współczynnik oddawania ciepła uśredniono względem całej powierzchni obudowy stojana. Badania symulacyjne przeprowadzono dla silnika trzysegmentowego przy pracy skokowej oraz synchronicznej. Wyniki obliczeń symulacyjnych zweryfikowano pomiarami. Pomiary temperatury w obrębie stojana wykonano w oparciu o termometr laboratoryjny TERMIO-1 z czujnikiem PT1000 umożliwiający pomiar temperatur w przedziale $-50 \div 300$ °C. W tabeli 6.1 przedstawiono wartości parametrów ciepłnych materiałów wykorzystanych do budowy modelu symulacyjnego silnika.

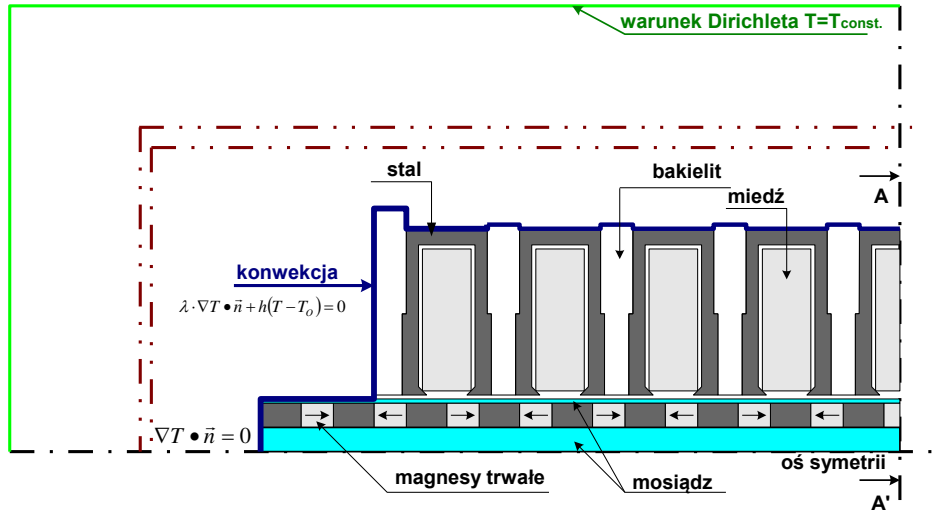
Tabela nr 6.1. Wartości współczynników materiałowych

Materiał	λ [W / m · K]	C [J / kg · K]	ρ [kg / m ³]
miedź	400	385	8700
stal	75	440	7870
magnes trwały	9	502	7500
powietrze	0.026	1010	1.293
bakelit	0.23	1590	1340
mosiądz	110	377	8600

Do obliczeń rozkładu temperatury wykonano model numeryczny silnika z odpowiednio zadanymi warunkami brzegowymi (rys. 6.1), w którym zadano parametry materiałowe, jak w tabeli 6.1. W modelu matematycznym przyjęto następujące warunki brzegowe:

- na granicy obszaru obliczeniowego - warunek Dirichleta: $T = T_{\text{const}}$;
- na granicy silnika i powietrza warunek na konwekcję: $\lambda \cdot \nabla T \cdot \vec{n} + h(T - T_o) = 0$

gdzie: T_o – temperatura otoczenia [K]; h – współczynnik konwekcji [W / m² · K]; $\vec{n}$ – wektor normalny do powierzchni zewnętrznej silnika.



Rys. 6.1. Połowa przekroju osiowego modelu cieplnego silnika przyjętego do obliczeń

W trakcie pomiaru, przy założeniu stałej wartości prądu, wraz z nagrzewaniem się uzwojeń rośnie ich rezystancja, a to prowadzi do zwiększenia wydzielanej mocy cieplnej, a tym samym do dodatkowego nagrzewania się silnika. Do obliczeń przyjęto gęstość mocy cieplnej wyrażoną zależnością [Wai_12]:

$$Q = \frac{I^2 \cdot R_T}{V_c} \left[\frac{W}{m^3} \right] \quad (6.1)$$

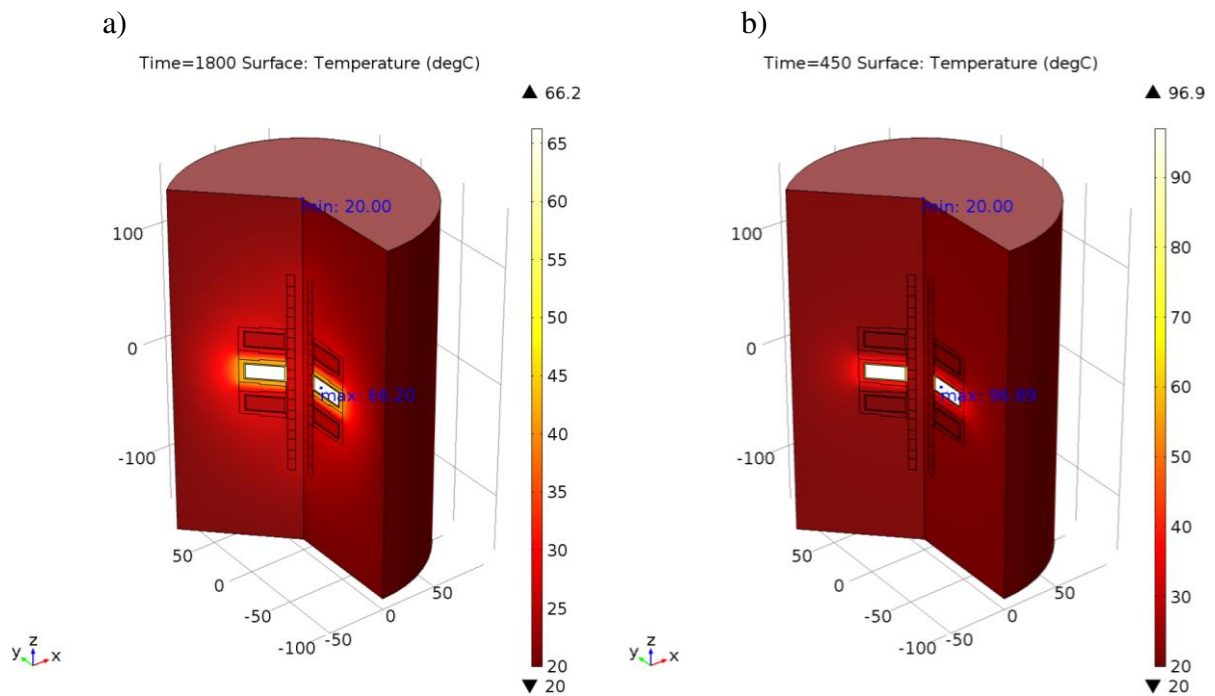
gdzie: I – natężenie prądu płynącego w uzwojeniach, R_T – rezystancja uzwojeń zależna od temperatury, V_c – objętość uzwojeń w pojedynczej cewce.

Zależność rezystancji uzwojeń stojana w funkcji temperatury opisuje równanie:

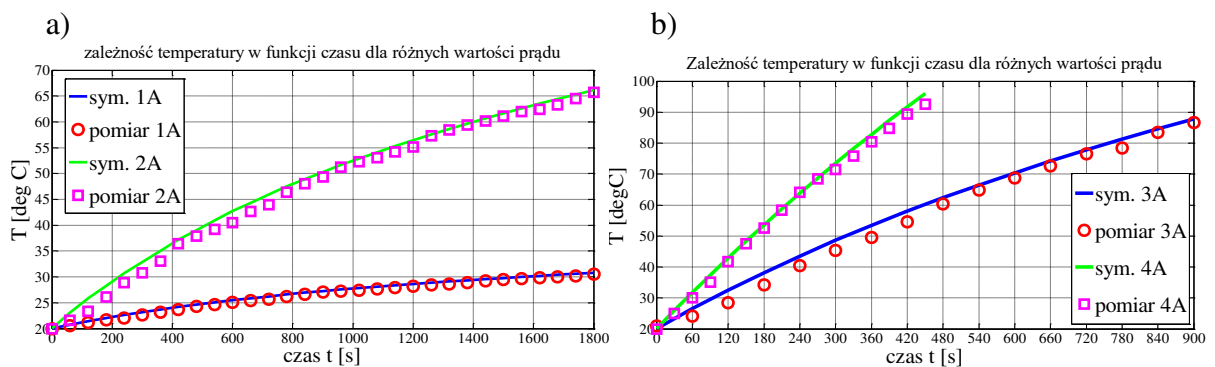
$$R_T = R_0 \cdot (1 + \alpha \cdot (T - T_0)) \quad (6.2)$$

gdzie: R_0 – rezystancja w temperaturze T_0 ; α – temperaturowy współczynnik oporności materiału (dla miedzi przyjęto $\alpha = 0.004$); $\Delta T = T - T_0$ zmiana temperatury.

W pierwszym etapie wykonano badania symulacyjne silnika przy założeniu pracy skokowej. Zbadano zmianę temperatury podczas zasilania uzwojeń prądem stałym o wartościach: 1÷4 A. W celu zabezpieczenia elementów konstrukcyjnych silnika przed uszkodzeniem, przyjęto graniczną maksymalną temperaturę obwodu 90 [°C], jako temperaturę otoczenia przyjęto 20 [°C]. Uzyskane wyniki obliczeń symulacyjnych porównano z pomiarami (rys. 6.3). Wyniki uzyskane z pomiarów dla prądów $I_3=3$ A, $I_4=4$ A, były rejestrowane do osiągnięcia przez układ temperatury granicznej $T=90$ °C.



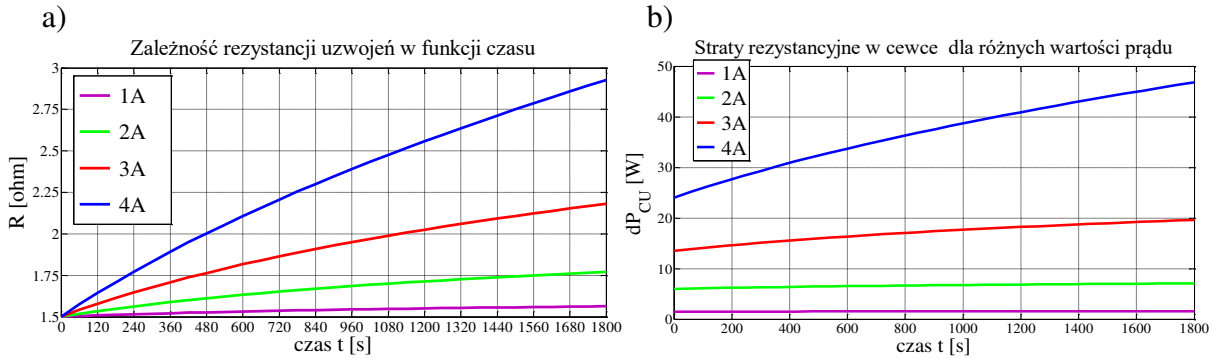
Rys. 6.2. Rozkład temperatury przy zasilaniu cewki środkowej prądem o wartości: a) 2 A, b) 4 A



Rys. 6.3. Rozkłady temperatury przy zasilaniu cewki środkowej prądem o wartości: a) 1-2 A, b) 3-4 A

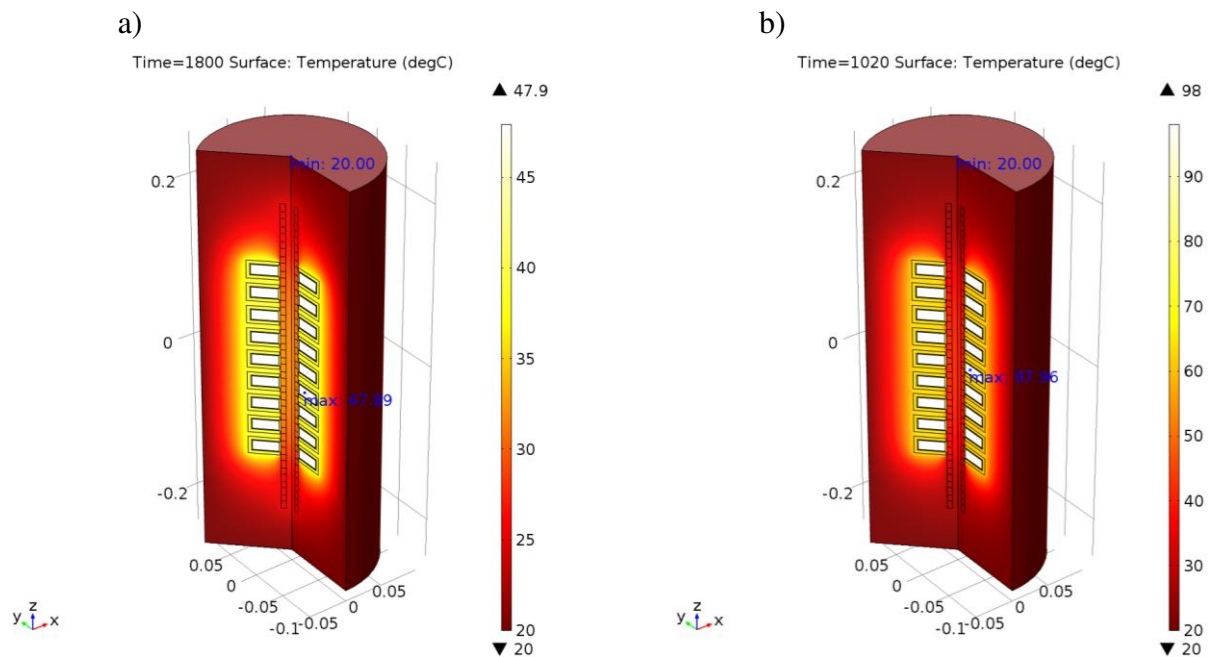
Na wykresach 6.2 ÷ 6.3 przedstawiono obliczenia rozkładu temperatury dla różnych wartości prądu płynącego w uzwojeniach. Pomimo przyjęcia uproszczeń modelu, wyniki obliczeń są zbieżne z przeprowadzonymi pomiarami. Wartości temperatury uzyskane w obliczeniach są nieznacznie wyższe niż w pomiarach. Wzrost wartości prądu do 4 A przyspieszył proces nagrzewania silnika, co już po czasie 7,5 minuty powoduje osiągnięcie temperatury granicznej. W rzeczywistości podczas pracy krokowej segmenty stojana zasilane są szczytową wartością prądu 8 A przez około 2 ms, później wartość szczytowa opada o połowę w czasie rzędu milisekund, dlatego podczas pracy długotrwałej silnika zachodzi konieczność zastosowania specjalnego układu chłodzenia uzwojeń silnika.

Zmianę rezystancji uzwojeń oraz straty rezystancyjne zobrazowano na rysunku 6.4. Małe wartości prądu (rys. 6.4a) powodują znikome zmiany rezystancji $\Delta R = 0,0635 \text{ } [\Omega]$, prąd o wartości 4 A wpływa już znacząco na rezystancję uzwojeń, która zmienia się o $\Delta R = 1,4282 \text{ } [\Omega]$ (prawie o 50%). Podobnie jest ze stratami rezystancyjnymi (rys.6.4b), które dla prądu 1 A wynoszą $\Delta P_{CU} = 0,0635 \text{ [W]}$, a już przy prądzie 4A wynoszą aż ; $\Delta P_{CU} = 22,8406 \text{ [W]}$.

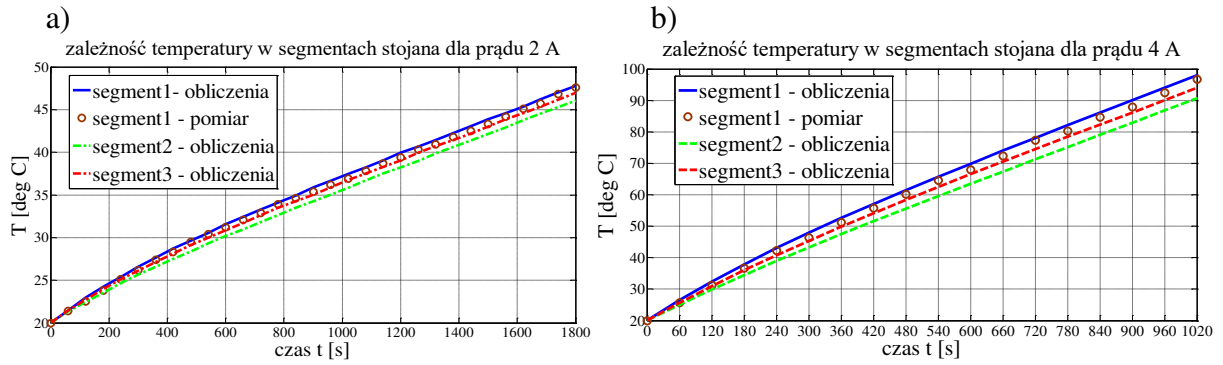


Rys. 6.4. Zależność rezystancji uzwojeń (a) oraz strat rezystancyjne (b) w funkcji czasu przy zasilaniu cewki środkowej prądem stałym o wartości 1-4 A

W kolejnym kroku zbadano nagrzewanie silnika przy pracy synchronicznej. Do obliczeń przyjęto takie same założenia jak podczas pracy krokowej. Na rysunku 6.5 przedstawiono rozkłady temperatury przy zasilaniu prądem zmiennym o amplitudzie 2 i 4 A. Wyniki obliczeń symulacyjnych zweryfikowano pomiarami (rys. 6.6). Pomiaru temperatury dokonano tylko dla segmentu nr 1 (fazy A silnika) przy zasilaniu uzwojeń prądem zmiennym o różnej amplitudzie. Wyniki pomiarów są zbieżne z symulacjami (różnice na poziomie 3 %).

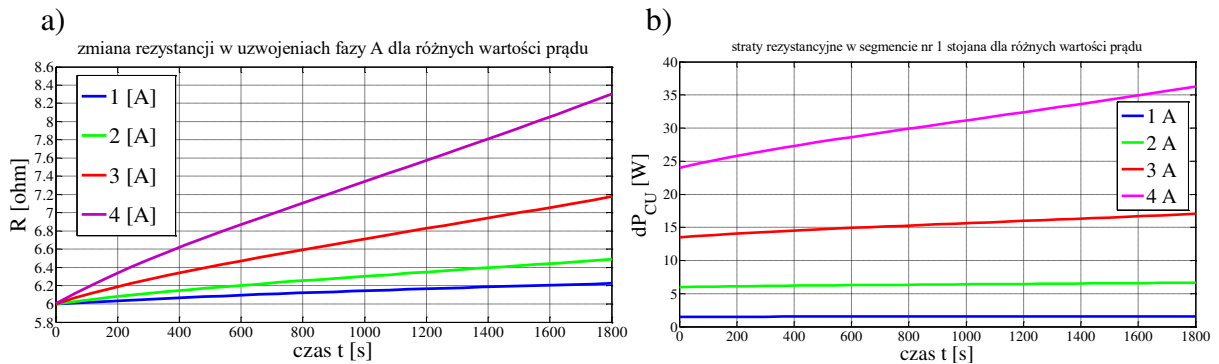


Rys. 6.5. Rozkład temperatury przy zasilaniu trójfazowym silnika prądem o amplitudzie: a) 2 A, b) 4 A



Rys. 6.6. Zależność temperatury w segmentach stojana dla prądu o wartości: a) 2 A, b) 4 A

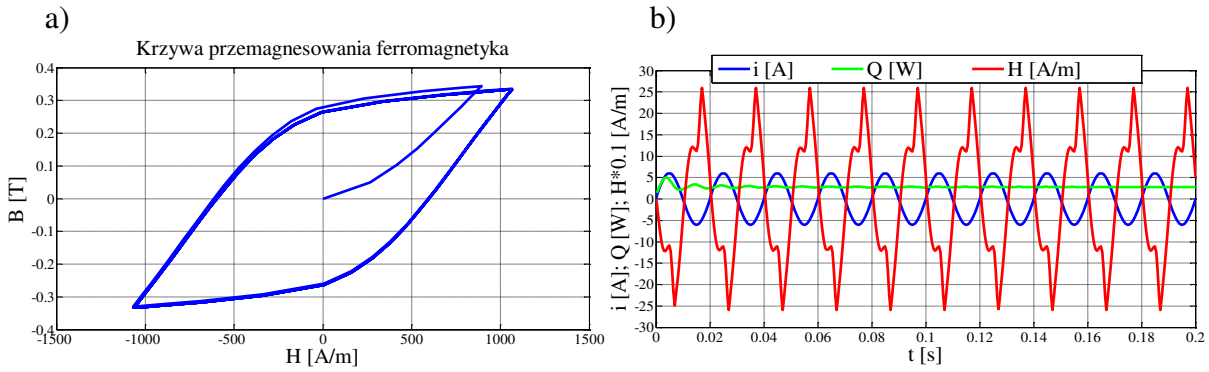
Zarówno rezystancje uzwojeń, jak i związane z nimi straty silnie zależą od amplitudy przepływającego prądu (rys. 6.7), największe zmiany rezystancji ($\Delta R = 2,2998 \text{ } [\Omega]$) i straty uzyskano dla prądu o wartości 4 A ($\Delta P_{CU} = 12,2644 \text{ [W]}$). Małe wartości prądu powodują znikome zmiany rezystancji $\Delta R = 0,2244 \text{ } [\Omega]$, prąd o wartości 4 A wpływa już znacząco na rezystancję, która zmienia się o $\Delta R = 2,2998 \text{ } [\Omega]$ (prawie o 27 %).



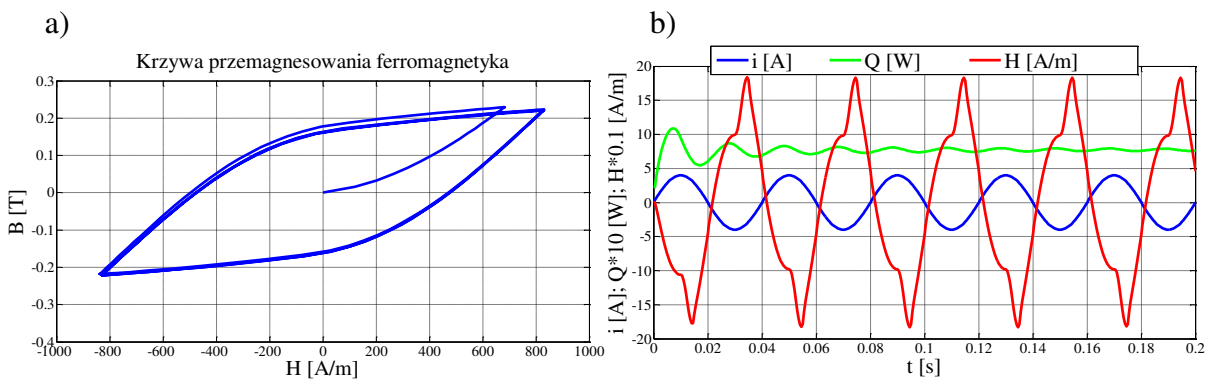
Rys. 6.7. Zależność rezystancji uzwojeń (a) oraz straty rezystancyjne (b) w funkcji czasu w fazie A silnika przy zasilaniu prądem zmiennym o wartości 1-4 A

6.3. Straty na przemagnesowanie ferromagnetyka

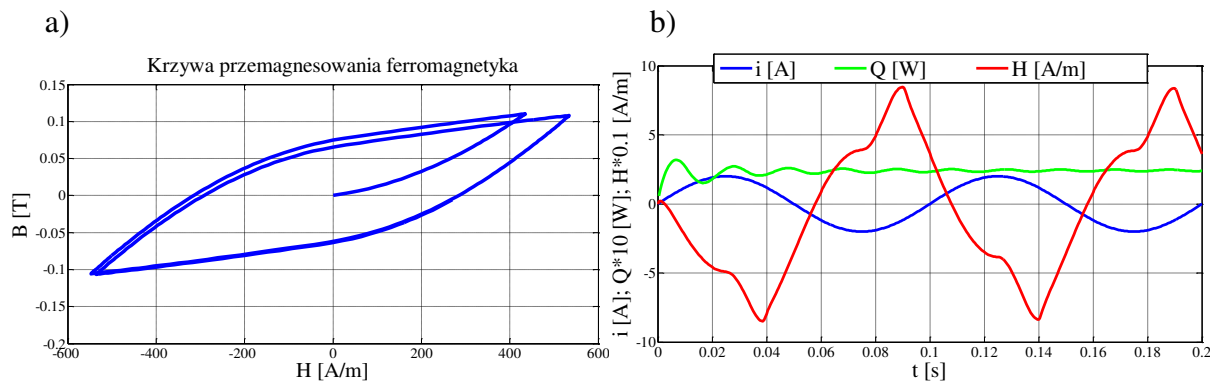
Część energii elektrycznej dostarczanej do układu jest rozpraszana w obwodzie magnetycznym. Są to straty związane z przemagnesowaniem ferromagnetyka, określane za pomocą pętli histerezy. Dla stałego prądu magnesującego wykreślana jest statyczna pętla histerezy, natomiast dla prądu przemiennego wykreślana jest dynamiczna pętla histerezy, która jest zależnością między uśrednioną w rdzeniu wartością chwilową indukcji magnetycznej $B(t)$, a chwilową wartością natężenia pola magnetycznego $H(t)$ podczas przemagnesowania prądem przemiennym.



Rys. 6.8 a) Krzywa przemagnesowania ferromagnetyka, b) prąd (i) w cewce, natężenie pola magnetycznego (H), oraz straty mocy (Q) w funkcji czasu (dla prądu $i=6 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 50)$ [A])



Rys. 6.9 a) Krzywa przemagnesowania ferromagnetyka, b) prąd (i) w cewce, natężenie pola magnetycznego (H), oraz średnie straty mocy (Q) w funkcji czasu (dla prądu $i=4 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 25)$)



Rys. 6.10 a) Krzywa przemagnesowania ferromagnetyka, b) prąd (i) w cewce, natężenie pola magnetycznego (H), oraz średnie straty mocy (Q) w funkcji czasu (dla prądu $i=2 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 10)$)

Ze względu na złożoność modelu do obliczeń przyjęto jednosegmentowy model silnika z krótkim rdzeniem. Wyznaczono wartość indukcji magnetycznej w rdzeniu w funkcji natężenia pola magnetycznego oraz strat spowodowanych przemagnesowaniem (rys. 6.8-6.10). Pętla histerezy została wyznaczona symulacyjnie w środowisku COSMOL Multiphysics za pomocą metody Jiles-Atherton'a [Jil_86], [Bas_03], [Com_08] dla różnych

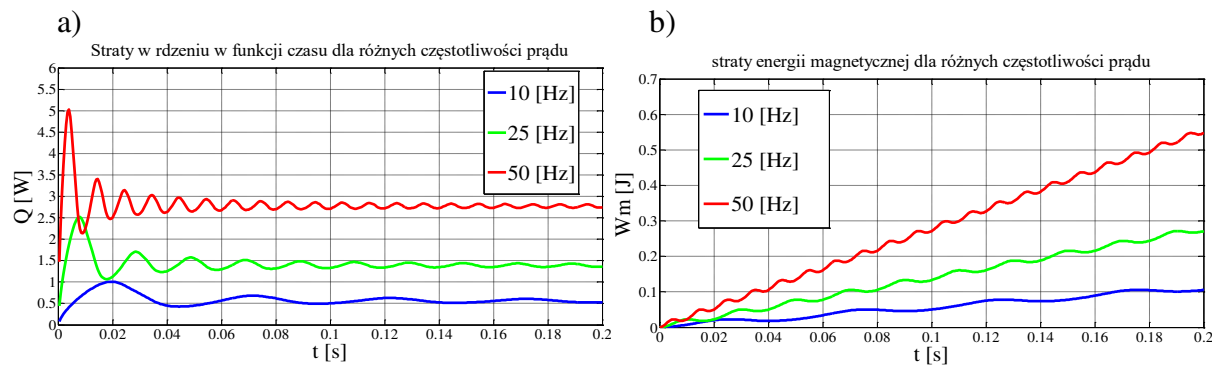
wartości prądu i częstotliwości prądu magnesującego. Obliczenia wykonano dla prądu: 2, 4, 6 A, oraz częstotliwości: 10, 25, 50 Hz.

Widoczne na Rys. 6.8b ÷ 6.10b opóźnienie zmian natężenia pola magnetycznego w stosunku do zmian prądu w cewce wynika z oporu stawianego przez domeny podczas ich reorientacji. Straty energetyczne (W_z) podczas jednego cyklu (C) przemagnesowania ferromagnetyka określa pole powierzchni dynamicznej pętli histerezy [Pis_10]:

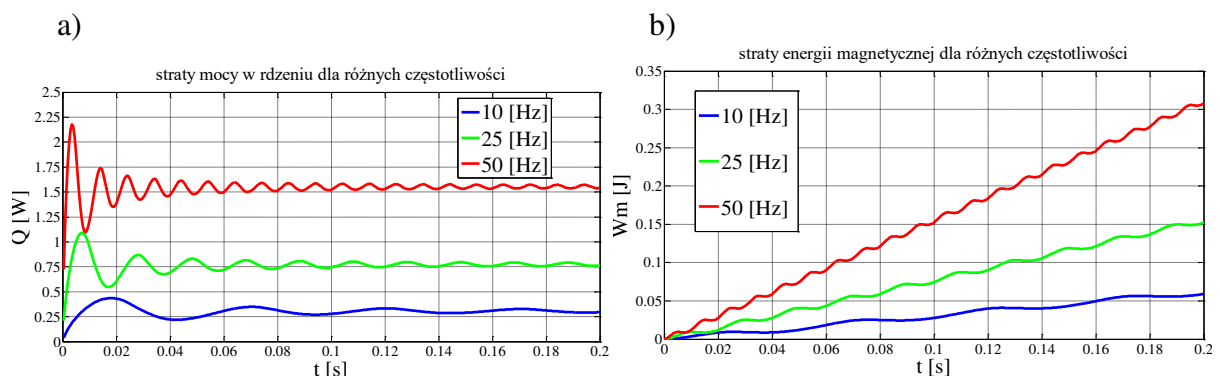
$$W_z = \oint_C H dB \quad (6.3)$$

Energia zgromadzona w ferromagnetyku zależy od wartości indukcji, natężenia pola magnetycznego oraz wymiarów ferromagnetycznego rdzenia. Na Rys. 6.13a ÷ 6.15a wykreślone zostały straty mocy (Q), z których można wyliczyć straty energii wykorzystując poniższą zależność (rys. 6.13b ÷ 6.15b):

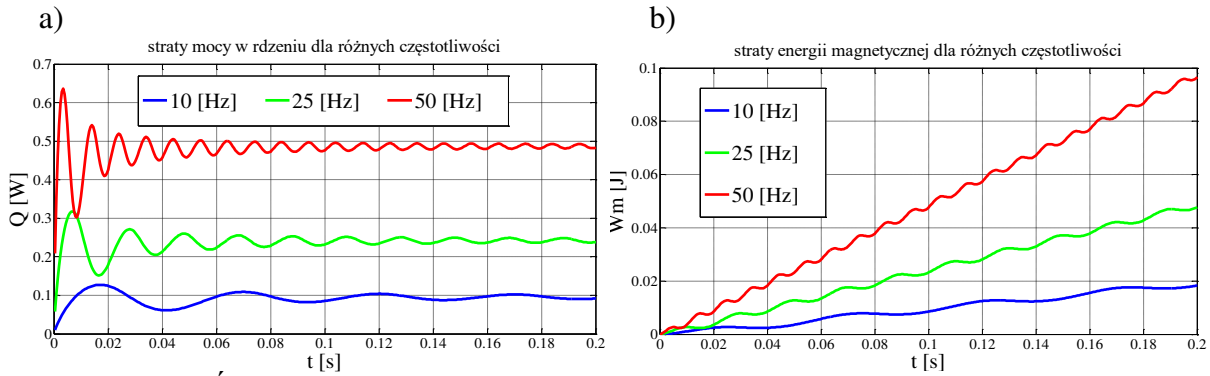
$$W_m = Q \cdot t \quad (6.4)$$



Rys. 6.11 a) Średnie straty mocy w rdzeniu, b) straty energii magnetycznej w rdzeniu w funkcji czasu dla różnych częstotliwości prądu zasilającego o amplitudzie $i_{\max} = 6[A]$



Rys. 6.12 a) Średnie straty mocy w rdzeniu, b) straty energii magnetycznej w rdzeniu w funkcji czasu dla różnych częstotliwości prądu zasilającego o amplitudzie $i_{\max} = 4[A]$



Rys. 6.13 a) Średnie straty mocy w rdzeniu, b) straty energii magnetycznej w rdzeniu w funkcji czasu dla różnych częstotliwości prądu zasilającego o amplitudzie $i_{\max} = 2[A]$

Z przeprowadzonych obliczeń wynika, że ze wzrostem wartości prądu, jak i częstotliwości sygnału zasilającego wzrastają straty energii magnetycznej. Straty energii na przemagnesowanie ferromagnetyka silnie zależą zarówno od wartości prądu magnesującego, jak też od częstotliwości zmian tego prądu.

6.4. Siła elektromotoryczna indukcji

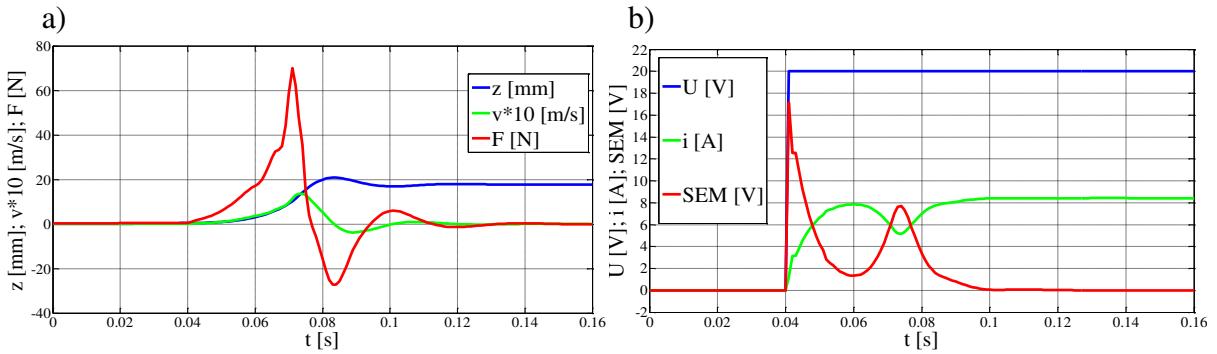
Zmiana pola magnetycznego generowanego przez cewkę powoduje indukowanie się siły elektromotorycznej samoindukcji (SEM) w cewce zasilanej i w cewkach sąsiednich. Wartość SEM zależy od wartości oraz szybkości zmian strumienia magnetycznego:

$$\int_s E dl = - \frac{d\phi}{dt} \quad (6.5)$$

gdzie: E – indukowane pole elektryczne; $\phi = \int_s B \cdot dS$ – strumień magnetyczny.

Obliczenia siły elektromotorycznej samoindukcji podzielono na trzy etapy. W pierwszym etapie analizowano pojedynczy segment silnika (moduł jednocewkowy), w dalszych etapach obliczenia przeprowadzono dla modelu trzysegmentowego, przy założeniu pracy krokowej oraz synchronicznej.

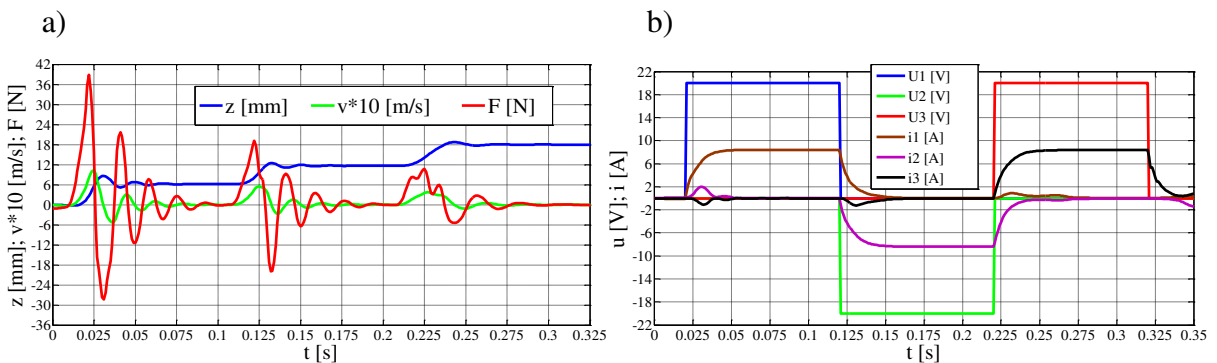
Na Rysunku 6.14 przedstawiono wyniki obliczeń dynamicznych oraz siły elektromotorycznej w pojedynczym segmencie podczas zasilania cewki impulsem prostokątnym. Czas trwania impulsu sterującego (rys. 6.14b) wynosi 16 ms, w wyniku przepływu prądu w cewce generowana jest siła elektromagnetyczna przemieszczająca biegnik na odległość 18 mm, oraz SEM o wartości 16 V.



Rys. 6.14. Wyniki obliczeń dla modułu jednocewkowego silnika:

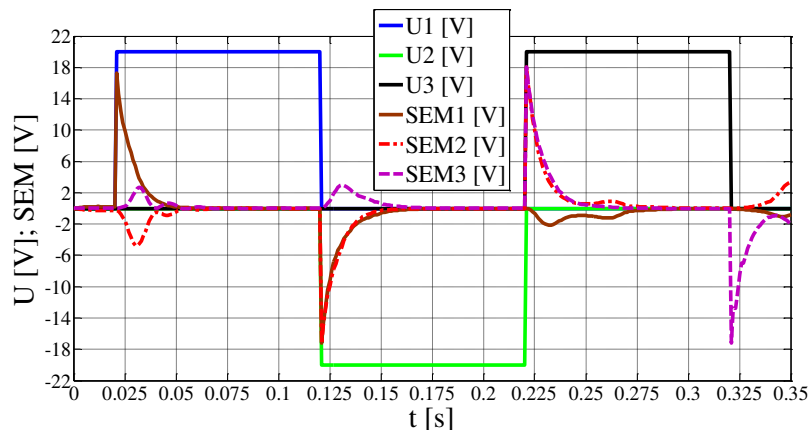
- a) parametry całkowite (premieszczenie z [mm], prędkość v [m/s], siła F [N]);
b) parametry elektryczne (napięcie sterujące u [V], prąd płynący w cewce i [A], SEM [V])

Na rys. 6.15-6.16 przedstawiono wartości parametrów całkowitych (rys. 6.15a), prądu oraz siły elektromotorycznej samoindukcji (rys. 6.15b - 6.16) w cewkach podczas sterowania krokowego. W cewkach niezasilanych z zewnętrznego źródła zasilania, a znajdujących się w obszarze zmiennego pola magnetycznego generowanego przez cewkę zasilaną indukuje się prąd o wartości szczytowej 2 A, oraz SEM osiągająca szczytową wartość na poziomie 17 V.



Rys. 6.15. Wyniki obliczeń dla modelu trzycewkowego silnika:

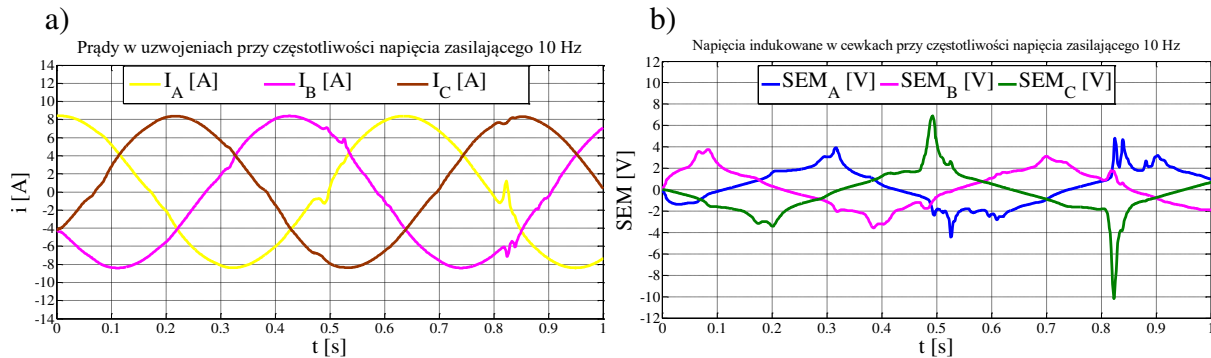
- a) parametry całkowite (premieszczenie z [mm], prędkość v [m/s], siła F [N]);
b) parametry elektryczne (napięcie sterujące u [V], prąd płynący w cewce i [A])



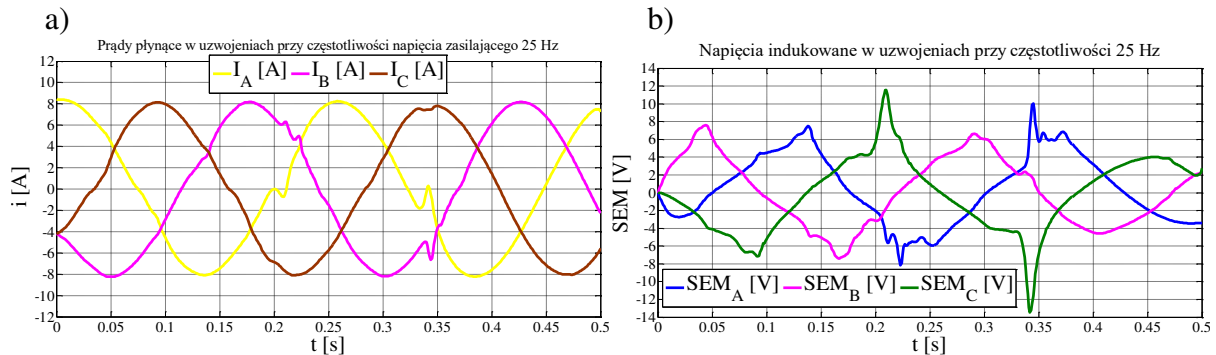
Rys. 6.16. Wyniki obliczeń dla modelu trzycewkowego silnika (napięcie u [V], SEM [V])

Wartość indukowanej SEM ściśle zależy od odległości między cewkami, im są one usytuowane bliżej siebie tym wartość strumienia przenikającego cewkę sąsiednią jest większa i większa jest SEM.

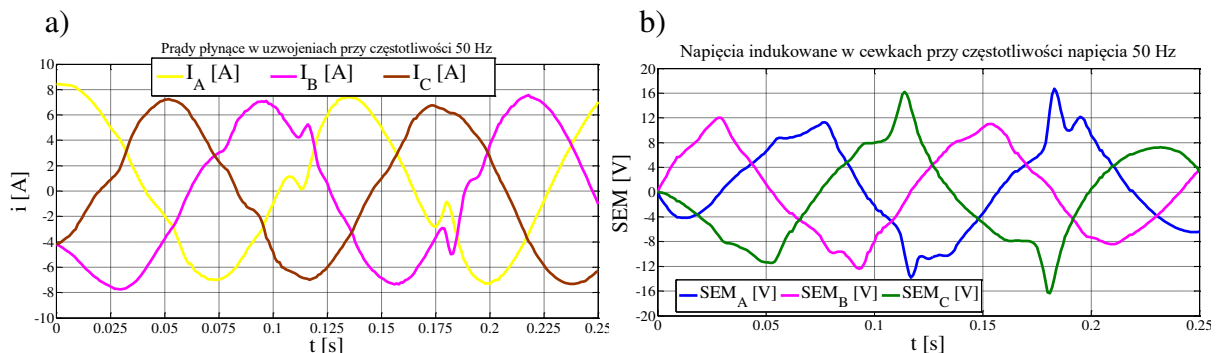
W ostatnim etapie obliczenia przeprowadzono przy zasilaniu trójfazowym silnika. Zbadano podstawowe parametry całkowite oraz elektryczne napędu, dla różnych częstotliwości napięcia zasilającego (10 Hz; 25 Hz; 50 Hz). Przeprowadzone badania wykazały, że wartość siły SEM zależy w dużym stopniu od częstotliwości napięcia zasilającego. Małe częstotliwości zasilania powodują indukowanie małych napięć w fazach A, B, C rzędu 4 V, wzrost tej częstotliwości do 75 Hz zwiększa SEM niemal czterokrotnie (rys. 6.17b i 6.19b).



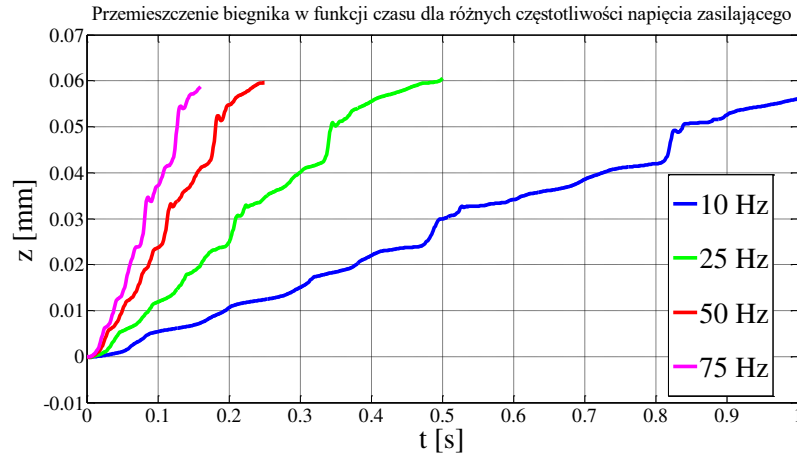
Rys. 6.17. Wyniki obliczeń dla $f = 10$ Hz: rozkład prądów (a); napięcia indukowane - SEM (b)



Rys. 6.18. Wyniki obliczeń dla $f = 25$ Hz: rozkład prądów (a); napięcia indukowane - SEM (b)



Rys. 6.19. Wyniki obliczeń dla $f = 50$ Hz: rozkład prądów (a); napięcia indukowane - SEM (b)



Rys. 6.20. Przemieszczenie biegnika w funkcji czasu dla różnych częstotliwości zasilania

Częstotliwość napięcia zasilającego ma istotny wpływ na prędkość ruchu biegnika, ze wzrostem częstotliwości biegnik wykonuje znacznie szybszy ruch (rys. 6.20).

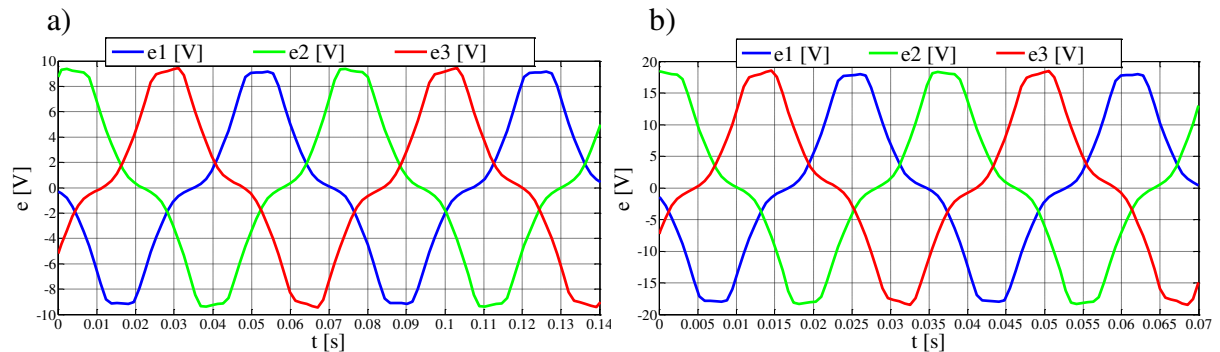
Podczas ruchu biegnika w solenoidzie zgodnie z prawem Faradaya powstaje siła elektromotoryczna, która indukuje napięcie w solenoidzie:

$$\varepsilon = -\frac{d\psi}{dt} \quad (6.6)$$

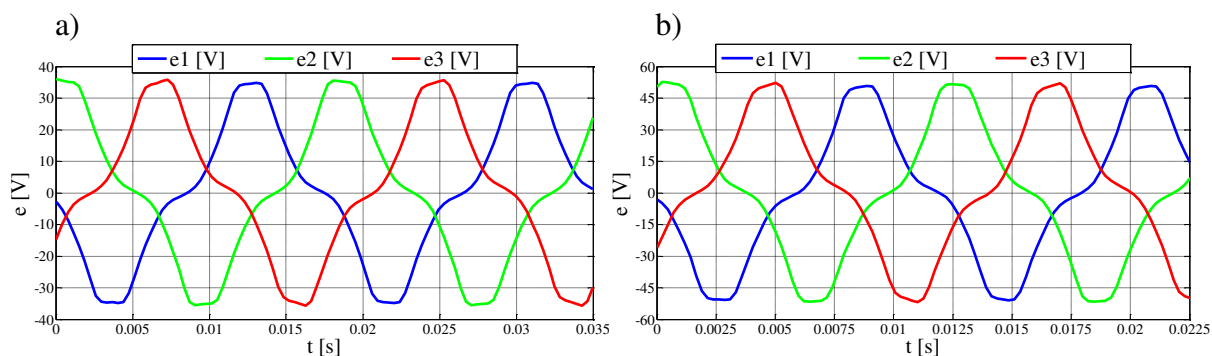
gdzie ε jest siłą elektromotoryczną, ψ jest strumieniem indukcji magnetycznej.

W oparciu o dynamiczną analizę numeryczną (MES) określono wielkość indukowanej siły elektromotorycznej, która ściśle zależy od prędkości zmian strumienia magnetycznego skojarzonego z uzwojeniami. Badaniom poddano model silnika trzysegmentowy, obliczenia przeprowadzano dla różnych prędkości ruchu biegnika: 0.5; 1; 2; 3 m/s (rys. 6.21 – 6.22).

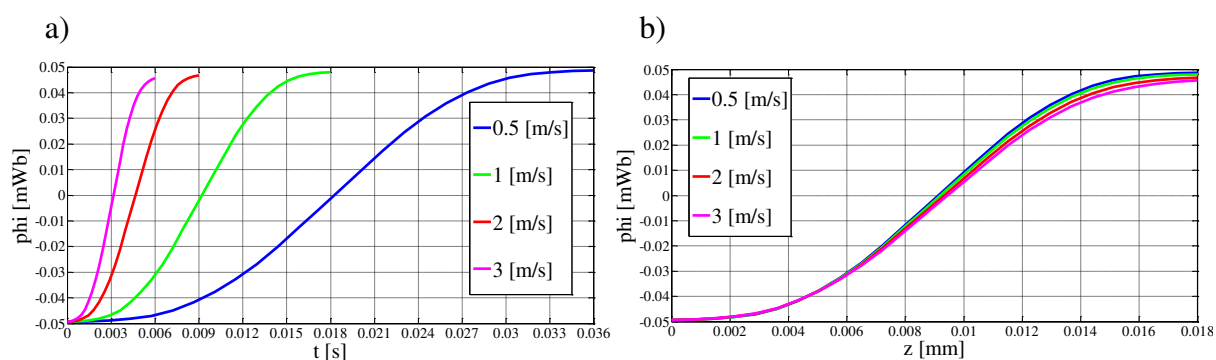
Podczas przemieszczania rdzenia zbadano zmianę strumienia magnetycznego w cewkach. Zależność strumienia magnetycznego w funkcji czasu i pozycji biegnika przedstawiono na rys. 6.23.



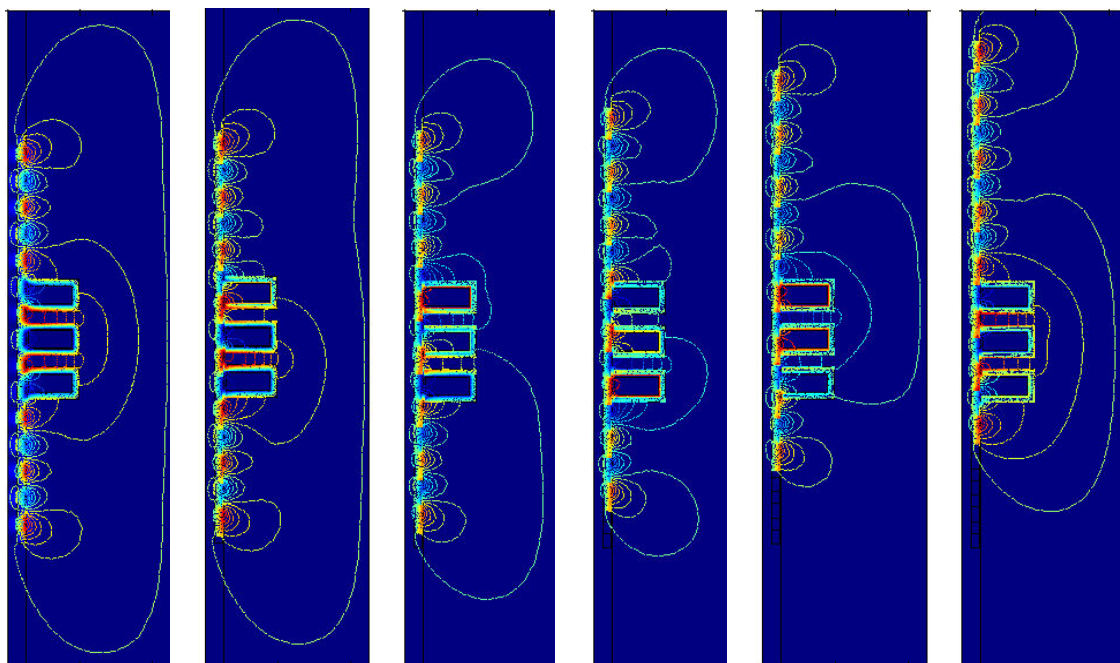
Rys. 6.21. Napięcie indukowane w uzwojeniach silnika dla różnych prędkości ruchu rdzenia: a) prędkość 0.5 [m/s]; b) prędkość 1 [m/s].



Rys. 6.22. Napięcie indukowane w uzwojeniach silnika dla różnych prędkości ruchu rdzenia: a) prędkość 2 [m/s]; b) prędkość 3 [m/s].



Rys. 6.23. Strumień magnetyczny w uzwojeniach silnika w funkcji a) czasu, b) pozycji biegnika dla różnych prędkości ruchu.



Rys. 6.24. Rozkład indukcji magnetycznej i linii strumienia magnetycznego przy prędkości biegnika 1 m/s, dla kroków czasowych: od lewej: 0 ms; 5 ms; 10 ms; 25 ms; 50 ms; 70 ms.

Na rys. 6.24 przedstawiono rozkład indukcji magnetycznej oraz izolinii strumienia magnetycznego w szczelinie powietrznej silnika, podczas ruchu biegnika z położenia zerowego do pozycji 72 mm. Z uzyskanych rezultatów wynika, że strumień magnetyczny od magnesów trwałych przenika elementy konstrukcyjne stojana, a jego zmiana w wyniku ruchu biegnika z określoną prędkością powoduje indukowanie siły elektromotorycznej, której wartość zależy w znacznym stopniu od prędkości zmian strumienia magnetycznego.

6.5. Podsumowanie

W pracy podjęto próbę opracowania metody pozwalającej na efektywną analizę cieplną oraz wyznaczenie głównych rodzajów strat silnika liniowego. W tym celu zbudowano grupę modeli polowych zjawisk związanych ze stratami występującymi w obwodzie magnetycznym silnika, oraz opracowano algorytmy numerycznego wyznaczenia i wizualizacji rozkładu temperatury oraz strat.

Na podstawie zaimplementowanych modeli przeprowadzono szereg symulacji komputerowych, w oparciu o które wyznaczono rozkłady temperatury oraz określono straty w rdzeniu i uzwojeniach silnika. Obliczono wartości napięć indukowanych w wyniku przepływu prądu, jak i ruchu rdzenia. Obliczenia symulacyjne związane z nagrzewaniem układu magnetycznego zweryfikowano eksperymentalnie (rys. 6.3, rys. 6.6). Uzyskana zbieżność wyników obliczeń z pomiarami okazała się dobra, co świadczy o poprawności opracowanego modelu matematycznego i jego implementacji. Przedstawiony model pozwala na względnie dokładne wyznaczenie krzywej nagrzewania, a więc i na przewidywanie zachowania się silnika podczas przeciążeń. Jego wadą jest niewątpliwie duży koszt obliczeniowy. Niemniej jednak otrzymane rozkłady temperatur pozwalają na analizę zjawisk termicznych zachodzących w silniku, co jest konieczne przy projektowaniu współczesnych maszyn elektrycznych.

Na podstawie przeprowadzonej analizy otrzymanych wyników symulacji komputerowych można stwierdzić, że zaproponowana metoda pozwala na uzyskanie wyników obliczeń o zadawalającej dokładności, przy akceptowalnym koszcie obliczeniowym.

7. Badania symulacyjne własności dynamicznych silnika liniowego

7.1. Wprowadzenie

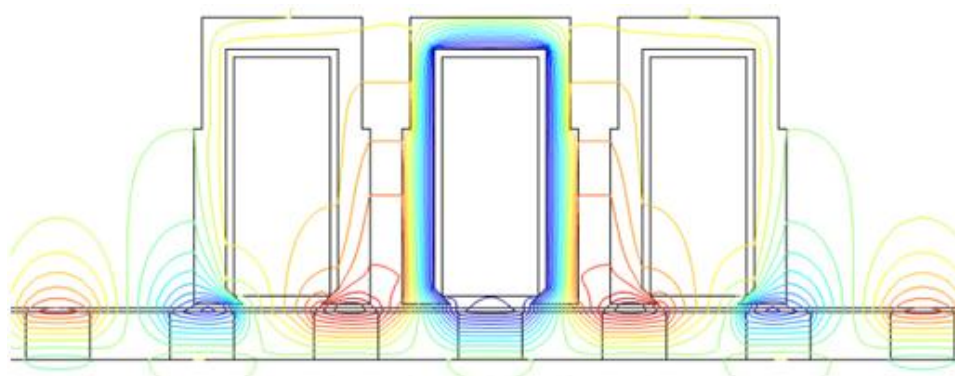
Dla rozważanej konstrukcji silnika liniowego z magnesami trwałymi przeprowadzono badania właściwości dynamicznych, które następnie zweryfikowano eksperymentalnie. Badania dynamiki przeprowadzono w dwóch środowiskach: w środowisku do obliczeń naukowo-technicznych MATLAB z wykorzystaniem pakietu do symulacji układów dynamicznych SIMULINK, oraz w środowisku opartym na metodzie elementów skończonych COMSOL MULTIPHYSICS. Wybór podyktowany był dużą uniwersalnością oraz dostępnością wspomnianych środowisk obliczeniowych. Oprogramowanie to pozwala na zbadanie zjawisk statycznych i dynamicznych w polu elektromagnetycznym oraz posiada możliwość symulacji przemieszczenia elementów. Dużą i nieodzowną zaletą modelowania z wykorzystaniem wspomnianych pakietów jest możliwość dwustronnej wymiany danych pomiędzy środowiskiem MES, a pakietem Matlab. Pozwala to na tworzenie i uruchamianie własnych skryptów obliczeniowych pisanych w środowisku Matlab, co znacząco poprawia automatyzację wykonywanych obliczeń, skracając jednocześnie czas niezbędny na ich przeprowadzenie.

7.2. Obliczenia charakterystyk statycznych silnika na podstawie modelu polowego (MES)

Charakterystyki statyczne stanowią bazę wyjściową dla tworzenia modelu polowo-obwodowego potrzebnego do zbadania właściwości dynamicznych i pozwalają na weryfikację modelu matematycznego silnika. Obejmują obliczenia parametrów całkowych pola elektromagnetycznego, tj. zależności siły elektromagnetycznej oraz strumienia magnetycznego w funkcji położenia biegnika i prądu płynącego w uzwojeniach. Można je wyznaczyć na podstawie obliczeń magnetostatycznych (tzw. obliczeń polowych) lub za pomocą metod pomiarowych. W pracy zastosowano obliczenia, w tym celu wykorzystano środowisko bazujące na metodzie elementów skończonych. Ponieważ rozważany silnik ma pod względem geometrycznym symetryczną budowę, w obliczeniach wykorzystano symetrię osiową silnika (modele osiowosymetryczne). W zależności od potrzeb modelowanie

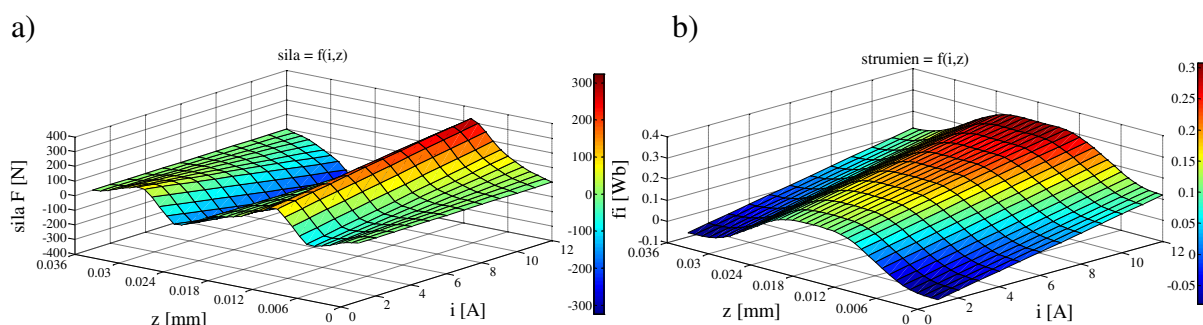
przewodzą przy różnych konfiguracjach solverów (stacjonarny, w dziedzinie czasu i częstotliwości). W obliczeniach magnetostatycznych przyjęto następujące uproszczenia: pominięto histerezę magnetyczną, zjawisko prądów wirowych oraz przyjęto jednakową gęstość prądu w całym przekroju cewek.

Przykładowy model silnika 3-segmentowego zbudowanego w środowisku MES z wykreślonym rozkładem strumienia magnetycznego zamieszczono na rysunku 7.1. Przy braku wymuszenia prądowego biegnik jest w pozycji neutralnej, co oznacza że środki symetrii części ruchomej i nieruchomej się pokrywają. Linie sił pola magnetycznego są wynikiem oddziaływania magnesów trwałych z ferromagnetycznymi częściami obwodu magnetycznego. Widoczna jest wyraźna symetria w rozkładzie pola magnetycznego między lewą, a prawą stroną silnika, dlatego wypadkowa siła działająca na biegnik jest bliska zera.



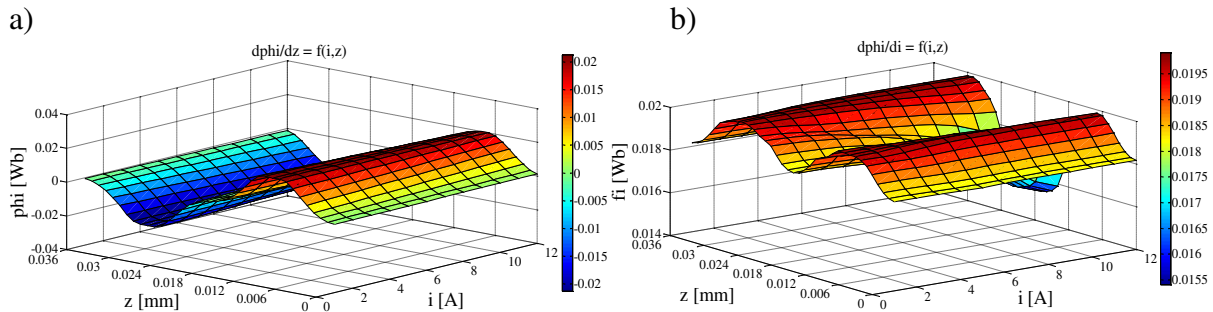
Rys. 7.1. Rozkład linii strumienia magnetycznego 3-cewkowego silnika w stanie bezprądowym

Z modeli numerycznych silnika wyznaczono zależność strumienia magnetycznego oraz siły elektromagnetycznej w funkcji położenia biegnika (z) oraz prądu (i) płynącego w uzwojeniach, które następnie stabelaryzowano. Obliczenia przeprowadzono przy przemieszczeniu biegnika z pozycji 0 do 36 mm, ze skokiem co 1 mm, z kolei wartość prądu w uzwojeniach stojana zmieniano w zakresie od 1 do 12 A, ze skokiem co 1 A.



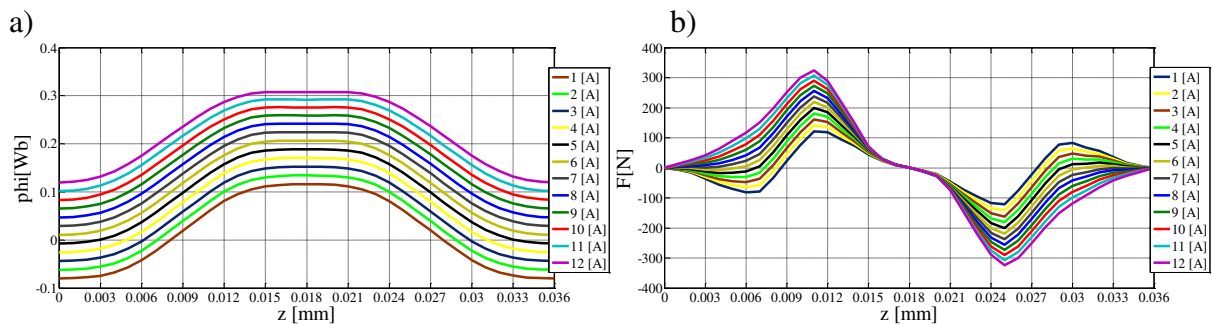
Rys. 7.2. Siła (a) oraz strumień magnetyczny (b) w funkcji prądu i położenia biegnika

Na rysunku 7.2 przedstawiono wykresy wyznaczonych w ten sposób funkcji $\Psi = f(i, z)$ oraz $F_e = f(i, z)$ dla modelu silnika jednosegmentowego. Przebieg wartości siły działającej na rdzeń z magnesami trwałymi w funkcji pozycji magnesu w solenoidzie ma charakter nieliniowy (rys. 7.2 a). Największa jej wartość występuje w przypadku, gdy magnes trwały jest wysunięty z solenoidu na odległość 9 mm, tj. połowę podziałki biegunowej. Przebieg strumienia magnetycznego skojarzonego z uzwojeniami w funkcji położenia magnesu w solenoidzie ma charakter sinusoidalny (rys. 7.2 b) i osiąga największe wartości gdy w środku cewki znajduje się magnes trwały o takiej samej polaryzacji (gdy biegnik przemieści się o 18 mm). Charakter przebiegu pochodnych strumienia magnetycznego względem położenia i prądu zobrazowano na rysunku 7.3.



Rys. 7.3. Charakterystyka współczynnika $\frac{\partial \Psi}{\partial z}$ (a) oraz $\frac{\partial \Psi}{\partial i}$ (b) w funkcji prądu i położenia biegnika

Na rysunku 7.4 zobrazowano zależności strumienia magnetycznego oraz siły ciągu w funkcji położenia dla różnych wartości prądu płynącego w uzwojeniach stojana. Zarówno siła elektromagnetyczna, jak i strumień skojarzony z uzwojeniami rosną ze wzrostem wartości prądu płynącego w uzwojeniach. Im większy prąd, tym jest mniejszy wpływ siły zaczepowej (siły od magnesów trwałych) na siłę użyteczną (rys. 7.4 b).



Rys. 7.4. Charakterystyka strumienia (a) oraz siły elektromagnetycznej (b) w funkcji położenia dla różnych wartości prądu

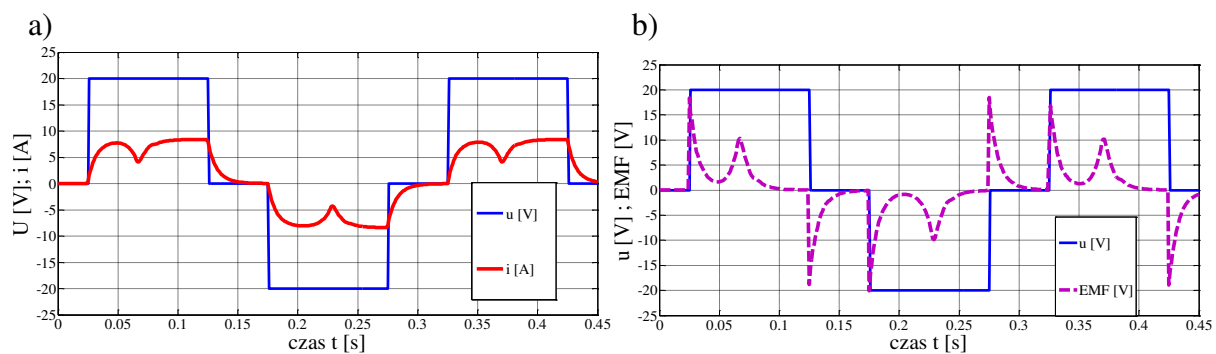


silnika. Wadą zastosowanej metody modelowania jest pominięcie w modelu sprzężeń magnetycznych pomiędzy poszczególnymi segmentami (separacja magnetyczna cewek względem siebie) oraz pominięcie strat układu magnetycznego. Przykładowy schemat blokowy silnika krokowego 3-segmentowego przedstawiono na rys. 7.5.

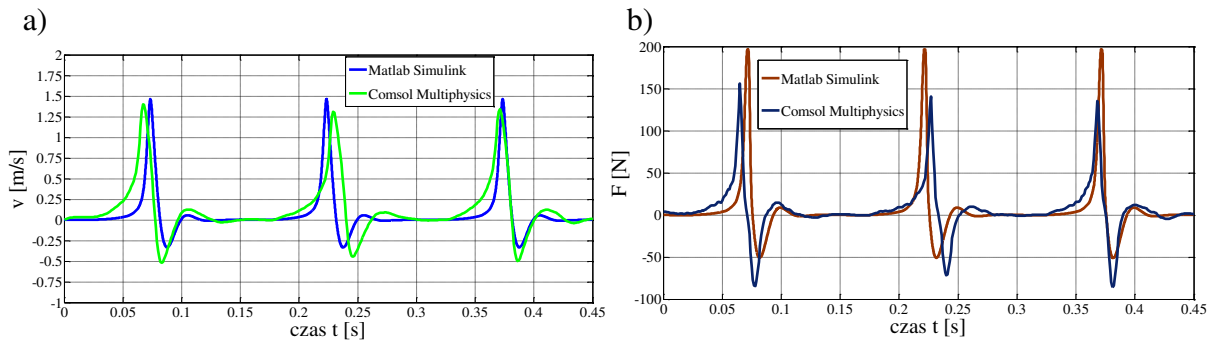
Badania silnika przeprowadzono dla różnej liczby segmentów stojana, przy założeniu pracy krokowej (wymuszenie napięciowe) i synchronicznej (wymuszenie prądowe) rejestrując przebiegi prądów poszczególnych pasm, przemieszczenia i prędkości oraz siły elektromagnetycznej. Obliczenia przeprowadzono w programie Matlab Simulink (modele polowo-obwodowe) oraz w środowisku Comsol Multiphysics (modele polowe). Porównanie wyników uzyskanych obiema metodami pozwala zweryfikować poprawność przyjętych modeli matematycznych. Zastosowanie takiej metody pozwala na znaczne skrócenie czasu obliczeń, gdyż przykładowo wykonanie analizy dynamicznej modelu polowego (w środowisku MES) silnika 1-cewkowego zajmuje około 1,40 h (komputer Pentium Dual Core T4300 2,1 GHz), natomiast przeprowadzenie analizy modelu zaimplementowanego w środowisku Simulink zajmuje kilka sekund. Modyfikacja parametrów modelu i wykonanie kolejnej analizy trwa więc niewspółmiernie krócej w modelu polowo-obwodowym. Z kolei modele polowe pozwalają na odzwierciedlenie w analizie rzeczywistego obiektu, stanowią więc bazę do weryfikacji modelu matematycznego napędu bez konieczności budowania prototypu.

7.3.1. Badania symulacyjne silnika 1-segmentowego

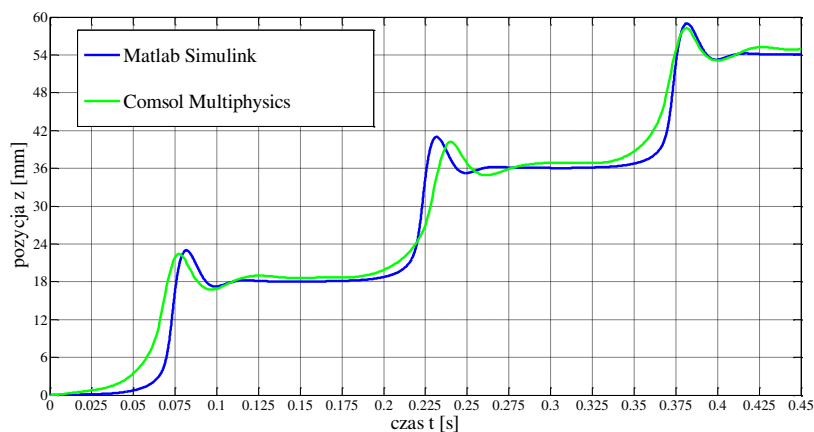
Uzwojenia silnika zasilano napięciem stałym w postaci impulsów prostokątnych (rys. 7.7a) o amplitudzie 20 [V] i szerokości 0,1 s ($T = 0,3$ s). Ze względu na długi czas obliczeń w środowisku MES w badaniach zasilanie cewki ograniczono do trzech impulsów.



Rys. 7.7. Napięcia sterujące oraz prądy (a) płynące w cewce i siła elektromotoryczna samoindukcji (b)



Rys.7.8. Wykres prędkości (a) ruchu oraz siły (b) działającej na biegnik

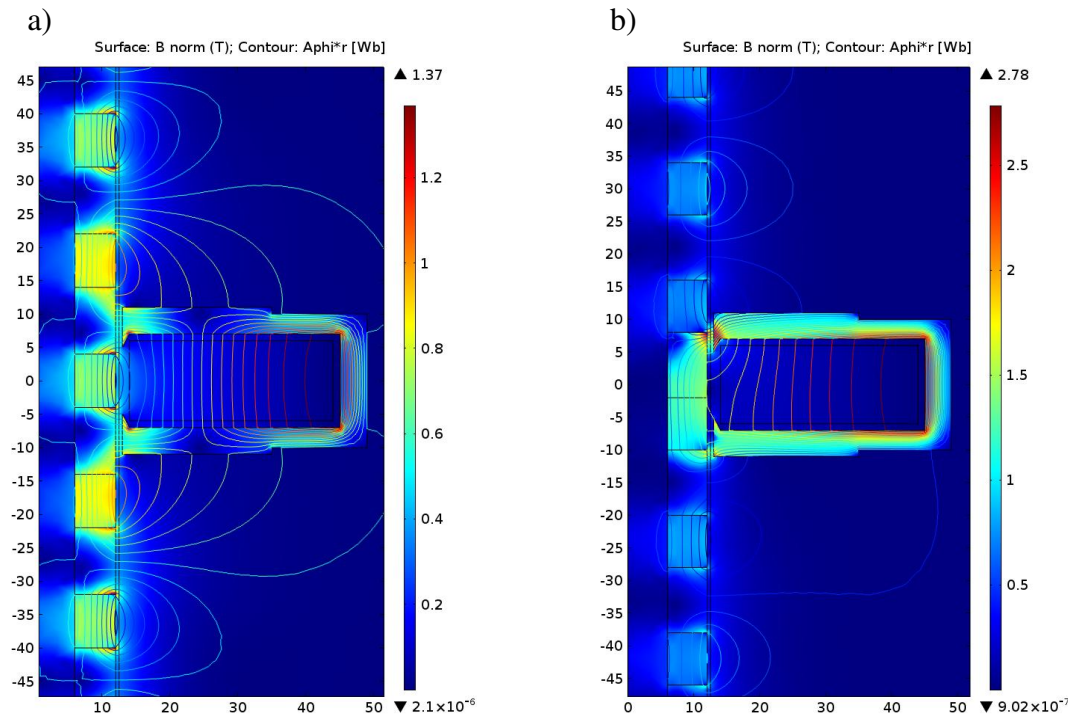


Rys.7.9. Przesunięcie biegnika w funkcji czasu

Skokowa zmiana napięcia wywołuje wykładnicze narastanie wartości prądu, a nachylenie tej krzywej zależy od stałej czasowej obwodu (L/R). Z każdym impulsem biegnik przemieszcza się (rys. 7.9) o wartość podziałki biegunowej, tj. 18 mm. Opóźnienie narastania prądu i obserwowany w każdym impulsie (rys. 7.7 a) chwilowy spadek wartości prądu spowodowany jest indukowaniem się siły elektromotorycznej samoindukcji (rys. 7.7 b). Siła elektromagnetyczna nie osiąga wartości ustalonej tak długo, jak długo trwa stan nieustalony. Jak wynika z wykresu 7.8 prędkość ruchu i działające siły mają podobne wartości w każdym skoku. Wyniki uzyskane z modelu MES są zbieżne z wynikami uzyskanymi z modelu połowo-obwodowego.

Na rys. 7.10 zilustrowano rozkład indukcji magnetycznej i linii strumienia magnetycznego w silniku przy prądzie płynącym w solenoidzie o wartości 8 A oraz różnych położeniach biegnika. W wyniku przepływu prądu generowane pole magnetyczne przeciwdziała polu pochodzącemu od magnesu trwałego starając się wypchnąć go ze swojego pola, oba pola wzajemnie się osłabiają.

Zastosowanie magnesów trwałych o dość znacznym przepływie wynoszącym około 7,2 [kA] generuje w analizowanym układzie pole o wartości indukcji dochodzącej do 2,3 [T] (w stanie bezprądowym). Ponieważ przepływ pojedynczej cewki uzwojenia wzbudzenia jest znacznie mniejszy i wynosi 2,4 [kA], więc rozmagnesowujące działanie uzwojenia jest niezauważalne.

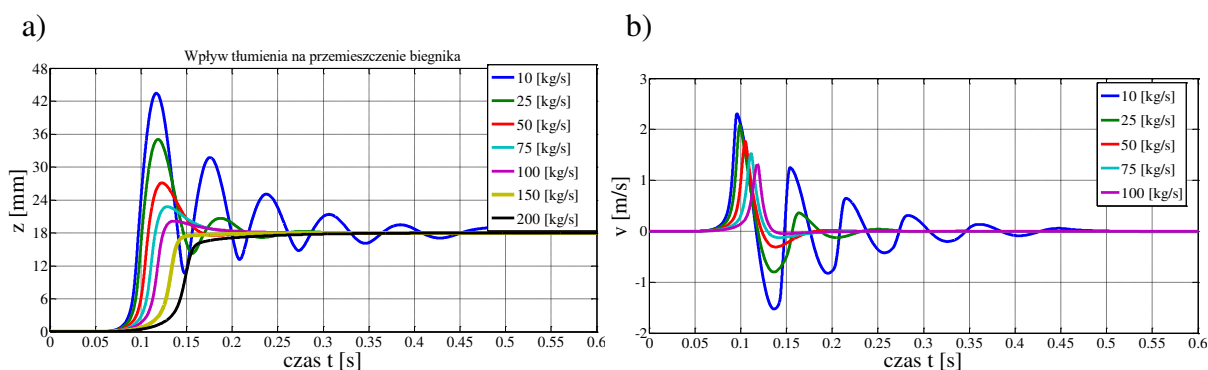


Rys. 7.10. Rozkład pola magnetycznego w silniku jedno-cewkowym i zasilaniu cewki środkowej prądem 8 A oraz pozycji biegnika względem środka solenoidu: a) 0 mm, b) 12 mm

W silniku jednosegmentowym w poszczególnych położeniach biegnika (rys. 7.10) najbardziej nasycają się fragmenty jarzma stojana oraz elementy biegnika w pobliżu szczeliny powietrznej. Linie sił pola indukcji koncentrują się w pierścieniu ferromagnetycznym umieszczonym pomiędzy magnesami o przeciwnych kierunkach namagnesowania. Przy przemieszczeniu biegnika o 12 mm wzmacniające magnesowanie obydwu przepływów prowadzi niemal do nasycenia magnetycznego materiału (wartość indukcji znacząco przekracza 2 T). W pozostałych podobszarach indukcja magnetyczna ma mniejszą wartość i nie przekracza 1,5 T.

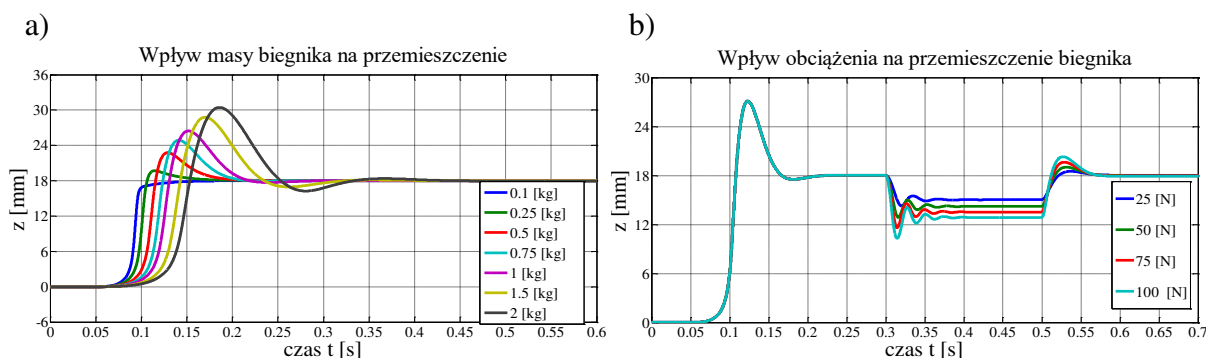
Dla modelu połowo-obwodowego silnika zbadano wpływ współczynnika tarcia oraz masy biegnika na przemieszczenie. W rozważanym napędzie siła tarcia występuje pomiędzy prowadnicą liniową, a częścią roboczą (biegnikiem). Wyznaczenie współczynnika tarcia statycznego w rozpatrywanym układzie jest trudne ze względu na obecność dużej siły zaczepowej pomiędzy magnesami trwałymi, a elementami ferromagnetycznymi stojana.

W rozważaniach tarcie statyczne pominięto ze względu na pomijalnie małe wartości w odniesieniu do sił zaczepowych (około 40 [N]). W pracy rozpatrywano wpływ tarcia dynamicznego na działanie silnika. Wartość współczynnika tarcia ma duży wpływ na wielkość skoku (rys. 7.11 a), małe opory ruchu powodują ruch oscylacyjny i wydłużają czas stabilizacji magnesów trwałych w środku cewki. Przy najmniejszej wartości oporu czas ten wynosi aż 0.7 s, natomiast ze wzrostem siły tarcia maleje prędkość i skraca się czas ruchu (rys. 7.11 b), jednak dalsze zwiększanie tarcia pogarsza właściwości dynamiczne silnika.



Rys.7.11. Wpływ współczynnika tarcia na przemieszczenie (a) i prędkość (b) biegnika

Wpływ masy elementów ruchomych na przemieszczenie zobrazowano na rysunku 7.12a. Ze wzrostem masy rośnie bezwładność układu, co pogarsza właściwości dynamiczne. Mniejsza masa zmniejsza przeregulowanie przemieszczenia i ułatwia sterowanie napędem.

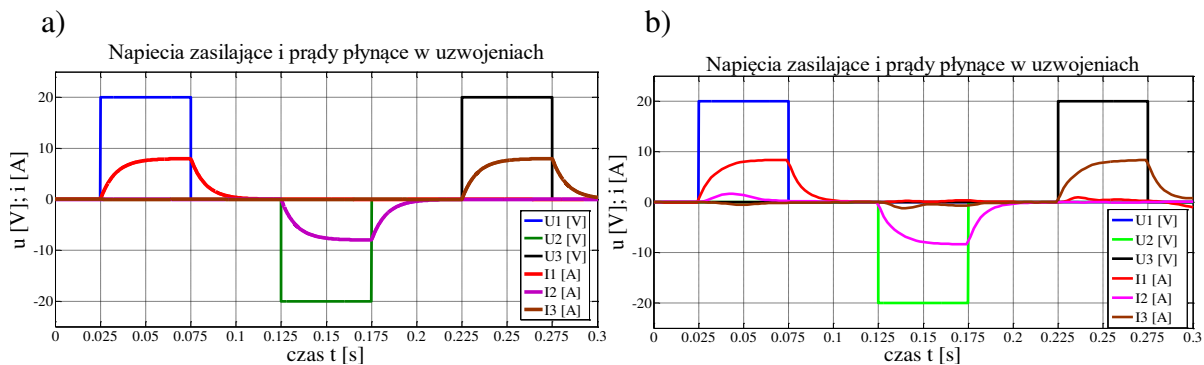


Rys.7.12. Wpływ masy biegnika (a) i obciążenia (b) na przemieszczenie

Zbadano wpływ siły obciążającej (rys. 7.12b) na działanie silnika jednosegmentowego. W tym celu obciążenie zamodelowano jako siłę o różnej wartości w postaci skoku jednostkowego załączaną w czasie 0.3 do 0.5 [s] (czas działania obciążenia wynosi 0,2 [s]). Pojawienie się siły obciążającej powoduje wysunięcie biegnika ze środka cewki o około 4 – 5 mm w zależności od wartości przyłożonej siły. Ustanie działania obciążenia powoduje powrót układu do stanu wyjściowego.

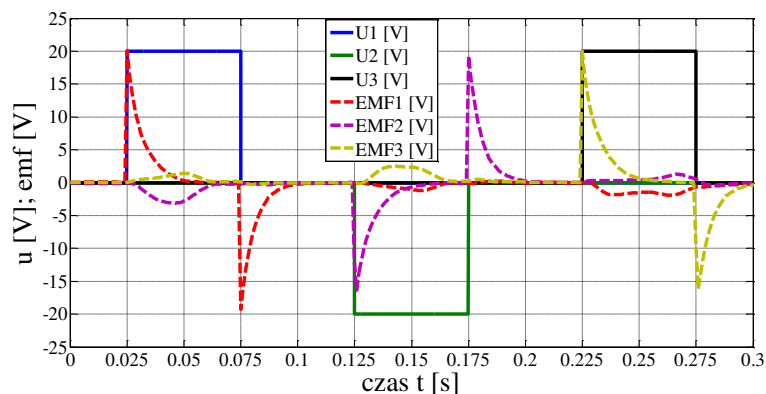
7.3.2. Badania symulacyjne silnika 3-segmentowego

Silnik krokowy składający się z trzech segmentów zasilano napięciem w postaci impulsów prostokątnych (rys. 7.13) o amplitudzie 20 [V] i szerokości 0,05 s ($T = 0,6$ s). Podanie napięcia na cewki powoduje wykładnicze narastanie prądu do wartości szczytowej 8 [A]. Wytworzone pole magnetyczne przyciąga magnes trwały znajdujący się najbliżej zasilanej cewki, w wyniku czego zachodzi skokowy ruch biegnika co 6 mm (rys. 7.15).



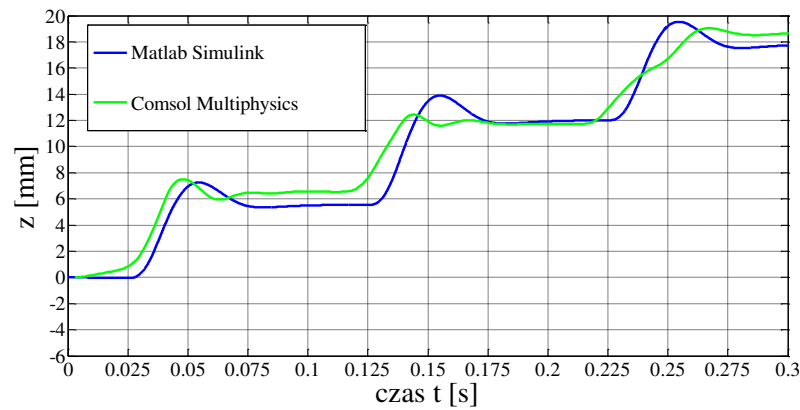
Rys. 7.13. Napięcia sterujące oraz prądy płynące w uzwojeniach: a) Simulink, b) Comsol

W przebiegach napięć sterujących oraz prądów płynących w uzwojeniach (rys. 7.13) widać różnice wynikające z różnych technik modelowania i przyjętych uproszczeń modelu polowo-obwodowego. Na rys. 7.13b b oraz 7.14 widoczne jest zjawisko indukowania się prądów oraz siły elektromotorycznej spowodowanej ruchem biegnika z magnesami trwałymi.

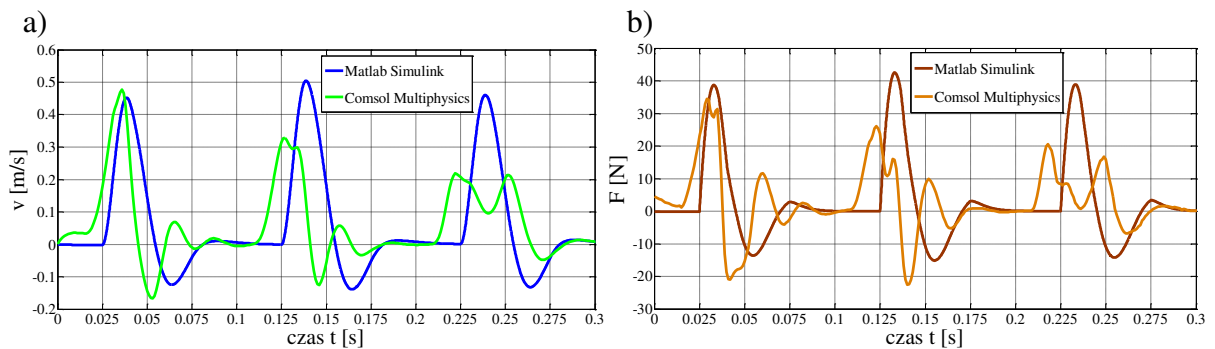


Rys. 7.14. Napięcia sterujące i siła elektromotoryczna samoindukcji – model polowy

W modelu dynamicznym przebieg prędkości i siły jest inny niż w modelu polowo-obwodowym (rys. 7.16), co pokazuje pewne różnice w technice modelowania. Środowisko MES pozwala na dokładniejsze odwzorowanie zjawisk fizycznych oraz nieliniowości występujących w silniku. Modele dyskretne wymagają natomiast stosowania uproszczeń i nie uwzględniają strat oraz sprzężeń występujących w obwodzie magnetycznym, co jest wyraźnie widoczne w modelu MES (rys. 7.13 b, rys. 7.14).

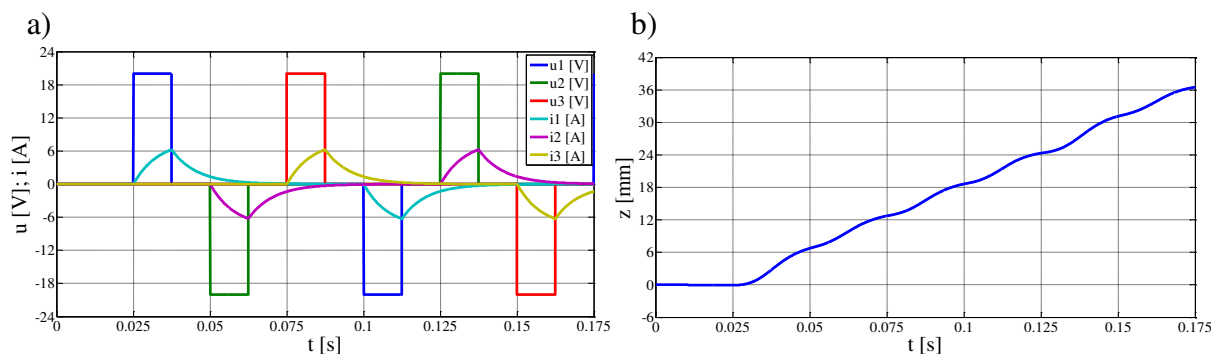


Rys.7.15. Przeszyczenie biegnika w funkcji czasu

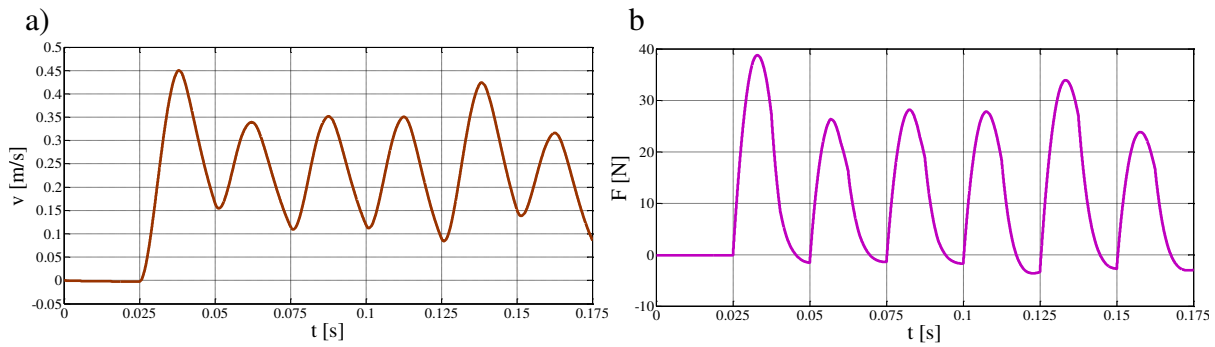


Rys.7.16. Wykres prędkości (a) ruchu biegnika oraz siły (b) działającej na biegnik

Zmniejszenie szerokości impulsów (rys. 7.17a) do 12,5 ms wygładza charakterystykę przemieszczenia (rys. 7.17b). Czas trwania impulsu jest jednak na tyle krótki, że prąd w uzwojeniu osiąga tylko wartość 6 A, jest to jednak wartość prądu (minimalna) jeszcze wystarczająca do poprawnego działania silnika.

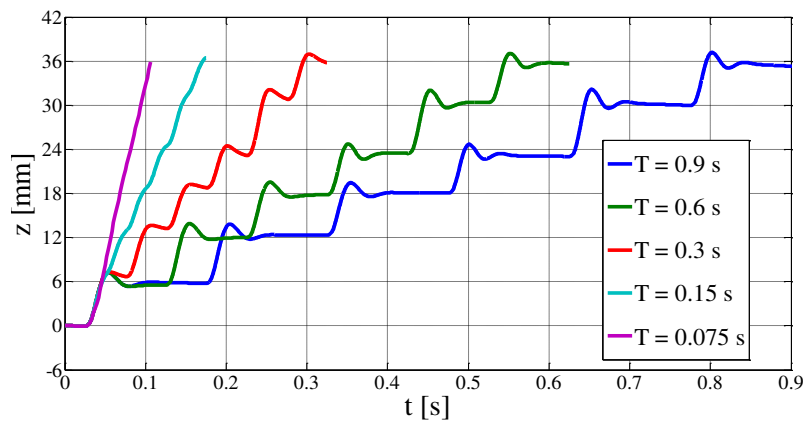

Rys.7.17. Wykresy: a) napięć sterujących oraz prądów płynących w uzwojeniach dla $T = 0,15$ s; b) przemieszczenia biegnika w funkcji czasu

Analizując zmiany prędkości silnika (rys. 7.18 a) można zauważyć, że modulacja szerokością impulsu wpływa na wzrost bezwładności, dzięki czemu praca silnika nie ma charakteru „impulsowego” włączania się i wyłączania, a ruch jest płynny.



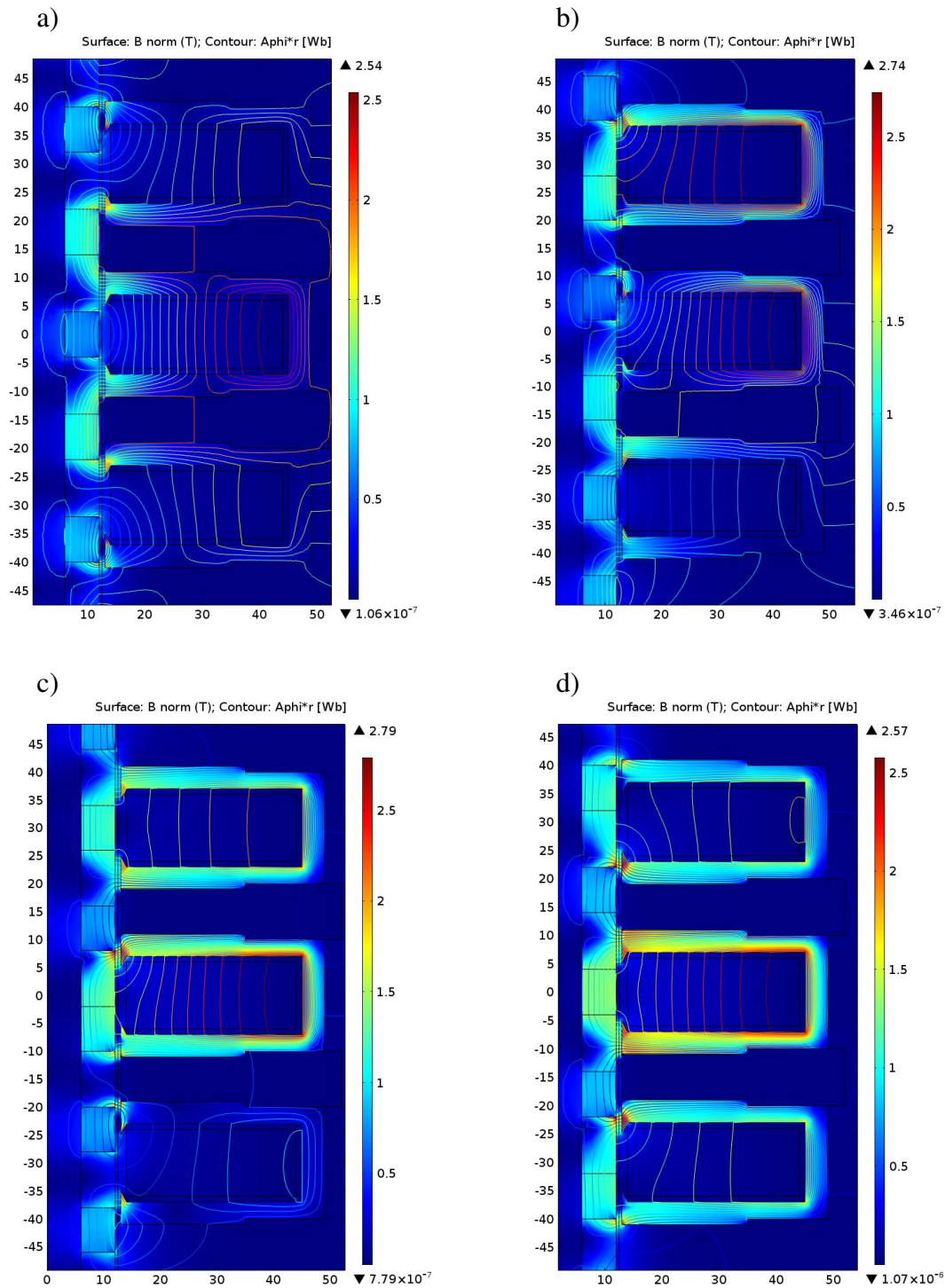
Rys.7.18. Wykres prędkości (a) ruchu biegnika oraz siły (b) działającej na biegnik

Modulacja szerokością impulsów ma duży wpływ na zmianę położenia. Zmniejszenie szerokości impulsów poprawia płynność ruchu (rys. 7.19), występują coraz mniejsze oscylacje, które są wyraźnie widoczne przy mniejszych częstotliwościach zasilania. Powyżej częstotliwości 13,3 Hz ($T = 0.075$ s) ruch biegnika ustaje. Wynika to z ograniczeń w budowie uzwojeń stojana (stała czasowa cewek), w wyniku czego prąd nie jest w stanie osiągnąć wartości szczytowej (8 A), a czas narastania prądu jest dłuższy niż czas trwania impulsu napięciowego. W chwili załączenia kolejnego segmentu występują siły hamujące od segmentów, w których jeszcze płynie prąd, powodujące stopniowe zatrzymanie biegnika.



Rys.7.19. Przemieszczenie biegnika w funkcji czasu dla różnych częstotliwości zasilania

Na rysunku 7.20 przedstawiono rozkład indukcji magnetycznej w silniku trzysegmentowym, przy zasilaniu cewki środkowej prądem o wartości 8 A oraz różnych pozycjach biegnika względem osi symetrii stojana. W obliczeniach przyjęto nieliniową charakterystykę $B(H)$ elementów ferromagnetycznych silnika, pozwalającą na realistyczne odwzorowanie efektu lokalnego nasycania magnetycznego materiału.



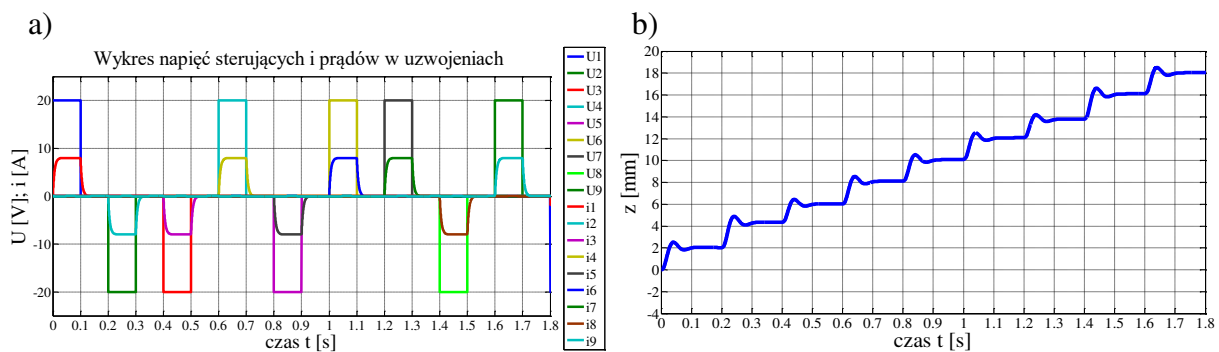
Rys. 7.20. Rozkład pola magnetycznego w silniku trzy-cewkowym i zasilaniu cewki środkowej prądem 8 A oraz pozycji biegnika względem środka solenoidu: a) 0 mm, b) 6 mm, c) 12 mm, d) 18 mm

W pozycji początkowej biegnika (rys. 7.20 a) pole magnetyczne cewki zasilanej odejmuje się z polem wytworzonym przez magnes trwały, wówczas najbardziej nasycają się jarzma cewki górnej i dolnej w pobliżu szczeliny powietrznej. Po przemieszczeniu magnesu ze środka cewki o 12 mm (rys. 7.20 c) największe nasycenie występuje w jarzmie zasilanego

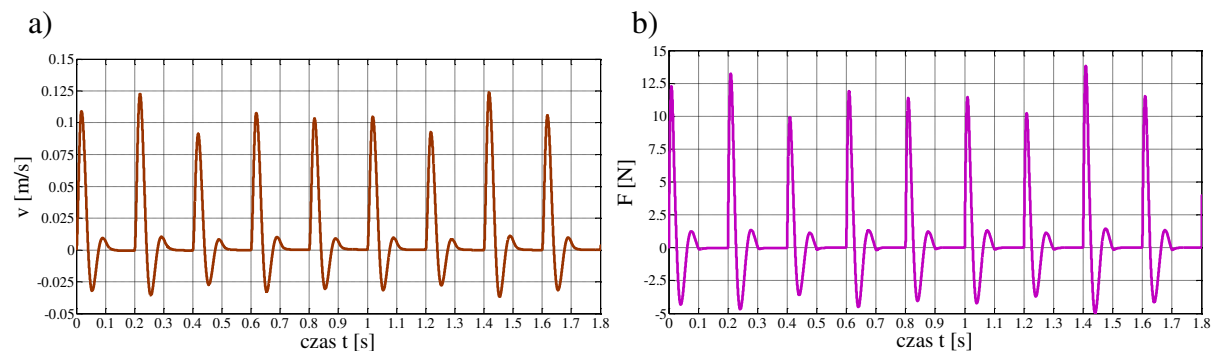
segmentu stojana. Po przemieszczeniu o 18 mm, strumień magnetyczny rozkłada się symetrycznie w elementach biegnika i jarzmie cewki środkowej, przepływy od magnesów trwałych i uzwojeń stojana sumują się, dlatego najbardziej nasycą się jarzmo zasilanej cewki, ponadto widoczne są lokalne nasycenia obwodu magnetycznego w obszarze szczeliny powietrznej.

7.3.3. Badania symulacyjne silnika 9-segmentowego

Silnik krokowy zasilano napięciem w postaci impulsów prostokątnych o amplitudzie 20 [V] i szerokości 0,1 s ($T = 3,6$ s). Zasilanie silnika sekwencją impulsów prostokątnych (rys. 7.21a) wywołuje ruch skokowy biegnika co 2 mm, w efekcie czego w zakresie podziałki biegunowej ($\tau_r = 18$ mm) silnik wykonuje 9 skoków.



Rys.7.21. Wykresy: a) napięć sterujących oraz prądów płynących w uzwojeniach; b) przemieszczenia biegnika w funkcji czasu

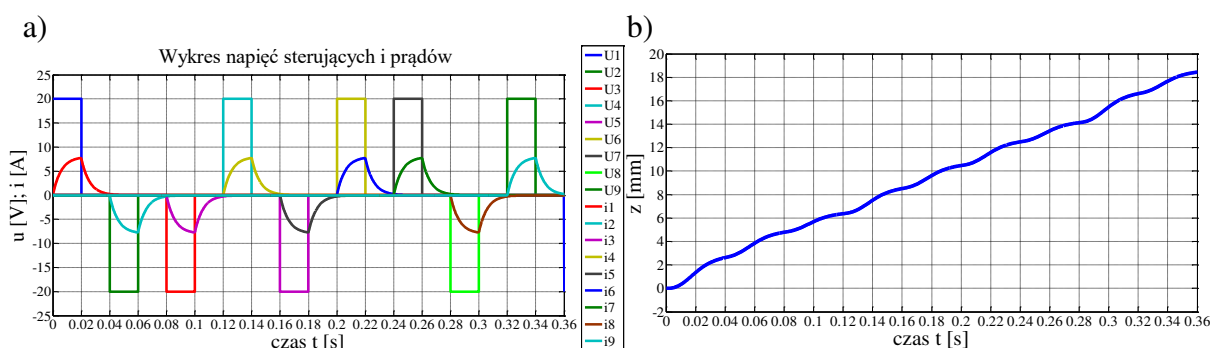


Rys.7.22. Wykres prędkości (a) biegnika oraz siły (b) działającej na biegnik

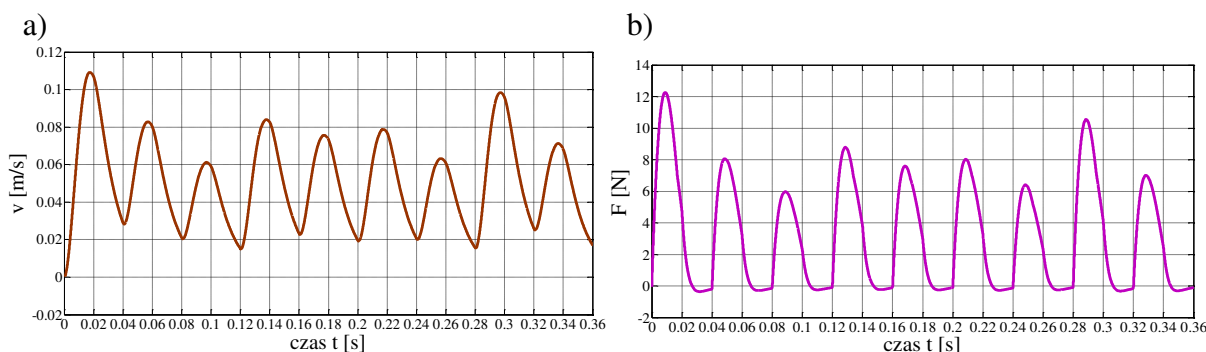
Po wykonaniu pojedynczego skoku, gdy magnes trwały znajdzie się w środku zasilanej cewki strumień magnetyczny zamyka się w jarzmie stojana, powodując wyhamowanie biegnika. Duża bezwładność biegnika powoduje, że wysuwa się on jeszcze o kilka milimetrów ze środka cewki, wówczas prędkość ruchu spada do zera (rys. 7.22 a), a w końcowej fazie osiąga wartości ujemne. Podobnie wygląda przebieg siły

elektromagnetycznej w funkcji czasu (rys. 7.22 b). Przy zasilaniu silnika impulsami napięciowymi o szerokości 0,1 s silnik wykonuje 9 skoków, pokonując odległość 18 mm w czasie 1,8 s (rys. 7.21b).

Modulacja szerokością impulsów (a tym samym zwiększanie częstotliwości zasilania) (rys. 7.23a) poprawia płynność ruchu (rys. 7.23b). Przy szerokości impulsów 0.02 s cykl załączenia i wyłączenia cewki zamyka się w czasie 0.04 s, biegnik pokonuje drogę równą podziałce biegunowej w czasie 0,36 s. Prędkość ruchu w pierwszym skoku (rys. 7.24 a) jest największa, w kolejnych skokach maleje, jednak przez cały cykl ruchu utrzymuje dodatnie wartości. Podobnie wygląda przebieg siły elektromagnetycznej (rys. 7.24 b) działającej na biegnik.

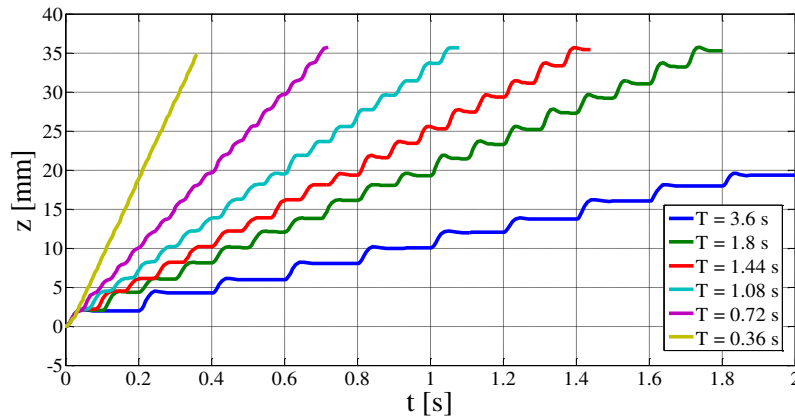


Rys. 7.23. Wykresy: a) napięć sterujących oraz prądów płynących w uzwojeniach dla $T = 0.36$ s; b) przemieszczenia biegnika w funkcji czasu



Rys. 7.24. Wykres prędkości (a) ruchu biegnika oraz siły (b) działającej na biegnik

W silniku 9-segmentowym modulacja szerokością impulsów sterujących wyraźnie zmniejsza oscylacje przemieszczenia (rys. 7.25). Zwiększenie ilości segmentów silnika powoduje znaczne skrócenie wartości pojedynczego skoku do 2 mm, w efekcie czego silnik wykonuje więcej skoków w zakresie podziałki biegunowej. Stanowi to, obok częstotliwości zasilania jeden z głównych elementów mających wpływ na poprawę płynności ruchu silnika.



Rys.7.25. Przesunięcie biegnika w funkcji czasu dla różnych szerokości impulsów

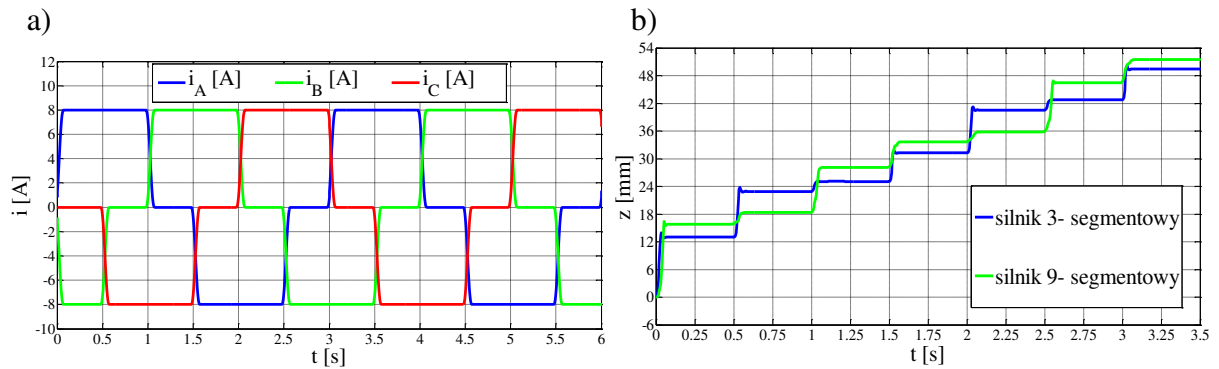
7.3.4. Badania symulacyjne silnika przy zasilaniu wielofazowym

Podczas zasilania impulsami prostokątnymi (praca krokowa) dokładne pozycjonowanie biegnika rozważanego silnika liniowego jest trudne do realizacji. W celu osiągnięcia lepszej dokładności pozycjonowania konieczne jest zastosowanie zasilania wielofazowego. Wówczas silnik ten pracuje jako silnik liniowy synchroniczny.

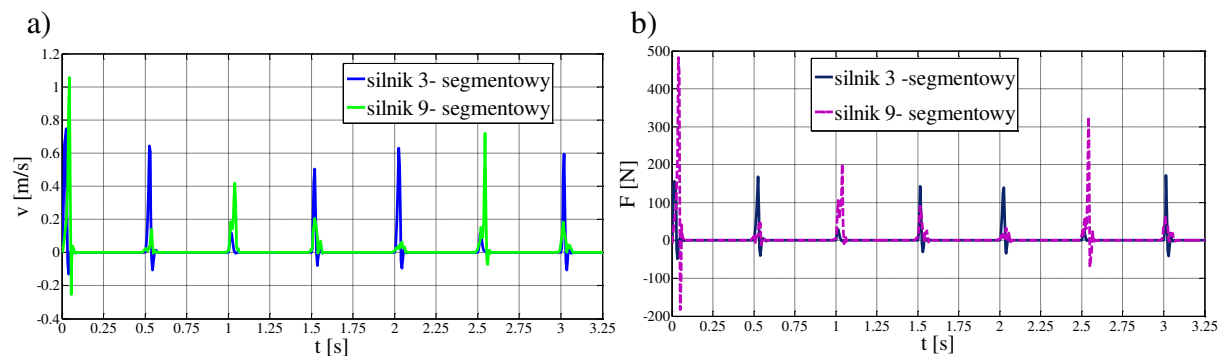
Dla rozważanego w pracy silnika rozpatrywano dwa rodzaje sterowania: sterowanie trójfazowe bipolarne (rys.7.26a) oraz sterowanie trójfazowe sinusoidalne (rys. 7.31a). W obu przypadkach sterowania uzwojenia stojana mogą być skojarzone w gwiazdę bez konieczności wyprowadzania punktu zerowego. Pasma silnika zasilane są impulsami prądu o zmiennej biegunowości.

Wadą sterowania bipolarnego są duże pulsacje siły elektromagnetycznej, które wynoszą nawet 20 % wartości użytecznej siły. Zmniejszenie pulsacji siły przy tym sposobie sterowania jest możliwe poprzez zwiększenie liczby pasm.

Silnik zasilano prądem (rys. 7.26 a) o amplitudzie 8 A i szerokości impulsu 1 s ($T = 3$ s). Zasilanie silnika taką sekwencją impulsów prądowych wywołuje ruch skokowy biegnika, przy czym po etapie rozruchu cyklicznie powtarza się sekwencja skoków – w przypadku silnika 3-segmentowego: długi (10 mm), krótki (2 mm) i średni (6 mm), natomiast dla silnika 9-segmentowego: krótki (2 mm), długi (10 mm) i średni (6 mm), co jest widoczne na rys. 7.26 b. Znajduje to odzwierciedlenie w przebiegach prędkości (rys. 7.27a), oraz siły ciągu (rys. 7.27 b), dla których cykliczne impulsy powtarzają się średnio co 0,5 s.

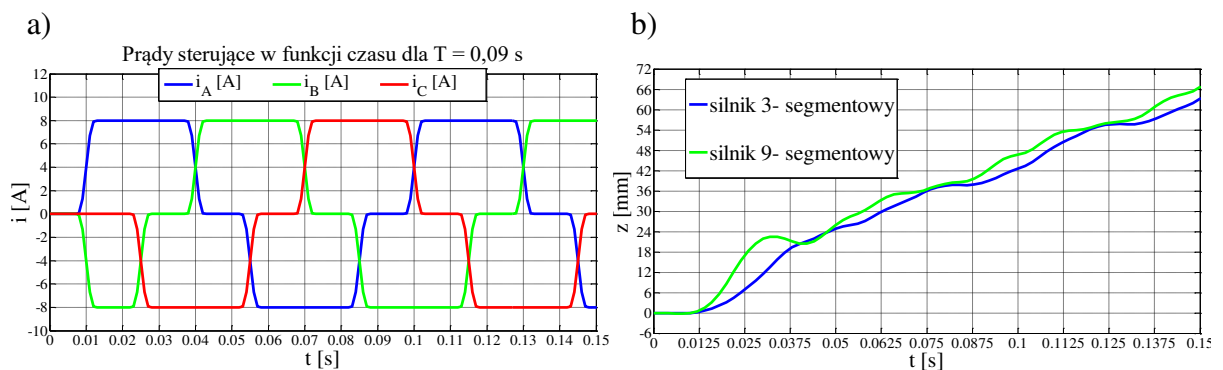


Rys. 7.26. Wykresy: a) przebiegów prądów w poszczególnych fazach silnika dla $T = 3$ s;
b) przemieszczenia biegnika w czasie

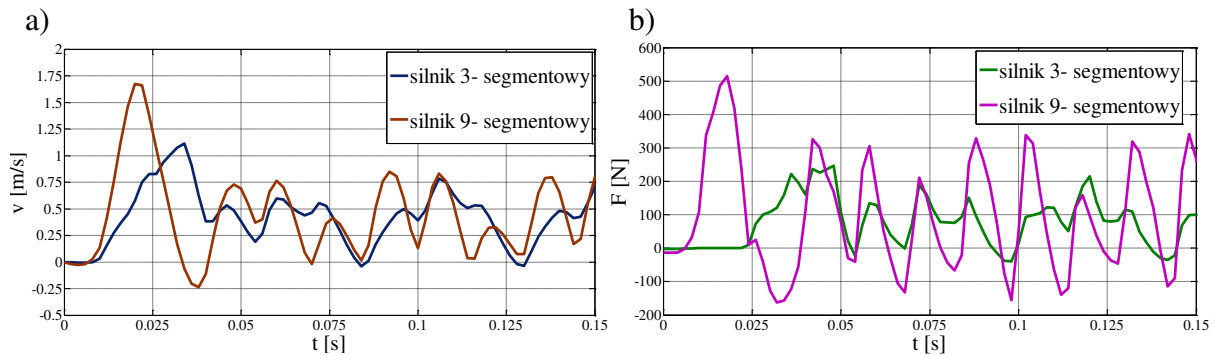


Rys. 7.27. Wykres prędkości (a) ruchu biegnika oraz siły (b) działającej na biegnik

Zwiększanie częstotliwości zasilania poprawia płynność ruchu biegnika (rys. 7.28 – 7.30). Przy częstotliwości 33 Hz ($T = 0,09$ s) biegnik porusza się płynnie, pokonując odcinek 50 mm w znacznie krótszym czasie wynoszącym 0,12 s (rys. 7.28b). Prędkość w początkowej fazie ruchu (rys. 7.29 a) jest największa, w kolejnych skokach maleje utrzymując jednak dodatnie wartości. Przebieg siły elektromagnetycznej (rys. 7.29 b) działającej na biegnik ma charakter oscylacyjny w obu rozpatrywanych przypadkach.

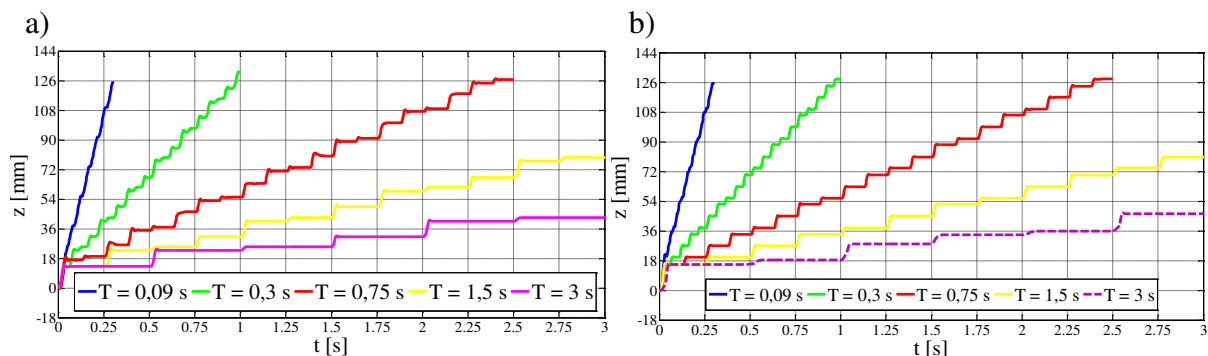


Rys. 7.28. Wykresy: a) przebiegów prądów w poszczególnych fazach silnika dla $T = 0,09$ s;
b) przemieszczenia biegnika w czasie



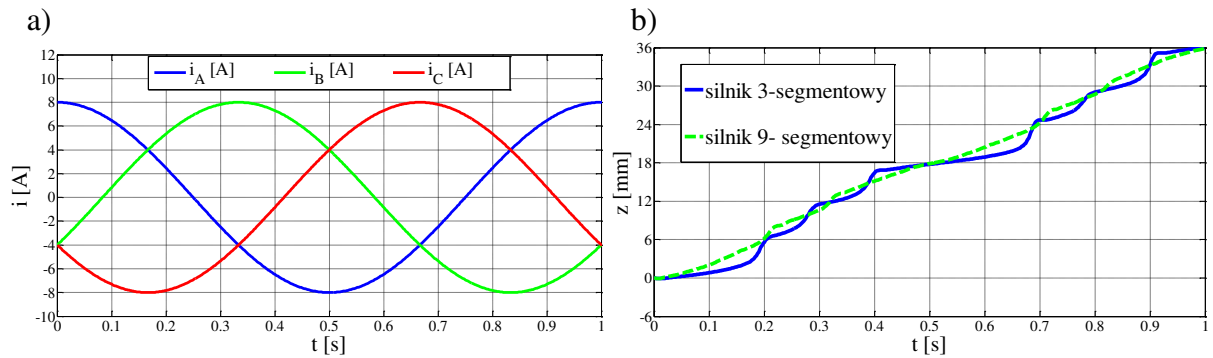
Rys.7.29. Wykres prędkości (a) ruchu biegnika oraz siły (b) działającej na biegnik

Jak widać z rysunku 7.30 zwiększenie liczby segmentów stojana przy sterowaniu bipolarnym nie poprawia płynności ruchu, wpływa na to jedynie modulacja szerokością impulsów. Porównując wykresy 7.19, 7.25 oraz 7.30 można zauważyć, że zarówno przy pracy krokowej, jak i trójfazowej istotną rolę odgrywa modulacja szerokością impulsów sterujących. Wzrost częstotliwości zasilania zmniejsza przeregulowanie położenia, charakterystyka wygładza się, a biegnik porusza się płynniej i z większymi prędkościami.

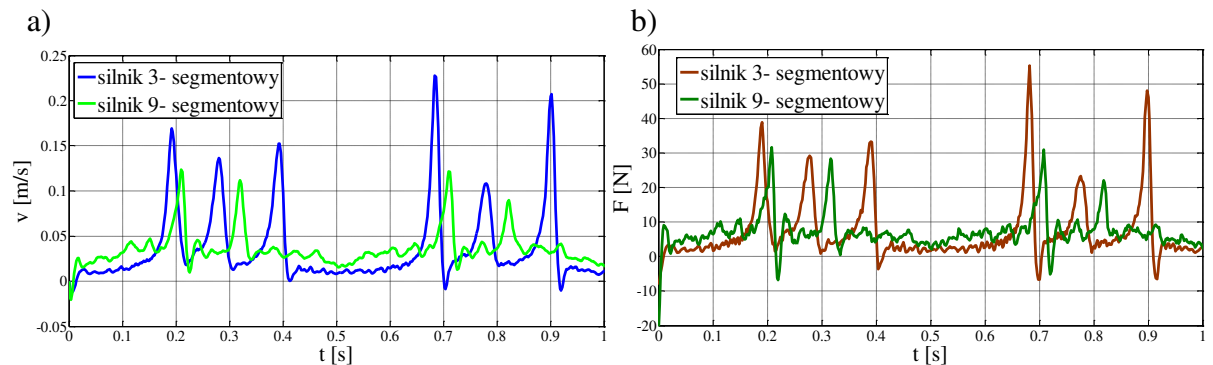


Rys.7.30. Przemieszczenie biegnika w funkcji czasu dla różnych częstotliwości zasilania: (a) dla silnika 3-segmentowego, (b) dla silnika 9-segmentowego

Drugim rozważanym sposobem sterowania wielofazowego jest sterowanie prądem sinusoidalnie zmiennym (rys. 7.31a). Taki rodzaj sterowania znacząco poprawia charakter ruchu biegnika w odniesieniu do pracy krokowej, w efekcie czego ruch odbywa się z mniejszymi oscylacjami (rys. 7.31b). Przy częstotliwości zasilania 1 Hz biegnik pokonuje odległość 36 mm w czasie 1 s. Jak widać z rysunku 7.31b istotną rolę dla płynności ruchu odgrywa obok częstotliwości zasilania liczba segmentów silnika, zwiększenie liczby segmentów z 3 do 9 wygładza charakterystykę przemieszczenia. Maksymalna prędkość ruchu (rys. 7.32a) wynosi 0,22 m/s, natomiast siła działająca na biegnik (rys. 7.32b) wynosi 55 N. Zarówno zmiana prędkości, jak i siły odnotowuje wyraźne impulsy w miejscach, w których następuje skok biegnika. Zwiększenie liczby segmentów zmniejsza wielkość tych impulsów, co znajduje odzwierciedlenie w płynnej zmianie położenia.

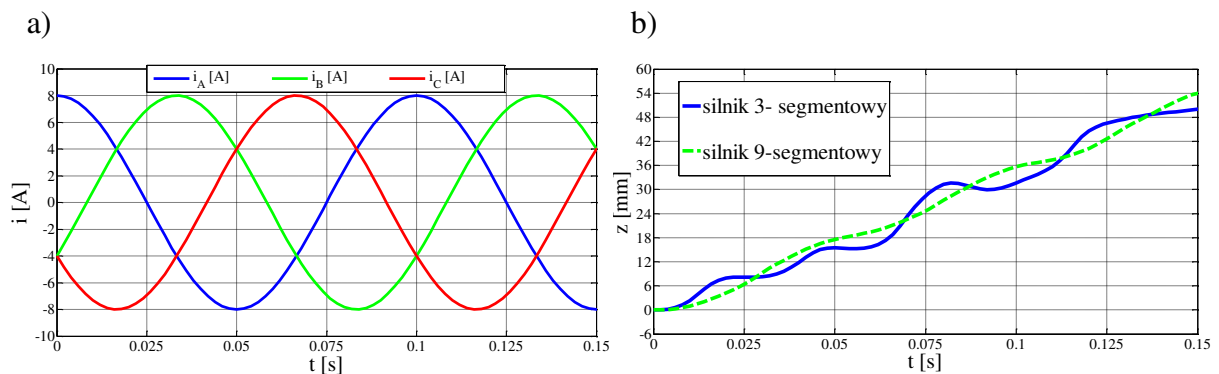


Rys. 7.31. Wykresy: a) przebiegów prądów w poszczególnych fazach silnika dla $f = 1$ Hz;
b) przemieszczenia biegnika w czasie

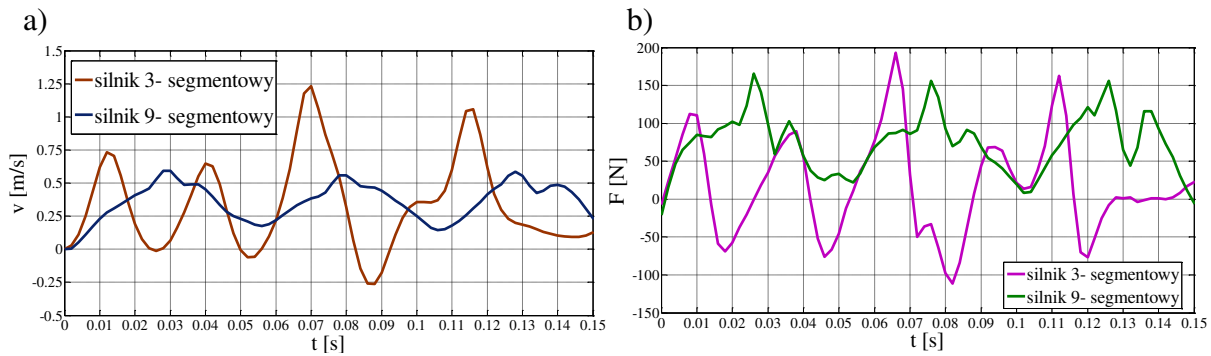


Rys. 7.32. Wykres prędkości (a) ruchu biegnika oraz siły (b) działającej na biegnik

Zwiększenie częstotliwości prądów zasilających do 10 Hz (rys. 7.33a) poprawia właściwości silnika. Biegnik przemieszcza się płynniej i z większymi prędkościami (rys. 7.33b), w przypadku silnika 3-segmentowego widoczne są niewielkie oscylacje położenia, natomiast przebieg położenia silnika 9-segmentowego przedstawia praktycznie linię prostą. Związane jest to z charakterem zmian prędkości (rys. 7.34a) i siły ciągu (rys. 7.34b). Mniejsza liczba segmentów powoduje że zarówno prędkość i siła zmieniają się cyklicznie od wartości maksymalnej do zera z okresem około 2,5 ms, zwiększenie liczby segmentów przesuwa charakterystyki siły i prędkości w kierunku dodatnich wartości.

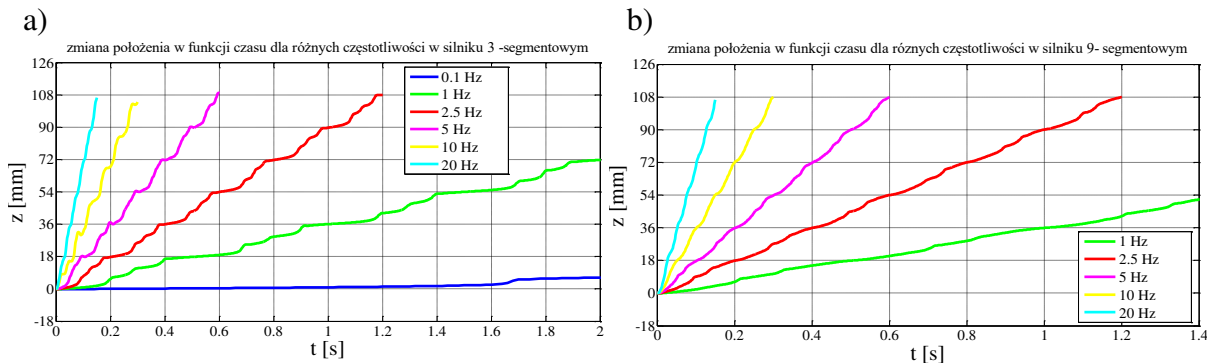


Rys. 7.33. Wykresy: a) prądów w poszczególnych fazach dla $f = 10$ Hz;
b) przemieszczenia biegnika w funkcji czasu

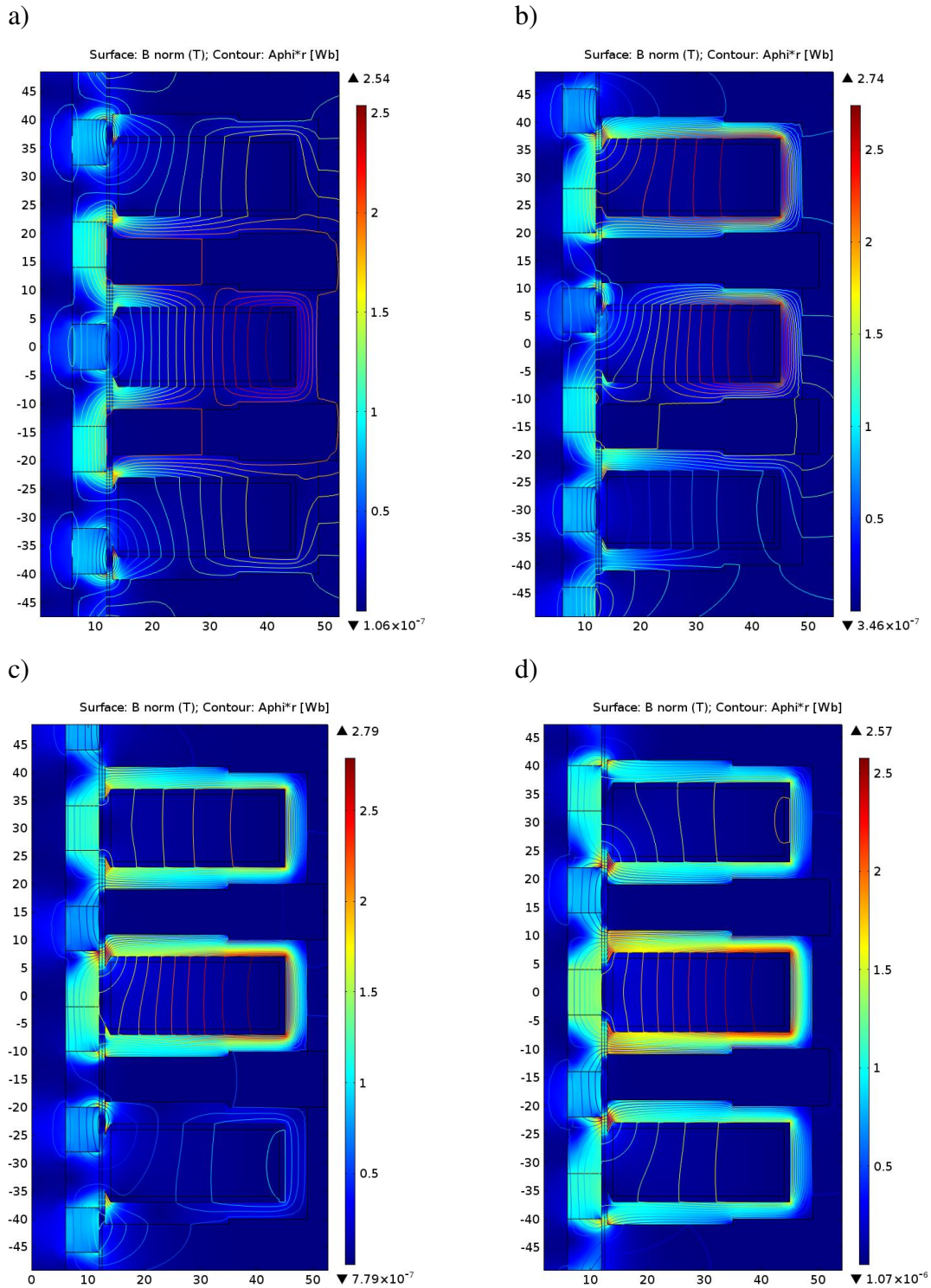


Rys.7.34. Wykres prędkości (a) ruchu biegnika oraz siły (b) działającej na biegnik

Przy zasilaniu trójfazowym silnika poprawne jego działanie obserwowano dla częstotliwości w zakresie od 0,1 do 20 Hz (rys. 7.35). Powyżej 20 Hz silnik wpada w rezonans, ze względu na ograniczenia konstrukcyjne dotyczące budowy poszczególnych segmentów stojana, w wyniku czego biegnik oscyluje wokół ustalonego położenia.

Rys.7.35. Przeszczenie w funkcji czasu dla różnych częstotliwości zasilania:
(a) silnika 3-segmentowego, (b) silnika 9-segmentowego

Na rysunku 7.36 przedstawiono rozkład indukcji magnetycznej w silniku przy zasilaniu prądem trójfazowym o amplitudzie 8 A oraz różnych pozycjach biegnika względem osi symetrii stojana. We wszystkich obliczeniach przyjęto nieliniową charakterystykę $B(H)$ elementów ferromagnetycznych silnika, co pozwoliło na realistyczne odwzorowanie efektu lokalnych nasycień materiałów magnetycznych w obwodzie silnika widocznych na rysunkach poniżej. W pozycji początkowej (rys. 7.36 a) najbardziej nasycają się jarzma w fazie B (cewka górna) oraz w fazie C (cewka dolna) w pobliżu szczeliny powietrznej. Zmiana pozycji o 6 mm powoduje wzmocnienie nasycenia w powyższych obszarach. Lokalne nasycenia widoczne są również na górnych krawędziach jarzm stojana fazy B i A (rys. 7.36 b – patrząc od góry). W pozycjach 12 - 18 mm (rys. 7.36 c, d) wyraźnie nasycy się jarzmo fazy A.



Rys. 7.36. Rozkład pola magnetycznego w silniku przy zasilaniu trójfazowym oraz pozycjach biegnika względem środka cewki środkowej: a) 0 mm, b) 6 mm, c) 12 mm, d) 18 mm

7.4. Podsumowanie

Przedstawiona w powyższym rozdziale metoda budowy nieliniowego modelu symulacyjnego silnika z magnesami trwałymi z zastosowaniem charakterystyk strumienia i siły w funkcji prądu oraz położenia biegnika uzyskanych metodami obliczeniowymi oraz przeprowadzone badania porównawcze obydwu modeli, tj. modelu polowo-obwodowego i modelu dynamicznego pozwalają stwierdzić, że:

- ✓ w przypadku pracy krokowej w zakresie sterowania impulsami prostokątnymi zgodność wyników uzyskanych w obu modelach jest wystarczająco dobra (rys. 7.9 i 7.15), a zatem modele komputerowe silnika można uznać za poprawne i wystarczająco dokładne do obliczeń właściwości dynamicznych silnika;
- ✓ zastosowanie tego typu modelu może być pomocne przy analizie algorytmów sterowania, gdyż czasy obliczeń w takim modelu są wielokrotnie krótsze niż w programach MES.

Wyniki symulacji wskazują, że zwiększenie zarówno liczby segmentów silnika jak i częstotliwości sygnałów sterujących (do pewnego zakresu) istotnie poprawia właściwości silnika liniowego z magnesami trwałymi w stanach dynamicznych (rys. 7.19; 7.25; 7.30 i 7.35), a zastosowanie metody obliczeń polowo-obwodowych pozwala na przeprowadzanie wiarygodnych badań symulacyjnych. Należy jednak zaznaczyć, że w analizie polowo-obwodowej nie uwzględniono indukowania się prądów wirowych, strat histerezowych oraz strat cieplnych. Niemniej jednak uzyskane wyniki są dobrym punktem wyjścia do dalszych badań i dokładniejszej analizy.

Wyniki przeprowadzonych obliczeń numerycznych i badań dynamicznych pozwalają stwierdzić, że przebiegi zmiany położenia w czasie są całkowicie zgodne z intuicją, co potwierdza poprawność przyjętych modeli matematycznych analizowanej konstrukcji silnika. Otrzymane wyniki obliczeń rozkładu pola magnetycznego oraz właściwości dynamicznych pozwalają dostrzec też pewne możliwości w zakresie optymalizacji konstrukcji, jak i sterowania silnika.

8. Badania weryfikacyjne liniowego układu wykonawczego

8.1. Wprowadzenie

Do zweryfikowania poprawności działania zbudowanych w ramach pracy modeli matematycznych i symulacyjnych silnika przeprowadzono szereg badań eksperymentalnych z wykorzystaniem obiektu rzeczywistego. Weryfikacja dotyczyła charakterystyk statycznych i dynamicznych silnika, jak też rozkładu temperatury w biegniku i stojanie (rozdział 6).

Opracowane stanowisko laboratoryjne do badania liniowego układu wykonawczego składa się z następujących elementów:

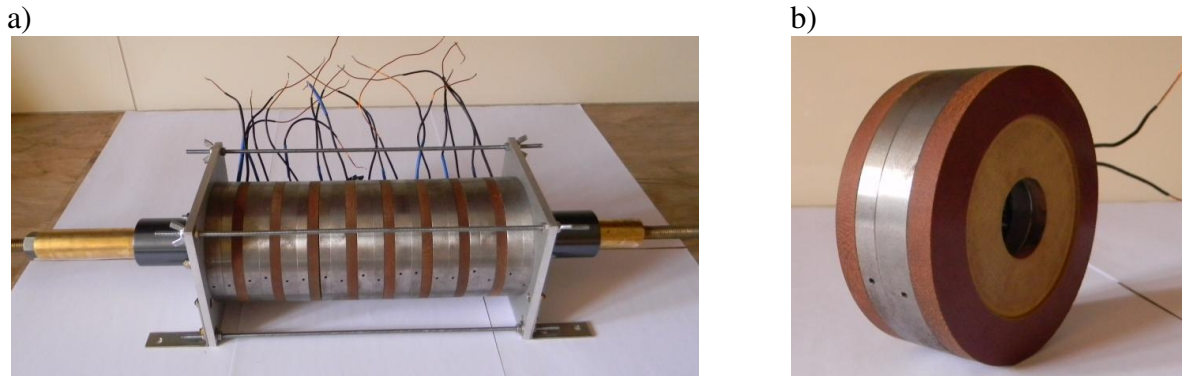
- ✓ silnika liniowego z magnesami trwałymi;
- ✓ stabilnej podstawy z układem prowadnic ułatwiających mocowanie silnika i czujników pomiarowych;
- ✓ osprzętu i aparatury kontrolno-pomiarowej;
- ✓ systemu do akwizycji danych pomiarowych.

Stanowisko pomiarowe zostało dostosowane do badania układu wykonawczego i umożliwia pomiar charakterystyk statycznych i dynamicznych. Zmiana konfiguracji stanowiska laboratoryjnego wiąże się z modyfikacją konfiguracji czujników oraz elementów montażowych.

8.2. Liniowy układ wykonawczy

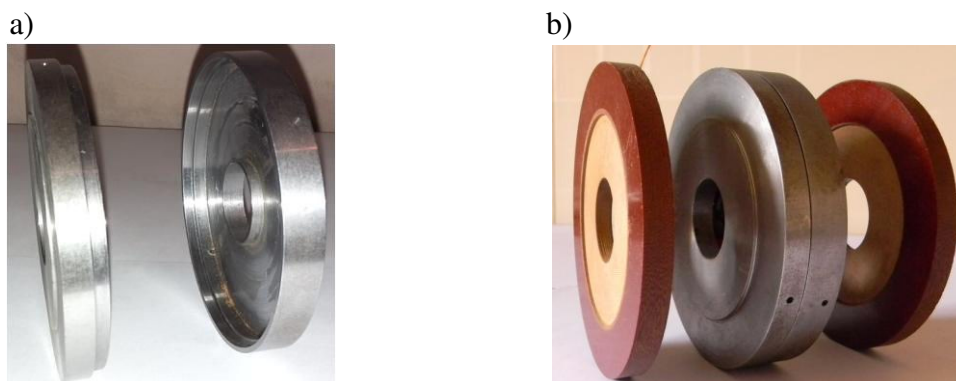
Na podstawie przeprowadzonych analiz i ocenie dostępnych na rynku materiałów wykonany został projekt silnika liniowego, a następnie jego model fizyczny. Dokumentacja techniczna obejmuje rysunki i zdjęcia poszczególnych elementów konstrukcyjnych (rys. 8.2 - 8.4). Szczegółowe rysunki elementów silnika zamieszczono w **załączniku C** pracy.

Głównym elementem konstrukcyjnym napędu liniowego jest stojan. Stojan silnika stanowią cylindryczne segmenty (pierścieniowe cewki zamknięte w obudowie ferromagnetycznej), oraz dwie osłony aluminiowe z układem liniowych łożysk ślizgowych (rys. 8.1). Uzwojenia stojana wykonano z drutu nawojowego o średnicy 1,00 mm i liczbie zwojów $N = 300$. Każda cewka bez rdzenia charakteryzuje się indukcyjnością $L = 5,5 \text{ mH}$ oraz rezystancją $R = 2,1 \text{ } \Omega$.



Rys. 8.1. Model fizyczny rozważanego silnika (a); pojedynczy segment stojana (b)

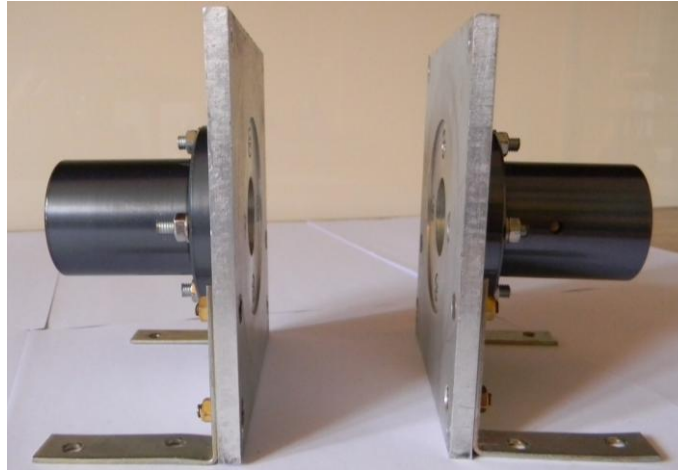
Na rysunku 8.1b przedstawiono konstrukcję pojedynczego segmentu stojana obejmującą cylindryczną cewkę, oraz dwie części obudowy lewą i prawą (rys. 8.2). Ponieważ po złożeniu segmentów stojan ma tworzyć jednolitą konstrukcję z zamkniętymi obwodami magnetycznymi, dlatego układ wykonano z zabezpieczeniem powierzchni pasowań (precyzyjnie wykonane pasowania powierzchni).



Rys. 8.2. Zdjęcia elementów obudowy cewki: a) dyski lewy i prawy, b) pojedynczy segment wraz z przekładkami diamagnetycznymi

W celu zachowania symetrii mechanicznej stojana poszczególne segmenty oddzielono przekładkami diamagnetycznymi (rys. 8.2b) wykonanymi z bakelitu, na których po złożeniu podtrzymywane są poszczególne cewki. Stanowią one więc zarówno element nośny stojana, jak też element zapewniający separację magnetyczną cewek.

Stojan silnika zamykają dwa aluminiowe dyski (rys. 8.3), których kształt dostosowano do elementów konstrukcyjnych silnika. Do aluminiowych dysków przymocowano liniowe łożyska ślizgowe, w których umieszczono bieżnik silnika. Całość połączona jest metalowymi szpilkami zapewniającymi odpowiednią sztywność układu.



Rys. 8.3 Osłony aluminiowe silnika z zamontowanymi łożyskami ślizgowymi

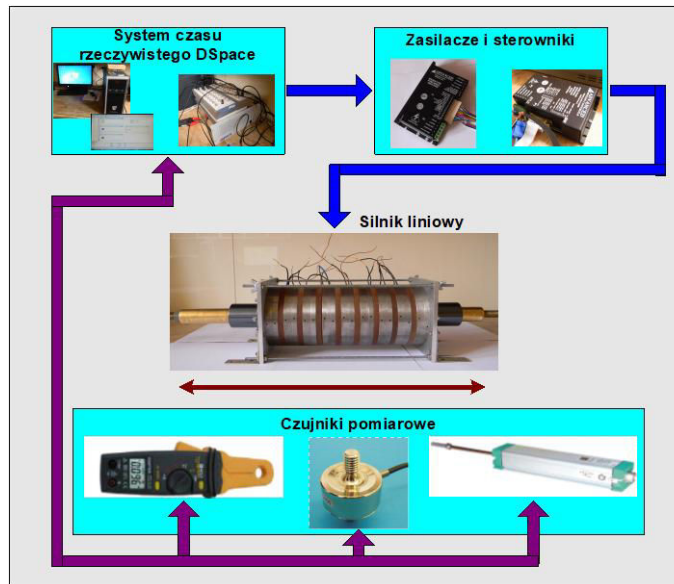
Biegnik silnika stanowią pierścieniowe magnesy trwałe o magnetyzacji osiowej połączone z pierścieniami stalowymi mocowanymi na aluminiowym pręcie (rys. 8.4).



Rys. 8.4. Biegnik silnika liniowego

8.3. Stanowisko laboratoryjne

Liniowy napęd elektryczny umieszczono w stabilnej podstawie z przewodnicami, które ułatwiają uzyskanie współosiowego umieszczenia biegnika oraz stojana. Stanowisko pomiarowe (rys. 8.5) zostało zaprojektowane i wykonane tak aby była możliwość zmiany konfiguracji silnika, tj. zmiany długości stojana i biegnika poprzez dokładanie poszczególnych modułów (segmentów). Stanowisko laboratoryjne obejmuje model fizyczny silnika oraz aparaturę kontrolno-pomiarową i sterującą, umożliwiającą sterowanie przepływem prądu w uzwojeniach silnika oraz pomiar podstawowych charakterystyk, jak przemieszczenie, prędkość ruchu biegnika, siła elektromagnetyczna, narastanie prądu w cewkach, oraz sygnał sterujący w funkcji czasu.



Rys. 8.5. Schemat stanowiska pomiarowego rozważanego silnika

Proces sterowania impulsami prądowymi oraz pomiar zmiany położenia narzędzia roboczego i jego prędkości w czasie, ze względu na bardzo szybkie zmiany, realizowano przy wykorzystaniu systemu komputerowego (rys. 8.5) zbudowanego na bazie komputera klasy IBM PC wyposażonego w procesor sygnałowy (dSPACE), co umożliwia budowanie układów pracujących w czasie rzeczywistym. Główną jednostką obliczeniową systemu dSPACE stanowi procesor DSP TMS320C31 wyposażony w dwie karty: jedną z przetwornikami cyfrowo-analogowymi posiadającą 32 wyjścia i drugą z przetwornikami analogowo-cyfrowymi posiadającą 32 wejścia.

Wykorzystanie tego typu oprogramowania współpracującego ze środowiskiem Simulink pozwala na skonfigurowanie modelu silnika działającego w czasie rzeczywistym. System ten umożliwia rejestrację, podgląd na żywo i sterowanie napędem poprzez zmianę parametrów modyfikowalnych. Podczas pracy urządzenia istnieje możliwość podglądu dowolnego sygnału występującego w schemacie blokowym, istnieje też możliwość zmiany liczby parametrów obserwowanych, bądź edytowanych w trakcie pracy systemu.

Do współpracy z systemem czasu rzeczywistego wykorzystano specjalne sterowniki i zasilacze produkowane przez firmę Advanced Motion Control (rys. 8.6), zapewniające impulsowe narastanie prądu w uzwojeniach (szczytowa wartość prądu 25 A w czasie do 2 ms) stojana i bezpośrednie sterowanie napędem. Sterowniki te dedykowane są do sterowania napędami elektromagnetycznymi prądu stałego z dużymi częstotliwościami przełączania. Sterownik jest w pełni chroniony przed przepięciami, spadkami napięcia, zbyt wysokim prądem, przegrzaniem i zwarcie wewnątrz silnika.



Rys. 8.6. Sterowniki wykorzystane w stanowisku pomiarowym

Prąd w cewkach mierzono za pomocą specjalnych czujników cęgowych CENTER 223 (Rys. 8.7 a) o zakresie pomiaru prądu stałego i przemiennego 10, 80, 100 A z rozdzielczością 1 mA. Dodatkowo czujniki posiadały wyjścia analogowe służące do przesyłania informacji o wartości natężenia prądu poprzez kartę pomiarową do komputera. Pomiar zmiany położenia w czasie ferromagnetycznego biegnika realizowany był z wykorzystaniem czujnika potencjometrycznego (Rys. 8.7 b).

a)

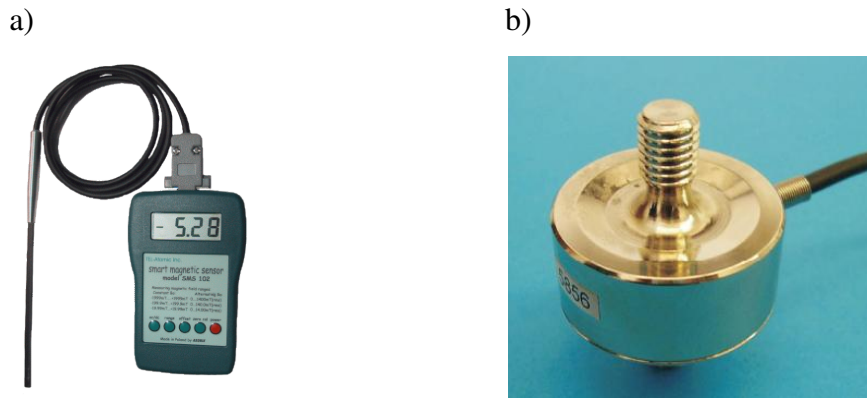


b)



Rys. 8.7. (a) Multimetr cęgowy do pomiaru prądu oraz potencjometryczny czujnik położenia (b)

Pomiar charakterystyk statycznych, tj. siły elektromagnetycznej oraz rozkładu pola magnetycznego realizowano w oparciu o czujnik siły KMM20 (rys. 8.8b), który mierzy siły rozciągające i ściskające w zakresie do 1 kN, oraz hallotronowy miernik pola magnetycznego typu SMS-102 (rys. 8.8a) przeznaczony do pomiaru stałych i zmiennych pól magnetycznych poprzecznych i wzdłużnych w stosunku do osi sondy. Pomiar przebiega w trzech ręcznie wybieranych zakresach pomiarowych lub na zakresie automatycznego wyboru. Dane pomiarowe dostarczane są w postaci cyfrowej poprzez interfejs USB, oraz w postaci analogowej za pomocą sygnału napięciowego o zakresie sygnału sterującego od -2,5V do + 2,5V w 1024 krokach. Dwukierunkowy interfejs USB pozwala na sterowanie opcjami pracy miernika w sposób zdalny z poziomu komputera PC.



Rys. 8.8. Czujniki wykorzystywane w pomiarach: a) czujnik pola magnetycznego; b) czujnik siły

8.4. Badania weryfikacyjne silnika

Weryfikację modeli matematycznych silnika przeprowadzono dwuetapowo:

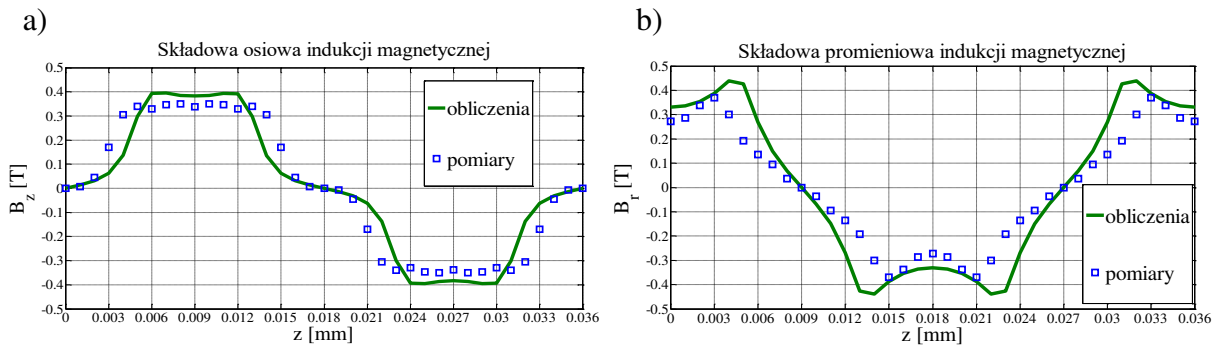
- w pierwszym etapie porównano otrzymane symulacyjnie i eksperymentalnie rozkłady pola magnetycznego od magnesów trwałych (stan bezprądowy) oraz wewnątrz cewek przy zasilaniu prądem stałym.
- w drugim etapie na zbudowanym w Laboratorium Silników Lotniczych Wojskowej Akademii Technicznej stanowisku laboratoryjnym porównano właściwości dynamiczne obiektu (zmianę położenia oraz prędkości ferromagnetycznego rdzenia w funkcji prądu zasilania i czasu) uzyskane eksperymentalnie z badaniami symulacyjnymi.

8.4.1. Weryfikacja charakterystyk statycznych silnika

Charakterystyki statyczne należą do grupy charakterystyk, pozwalających na weryfikację modelu matematycznego silnika. Dotyczą one zarówno parametrów różniczkowych, jak i całkowych pola elektromagnetycznego. Pierwsze z nich obejmują rozkłady indukcji magnetycznej w szczeliny powietrznej przy zmianie położenia biegnika i różnych warunkach zasilania. Druga grupa obejmuje charakterystyki siły magnetycznej (parametry całkowite pola) w funkcji przemieszczenia biegnika i parametrów zasilania [Wai_08]. Obie grupy charakterystyk stanowią bazę wyjściową dla tworzenia modelu polowo-obwodowego.

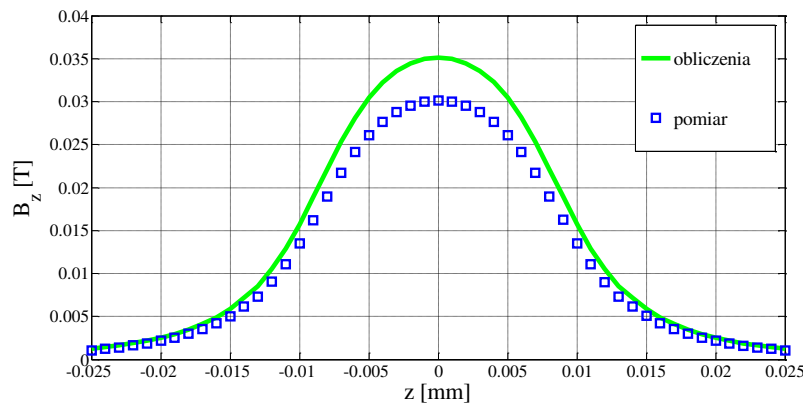
Pomiary indukcji magnetycznej dotyczyły pola magnetycznego od magnesów trwałych oraz indukcji magnetycznej wewnątrz stojana silnika przy zasilaniu cewki prądem stałym. Pomiar pola magnetycznego wzdłuż biegnika wykonano na odcinku równym dwukrotnej podziałce biegunowej, tj. $z = 36$ mm, z krokiem co 1 mm. Wyniki pomiarów laboratoryjnych oraz wartości uzyskane z obliczeń MES przedstawiono na rysunku 8.9.

Największe wartości składowej osiowej ($B_z = 0.36$ T) otrzymywane są dokładnie nad powierzchnią magnesów trwałych (rys. 8.9a), poza obszarem bezpośrednio otaczającym magnes wartość tej składowej szybko maleje osiągając zero w połowie wysokości pierścienia ferromagnetycznego. Przekładki ferromagnetyczne kierunkują pole magnesów trwałych na zewnątrz biegnika, co ma wyraźny wpływ na rozkład (odmienny od osiowej) składowej promieniowej indukcji (rys. 8.9b).



Rys. 8.9. Składowe osiowa (a) i promieniowa (b) indukcji magnetycznej wzdłuż biegnika

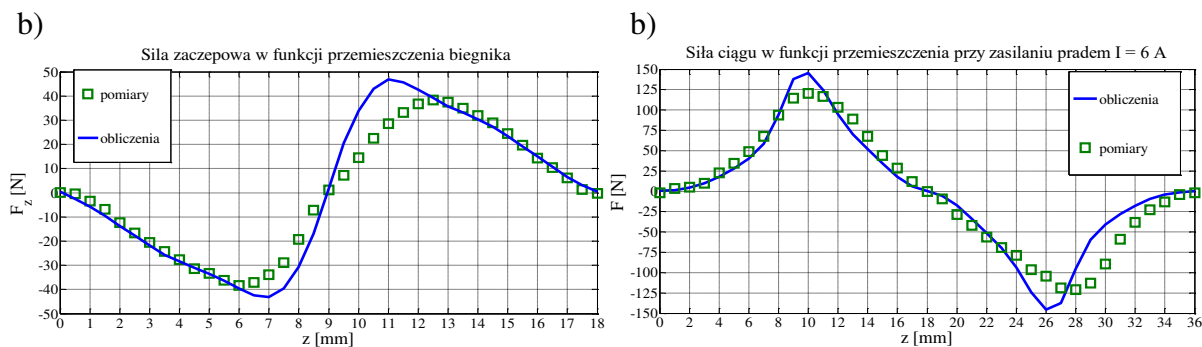
W ramach badań weryfikacyjnych zmierzono rozkład pola magnetycznego wewnątrz stojana silnika, którego uzwojenia wzbudzano prądem stałym o wartości 4 A. Ze względu na ekranujące właściwości segmentów stojana (separacja magnetyczna) nie mierzono pola na zewnątrz silnika, a jedynie pole wewnątrz cewki stanowiącej pojedynczy segment stojana. Wyniki pomiarów i obliczeń porównano na rysunku poniżej.



Rys. 8.10. Rozkład indukcji magnetycznej w środku pojedynczego segmentu silnika przy zasilaniu uzwojeń prądem o wartości 4 A

Ponieważ na osi symetrii silnika występuje jedynie składowa osiowa indukcji, to weryfikacji poddano tą składową. Pomiaru dokonano wzdłuż odcinka o długości 50 mm z krokiem co 1 mm, gdzie punkt zerowy pomiarów umieszczono w środku cewki. Wartość indukcji uzyskana w pomiarach jest mniejsza o około 15 % niż w obliczeniach. Wynika to z faktu nie uwzględniania w modelu symulacyjnym strat związanych z nagrzewaniem się cewki oraz z pewnych niedoskonałości wykonania modelu fizycznego silnika. Uzyskane wartości i kształt krzywych świadczą jednak o poprawności modeli MES silnika.

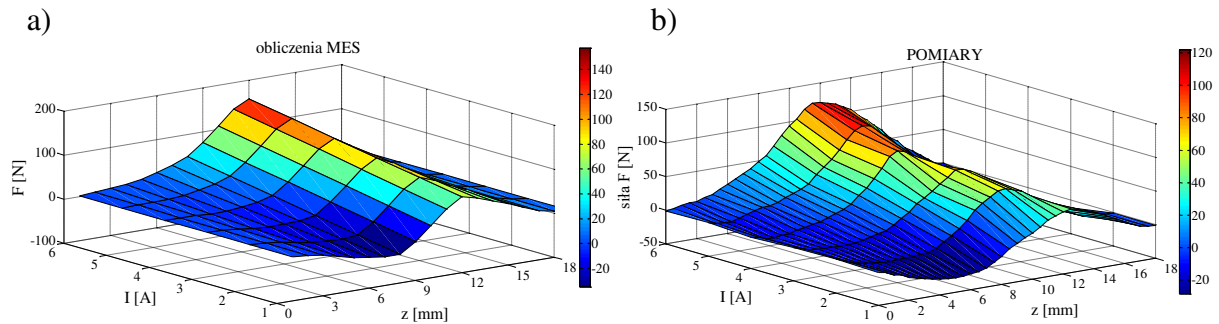
Badaniom weryfikacyjnym poddano również siłę elektromagnetyczną działającą na biegnik (siłę ciągu). W przypadku silników z magnesami trwałymi oprócz siły ciągu występującej przy zasilaniu silnika prądem stałym można wyróżnić tzw. siłę zaczepową. Występuje ona przy braku zasilania silnika ze źródła prądu i pochodzi od oddziaływania magnesów trwałych z ferromagnetyczną obudową silnika. Pomiarów dokonano zarówno dla siły zaczepowej, jak i siły ciągu.



Rys. 8.11. Wykres siły w funkcji położenia biegnika: a) siła zaczepowa; b) siła ciągu

Wartość maksymalna siły zaczepowej silnika dochodzi do około 45 N (rys. 8.11a, 8.12a). Siła ta przyjmuje wartości zerowe w położeniu neutralnym biegnika (magnes lub pierścień ferromagnetyczny znajduje się w środku osi symetrii segmentu silnika). Taka konfiguracja powtarza się co połowę podziałki biegunowej. Wartość siły zaczepowej narasta monotonicznie od zera do wartości maksymalnej, a jej wykres w funkcji położenia biegnika ma przebieg zbliżony do sinusoidalnego. Siła zaczepowa uzyskana z pomiarów osiąga mniejsze wartości, w porównaniu z obliczeniami, podobnie jest z siłą ciągu.

W przypadku siły ciągu widoczna jest symetria w jej wartościach względem współrzędnej położenia $z=18$ mm. W zakresie współrzędnych $z=18 \div 36$ mm charakter zmian jest praktycznie identyczny jak dla zakresu położenia $z=0 \div 18$ mm (rys. 8.11b, 8.12b). Początkowo siła rośnie wraz ze zmianą położenia, natomiast po osiągnięciu maksimum (dla wysunięcia biegnika o 9 mm z pozycji neutralnej) jej wartość monotonicznie maleje.



Rys. 8.12. Wykres siły ciągu w funkcji położenia biegnika i prądu zasilania: a) obliczenia, b) pomiary

Różnice pomiarów i obliczeń wynikają z niedokładności wykonania modelu fizycznego silnika. Budowa cewek wymusiła zwiększenie zakładanej szczeliny powietrznej do 1,5 mm, ponadto zasilanie cewek prądem stałym o wartości 6 A generuje duże straty cieplne. Analiza otrzymanych wyników pozwoliła stwierdzić, że wykonane pomiary potwierdziły poprawność obliczeń siły zaczepowej i siły ciągu, jako parametru całkowitego otrzymanego z analizy pola.

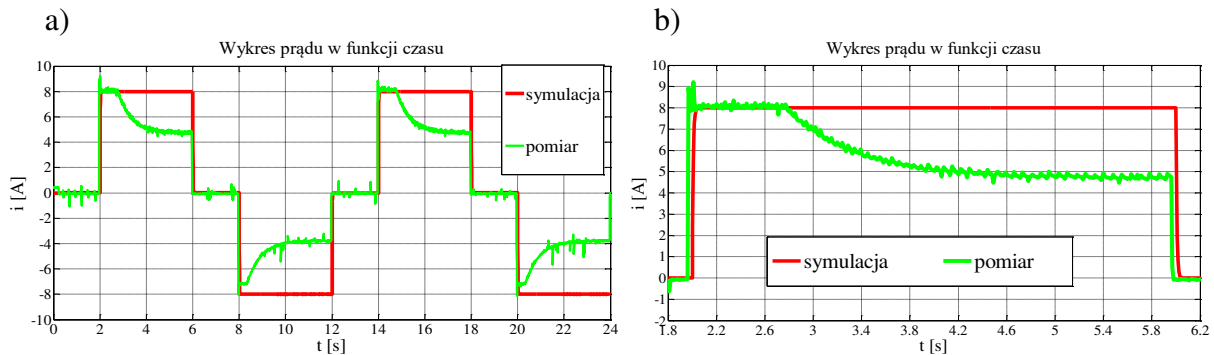
8.4.2. Weryfikacja charakterystyk dynamicznych silnika

Oprócz modelu polowego, zweryfikowano pomiarowo model polowo-obwodowy. Porównano zmierzone i obliczone charakterystyki dynamiczne silnika liniowego. Sygnałem sterującym w pomiarach było wymuszenie napięciowe o przebiegu prostokątnym oraz różnej szerokości (modulacja szerokością impulsu).

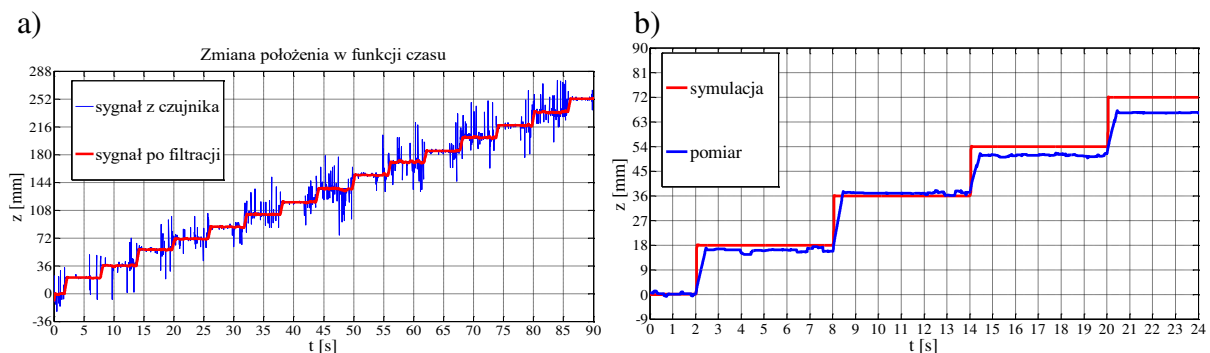
Prędkość ruchu biegnika można zmieniać na dwa sposoby – poprzez zmianę podziałki biegunowej elementów ruchomych i stojana (szerokości segmentów stojana i biegnika), lub przez zmianę częstotliwości sygnału sterującego. Badaniom poddano fizyczny model silnika o założonych wymiarach (podziałka biegunowa $\tau = 18$ mm), zatem na zmianę prędkości ruchu wpływało poprzez zmianę szerokości impulsów sterujących (częstotliwości).

W pierwszym etapie weryfikacji poddano moduł jednocewkowy silnika. Cewkę zasilano impulsami prostokątnymi o różnej szerokości (rys. 8.13a). Spośród szeregu wykonanych pomiarów poniżej zobrazowano kilka przypadków. Wybrane wyniki przedstawione na rysunkach obejmują prąd płynący przez cewkę, zmianę położenia i prędkość biegnika.

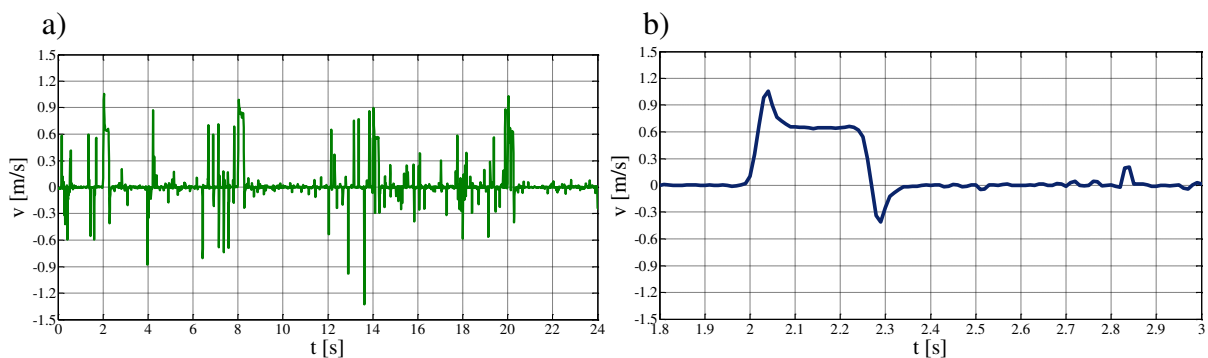
a) zasilanie sygnałem prostokątnym o szerokości 4 s (okres $T = 12$ s)



Rys. 8.13. Wykres zmiany prądu płynącego przez cewkę w funkcji czasu:
(a) porównanie symulacji z pomiarem, (b) powiększony fragment pierwszego impulsu

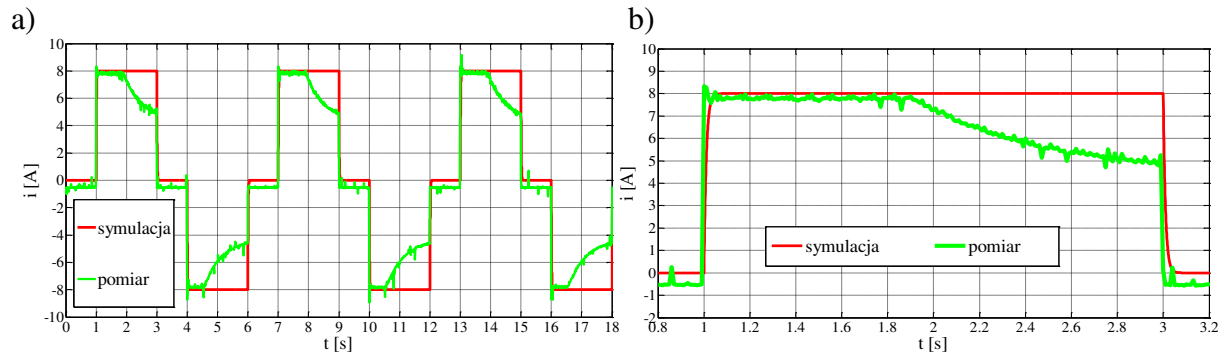


Rys. 8.14. Zmiana położenia w czasie: a) sygnał zmierzony, b) porównanie symulacji z pomiarem

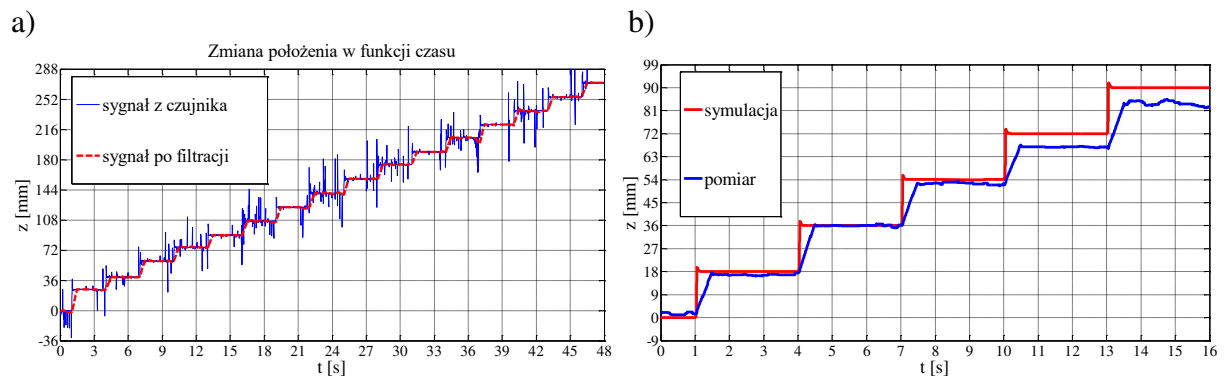


Rys. 8.15. Zależność prędkości w funkcji czasu (a), (b) powiększony fragment pojedynczego impulsu

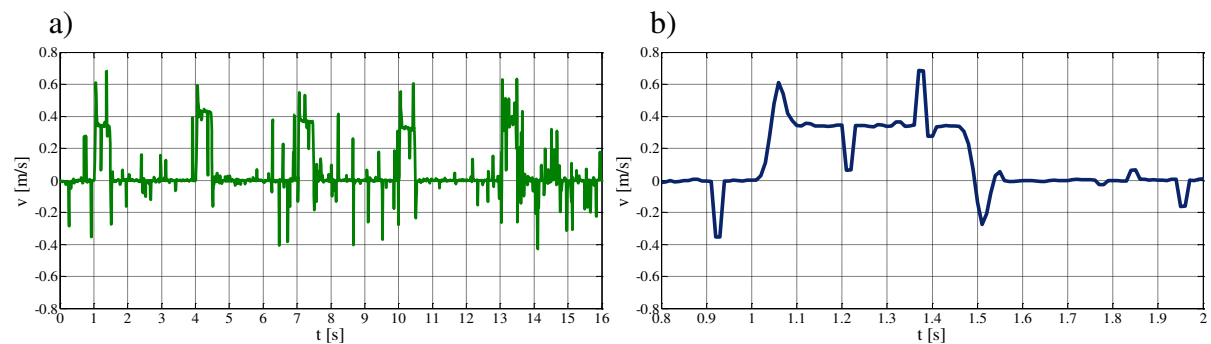
Zasilanie silnika impulsami o szerokości 4 s powoduje kolejne skoki biegnika co 18 mm. Biegnik zatrzymuje się w stabilnym położeniu po około 0,4 s, wówczas prędkość maleje do zera (rys. 8.15b), układ pozostaje w stanie nieobciążonym, dlatego sterownik obniża wartość prądu (według specyfikacji sterownika prąd maksymalny jest utrzymywany przez 2 s) do końca cyklu, co jest widoczne na rys. 8.13b. Porównanie zmiany położenia w czasie uzyskanej eksperymentalnie z symulacją wykazało dobrą zgodność wyników.

b) zasilanie impulsem prostokątnym o szerokości 2 s ($T = 6$ s)


Rys. 8.16. Wykres zmiany prądu płynącego przez cewkę w funkcji czasu:
(a) porównanie symulacji z pomiarem, (b) powiększony fragment pierwszego impulsu



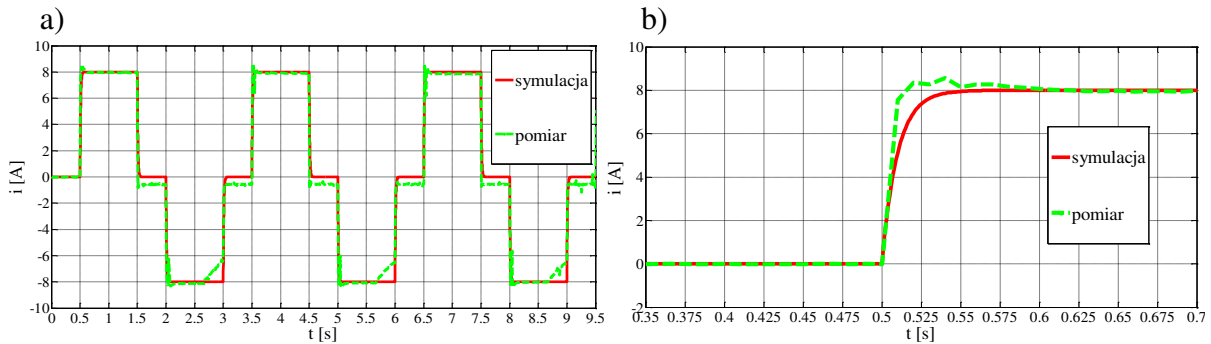
Rys. 8.17. Zmiana położenia w czasie: a) sygnał zmierzony, b) porównanie symulacji z pomiarem



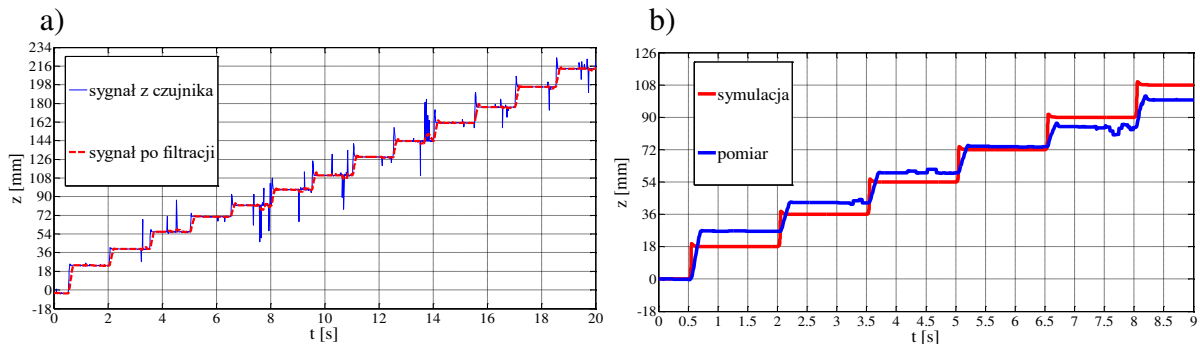
Rys. 8.18. Zależność prędkości w funkcji czasu (a), (b) powiększony fragment pojedynczego impulsu

W przypadku szerokości impulsu 2 s stabilizacja biegnika w nowym położeniu następuje po około 0,5 s. Widoczne w przebiegu prędkości impulsy w postaci „pików” wynikają z obecności szumów nakładających się na sygnał z czujnika położenia. Podobnie jak poprzednio prąd w uzwojeniach stojana po ustabilizowaniu biegnika zmniejsza się do 5 A (w czasie około 2 s).

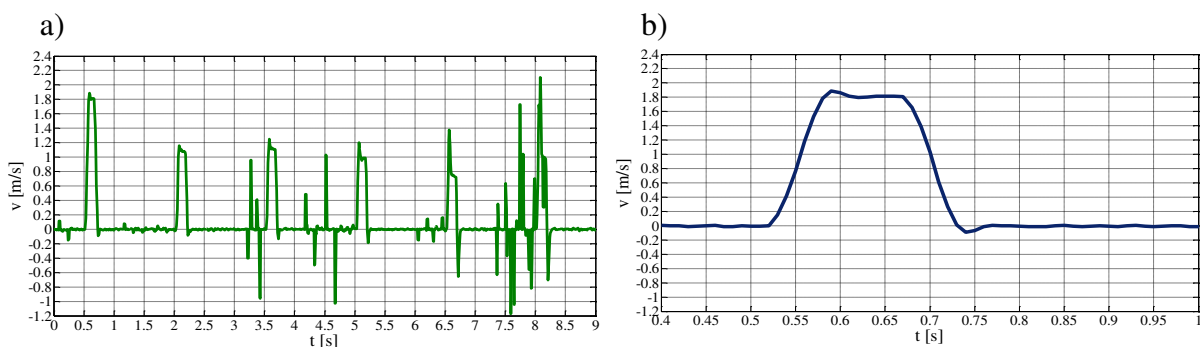
c) zasilanie impulsem prostokątnym o szerokości 1 s ($T = 3$ s)



Rys. 8.19. Wykres zmiany prądu płynącego przez cewkę w funkcji czasu:
(a) porównanie symulacji z pomiarem, (b) powiększony fragment pierwszego impulsu

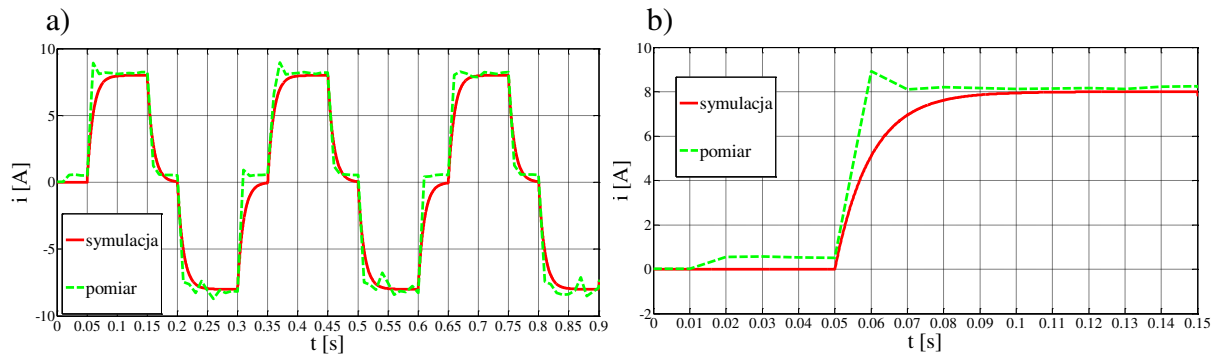


Rys. 8.20. Zmiana położenia w czasie: a) sygnał z czujnika przed i po filtracji,
b) porównanie symulacji z pomiarem

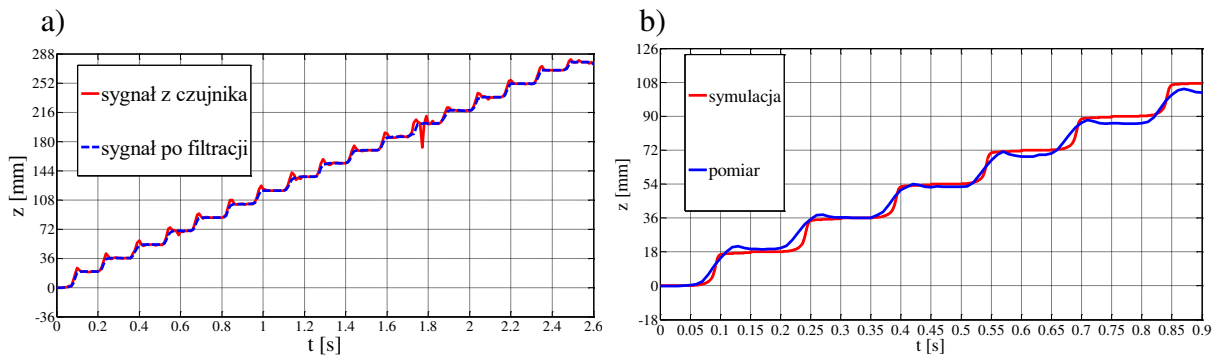


Rys. 8.21. Zależność prędkości w funkcji czasu (a), (b) powiększony fragment pojedynczego impulsu

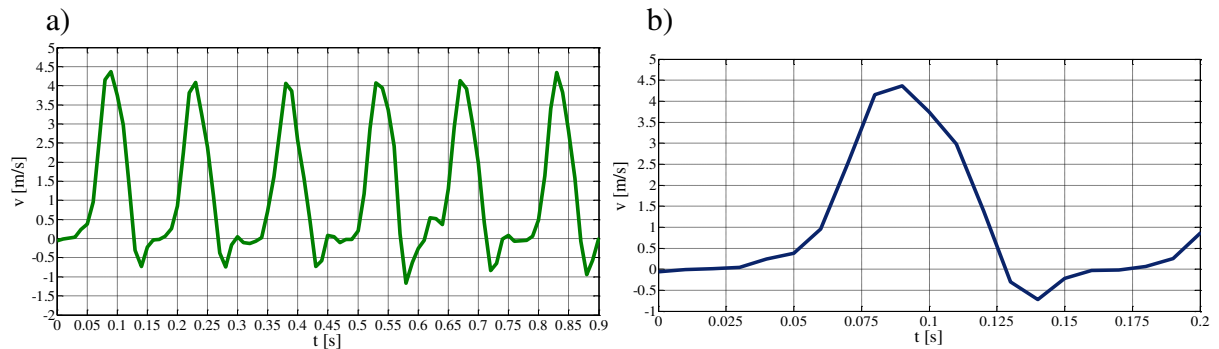
Dalsze zmniejszanie szerokości impulsu powoduje wzrost prędkości ruchu, która w pierwszym skoku wynosi 1,8 m/s. Wzrost prędkości wpływa na bezwładność układu, w wyniku czego w pierwszych skokach bieżnik pokonuje większy dystans (26 mm), dopiero w dalszym etapie ruchu długość skoku ulega skróceniu w porównaniu do symulacji (rys. 8.20b).

d) zasilanie impulsem prostokątnym o szerokości 0,1 s ($T = 0.3$ s)

Rys. 8.22. Wykres zmiany prądu płynącego przez cewkę w funkcji czasu:
(a) porównanie symulacji z pomiarem, (b) powiększony fragment pierwszego impulsu



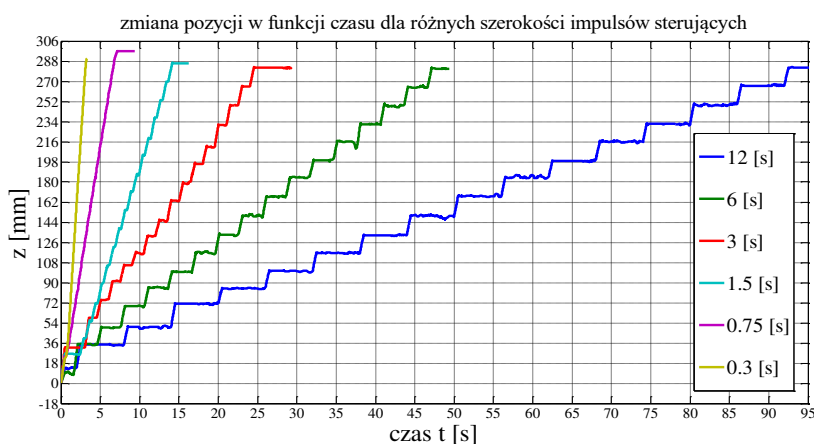
Rys. 8.23. Zmiana położenia w czasie: a) sygnał z czujnika przed i po filtracji,
b) porównanie symulacji z pomiarem



Rys. 8.24. Zależność prędkości w funkcji czasu (a), (b) powiększony fragment pojedynczego impulsu

Z przeprowadzonych pomiarów wynika, że sterowanie poprzez modulację szerokością impulsów umożliwia skokowy ruch biegnika. Zastosowane w jego budowie magnesy trwałe wraz z przekładkami ferromagnetycznymi odpowiednio ukierunkowują pole magnetyczne, które w zależności od polaryzacji cewki, albo się sumuje, albo odejmuje. Podczas zasilania cewki generowany prąd o wartości maksymalnej dodatniej powodował wypchnięcie biegnika na odległość podziałki biegunowej $\tau = 18$ mm (pojedynczy skok). W tym momencie

w środku cewki znajdował się magnes o przeciwnej polaryzacji i zasilanie prądem dodatnim powodowałoby sumowanie się strumieni w szczeliny powietrznej (brak ruchu). Zasilenie prądem ujemnym powoduje wytworzenie w cewce strumienia o kierunku przeciwnym do strumienia od magnesu trwałego i wymusza kolejny skok. Sekwencja impulsów sterujących umożliwia kolejne skoki biegnika. Na rysunku rys. 8.25 przedstawiono uzyskaną z pomiarów zależność przemieszczenia w funkcji czasu dla różnych szerokości impulsów zasilania.



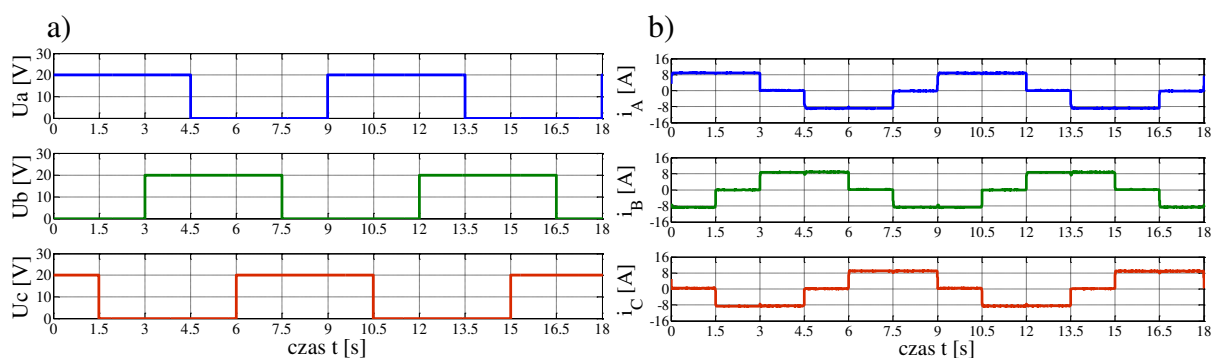
Rys. 8.25. Zmiana położenia biegnika w czasie dla różnych szerokości impulsów sterujących

Badania dynamiczne pojedynczego segmentu stojana wykazały dobrą zbieżność modelu symulacyjnego z obiektem rzeczywistym. Różnice w poszczególnych przebiegach wynikają z uproszczeń modelu symulacyjnego. W pomiarach prąd osiąga wartość szczytową 8 A, następnie maleje do połowy podczas trwania impulsu sterującego (rys. 8.13, 8.16). Zwiększenie częstotliwości impulsów skraca czas narastania prądów w uzwojeniach, wówczas przebiegi prądów są praktycznie identyczne (rys. 8.19a, 8.22a). Analiza przemieszczenia w czasie wykazuje powtarzającą się we wszystkich pomiarach zależność. W obiekcie rzeczywistym kolejne kroki biegnika ulegają skróceniu o wartość około 1 mm, w efekcie czego po wykonaniu sekwencji skoków o długość biegnika „zagubieniu” ulega jeden skok (rys. 8.14, 8.17, 8.20). Spowodowane jest to stratami występującymi w silniku, a których nie uwzględniano w modelu symulacyjnym. Zwiększenie częstotliwości zasilania powoduje, że w początkowej fazie ruchu skoki są większe (pierwsze trzy) w porównaniu z symulacją, natomiast w dalszych fazach ruchu ulegają stopniowemu zmniejszeniu, co jest wyraźnie widoczne na rysunku 8.20b oraz 8.23b.

Dołączenie kolejnych modułów silnika poprawia własności ruchowe napędu, poprzez zmniejszenie wielkości pojedynczego skoku do 6 mm (przy 3 segmentach stojana) oraz do 2 mm (przy 9 segmentach), a tym samym zwiększenie płynności ruchu. W pracy nie badano

silnika wielocewkowego przy pracy krokowej, ze względu na brak na wyposażeniu pracowni odpowiedniej ilości sterowników i zasilaczy, niezbędnych do załączania w odpowiedniej sekwencji poszczególnych segmentów stojana silnika.

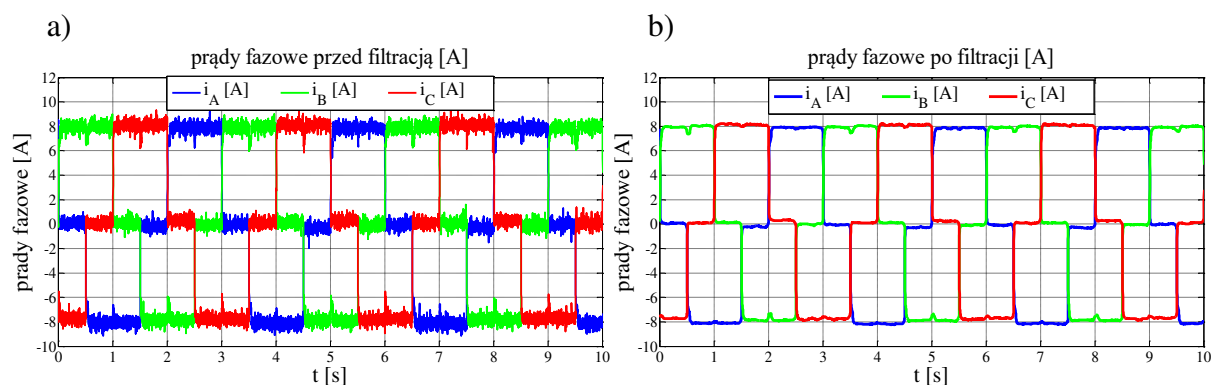
W dalszym etapie weryfikacji poddano napęd liniowy przy **zasilaniu trójfazowym**. Badano własności dynamiczne silnika przy zastosowaniu sterowania trójfazowego bipolarnego oraz trójfazowego sinusoidalnego. W sterowaniu bipolarnym zastosowano wymuszenie napięciowe z generatora impulsów. Poszczególne sygnały sterujące są przesunięte w fazie o 120° . Przebiegi napięć sterujących oraz prądów w uzwojeniach przy sterowaniu bipolarnym przedstawiono na rysunku 8.26.



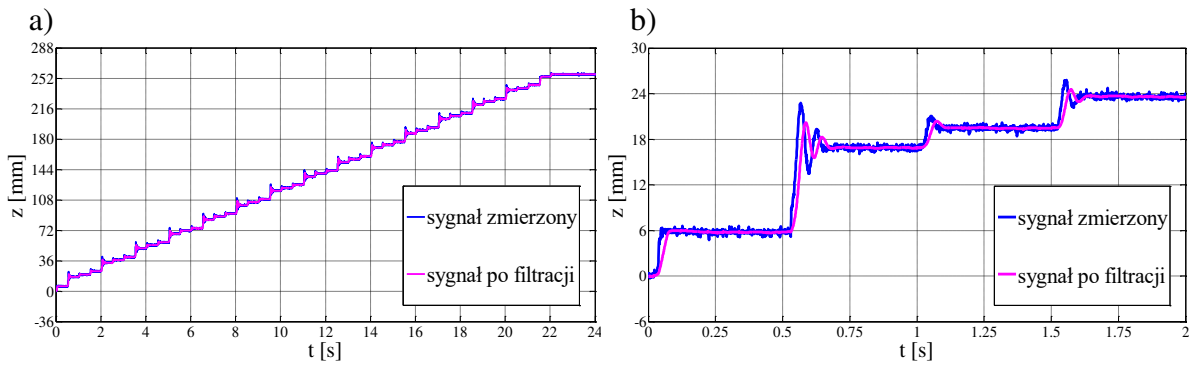
Rys. 8.26. Przebiegi czasowe sygnałów sterujących silnika: (a) napięcia, (b) prądy fazowe

Pasma silnika zasilane są impulsami prądu o zmiennej biegunowości i amplitudzie 8 A, przy czym w każdej chwili zasilane są dwa pasma silnika. Na rysunkach poniżej zobrazowano przebiegi prądów płynących w poszczególnych pasmach, przebiegi przemieszczenia oraz prędkości biegnika dla różnych szerokości impulsów sterujących w zakresie $1 \div 0,03$ s.

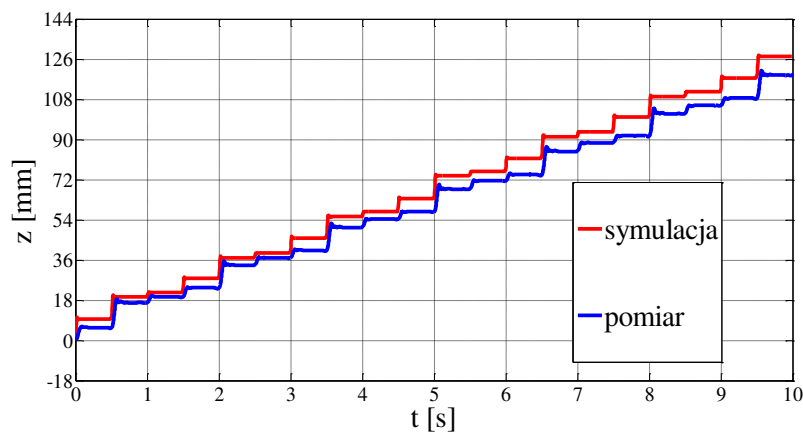
a) sterowanie bipolarne przy szerokości impulsu 1 s ($T = 3$ s)



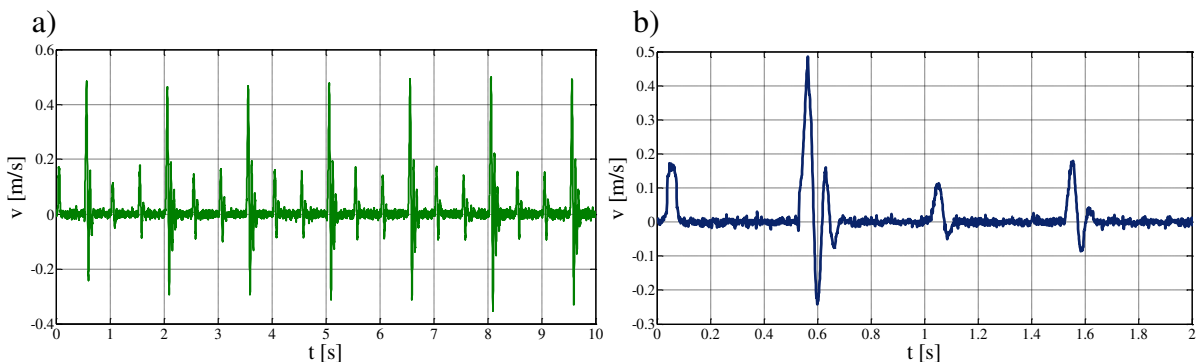
Rys. 8.27. Przebiegi prądów fazowych silnika dla szerokości impulsu 1 s ($T=3$ s):
(a) sygnał rzeczywisty, (b) sygnał odfiltrowany



Rys. 8.28. Zmiana położenia w czasie: a) sygnał z czujnika przed i po filtracji, b) powiększony fragment przebiegu zmiany położenia

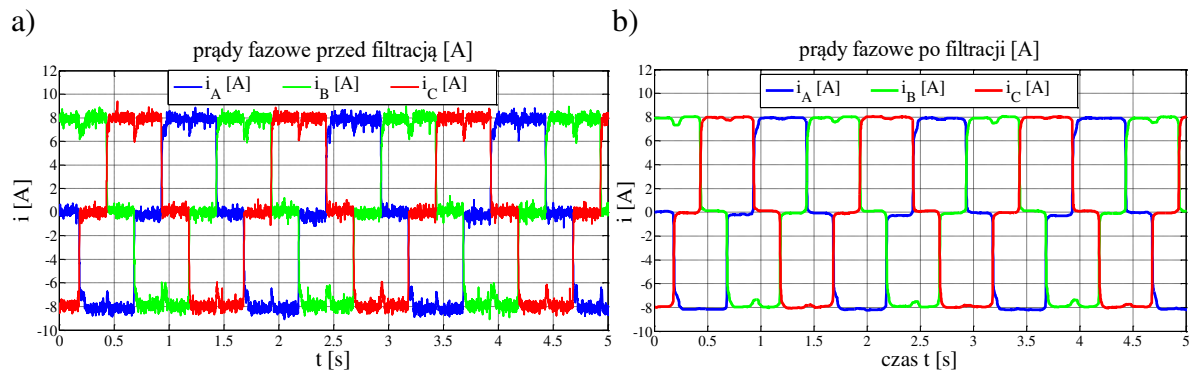


Rys. 8.29. Zmiana położenia w funkcji czasu - porównanie symulacji z eksperymentem

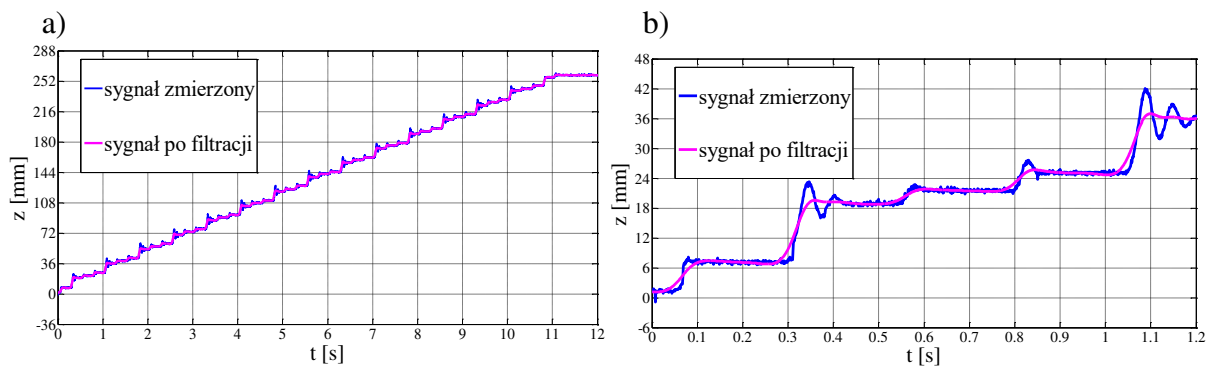


Rys. 8.30. Zależność prędkości w funkcji czasu (a), powiększony fragment przebiegu prędkości (b)

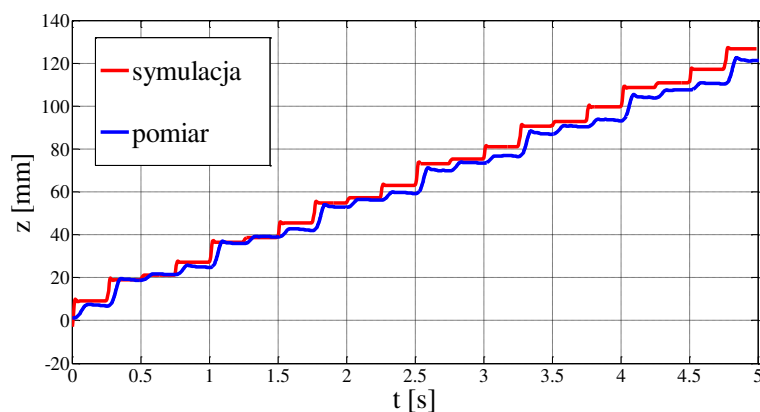
Zasilanie silnika taką sekwencją impulsów prądowych powoduje ruch skokowy biegnika (rys. 8.28). Porównanie symulacji z eksperymentem (rys. 8.29) potwierdza cyklicznie powtarzającą się sekwencję skoków po zakończeniu rozruchu: skoki długi (10 mm), krótki (2 mm) i średni (6 mm). Znajduje to odzwierciedlenie w przebiegach prędkości (rys. 8.30), dla których cykliczne impulsy powtarzają się średnio co 0,5 s.

b) sterowanie bipolarne przy szerokości impulsu 0,5 s ($T = 1,5$ s)


Rys. 8.31. Przebiegi prądów fazowych silnika dla szerokości impulsu 0,5 s ($T=1,5$ s):
(a) sygnał rzeczywisty, (b) sygnał odfiltrowany

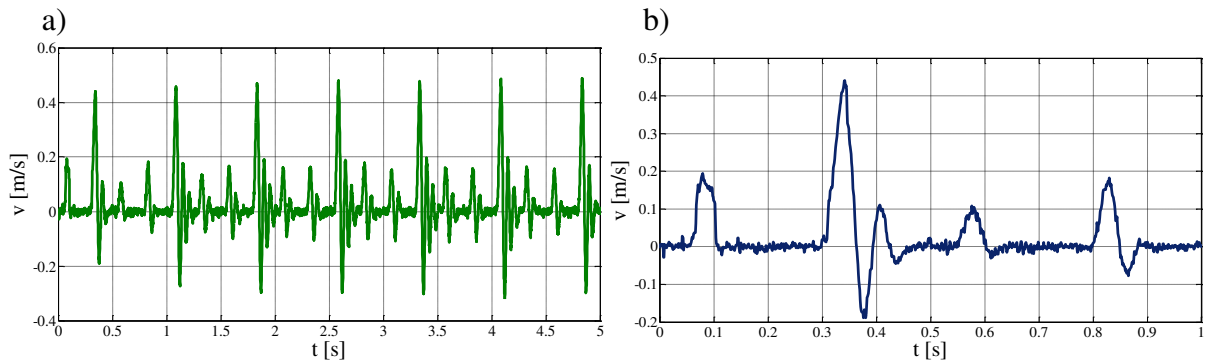


Rys. 8.32. Zmiana położenia w czasie: a) sygnał z czujnika przed i po filtracji,
b) powiększony fragment przebiegu zmiany położenia



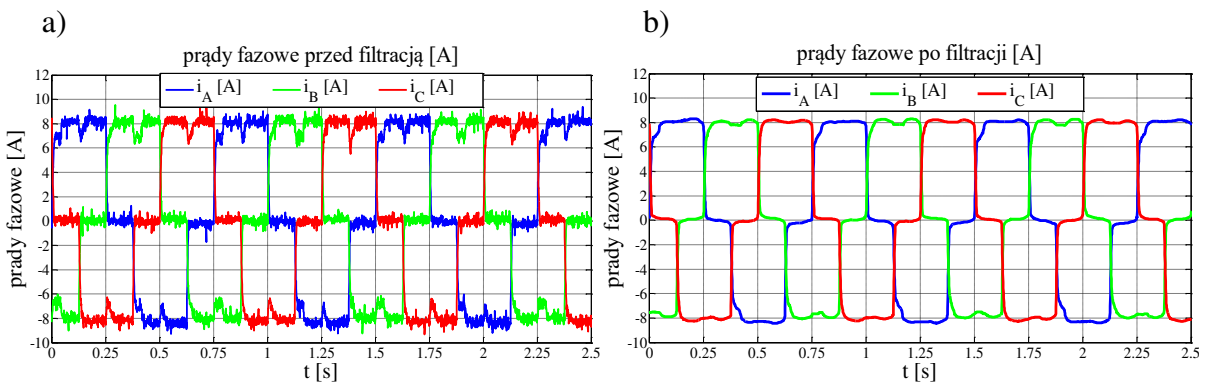
Rys. 8.33. Zmiana położenia w funkcji czasu - porównanie symulacji z eksperymentem

Modulacja szerokością impulsów sterujących do 0,5 s powoduje skrócenie czasu przemieszczenia biegnika, który pokonuje odległość 126 mm w czasie 5s (rys. 8.33). Podobnie jak poprzednio bieżnik wykonuje ruch skokowy z cyklicznie powtarzającą się sekwencją skoków, co jest wyraźnie widoczne w impulsach prędkości (rys. 8.34 b).

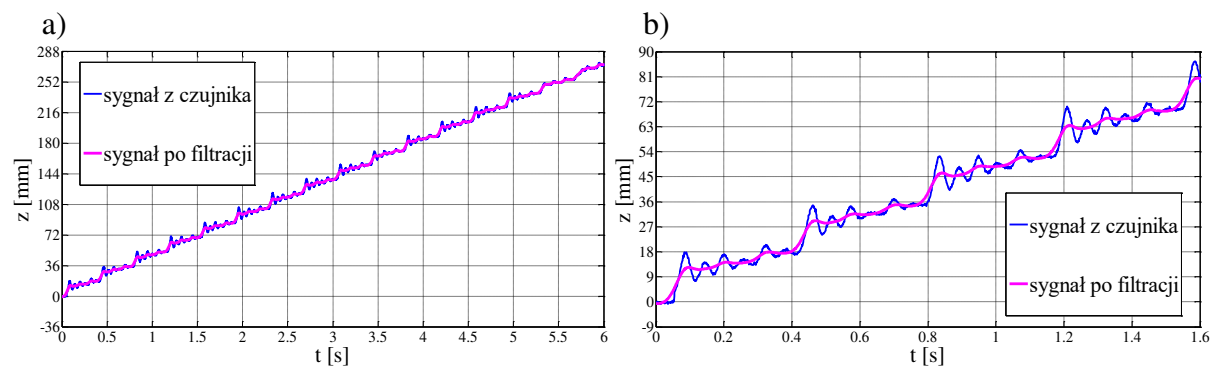


Rys. 8.34. Zależność prędkości w funkcji czasu (a), powiększony fragment przebiegu prędkości (b)

c) sterowanie bipolarne przy szerokości impulsu 0,25 s ($T = 0,75$ s)

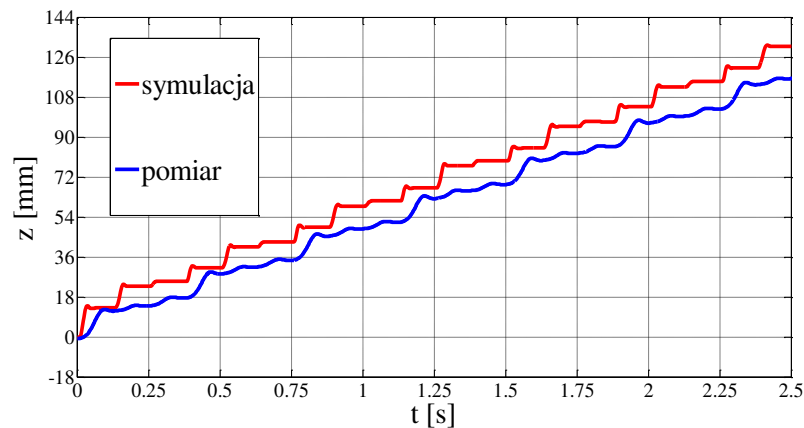


Rys. 8.35. Prądy fazowe silnika dla szerokości impulsu 0,25 s ($T=0,75$ s):
(a) sygnał rzeczywisty, (b) sygnał odfiltrowany

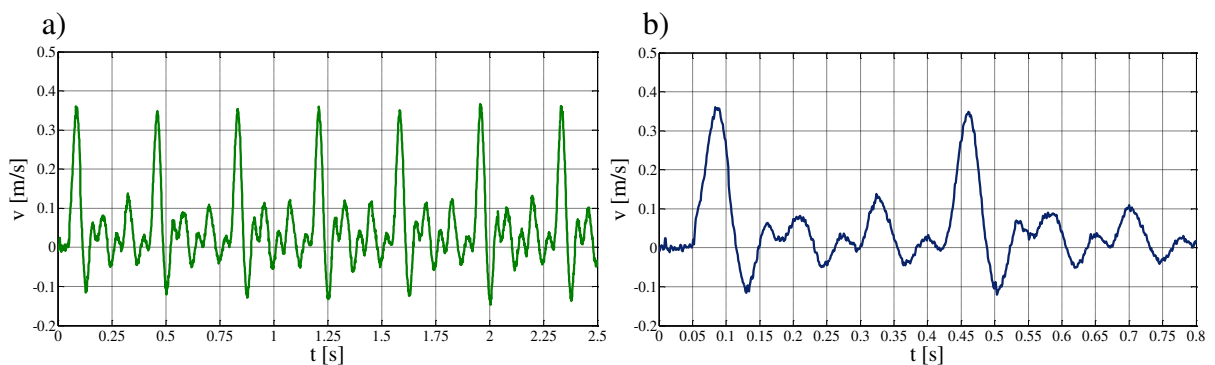


Rys. 8.36. Zmiana położenia w czasie: a) sygnał z czujnika przed i po filtracji,
b) powiększony fragment przebiegu zmiany położenia

Zmniejszenie szerokości impulsu do 0,25 s zwiększa przeregulowanie położenia (rys. 8.36), zastosowany filtr medianowy uśrednia przebieg położenia, dlatego porównanie symulacji z eksperymentem widoczne na rysunku 8.37 wykazuje pewne różnice w przebiegach. Jednak charakter zmian położenia polegający na powtarzaniu się sekwencji skoków (duży, krótki i średni) jest podobny w symulacji i eksperymencie.

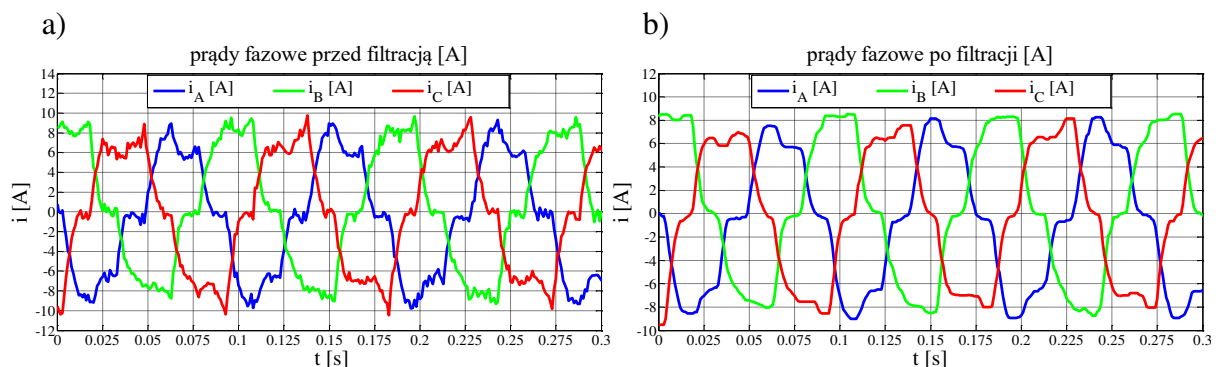


Rys. 8.37. Zmiana położenia w funkcji czasu - porównanie symulacji z eksperymentem



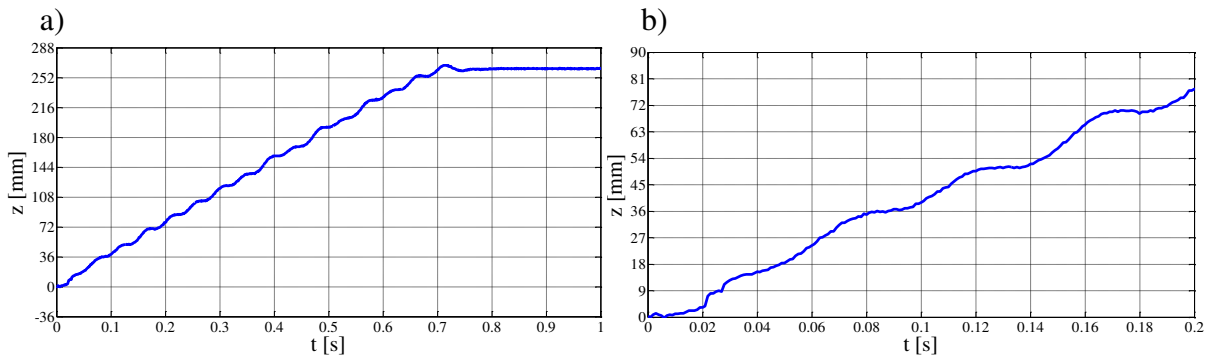
Rys. 8.38. Zależność prędkości w funkcji czasu (a), powiększony fragment przebiegu prędkości (b)

d) sterowanie bipolarne przy szerokości impulsu 0,03 s ($T = 0,09$ s)

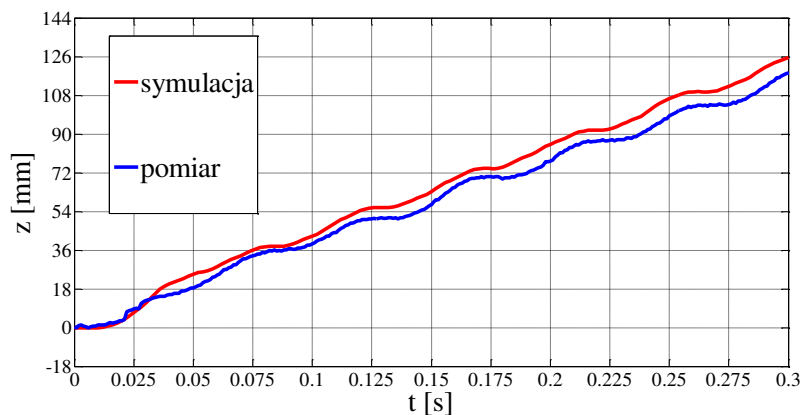


Rys. 8.39. Prądy fazowe silnika dla szerokości impulsu 0,03 s ($T=0,09$ s):
(a) sygnał rzeczywisty, (b) sygnał odfiltrowany

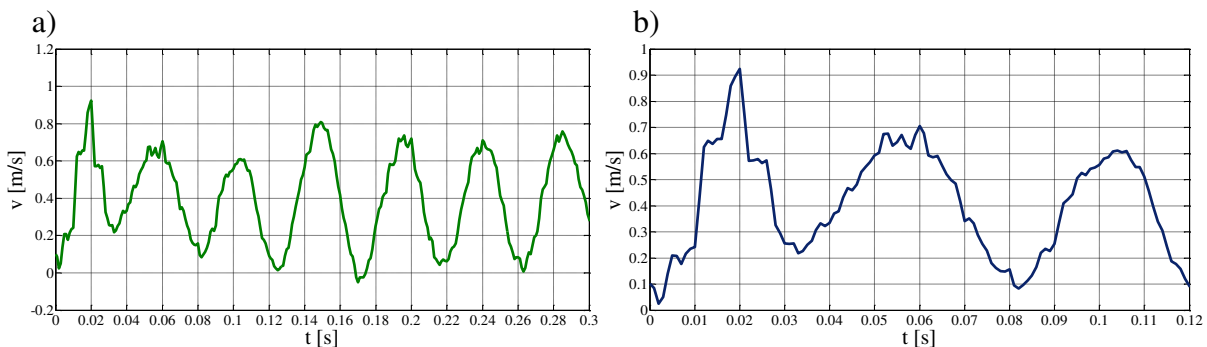
Analiza przebiegu prądów (rys. 8.39) pozwala zauważyć, że szerokość impulsu 0,03 s wpływa już wyraźnie na narastanie i kształt fali prądu w uzwojeniach. Jest to minimalna szerokość impulsu, przy której jeszcze prąd w uzwojeniach stojana osiąga wartość zapewniającą poprawne działanie silnika. Ruch biegnika (rys. 8.40) odbywa się z niewielkimi oscylacjami, a charakterystyka prędkości przyjmuje dodatnie wartości (rys. 8.42).



Rys. 8.40. Zmiana położenia w czasie: a) sygnał z czujnika, b) powiększony fragment przebiegu zmiany położenia



Rys. 8.41. Zmiana położenia w funkcji czasu - porównanie symulacji z eksperymentem

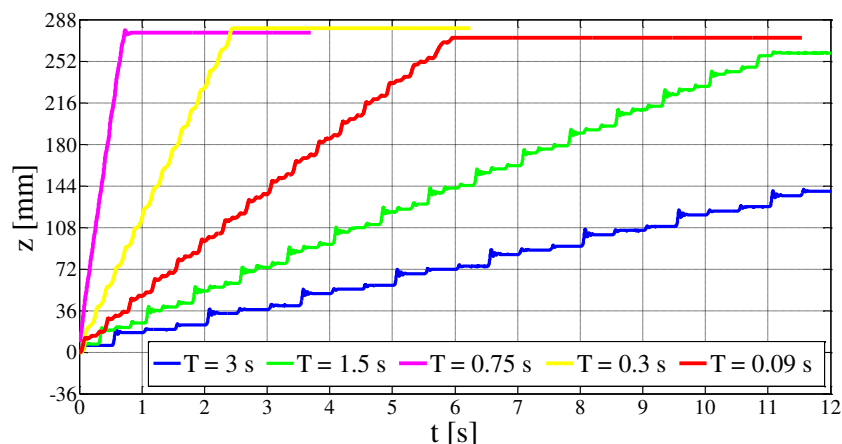


Rys. 8.42. Zależność prędkości w funkcji czasu (a), powiększony fragment przebiegu prędkości (b)

Sterowanie bipolarne silnika w zakresie szerokości impulsów $0,03 \div 3$ s powoduje skokowe przemieszczenie biegnika. W przypadku zmiany położenia występuje pewna okresowość (rys. 8.28b, 8.29, 8.32b, 8.33). Pierwszy skok jest stosunkowo duży, a po nim następują dwa krótsze skoki, po czym znowu następuje większy skok i cykl się powtarza. Skoki biegnika związane są z impulsami prędkości, co wyraźnie widać na rysunkach 8.30 i 8.34, gdzie co trzeci impuls prędkości jest większy od dwóch pozostałych.

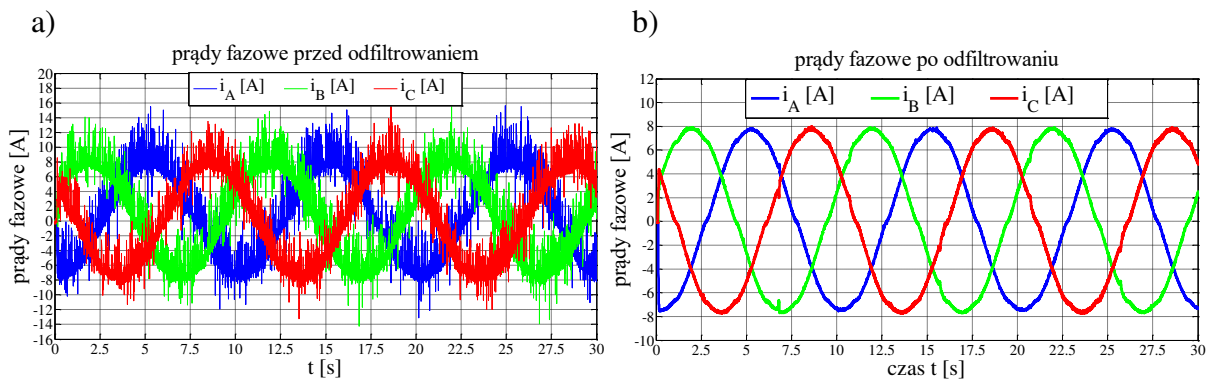
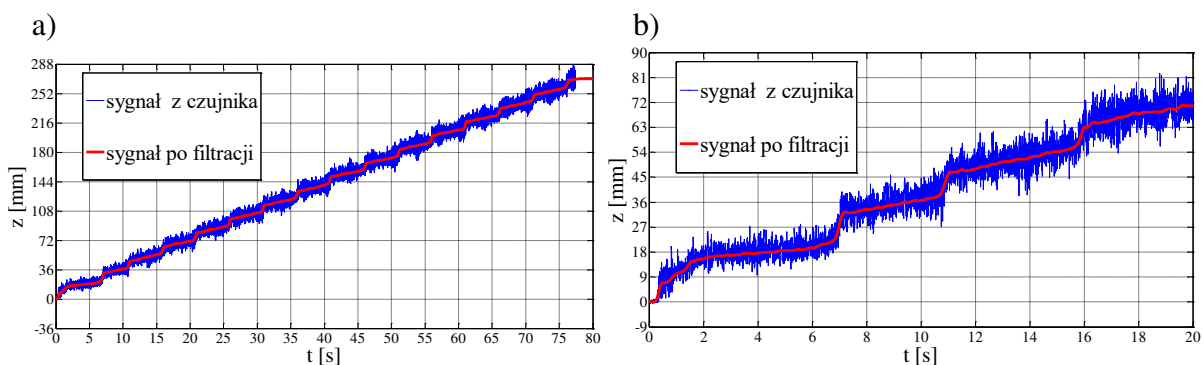
W sygnałach rzeczywistych widoczne są zakłócenia wartościami składowych stałych oraz szumami. Zakłócenia przyjmują różne wartości w poszczególnych fazach. Z analiz przebiegów prądu można zauważyć występowanie szumów w postaci pojedynczych „pików” (rys. 8.27a, 8.31a, 8.35a), które co jakiś czas się powtarzają. Zakłócenia przenoszą się również na sygnały pomiarowe rejestrowane przez czujnik położenia, co widać na poszczególnych rysunkach (rys. 8.28a, 8.32a, 8.36a). Z przeprowadzonych analiz wynika konieczność filtracji sygnałów prądowych i przemieszczenia. Stąd przed wykonaniem dalszych analiz zaprojektowano filtr cyfrowy (filtracja medianowa) wykorzystywany w analizie do przetwarzania sygnałów pomiarowych. Wyniki filtracji medianowej przedstawiono na rysunkach 8.27b, 8.28b, 8.31b, 8.32b, 8.35b, 8.36b, 8.39b.

Modulacja szerokością impulsów w kierunku wzrostu częstotliwości sygnału poprawia płynność ruchu (rys. 8.43) i biegnik przemieszcza się z coraz mniejszymi oscylacjami, wykonując równe skoki. Przy szerokości impulsu 0.1s ($T = 0.3$ s) oraz 0.03 s ($T = 0.09$ s) uzyskano przemieszczanie praktycznie pozbawione oscylacji. Zauważono też, że szerokość impulsu 0.03 s jest graniczną, przy której silnik działa poprawnie. Poniżej tej szerokości impulsu sterującego pojawia się zjawisko rezonansu, w wyniku czego biegnik oscyluje wokół stałego położenia.

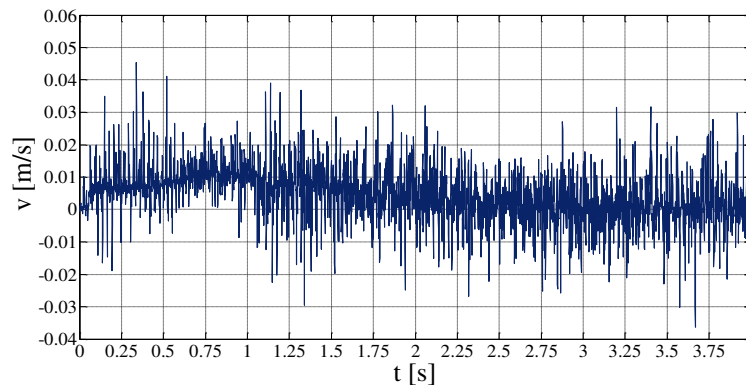


Rys.8.43. Przesunięcie biegnika w funkcji czasu dla różnych szerokości impulsów sterujących

W ostatnim etapie weryfikacji poddano model fizyczny silnika przy zasilaniu prądem trójfazowym sinusoidalnym. Podobnie jak w poprzednim przypadku pasma silnika zasilane są impulsami prądu o zmiennej biegunowości. Prądy poszczególnych pasm są przesunięte w fazie o 120° . Wyniki analizy, w oparciu o którą zarejestrowano przebiegi prądów w fazach silnika, przemieszczenia i prędkości zobrazowano na rysunkach poniżej.

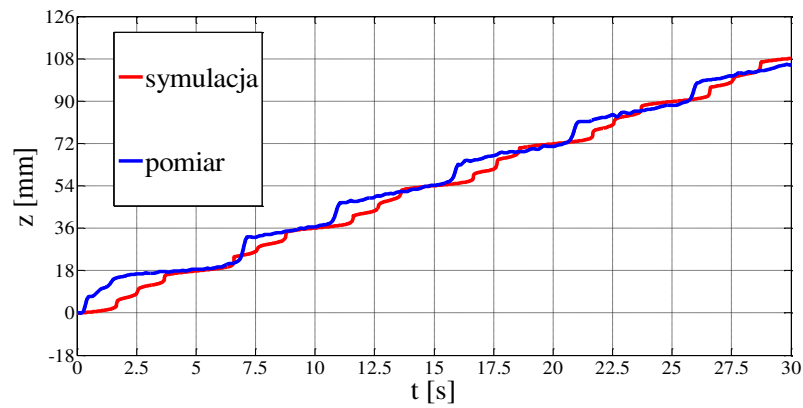
a) sterowanie trójfazowe sinusoidalne przy częstotliwości zasilania $f = 0.1 \text{ Hz}$

Rys. 8.44. Prądy fazowe silnika dla $f=0.1\text{Hz}$: (a) sygnał rzeczywisty, (b) sygnał odfiltrowany


Rys. 8.45. Zmiana położenia w czasie: a) sygnał z czujnika przed i po filtracji, b) powiększony fragment przebiegu zmiany położenia



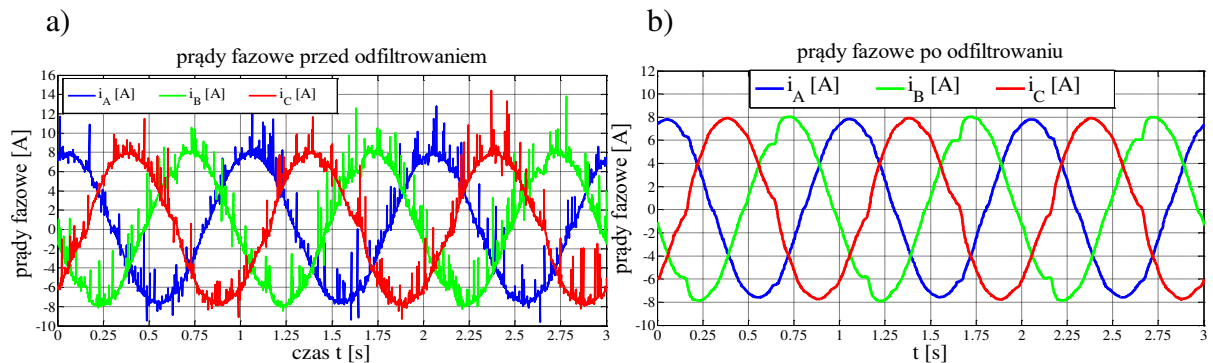
Rys. 8.46. Fragment przebiegu prędkości biegnika w funkcji czasu

Przy częstotliwości 0.1 Hz bieżnik przemieszcza się ze średnią prędkością 3.5 mm/s, pokonując odcinek 280 mm w czasie 80s. Sygnały rzeczywiste są obarczone szumami, dlatego zarówno sygnał prądowy jak i położenia poddano filtracji. Porównanie odfiltrowanego sygnału położenia biegnika z symulacją (rys. 8.47) dało dobrą zgodność wyników. Szumy w sygnale położenia wpływają na przebieg prędkości (rys. 8.46).

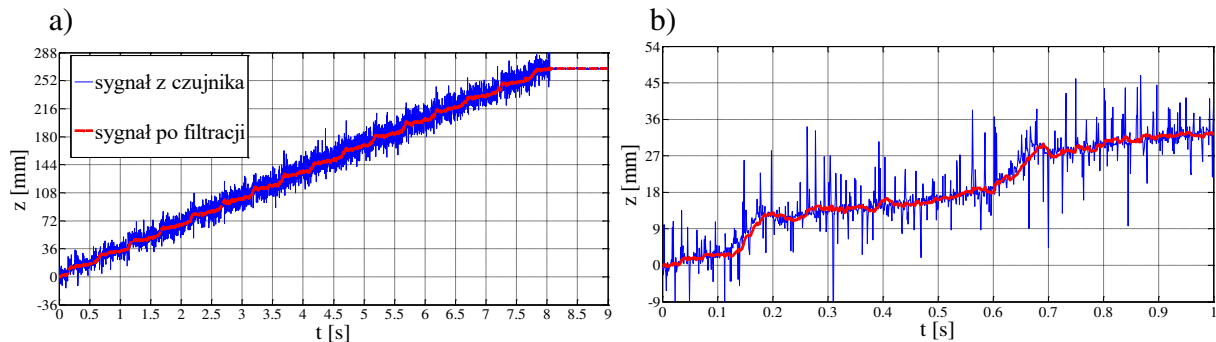


Rys. 8.47. Zmiana położenia w funkcji czasu - porównanie symulacji z eksperymentem

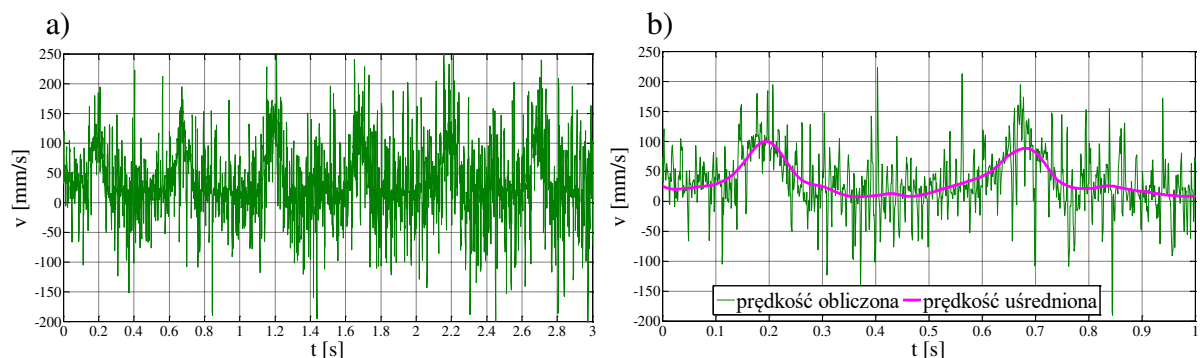
b) sterowanie trójfazowe sinusoidalne przy częstotliwości zasilania $f = 1$ Hz



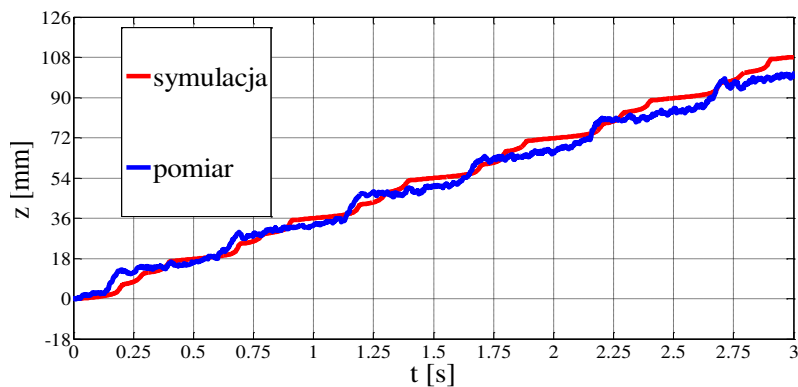
Rys. 8.48. Prądy fazowe silnika dla $f=1$ Hz: (a) sygnał rzeczywisty, (b) sygnał odfiltrowany



Rys. 8.49. Zmiana położenia w czasie: a) sygnał z czujnika przed i po filtracji, b) powiększony fragment przebiegu zmiany położenia

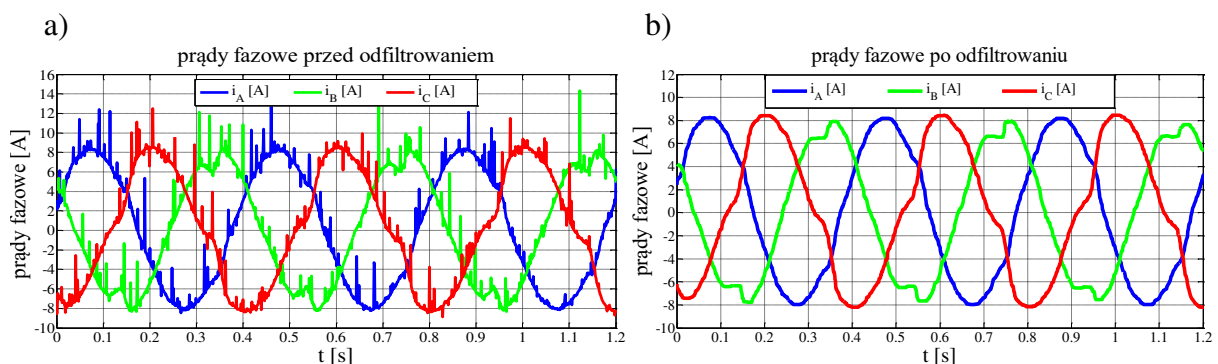


Rys. 8.50. Zależność prędkości w funkcji czasu (a), powiększony fragment przebiegu prędkości (b)

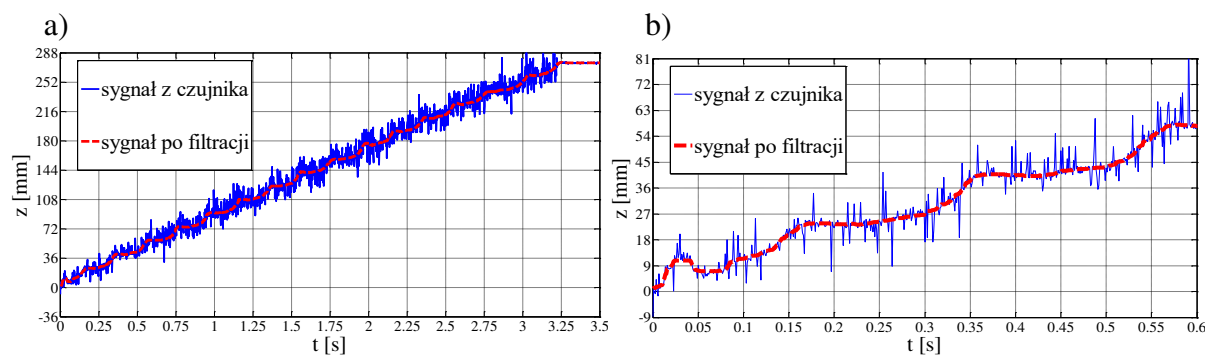


Rys. 8.51. Zmiana położenia w funkcji czasu - porównanie symulacji z eksperymentem

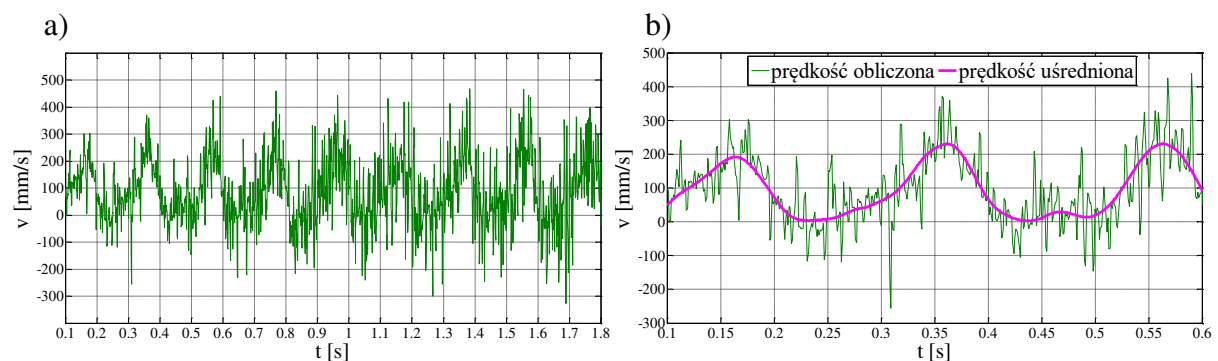
c) sterowanie trójfazowe sinusoidalne przy częstotliwości zasilania $f = 2.5 \text{ Hz}$



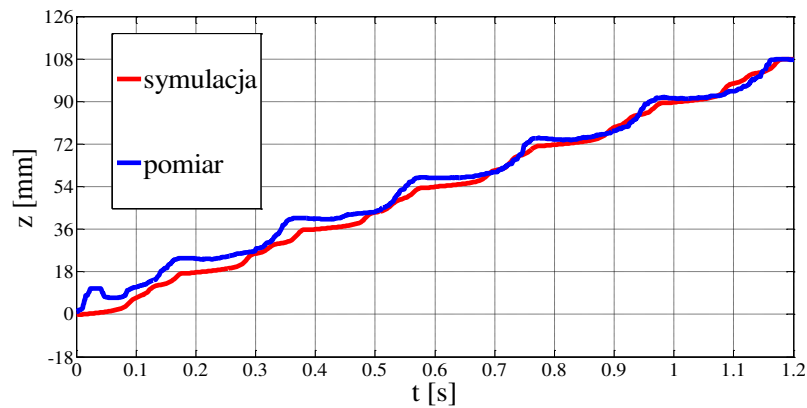
Rys. 8.52. Prądy fazowe silnika dla $f = 2.5 \text{ Hz}$: (a) sygnał rzeczywisty, (b) sygnał odfiltrowany



Rys. 8.53. Zmiana położenia w czasie: a) sygnał z czujnika przed i po filtracji, b) powiększony fragment przebiegu zmiany położenia

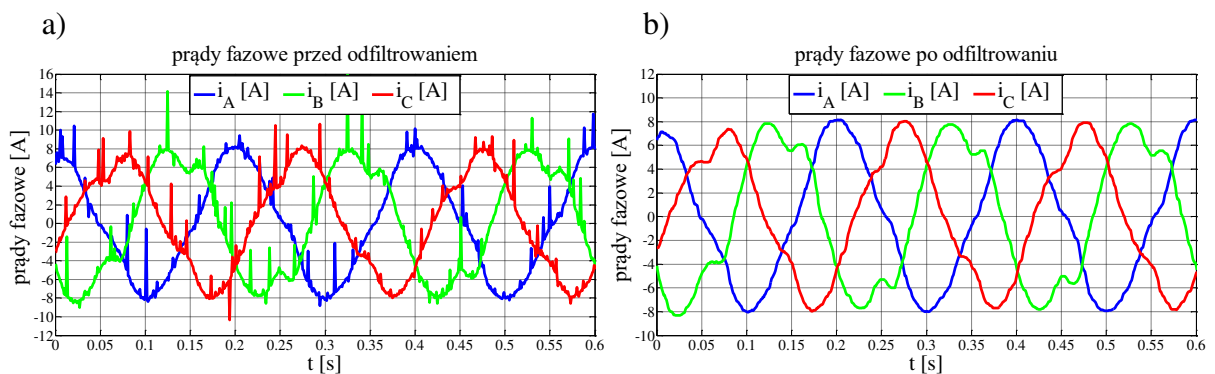


Rys. 8.54. Zależność prędkości w funkcji czasu (a), powiększony fragment przebiegu prędkości (b)

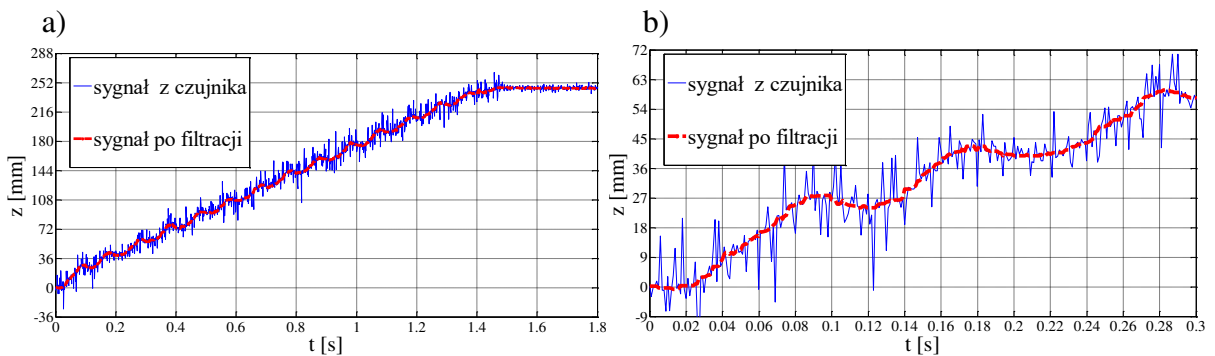


Rys. 8.55. Zmiana położenia w funkcji czasu - porównanie symulacji z eksperymentem

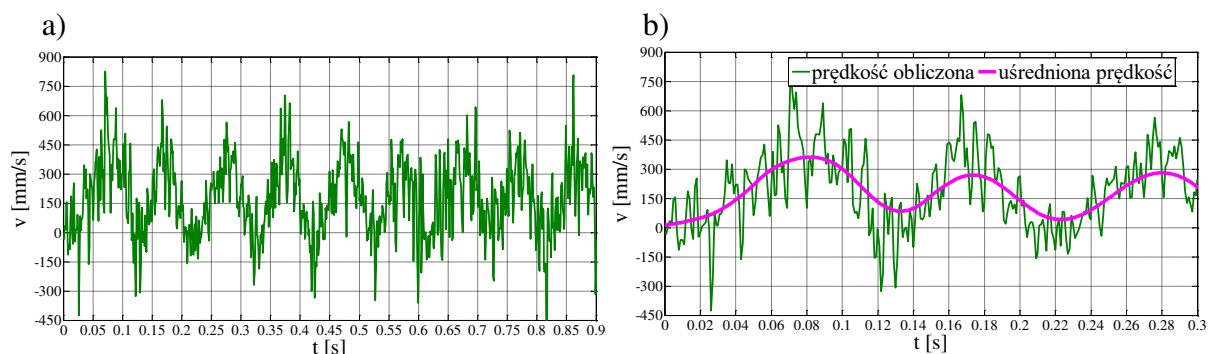
d) sterowanie trójfazowe sinusoidalne przy częstotliwości zasilania $f = 5 \text{ Hz}$



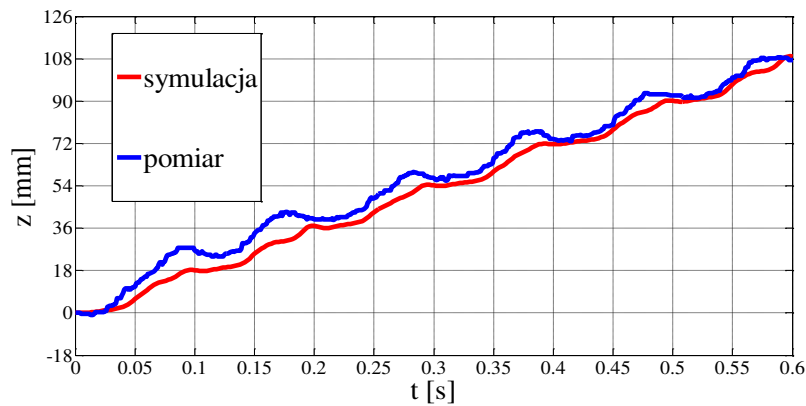
Rys. 8.56. Prądy fazowe silnika dla $f=5 \text{ Hz}$: (a) sygnał rzeczywisty, (b) sygnał odfiltrowany



Rys. 8.57. Zmiana położenia w czasie: a) sygnał z czujnika przed i po filtracji, b) powiększony fragment przebiegu zmiany położenia

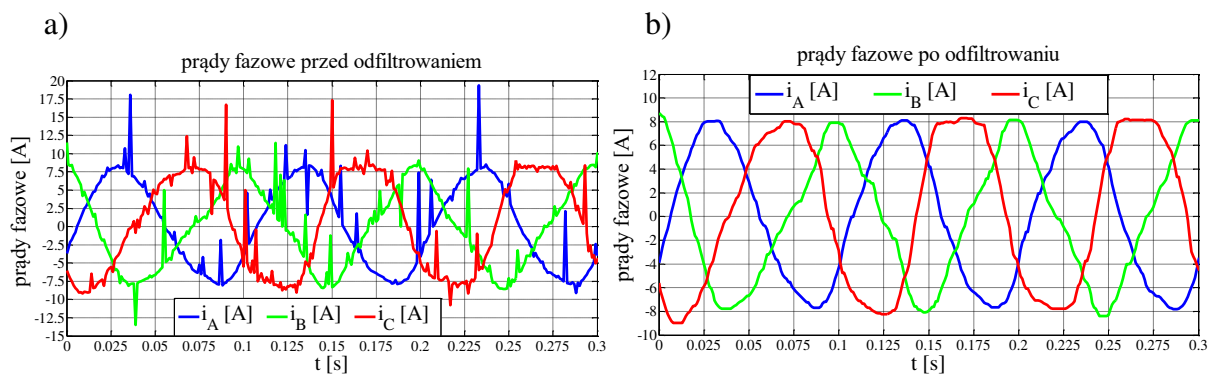


Rys. 8.58. Zależność prędkości w funkcji czasu (a), powiększony fragment przebiegu prędkości (b)

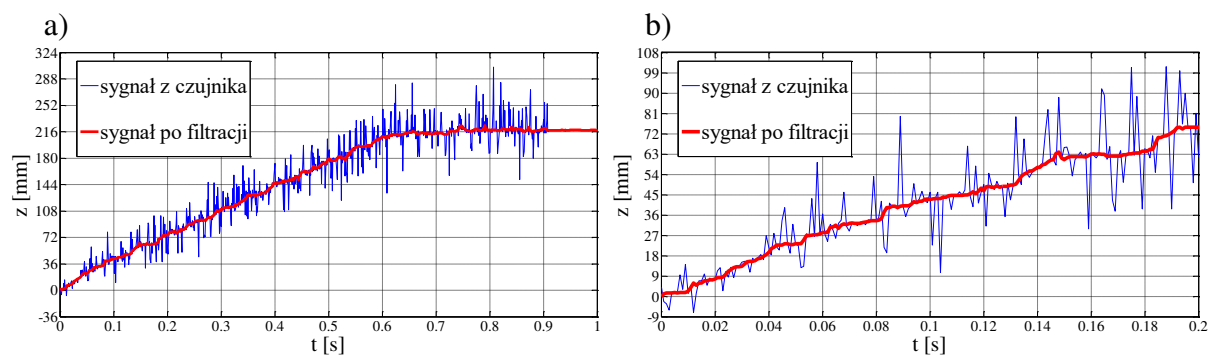


Rys. 8.59. Zmiana położenia w funkcji czasu - porównanie symulacji z eksperymentem

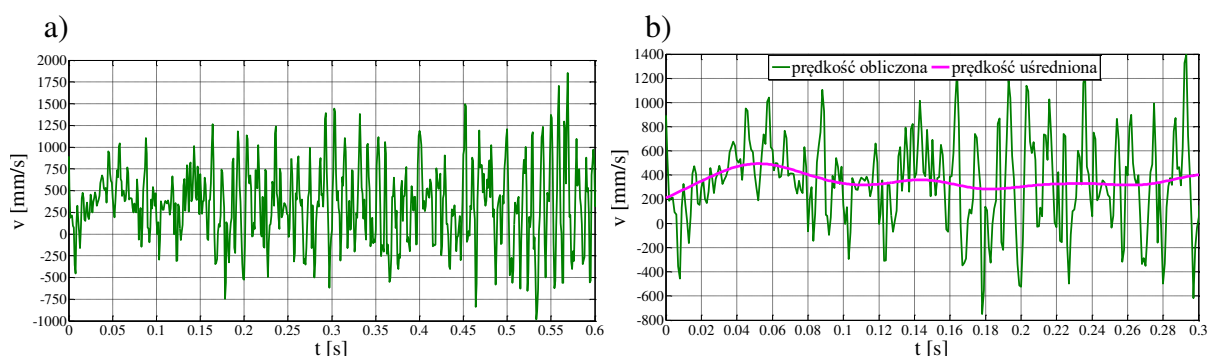
e) sterowanie trójfazowe sinusoidalne przy częstotliwości zasilania $f = 10$ Hz



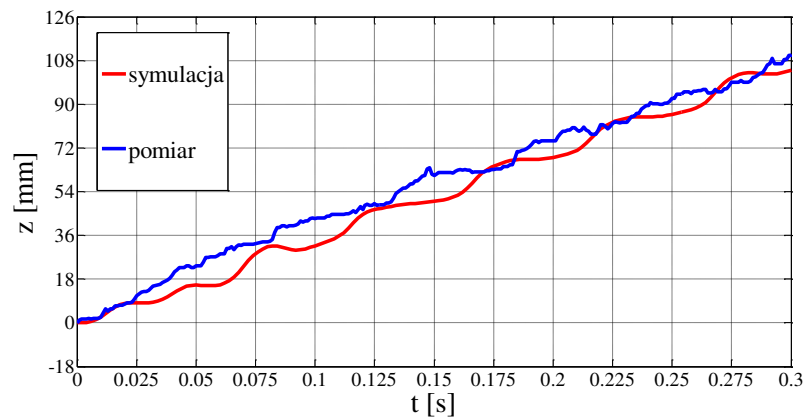
Rys. 8.60. Prądy fazowe silnika dla $f=10$ Hz: (a) sygnał rzeczywisty, (b) sygnał odfiltrowany



Rys. 8.61. Zmiana położenia w czasie: a) sygnał z czujnika przed i po filtracji, b) powiększony fragment przebiegu zmiany położenia



Rys. 8.62. Zależność prędkości w funkcji czasu (a), powiększony fragment przebiegu prędkości (b)

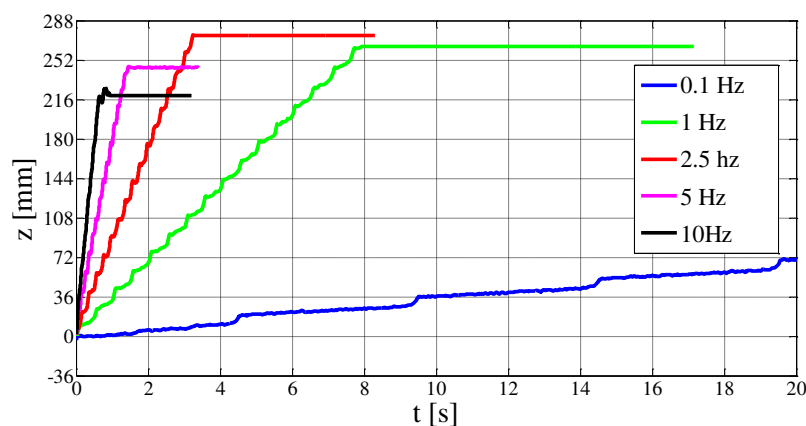


Rys. 8.63. Zmiana położenia w funkcji czasu - porównanie symulacji z eksperymentem

Zasilanie pasm silnika sygnałem trójfazowym sinusoidalnym wywołuje przemieszczenie biegnika ze średnią prędkością zmieniającą się w zakresie od 3,5 do 340 mm/s (rys. 8.46, 8.50b, 8.54b, 8.58b, 8.62b) w zależności od częstotliwości ($0,1 \div 10$ Hz). Prędkość biegnika obliczano jako pochodną położenia, stąd obecność licznych szumów w przebiegach prędkości. Biegnik w każdym zakresie częstotliwości wykonuje równe skoki (rys. 8.45; 8.49; 8.53; 8.57; 8.61), w przeciwieństwie do sterowania bipolarnego. Przy częstotliwości od 7 do 10 Hz uzyskano przemieszczanie (rys. 8.64) praktycznie pozbawione oscylacji, niewielkie odchylenia są spowodowane pulsacjami siły. Biegnik porusza się z większymi prędkościami, pokonując tę samą drogę w znacznie krótszym czasie (rys. 8.61a).

Podobnie jak w poprzednim przypadku sygnały z czujników pomiarowych obarczone są licznymi zakłóceniami, które rosną wraz ze wzrostem częstotliwości zasilania. W filtracji sygnałów przebiegów prądów i przemieszczenia biegnika z czujników pomiarowych zastosowano filtrację medianową. Wyniki filtracji medianowej przedstawiono na rysunkach 8.44b, 8.45, 8.48b, 8.49, 8.52b, 8.53, 8.56b, 8.57, 8.60b i 8.61.

W badaniach stwierdzono poprawne działanie silnika do częstotliwości 11 Hz, powyżej której występuje zjawisko rezonansu uniemożliwiające ruch biegnika.



Rys. 8.64. Przemieszczenie biegnika w funkcji czasu dla różnych częstotliwości zasilania

8.5. Podsumowanie

Wykonany model fizyczny silnika liniowego z magnesami trwałymi oraz skonfigurowane stanowisko pomiarowe przeznaczone zostało do prowadzenia badań eksperymentalnych układu wykonawczego. Dlatego przy wykonaniu stanowiska zwrócono szczególną uwagę na modułowość stanowiska i jego konfigurowalność na potrzeby poszczególnych analiz, a prace projektowe wykonano bardzo starannie, co potwierdziły przeprowadzone badania weryfikacyjne.

Weryfikacja pomiarowa analizy pola magnetycznego dotyczyła pomiaru składowych indukcji wzdłuż biegnika w odległości 1 mm od jego powierzchni. Wykonano pomiary dwóch składowych indukcji magnetycznej oraz składowej osiowej indukcji w pobliżu środka cewki. Porównano również charakterystyki statyczne siły elektromagnetycznej (zaczepowej i ciągu) w funkcji przemieszczenia biegnika. Otrzymano dobrą zgodność wyników, co potwierdza poprawność modeli numerycznych do analizy pola magnetycznego.

W rozprawie przedstawiono metodę polowo-obwodową pozwalającą na przeprowadzanie analizy czasowej zarówno parametrów silnika, jak też jego stanów dynamicznych. W oparciu o skonstruowane stanowisko badawcze można dowolnie dobierać parametry układu zasilania i obserwować ich wpływ na dynamikę układu w czasie rzeczywistym. Wykorzystanie opracowanej w ramach niniejszej pracy metody polowo-obwodowej pozwala na wyznaczenie przebiegów prądów, sił oraz przesunięć biegnika silnika zarówno w czasie jego rozruchu, jak i w czasie pracy.

Weryfikacja pomiarowa pojedynczego modułu silnika wykazała dobrą zgodność modelu symulacyjnego z pomiarami. Otrzymano małe różnice pomiędzy przebiegami prądów oraz przemieszczeń wyznaczonymi za pomocą modelu symulacyjnego i fizycznego. Rozbieżności na poziomie 10-20% wynikają głównie z faktu, że zmienność siły tarcia oraz trudności jej wyznaczenia dla układu z magnesami trwałymi znacznie utrudniają precyzyjne utrzymanie warunków pomiaru, dlatego w modelach matematycznych przyjęto kilka założeń upraszczających. W modelu matematycznym pominięto sprzężenia magnetyczne pomiędzy sąsiednimi cewkami, nie uwzględniono również indukowania się sił elektromotorycznych, zastosowano opis polowy pomijający indukowanie się we wszelkich elementach masywnych prądów wirowych. Na różnice zarówno w odwzorowaniu prądów, jak i przemieszczeń biegnika istotny wpływ ma dokładność w odwzorowaniu geometrii obiektu rzeczywistego silnika. Niedokładność wykonania poszczególnych elementów magnetowodu (stojana i biegnika) – rzutuje na istotną zmianę np.: szerokości szczeliny powietrznej oraz kształtu

fali siły elektromagnetycznej. Odzworowanie zatem przebiegów prądów i napięć jest ściśle uzależnione od dokładnego ustalenia pozycji załączenia i wyłączenia uzwojeń silnika. Nawet niewielkie różnice w tym zakresie natychmiast wpływają na kształty prądów i napięć. Równie istotne jest odpowiednie wychwycenie i ustalenie pozycji startowej biegnika. Na kształt prądu w pasmach wpływ ma również współczynnik temperaturowy rezystancji uzwojenia. Wraz ze wzrostem rezystancji uzwojeń zmienia się stała czasowa narastania i opadania prądu. Dodatkowe znaczenie ma również uwzględnienie w modelu symulacyjnym rezystancji połączeń toru pomiarowego.

We wszystkich pomiarach stwierdzono, że silnik wykazuje dobre właściwości dynamiczne w pewnym zakresie częstotliwości sygnału sterującego, po przekroczeniu której (około $10 \div 11$ Hz) występuje zjawisko rezonansu uniemożliwiające ruch biegnika. Zjawisko to spowodowane jest pewnymi błędami technicznymi, których nie udało się uniknąć przy budowie silnika i konfiguracji stanowiska pomiarowego. Są to między innymi niedoskonałości wykonania uzwojeń silnika (ze względu na grubość drutu nawojowego trudno jest utrzymać dokładnie te same wymiary i parametry uzwojeń) oraz elementów konstrukcyjnych w obszarze stojana i biegnika (duże wymiary segmentów stojana, umocowanie łożysk ślizgowych w osłonach, spasowanie magnesów trwałych i pierścieni ferromagnetycznych). W celu skorygowania błędów i poprawy działania silnika w większym zakresie częstotliwości należałoby zmodyfikować wybrane elementy konstrukcyjne silnika, co otwiera możliwości w dalszym etapie pracy badawczej.

Dużą trudność w zachowaniu symetrii elementów silnika stanowiła pewna niepowtarzalność parametrów magnesów trwałych, oraz sposób łożyskowania biegnika, co skutkowało dodatkowymi siłami promieniowymi prostopadłymi do osi silnika. Te z kolei wpływały na siłę tarcia i zmieniały ją podczas ruchu, co utrudniało pomiary i powodowało, że powyżej częstotliwości 11 Hz bieżnik nie przemieszczał się. Doświadczenia zdobyte przez autora przy budowie stanowiska pomiarowego, z pewnością pozwolą w przyszłości na poprawienie wielu jego mankamentów.

9. Podsumowanie i wnioski końcowe

9.1. Podsumowanie

W pracy przedstawiono metodę projektowania napędów ruchu liniowego z magnesami trwałymi w oparciu o nowoczesne modelowanie, tzw. polowo-obwodowe pozwalające uwzględnić w modelu najważniejsze zjawiska fizyczne i nieliniowości pola magnetycznego. Do analizy rozkładu pola magnetycznego zastosowano metodę elementów skończonych (MES). Równania pola sprzężono z równaniami napięć obwodów zasilających i równaniami dynamiki układu. Jak wykazano w pracy model taki jest wystarczający do analizy stanów ustalonych, jak również do zbadania własności dynamicznych.

W pracy opracowano model matematyczny silnika liniowego oraz zbudowano w pełni funkcjonalny model symulacyjny uwzględniający nieliniowości pola magnetycznego urządzenia. Opracowana metoda projektowania łącząca obszerne obliczenia numeryczne z obliczeniami obwodowymi pozwalająca na uwzględnienie w modelu wielu istotnych zjawisk fizycznych została sprawdzona i potwierdzona eksperymentalnie za pomocą wykonanego na potrzeby pracy stanowiska badawczego. W badaniach uwzględniono dwa rodzaje zasilania: zasilanie sygnałem prostokątnym (praca krokowa silnika), oraz zasilanie trójfazowe (praca synchroniczna). Obliczenia dla różnych rodzajów zasilania (rozdział 7) i różnych wariantów konstrukcyjnych silnika (rozdział 5) pozwoliły na określenie możliwie poprawnych proporcji poszczególnych elementów konstrukcyjnych, a także na zbadanie wpływu poszczególnych zmian na wartość i charakter przebiegu siły elektromagnetycznej.

Przyjęty model matematyczny został zweryfikowany dwuetapowo (rozdział 8). W pierwszym etapie przeprowadzono weryfikację charakterystyk statycznych silnika oraz rozkładu pola magnetycznego w szczelinie powietrznej. W drugim etapie na zbudowanym stanowisku laboratoryjnym przeprowadzono weryfikację własności dynamicznych obiektu (zmianę położenia ferromagnetycznego rdzenia w funkcji prądu, zasilania i czasu). Weryfikację właściwości statycznych i dynamicznych modelu przeprowadzono poprzez obliczenia numeryczne z wykorzystaniem metody elementów skończonych (MES), oraz na stanowisku laboratoryjnym. Weryfikacja modelu wyłącznie przy pomocy prototypu może prowadzić do błędnych wniosków odnośnie jego wiarygodności. W takim przypadku pomocne są obliczenia z wykorzystaniem MES, które gwarantują zgodność z założeniami

projektowymi, zapewniając równocześnie dobre odwzorowanie własności rzeczywistego obiektu.

Wyniki weryfikacji potwierdzają wiarygodność przyjętego w pracy modelu oraz zastosowanej procedury obliczeń. Uzyskano zgodność modeli symulacyjnych z rzeczywistym, a drobne różnice wynikające ze sposobu modelowania są do zaakceptowania w rozwiązaniach praktycznych. Zaprojektowany i wykonany prototyp silnika liniowego wykazał własności oczekiwane na podstawie obliczeń w opracowanym modelu polowym, co po raz kolejny potwierdza przydatność tego modelu do analizy napędów elektrycznych.

Opracowany w rozprawie kompleksowy model symulacji stanów pracy, oraz wdrożony pakiet oprogramowania może być skutecznym narzędziem do analizy i projektowania szerokiej klasy przetworników elektromechanicznych, a w szczególności silników liniowych o budowie cylindrycznej. Uniwersalność oprogramowania polega na możliwości analizy napędów liniowych o dowolnej strukturze, oraz na możliwości wymiennego wykorzystywania modeli matematycznych o różnym stopniu złożoności do symulacji zjawisk w wybranym obiekcie. Wykorzystanie w badaniach modelu dyskretnego wymaga dużych nakładów obliczeniowych, zastosowanie modeli łączonych znacznie skraca czas obliczeń, dlatego w niektórych zadaniach wygodniej jest stosować modele uproszczone, które na potrzeby analizy są wystarczające.

Przedstawione w pracy rozważania i zamieszczone wyniki wskazują, że **cel naukowy został osiągnięty**, a przyjmując, że wyniki obliczeń numerycznych są wiarygodnym źródłem informacji o własnościach badanego silnika, **tezy pracy można uznać za wykazane**.

Przedstawione w pracy tezy zostały udowodnione na podstawie badań eksperymentalnych i szeregu analiz dokonanych za pomocą modelu symulacyjnego i modelu numerycznego (MES). Wykazano, że modelowanie w ujęciu polowym i polowo-obwodowym stanowi bardzo przydatne narzędzie do projektowania i analizy własności dynamicznych napędu, a poprzez modyfikację wymiarów geometrycznych magnetowodu można poprawić właściwości elektromechaniczne silnika.

Cel użytkowy został także osiągnięty. Było nim zbudowanie silnika liniowego z magnesami trwałymi o budowie modułowej, pozwalającej na dowolną konfigurację (pod względem długości stojana i biegnika) i rozbudowę silnika w zależności od charakteru pracy i rodzaju zadania.

9.2. Wnioski

Zawarte w pracy rozważania i wykonane obliczenia pozwoliły na wyciągnięcie kilku wniosków szczegółowych, które podzielono na dwie zasadnicze grupy:

Wnioski metodologiczne:

- W dostępnej literaturze można spotkać sporo prac o charakterze analitycznym, natomiast bardzo mało jest prac o charakterze syntetycznym, których wynikiem jest procedura projektowania układu wykonawczego;
- Nie jest możliwe projektowanie tylko w oparciu o modele analityczne, efektywne projektowanie napędów z magnesami trwałymi wymaga zastosowania modelowania zarówno w ujęciu polowym, jak i obwodowym. Modele obwodowe ze względu na konieczność stosowania pewnych uproszczeń mogą służyć do wstępnego zaprojektowania układu (koncepcja konstrukcji i sterowania), modele polowe służą do badań weryfikacyjnych (rys.7.8, 7.9, 7.15 i 7.16);
- Wykorzystanie metody elementów skończonych do analizy własności dynamicznych napędów elektrycznych pozwala na sprawne i wiarygodne modelowanie wielu zjawisk fizycznych zachodzących w obiekcie (rozdział 6, 7);
- Dobra zgodność wyników analizy stanów dynamicznych z wynikami pomiarów modeli fizycznych silnika potwierdza poprawność zaproponowanych w pracy modeli matematycznych (rys.7.9 i 7.15, rys. 8.9 ÷ 8.12, rys. 8.13 ÷ 8.64);
- Algorytm symulacji zjawisk polowo-obwodowych może być z powodzeniem stosowany do analizy stanów pracy napędów sterowanych w dowolny sposób, zarówno jako silnik krokowy (sygnały prostokątne), jak i jako maszyna synchroniczna (zasilanie wielofazowe).
- Obliczenia z wykorzystaniem metody elementów skończonych są istotne podczas projektowania napędu z magnesami trwałymi, gdyż gwarantują zgodność modelu z założeniami projektowymi, zapewniając jednocześnie dobre odwzorowanie własności rzeczywistego obiektu. Weryfikacja modelu matematycznego przy pomocy obliczeń MES i na prototypie pozwala więc stwierdzić o poprawności przyjętego modelu. Obliczenia z wykorzystaniem MES stanowią skuteczną podstawę tworzenia modeli polowo-obwodowych i są przydatne na etapie dopracowywania takich modeli.
- Przedstawiony model obliczeniowy stanowi skuteczne narzędzie projektowe i pozwala na przeprowadzenie badań w szerokim zakresie, które w praktyce nie są możliwe do

zrealizowania za pomocą modeli analitycznych. Po pewnych modyfikacjach i rozszerzeniach może on być z powodzeniem zastosowany do projektowania całej grupy maszyn elektrycznych z magnesami trwałymi.

Wnioski rzeczowe:

- Algorytm projektowania w ujęciu polowym bazujący na obliczeniach MES umożliwia precyzyjne wyznaczenie interesujących parametrów. Takie podejście pozwala nie tylko na znalezienie optymalnej konstrukcji, ale też na optymalne sterowanie;
- Elementy konstrukcyjne silnika mogą być zmieniane jedynie w określonych granicach w korelacji z pozostałymi podzespołami. Dotyczy to zarówno pracy krokowej (rys. 5.14; 5.15; 5.17; 5.18; 5.22; 5.26; 5.27; 5.29; 5.30; 5.33), jak i pracy synchronicznej (rys. 5.38; 5.42; 5.43; 5.45; 5.46; 5.49; 5.50; 5.52; 5.53; 5.55; 5.56). Zmiana któregośkolwiek parametru wpływa na wyznaczane charakterystyki i działanie napędu;
- Opracowana metoda modelowania i symulacji może być z powodzeniem wykorzystywana w procesie postępowania projektowego napędów liniowych z magnesami trwałymi, dając szansę na określenie dobrych proporcji wymiarów geometrycznych w korelacji z właściwościami elektromechanicznymi, **co potwierdza hipotezę sformułowaną w pierwszym rozdziale rozprawy.**
- Wykonanie liniowego układu wykonawczego wymaga precyzyjnego oprzyrządowania związanego nie tylko z obróbką mechaniczną ale również z budową układu zasilania oraz toru pomiarowego. Dlatego autor musiał pokonać wiele trudności natury technicznej.
- Obliczenia strat cieplnych układu napędowego (rozdział 6) wykazały, że podczas pracy ciągłej silnika konieczne jest zastosowanie specjalnego układu chłodzenia uzwojeń w celu zabezpieczenia konstrukcji przed uszkodzeniem i demagnetyzacją biegnika. W związku z istotnym wpływem temperatury na zmianę rezystancji uzwojeń w modelowaniu zachodzi konieczność uwzględniania zmiany rezystancji pod wpływem nagrzewania uzwojeń.
- Zwiększenie liczby modułów silnika oraz częstotliwości zasilania skutkuje poprawą własności dynamicznych silnika poprzez zmniejszenie pulsacji siły, skrócenie pojedynczych skoków, oraz poprawą płynności ruchu (rys. 7.19; 7.25; 7.30 i 7.35);
- Przeprowadzone badania wykazały pewne ograniczenia silnika wynikające z jego budowy. Przy sterowaniu trójfazowym silnik wykazuje poprawnie działanie tylko

w zakresie małych częstotliwości do 11 Hz, po przekroczeniu której ustaje ruch biegnika (zjawisko rezonansu). Spowodowane jest to błędami technicznymi, których nie udało się uniknąć przy budowie silnika i konfiguracji stanowiska pomiarowego, jak: niedoskonałości wykonania uzwojeń, duże wymiary segmentów stojana, umocowanie łożysk ślizgowych, trudności w spasowaniu magnesów trwałych i pierścieni ferromagnetycznych. Do zastosowań praktycznych konieczne wydaje się poprawienie struktury silnika w taki sposób, aby możliwa była praca w wyższym zakresie częstotliwości sygnału sterującego.

Główne osiągnięcie autora polega na opracowaniu środowiska komputerowego, które może być uniwersalnym narzędziem do analizy stanów pracy, wspomagania procesu projektowania, jak też optymalizacji różnych typów silników z magnesami trwałymi. Opracowane środowisko łączy moduł zawierający oprogramowanie własne (Matlab) z modulem wykorzystującym oprogramowanie komercyjne (metoda elementów skończonych). Jest to praktyczne rozwiązanie, szczególnie przy wykorzystaniu komercyjnego oprogramowania do odwzorowania modelu zjawisk elektromagnetycznych. W takim przypadku konieczne jest jednak opracowanie dodatkowych „skryptów” umożliwiających komunikację i wymianę danych pomiędzy modułami. Skrypty zapewniają dwustronną wymianę danych pomiędzy modułami i automatyzację obliczeń konkretnego modelu, co pozwala na wyznaczenie szeregu istotnych parametrów całkowych pola. Opracowana procedura projektowania i obliczeń nie zapewni jednak całkowitej automatyzacji obliczeń, może stanowić jedynie skuteczne narzędzie wspomagające prace projektowe.

Do najważniejszych osiągnięć autora zalicza się ponadto:

- Opracowanie efektywnego pod względem obliczeniowym oprogramowania do polowo-obwodowej symulacji stanów nieustalonych i dynamicznych silników liniowych.
- Zastosowanie w badaniach modeli matematycznych o różnym stopniu złożoności: modeli o parametrach skupionych (modeli obwodowych), modeli o parametrach rozłożonych (modeli polowych), a także modeli polowo-obwodowych. Autor wskazał w jakich przypadkach korzystne jest stosowanie modeli uproszczonych, a w jakich konieczne jest stosowanie dokładniejszych modeli polowych.
- Opracowanie efektywnej procedury wyznaczania rozkładu pola magnetycznego w przypadku układów wykonawczych o nieliniowej charakterystyce magnesowania.
- Analiza wpływu wybranych wymiarów geometrycznych struktury silnika i rodzaju zastosowanych materiałów ferromagnetycznych na siłę zaczepową oraz siłę ciągu oraz wskazanie najlepszego rozwiązania pod kątem rozpatrywanych kryteriów.

- Opracowanie metodyki projektowania silników liniowych z magnesami trwałymi, a w szczególności wytycznych dotyczących doboru proporcji wymiarów magnetowodu.

9.3. Kierunki dalszych badań

Z uwagi na małą złożoność struktury silnika, oraz możliwość aplikacji dowolnego algorytmu sterowania, dalszy rozwój jego konstrukcji i zastosowanie w różnych dziedzinach techniki wydają się duże. Z tego względu dalsze badania nad silnikiem, a w szczególności nad optymalizacją konstrukcji i systemu sterowania wydają się w ocenie autora uzasadnione.

Współcześnie proces projektowania maszyn elektrycznych często wspomagany jest przez obliczenia optymalizacyjne. Pełen proces optymalizacji wymaga obliczenia funkcji celu (a więc parametrów silnika) setki, a nawet tysięcy razy. Aby uzyskać wiarygodne wyniki optymalizacji konieczne jest powiązanie modelu matematycznego (uwzględniającego większość zjawisk fizycznych) z dobrze działającą procedurą optymalizacyjną. Do takiego modelowania najlepiej nadają się modele polowe, symulacja komputerowa z wykorzystaniem tych modeli jest dokładniejsza, jednak wymaga dużego nakładu obliczeniowego. Zastosowanie modelu polowego lub polowo-obwodowego prowadzi więc często do wielogodzinnych obliczeń optymalizacyjnych.

Autor pracy podjął próby obliczeń optymalizacyjnych, jednak ze względu na budowę silnika (9 segmentów), model polowy wymaga bardzo dużych nakładów obliczeniowych. Przykładowo z wykorzystaniem komputera z procesorem Pentium Dual Core T4300 i 4GB pamięci RAM czas obliczeń optymalizacyjnych z wykorzystaniem algorytmu genetycznego (dla 60 generacji, z 30 osobnikami na populację) zajmuje około 192 godziny (8 dni). Tak więc dla przeprowadzenia skutecznego procesu optymalizacyjnego silnika konieczne jest wykorzystanie komputera o bardzo dużej mocy obliczeniowej, lub połączenie kilku komputerów w tzw. klaster.

W dalszym etapie badań planowane jest przeprowadzenie optymalizacji konstrukcji silnika oraz jego sterowania z wykorzystaniem modelu polowego silnika, pod kątem poprawy właściwości dynamicznych i zmniejszenia wymiarów rozważanej konstrukcji silnika. W zakresie doboru optymalnych parametrów konstrukcji i sterowania możliwe jest wykorzystanie różnych algorytmów ewolucyjnych i porównanie efektywności ich działania.

Podziękowania

Pragnę podziękować kilku osobom, bez których pomocy nie byłoby możliwe zrealizowanie przeze mnie wszystkich elementów naukowych i utylitarnych pracy doktorskiej.

Panu Profesorowi dr hab. inż. Zdzisławowi Gosiewskiemu za opiekę naukową podczas pierwszego roku studiów doktoranckich.

Panu Profesorowi dr hab. inż. Tomaszowi Kiczowiakowi i Kadrze Katedry Mechatroniki i Mechaniki Stosowanej Politechniki Koszalińskiej za okazaną życzliwość i wsparcie.

Panu dr inż. Krzysztofowi Falkowskiemu z Zakładu Awioniki i Uzbrojenia Lotniczego Wojskowej Akademii Technicznej za pomoc w konfiguracji stanowiska badawczego i umożliwienie mi wykonania badań eksperymentalnych w Zakładzie Napędów Lotniczych Wojskowej Akademii Technicznej, bez których dokończenie pracy badawczej nie byłoby możliwe.

Mojemu koledze dr inż. Pawłowi Piskurowi za wieloletnią przyjaźń, zmotywowanie mnie do podjęcia studiów doktoranckich, oraz cenne uwagi i pomoc w opracowaniu wyników badań i wniosków.

Szczególne podziękowania i wyrazy wdzięczności kieruję do Promotora mojej pracy Pana Profesora dr hab. inż. Wojciecha Tarnowskiego za poświęcony mi czas, cenne porady, zaangażowanie i nieocenioną pomoc w opracowaniu niniejszej pracy, a także za życzliwą i miłą atmosferę sprzyjającą pracy naukowej.

Literatura

- [Amr_04] – Amraoui L. El, Gillon F., Vivier S., Brochet P., Benrejeb M.: „*Robust Electromagnetic Optimization of Linear Tubular Actuators*”, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 40, no. 2, march 2004.
- [Ant_05] – Antal L., Antal M.: „*Weryfikacja eksperymentalna obwodowo-polowego modelu silnika indukcyjnego*”, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Nr 54 Politechniki Wrocławskiej.
- [Aro_04] – Arof H., Eid A., Nor K.: „*On the issues of starting and cogging force reduction of a tubular permanent magnet linear generator*”, Australasian Universities Power Engineering Conference Australia, Brisbane 2004.
- [Aro_07] – Arof H.: „*Open Circuit Field Distribution and Induced Voltage of a Cylindrical Permanent Magnet Linear Generator*”, American Journal of Applied Sciences 4 (11): 912-917, 2007.
- [Att_95] – Attaianese D., Damiano A., Marongiu I., Perfetto A.: „*A Linear Oscillating Reluctance Servo Drive*”, Proc. of 7-th International Conference of Electrical Machines and Drives, September 1995, p. 363-367.
- [Aub_05] – Aubuchon M.S., Lockner T.R.: „Turman B.N., Root G. – “*Result from Santia Laboratories / Lockheed Martin electromagnetic missile launcher (EMML)*”, IEEE Transaction on Magnetics, january 2005.
- [Baj_12] – Bajek M.: „*Analiza własności i synteza projektowa silnika synchronicznego z magnesami trwałymi do rozruchu bezpośredniego z wykorzystaniem metod polowych i optymalizacji*”, rozprawa doktorska, wydział elektrotechniki, automatyki, informatyki i inżynierii biomedycznej katedra maszyn elektrycznych Akademii Górniczo-Hutniczej w Krakowie, Kraków 2012.
- [Bak_05] – Baker N. J., Mueller M. A., Tavner P. J., Ran Li: „*Prototype development of direct-drive linear electrical machines for marine energy converters*”, World Renewable Energy Congress (WREC), 2005, Elsevier Ltd., pp. 271-276.
- [Ban_97] – Bandler J.W. Biernacki R.M., Chen S.H., Hendrick L.W., Omeragic J.L.: „*Electromagnetic Optimization of 3-D Structures*”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 45, no. 5, 1997.
- [Bar_06] – Barshaw E. J., White J., Chait M. J., Cornette J. B., Bustamante J., Dorr G., and Folli F.: „*High Energy Density (HED) Biaxial-Oriented Poly-Propylene (BOPP) Capacitors For Pulse Power Applications*”, 13th Electromagnetic Launch Technology Symposium, Potsdam, Brandenburg – Germany, 2006.
- [Bas_03] – Bastos J.P.A., Sadowski N.: „*Electromagnetic Modeling by Finite Element Methods*”, Marcel Decker 2003.
- [Bas_95] – Basak A., Flores Filo A.F.: „*Design Optimisation of a Novel Slotless Linear Stepping Motor*”, Proc. of 7-th International Conference of Electrical Machines and Drives, September 1995, p. 368-372.
- [Bial_06] – Bialik J., Zawilak J.: „*Moment oraz siły pochodzenia elektromagnetycznego w dwubiegunowym silniku synchronicznym*”, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej nr 59, Wrocław 2006.
- [Bei_09] – Broszura informacyjna: *Voice Coil Actuators - An Applications Guide*, BEI Kimco Magnetics, www.beikimco.com, USA 2009.

- [Ben_05] – Benatar J.G.: „*FEM Implementations of Magnetostrictive-Based Applications*”, University of Maryland, College Park, Master of Science Work, 2005.
- [Bog_06] – Bogusz P., Korkosz M., Prokop J.: „*Badanie wpływu grubości szczeliny powietrznej na właściwości silników reluktancyjnych przełączalnych w oparciu o obliczenia polowe*”, Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne Nr 75/2006.
- [Bol_08] – Boldea I., Syed A. Nasar: „*Linear electric actuators and generators*”, Cambridge University Press, New York 2008.
- [Bog_06] – Bogusz P., Korkosz M., Prokop J.: „*Analiza wpływu szerokości biegunów stojana i zębów wirnika na parametry eksploatacyjne silników reluktancyjnych przełączalnych na bazie obliczeń polowych*”, Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne Nr 75/2006.
- [Bre_93] – Bresie D. A., Ingram S.K.: „*Coilgun technology at the center for electromechanics*”, IEEE Transaction on Magnetics, vol. 29, no.1 1993.
- [Che_03] – Cheng S., Li X., GE X. Hanying H.Y.: „*Reconnection Electromagnetic Launcher for Space Application*”, IEEE Vol.6-2709, 2003.
- [Che_97] – Chemerys V.T.: „*Investigation of Electromagnetic Acceleration and Related Energy Source in Ukraine*”, IEEE Transaction on Magnetics, vol. 33, january 1997.
- [Cho_02] – Choi H.-Y., Jung S.-Y., Jung H.-K.: „*Performance evaluation of permanent magnet linear generator for charging the battery of mobile apparatus*”, XVth International Conference on Electrical Machines (ICEM), Brugge, Belgium, August 25-28, 2002, paper 234.
- [Cho_95] – Cho Y., Lee J., Koo D.: „*The Analysis of Static Thrust of a Hybrid Type Double-sided Linear Pulse Motor*”, Proc. of IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 31, No. 3, May 1995, p. 2084-2087.
- [Ciu_05] – Ciurys M., Dudzikowski I.: „*Analiza Wpływu Wymiarów i Kształtu Magnesów Trwałych na Moment Elektromagnetyczny Bezszerokowego Silnika Prądu Stałego*”, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej nr 58, Wrocław 2005.
- [Com_08] – COMSOL Multiphysics 3.5a: *Modeling Hysteresis effects*, 2008.
- [Com_09] – COMSOL Multiphysics: *AC/DC Module User's Guide*, 2009.
- [Cor_95] – Corda J., Wilkinson M.: „*Modelling of Statistic Thrust Characteristics of Cylindrical Linear Switched Reluctance Actuator*”, Proc. of 7-th International Conference of Electrical Machines and Drives, September 1995, p. 354-358
- [Dem_04] – Demenko A.: „*Obwodowe modele układów z polem elektromagnetycznym*”, Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, 2004.
- [Dem_97] – Demenko A.: „*Symulacja dynamicznych stanów pracy maszyn elektrycznych w ujęciu polowym*”, Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, Poznań 1997.
- [Dom_09] – Domin J., Krocze R.: „*Porównanie wyników modelowania wyrzutni elektromagnetycznej uzyskanych za pomocą wybranych środowisk symulacyjnych*”, XI International PhD Workshop OWD 2009, s. 394-396, 17– 20 October 2009.
- [Fal_13] – Falkowski K., Henzel M., Mazurek P.: „*Mathematical analysis of tubular linear motor*”, Pomiary Automatyka Robotyka nr 2/2013 str. 508-512.
- [Fan_97] – Fanni A., Marchesi M., Serri A., Usai M.: „*A Greedy Genetic Algorithm Continuos Variables Electromagnetic Optimization Problems*”, IEEE Transactions on Magnetics, vol 33, no. 2, march 1997.

- [Fuj_99] – Fujii N., Harada N.: „*A New Viewpoint of End Effect of Linear Induction Motor from Secondary Side in Ladder Type Model*”, Proc. of IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 35, No. 5, September 1999, p. 4040-4042.
- [Fur_99] – Furukawa T., Homan H., Ohchi M.: „*Finite Element Analysis of Single-Sided Linear Induction Motors with Different Winding Structures*”, Proc. of 12-th Conference on the Computation of Electromagnetic Fields – COMPUMAG'99, 25-28 October, Sapporo, Japan, p. 412-413.
- [Gie_07] – Gierak D., Dudzikowski I.: „*Analiza Wpływu Sposobu Namagnesowania Magnesów na Parametry Silnika Komutatorowego o Magnesach Trwałych*”, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej nr 60, Wrocław 2007.
- [Gie_90] – Gieras J.: „*Silniki indukcyjne liniowe*”, Wydawnictwa Naukowo Techniczne, Warszawa 1990.
- [Gie_94] – Gieras J.F.: „*Linear induction drives*”, Clarendon Press, Oxford, 1994.
- [Gin_53] – Ginsberg D., Misenheimer L.J.: „*Design calculations for permanent-magnet generators*”, 1953, AIEE Transactions, nr 72, tom III, str. 96÷103.
- [Gol_03] – Goldberg D. E.: „*Algorytmy genetyczne i ich zastosowania - wydanie trzecie*”, WNT, Warszawa 2003r.
- [Gos_09] – Gosiewski Z., Kondratiuk M., Kłoskowski P.: „*Regulacja prądu w obwodzie elektrycznym cewkowej wyrzutni elektromagnetycznej*”, Acta Mechanica et Automatica, volume 3 no. 1, 2009 s.40-45.
- [Gys_08] – Gysen B., Paulides J., Janssen J., Lomonova E.: „*Active Electromagnetic Suspension System for Improved Vehicle Dynamics*”, IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), September 3-5, 2008, Harbin, China.
- [Hay_97] – Hayashiya H., Katayama T., Ohsaki H., Masada E.: „*Feasibility of Non – contacting Conveyance System for a Steel Plate using Normal and Thrust Force of Linear Induction Motors*”, Proc. of 7-th European Conference on Power Electronics and Applications, Vol. 3, Trondheim, 8-10 September 1997, p. 3520-3525.
- [Her_53] – Hersherberger D.D.: „*Design considerations of fractional horsepower size permanent-magnet motors and generators*”, 1953, AIEE Transactions, nr 72, tom III, str. 581÷585.
- [Hum_10] – Humphries S.: „*Finite-element Methods for Electromagnetics*”, Field Precision LLC, 2010.
- [Ign_97] – Ignat M., Amza G.: „*Some applications of the ultrasonic microactuators in robotic miniaturization*”, Proc. of 7-th European Conference on Power Electronics and Applications, Vol. 3, Trondheim, 8-10 September 1997, p. 3912-3917.
- [Jil_86] – Jiles D.C., Atherton D.L.: „*Theory of ferromagnetic hysteresis*”, Magnetism and Magnetic Materials, Vol. 61, p. 48-60, 1986.
- [Jus_07] – **Just K.**, Tarnowski W.: „*Design of the magnetic levitation suspension for the linear stepping motor*”, 7th International conference "MECHATRONICS 2007", Warszawa, 19-21 września 2007 r.
- [Jus_08] – **Just K.**, Tarnowski W.: „*Koncepcja cylindrycznego siłownika elektromagnetycznego z magnesami stałymi*”, konferencja Doktoranci Gospodarce, Sarbinowo, grudzień 2008 r.
- [Jus_09] – **Just K.**, Tarnowski W.: „*Analiza wybranych parametrów siłownika elektromagnetycznego z wykorzystaniem metody elementów skończonych*”, VI Konferencja Studentów i Młodych Pracowników Nauki Wydziału Mechanicznego, Koszalin maj 2009.

- [Jus_10] – **Just K.:** „*Metodyka projektowania konstrukcji i sterowania napędu ruchu liniowego*”, Inwestycja w wiedzę tom II Nauki Techniczne str. 80-86, Wojewódzki Urząd Pracy, Szczecin 2010.
- [Jus_17] – **Just. K.,** Tarnowski W.: „*Model polowy zjawisk elektromechanicznych napędu liniowego z magnesami trwałymi*”, Biuletyn Naukowy Wojskowej Akademii Technicznej, Warszawa 2017 – w trakcie publikacji.
- [Jus_17] – **Just K.,** Piskur P., Bielawski R.: „*Experimental verification of the one-phase linear actuator with permanent magnets for robotic system applications*”, Measurement Automation Monitoring, 2017 – w trakcie publikacji.
- [Kny_16] – Knypiński Ł. – „*Optymalizacja silników o magnesach trwałych na podstawie polowo-obwodowego modelu zjawisk elektromagnetycznych*”, praca doktorska, Instytut Elektrotechniki i Elektroniki Przemysłowej Politechniki Poznańskiej, Poznań 2016.
- [Koł_10] – Kołodziej J.: „*Analiza dynamicznych i ustalonych stanów pracy silnika reluktancyjnego ze strumieniem poprzecznym*”, autoreferat pracy doktorskiej, Opole 2010.
- [Kol_99] – Kolkert W. J., Jamet F.: „*Electric Energy Gun Technology: Status of the French-German-Netherlands Programme*”, IEEE Transactions on Magnetics, vol 35, no 1, january 1999.
- [Kow_00] – KOWALSKI K.: „*System Projektowania i Modelowania Stanów Pracy Elektromagnetycznych Elementów Wykonawczych*”, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, Politechniki Wrocławskiej Nr 49, 2000.
- [Kow_07] – Kowol M.: „*Analiza pracy przełączalnego silnika reluktancyjnego z wirnikiem zewnętrznym do napędu lekkich pojazdów*”, Autoreferat Rozprawy Doktorskiej, Wydział Elektrotechniki, Automatyki i Informatyki Politechniki Opolskiej, Opole 2007.
- [Kow_09] – Kowol M., Kołodziej J., Łukianiszyn M. – „*analiza wpływu wybranych parametrów na dynamikę silnika reluktancyjnego*”, Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne Nr 83/2009.
- [Kro_07] – Król E.: „*Porównanie efektywności energetycznej silników z magnesami trwałymi i silników indukcyjnych*”, Zeszyty problemowe – Maszyny elektryczne nr 78/2007 s. 75-78.
- [Kro_09] – Kroczek R.: „*Weryfikacja komputerowego modelu jednostopniowej wyrzutni elektromagnetycznej na stanowisku badawczym*”, Materiały Konferencyjne WZEE'2009, Poznań, 21-23 Września 2009.
- [Kul_05] – Kulis S., Kulczycki S.: „*COILGUN-zabójczy magnetyzm*”, XLVII Studencka Sesja Kół Naukowych, AGH, Kraków, 2005.
- [Leh_03] – Lehmann P.: „*Overview of the Electric Launch Activities at The French-German research Institute of Saint-Louis (ISL)*”, IEEE Transactions on Magnetics, V. 39, p. 24-28, 2003.
- [Li_01] – Li J., Zou J., Wang Y.: „*Overview of the electric launch technology program in China*”, IEEE Transaction on Magnetics, vol. 37, no.1 january 2001.
- [Linmot] – Producent wielopozycyjnych siłowników elektromagnetycznych <http://www.linmot.com/>
- [Loc_04] – Lockner T.R., Kaye R. J., Turman B. N.: „*Coilgun Technology, Status, Applications, And Future Dirextions At Sandia National Laboratories*”, IEEE 2004.

- [maglev] – https://www.google.pl/search?q=maglev&client=firefox-b&source=lnms&tbm=isch&sa=X&ved=0ahUKEwizsdqipsfSAhXBEiwKHWzsC2MQ_AUICCgB&biw=1536&bih=755&dpr=1.25
- [Mah_07] – Mahadi W., Adi S., Wijono: „*Application of nd2fe14b magnet in the linear generator design*”, International Journal of Engineering and Technology, Vol. 4, No. 2, 2007.
- [Mar_06] – Martins I., Esteves J., Marques G.: „*Permanent-Magnets Linear Actuators Applicability in Automobile Active Suspensions*”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, VOL. 55, NO. 1, January 2006.
- [Mer_55] – Merrill F.W.: „*Permanent-magnet excited synchronous motor*”, 1955, AIEE Transactions, nr 74, tom III, str. 1754÷1760.
- [Mic_10] – Michna M.: „*Silnik bezszczotkowy z magnesami trwałymi*”, Politechnika Gdańska 2010, <http://www.ely.pg.gda.pl/emechatronika/dydaktyka/spzpe/labo/2010/Projekt%20silnika%20z%20magnesami%20trwalymi%20v9.pdf>.
- [Mik_02] – Mikołajewicz J.: „*Analiza dynamiki liniowego silnika tubowego na podstawie polowego modelu zjawisk elektromagnetycznych*”, Rozprawa Doktorska, Wydział Elektryczny Politechniki Poznańskiej, Poznań 2002.
- [Mik_06] – Mikołajewicz J.: „*Analiza stanów pracy kaskadowej wyrzutni elektromagnetycznej na podstawie polowego modelu zjawisk*”, Przegląd Elektrotechniczny, ISSN 0033-2097, R. 82 NR 12/2006.
- [Mik_08] – Mikołajewicz J.: „*Dynamika Silników Liniowych Tubowych*”, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 62.
- [Mil_07] – Milej W.: „*Modele o parametrach zmiennych maszyn indukcyjnych, ich własności i zastosowanie*”, rozprawa doktorska, Wydział Elektrotechniki, Automatyki, Informatyki i Elektroniki, Akademia Górniczo-Hutnicza, Kraków 2007.
- [Mil_09] – Milanesi F.: „*Design optimization and control strategies for PM Multiphase Tubular Linear Actuators*”, Praca doktorska, Wydział Elektryczny Uniwersytetu Bolońskiego 2009.
- [Mło_07] – Młot A.: „*Konstrukcyjne metody ograniczania pulsacji momentu elektromagnetycznego w bezszczotkowym silniku prądu stałego z magnesami trwałymi*”, Autoreferat Rozprawy Doktorskiej, Wydział Elektrotechniki, Automatyki i Informatyki Politechniki Opolskiej, Opole 2007.
- [Moticont] – Producent liniowych silników ze swobodną cewką, systemów pozycjonujących, Moticont, USA, <http://moticont.com>.
- [Mur_03] – Murphy B.: „*Design and construction of a precision tubular linear motor and controller*”, Rozprawa doktorska, Texas A&M University in partial fulfillment of the requirements, Maj 2003.
- [Norgren] – Producent wielopozycyjnych siłowników elektromagnetycznych <http://www.norgren.com/>
- [Onu_99] – Onuki T., Kamiya Y., Fukaya K., Jeon W.J.: „*Characteristics Analysis of Linear Induction Motor with Two Types of Secondary Structure Based on Electromagnetic Field and Electric Circuit Analysis*”, Proc. of IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 35, No. 5, September 1999, p. 4022-4024.
- [Pec_11] – Pecolt S.: „*Wybrane problemy budowy i optymalizacji sterowania urządzeniem pozycjonującym o układzie elektromagnetycznym*”, Rozprawa doktorska, Instytut Mechatroniki, Nanotechnologii i Techniki Próżniowej, Politechnika Koszalińska, Koszalin 2011.

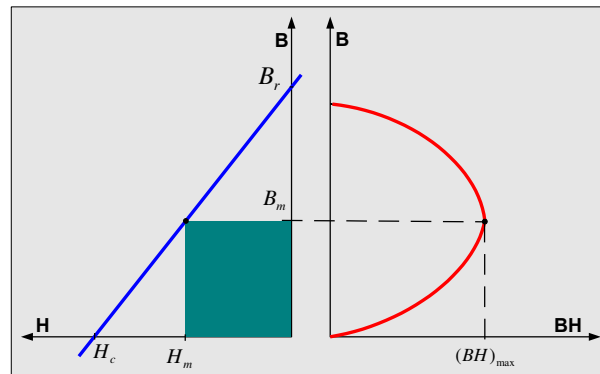
- [Pis_09H] – Piskur P., Tarnowski W., **Just K.**: „*Model of the electromagnetic linear actuator for optimization purposes*”, 23th European Conference on Modelling and Simulation, s.708-713, Hiszpania, 2009.
- [Pis_09W] – Piskur P., Tarnowski W., **Just K.**: „*Definition of Optimization Problem for Electromagnetic Linear Actuator*”, COMSOL Conference 2009, 14–16 października 2009, Mediolan, Włochy, Materiały Konferencyjne.
- [Pis_10] – Piskur P.: „*Wielokryterialna optymalizacja konstrukcji i sterowania wyrzutni elektromagnetycznej w zastosowaniu do liniowego napędu narzędzia roboczego*”, Rozprawa doktorska, Instytut Mechatroniki, Nanotechnologii i Techniki Próżniowej, Politechnika Koszalińska, Koszalin 2010.
- [Poc_05] – Pochanke Z.: „*Modelowanie silowników elektromagnetycznych*”, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 2005.
- [Pop_05] – Popov A.: „*Genetic Algorithms For Optimization, Programs for MATLAB Version 1.0*”, User manual, Hamburg, 2005r.
- [Sch_89] – Schroeder J. M., Gully J. G., Driga M. D.: „*Electromagnetic Launchers for Space Applications*”, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 29, p. 504, 1989.
- [Seo_04] – Seok-Myeong Jang, Jang-Young Choi, Sung-Ho Lee, Han-Wook Cho, Won-Bum Jang – “*Analysis and Experimental Verification of Moving-Magnet Linear Actuator With Cylindrical Halbach Array*”, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 40, no. 4, July 2004.
- [Seo_05] – Seok-Myeong Jang, Jang-Young Choi, Han-Wook Cho, Sung-Ho Lee – “*Analysis and Control Parameter Estimation of a Tubular Linear Motor with Halbach and Radial Magnet Array*”, KIEE International Transactions on Electrical Machinery and Energy Conversion Systems, vol. 5-B No. 2, pp. 154-161, 2005.
- [Sme_06] – Smetters R. C. J.: „*Design of a Slotless Linear Permanent Magnet Tubular Actuator*”, Master of Science Thesis, Electromechanics & Power Electronics, Technische Universiteit Eindhoven, Eindhoven, June 6, 2006.
- [Sta_08] – Stachowiak D., Pietrowski W.: „*Badanie Wpływu Rozkładu Wektora Namagnesowania na Moment Zaczepowy Silnika Magnetoelektrycznego*”, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2008.
- [Str_07] – Stribrsky A., Hyniova K., Honcu J., Kruczek A.: „*Energy Recuperation in Automotive Active Suspension Systems with Linear Electric Motor*”, Proceedings of the 15th Mediterranean Conference on Control and Automation, July 27-29, 2007 Athens – Greece.
- [Str_52] – Strauss F.: „*Synchronous machines with rotating permanent-magnet fields*”, 1952, AIEE Transactions, nr 71, tom II, str. 887÷893.
- [Sza_05] – Szabó L., Oprea C., Viorel I., Biró K.: „*Novel Permanent Magnet Tubular Linear Generator for Wave Energy Converters*”, Department of Electrical Machines, Technical University of Cluj, Rumunia 2005.
- [Tar_03] – Tarnowski W.: Bartkiewicz S.: *Modelowanie matematyczne i symulacja komputerowa dynamicznych procesów ciągłych*, Wydawnictwo Politechniki Koszalińskiej, Koszalin 2003.
- [Tar_04] – Tarnowski W.: *Modelowanie systemów*, Wydawnictwo Politechniki Koszalińskiej, Koszalin 2004.
- [Tar_09] – Tarnowski W.: „*Optymalizacja i polioptymalizacja w mechatronice*”, Wydawnictwo Politechniki Koszalińskiej, Koszalin 2009.

- [Tom_07] – Tomczuk B., Waindok A.: „*Wpływ Wymiarów Uzwojenia Stojana na Siłę Ciągu Silnika Tubowego z Magnesami Trwałymi*”, Prace Instytutu Elektrotechniki, Warszawa, z. 231, 2007, s. 163-172.
- [Tom_08] – Tomczuk B., Waindok A.: „*Wizualizacja wyników obliczeń polowych przyjaznych środowisku silowników elektromagnetycznych*”, Chemia, Dydaktyka, Ekologia, Metrologia 2005, R. 10, NR 1-2.
- [Tom_09] – Tomczuk B., Waindok A.: „*Wpływ liczby faz na tętnienia siły magnetycznej w aktuatorze liniowym*”, Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne Nr 84/2009.
- [Tom_10] – Tomczuk B., Waindok A., Wajnert D.: „*Obliczenia pola magnetycznego i jego parametrów całkowitych w aktuatorze liniowym oscylacyjnym z magnesami trwałymi*”, Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne Nr 87/2010.
- [Tra_07] – Trawiński T., Kciuk S.: „*Wyznaczanie Parametrów Elektromagnetycznych Modelu Obwodowego Silnika do Aktywnej Wibroizolacji Drgań*”, Modelowanie Inżynierskie ISSN 1896-771X, 32, s. 455-460, Gliwice 2007.
- [Wai_08] – Waindok A.: „*Symulacja komputerowa i weryfikacja pomiarowa charakterystyk silnika liniowego tubowego z magnesami trwałymi*”, Autoreferat Rozprawy Doktorskiej, Wydział Elektrotechniki, Automatyki i Informatyki Politechniki Opolskiej, Opole 2008.
- [Wai_12] – Waindok A.: „*Obliczanie i pomiar nagrzewania tubowego silnika liniowego z magnesami trwałymi*”, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej nr 66, Wrocław 2012.
- [Wan_04] – Wang J. and Howe D., Jewell G.W.: „*Analysis and Design Optimization of an Improved Axially Magnetized Tubular Permanent-Magnet Machine*”, IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 19, no. 2, June 2004.
- [Wan_05] – Wang J.: „*Tubular Modular Permanent-Magnet Machines Equipped With Quasi- Halbach Magnetized Magnets—Part I: Magnetic Field Distribution, EMF, and Thrust Force*”, IEEE Transactions On Magnetics, VOL. 41, NO. 9, september 2005.
- [Wan_99] – Wang J., Geraint W. Jewell, Howe D.: „*A General Framework for the Analysis and Design of Tubular Linear Permanent Magnet Machines*”, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 35, no. 3, may 1999.
- [Wij_07] – Wijono and Hamzah Arof: „*Open Circuit Field Distribution and Induced Voltage of a Cylindrical Permanent Magnet Linear Generator*”, American Journal of Applied Sciences 4 (11): 912-917, 2007, ISSN 1546-9239, 2007 Science Publications.
- [wiki] – https://pl.wikipedia.org/wiki/Punkt_pracy
- [Wró_06] – Wróbel K.: „*Wpływ zmian konstrukcyjnych obwodu magnetycznego na parametry elektromechaniczne przełączalnego silnika reluktancyjnego (srm)*”, Autoreferat Rozprawy Doktorskiej, Wydział Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Opolskiej, Opole 2006.
- [Yat_04] – Yatchev I., Hinov K., Gueorgiev V.: „*Dynamic Characteristics of a Bistable Linear Actuator With Moving Permanent Magnet*”, Serbian Journal of Electrical Engineering Vol. 1, No. 2, June 2004, 207 – 214.
- [Zię_03] – Zięba J.: „*Simulation of a Solenoid Actuator for a Device for Investigating Dynamic Air Permeability Through Flat Textile*”, Products, Fibres & Textiles in Eastern Europe, Vol.11, No.2(41), 2003r.
- [Zim_08] – Zimon J.: „*Analiza pola i obliczanie parametrów aktywnego łożyska magnetycznego*”, Autoreferat Rozprawy Doktorskiej, Wydział Elektrotechniki, Automatyki i Informatyki Politechniki Opolskiej, 2008.

ZALĄCZNIKI

Załącznik A – Modele obliczania obwodów magnetycznych z magnesami trwałymi

W obwodach magnetycznych dąży się do tego, aby wykorzystać maksymalnie magnes trwały pod względem energetycznym. Polega to na wyborze takich wymiarów fragmentów magnetowodu, aby punkt pracy magnesu trwałego dany był przez indukcję magnetyczną B_m oraz natężenie pola H_m odpowiadającym punktowi o maksymalnej wartości iloczynu BH (określonego na podstawie charakterystyki odmagnezowania magnesu trwałego) (rys. A.1).



Rys. A.1. Graficzne wyznaczanie punktu pracy magnesu trwałego (przy braku przepływu odmagnezującego) [wiki]

Krzywą odmagnezowania magnesów trwałych można aproksymować prostą:

$$B_m = B_r \left(1 + \frac{H_m}{H_c} \right) \quad (\text{A.1})$$

gdzie: $B_m; H_m$ – indukcja i natężenie pola w punkcie pracy magnesu; B_r – indukcja remanencji; H_c – natężenie pola koercji.

Pomijając oddziaływanie odmagnezujące uzwojenia i przyjmując stałą długość szczeliny roboczej oraz jednorodny rozkład indukcji w magnecie trwałym, równanie przepływu dla obwodu złożonego z magnesu trwałego i szczeliny powietrznej można zapisać:

$$\Theta_m + \Theta_\delta = H_m \cdot l_m + H_\delta \cdot l_\delta = 0 \quad (\text{A.2})$$

gdzie: $\Theta_m; \Theta_\delta$ – przepływy w magnesie trwałym i w szczelinie powietrznej, $H_m; H_\delta$ – natężenie pola w magnesie i w szczelinie, $l_m; l_\delta$ – długość magnesu trwałego i szczeliny powietrznej.

Z równania (A.2) można wyznaczyć natężenie pola magnetycznego w szczelinie:

$$H_\delta = -\frac{l_m}{l_\delta} \cdot H_m \quad (\text{A.3})$$

Korzystając z zasady ciągłości strumienia magnetycznego otrzymano wyrażenie na indukcję magnetyczną w magnesie trwałym:

$$B_m = \frac{B_\delta S_\delta}{S_m} = \mu_0 \cdot \frac{H_\delta S_\delta}{S_m} \quad (\text{A.4})$$

gdzie: $S_m; S_\delta$ – pola przekrojów magnesu trwałego i szczeliny powietrznej.

Podstawiając wyrażenie (A.3) do (A.4), otrzymano związek pomiędzy indukcją i natężeniem pola magnetycznego, a wymiarami geometrycznymi szczeliny i magnesu:

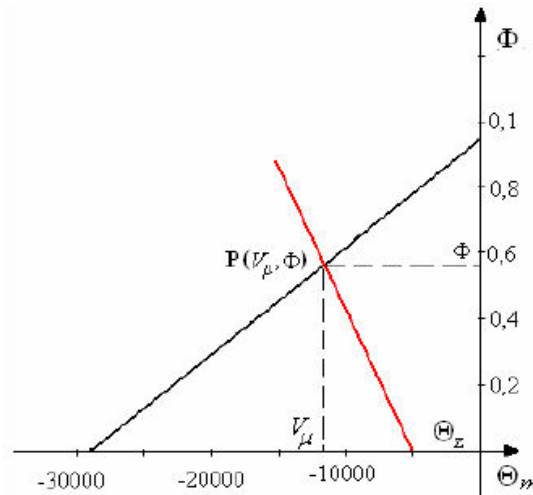
$$B_m = \mu_0 \cdot \frac{l_m}{S_m} \cdot \frac{S_\delta}{l_\delta} \cdot H_m \quad (\text{A.5})$$

Znając wymiary geometryczne magnesu trwałego, jego pożądany punkt pracy (rys. A.2), można na podstawie równania (A.5) dobrać wymiary szczeliny. Przy doborze wymiarów geometrycznych jarzm oraz szczeliny powietrznej można wykorzystać metody polowe oparte na metodzie elementów skończonych [Tra_07]. Po przekształceniach współrzędne punktu pracy magnesu trwałego określone są następująco:

$$\begin{cases} B_m = \frac{\mu_o \cdot l_m \cdot H_c \cdot B_r}{\mu_o \cdot l_m \cdot H_c + \delta \cdot B_r} = \frac{B_r}{1 + \frac{\delta}{l_m} \cdot \left(\frac{B_r}{\mu_o \cdot H_c} \right)} \\ H_m = \frac{\delta \cdot H_c \cdot B_r}{\mu_o \cdot l_m \cdot H_c + \delta \cdot B_r} = \frac{H_c}{1 + \frac{l_m}{\delta} \cdot \left(\frac{\mu_o \cdot H_c}{B_r} \right)} \end{cases} \quad (\text{A.6})$$

W przypadku obecności przepływu odmagnesowującego stany magnesu trwałego dogodnie jest opisywać we układzie współrzędnych: $V_\mu = H \cdot l_m$ oraz $\Phi = B \cdot S_m$. Przy braku zewnętrznego przepływu odmagnesowującego punkt pracy magnesu jest punktem przecięcia

charakterystyki od magnesowania i zwierciadlanego odbicia charakterystyki magnesowania obwodu zewnętrznego $\Phi = f(V_\mu)$. Natomiast w przypadku występowania zewnętrznego przepływu od magnesowania Θ_z należy uwzględnić charakterystykę przesuniętą $\Phi = f(V_\mu - \Theta_z)$ rys. A.3 [Kny_16].



Rys. A.3. Wyznaczenie punktu pracy magnesu trwałego z zewnętrznym przepływem od magnesowania [Kny_16]

Zasadniczą część reluktancji w obwodzie magnetycznym silnika stanowi reluktancja $R_{\mu\delta}$ szczeliny powietrznej o długości δ . Zakładając liniowość obwodu magnetycznego można uwzględnić spadki napięć w ferromagnetycznych częściach rdzenia w postaci tzw. współczynników nasycenia [Kny_16]:

$$k_{ns} = \frac{V_{\mu\delta} + V_{\mu Fe}}{V_{\mu\delta}} \quad (A.7)$$

gdzie: $V_{\mu Fe}$ – suma napięć magnetycznych w rdzeniu.

Takie podejście pozwala na zastąpienie całego magnetowodu stojana i biegnika szczeliną o poprzecznym polu powierzchni $S_\delta = S_m$ i zastępczej długości:

$$\delta' = 2k_c k_{ns} \delta \quad (A.8)$$

przy czym: k_c – współczynnik Cartera, za pomocą którego uwzględnia się pozorne powiększenie szczeliny wynikające ze żłobkowania stojana.

Przyjmując zatem zastępczą, uproszczoną strukturę magnetowodu maszyny jak na rys. A.3 otrzymuje się dla $\delta \neq 0$ współrzędne przecięcia charakterystyk, tj. współrzędne punktu pracy magnesu [Kny_16]:

$$V_\mu = \frac{\Phi_r}{\frac{\mu_0 \mu_m S_m}{l_m} \left(1 + \frac{l_m}{\mu_m \delta'} \right)} \quad (\text{A.8})$$

$$\Phi = \Phi_r \left(1 - \frac{1}{1 + \frac{l_m}{\mu_m \delta'}} \right) \quad (\text{A.9})$$

w którym: μ_m – względna przenikalność magnesu.

Uwzględniając dodatkowo rozmagnesowujący przepływ zewnętrzny Θ_z otrzymuje się:

$$V_\mu = \frac{\Phi_r + \frac{\mu_0 S_m}{\delta'} \Theta_z}{\frac{\mu_0 \mu_m S_m}{l_m} \left(1 + \frac{l_m}{\mu_m \delta'} \right)} \quad (\text{A.10})$$

$$\Phi = \Phi_r \left(1 - \frac{1}{1 + \frac{l_m}{\mu_m \delta'}} \right) - \frac{\frac{\mu_0 S_m}{\delta'} \Theta_z}{\frac{l_m}{\mu_m \delta'}} \quad (\text{A.11})$$

Dzieląc zależności (A.10) i (A.11) przez S_m otrzymuje się wyrażenia opisujące średnią indukcję w magnesie:

$$B = B_r \left(1 - \frac{1}{1 + \frac{l_m}{\mu_m \delta'}} \right) \quad (\text{A.12})$$

$$B = B_r \left(1 - \frac{1}{1 + \frac{l_m}{\mu_m \delta'}} \right) - \frac{\frac{\mu_0 S_m}{\delta'} \Theta_z}{\frac{l_m}{\mu_m \delta'}} \quad (\text{A.13})$$

Punkt pracy magnesu trwałego zależy więc od stosunku wysokości magnesu trwałego l_m do wysokości szczeliny powietrznej δ . Na tej podstawie można oszacować długość l_m magnesu gdy postulowana jest indukcja o wartości B . W przypadku obwodu bez zewnętrznego przepływu:

$$l_m = \frac{\delta'}{\mu_m} \left(\frac{1}{1 - \frac{B}{B_r}} - 1 \right) \quad (\text{A.14})$$

Zwykle średnia indukcja w szczelinie maszyny wzbudzonej magnesami trwałymi (rys. A.3) jest w stanie jałowym rzędu 80÷85% indukcji remanentu B_r . Zatem w przypadku magnesów neodymowych można przyjąć $l_m \approx (4 \div 5)\delta'$. Uwzględniając typowe wartości współczynnika korekcyjnego $k_{ckns} \approx 1,15 \div 1,30$ otrzymuje się $l_m \approx (9 \div 13)\delta$ [Kny_16].

Załącznik B - Obliczenia analityczne rozkładu pola magnetycznego w szczelinie powietrznej przy różnych konfiguracjach magnesów trwałych.

W uproszczonym modelu analitycznym rozkład pola w poszczególnych obszarach wynosi:

$$B = \begin{cases} \mu_0 \cdot H & - \text{szczelina powietrzna, cewki} \\ \mu_0 \cdot \mu_m \cdot H + \mu_0 \cdot M & - \text{magnesy trwałe} \end{cases} \quad (\text{B.1})$$

gdzie: μ_m – przenikalność magnesów trwałych, M – wektor magnetyzacji.

Przy pominięciu pola wywołanego przepływem prądu w cewkach, obliczenia potencjału wektorowego redukują się do dwóch obszarów. W obszarach tych równania Laplace'a (obszar I, III – szczelina powietrzna/ cewki) oraz Poissona (obszar II – biegnik) dane są zależnościami [Wan_99]:

$$\begin{cases} \nabla^2 \cdot \vec{A}_{I,III} = 0, \\ \nabla^2 \cdot \vec{A}_{II} = -\mu_0 \cdot \nabla \times \vec{M} \end{cases} \quad (\text{B.2})$$

W cylindrycznym układzie współrzędnych wektor indukcji magnetycznej ma tylko dwie składowe, natomiast wektor potencjału magnetycznego A w ma jedną składową obwodową A_Θ , stąd równania (B.2) można przedstawić jako:

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial z} (r \cdot A_{I\Theta,III\Theta}) \right) + \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (r \cdot A_{I\Theta,III\Theta}) \right) = 0 & - \text{obszar I; III} \\ \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial z} (r \cdot A_{II\Theta}) \right) + \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (r \cdot A_{II\Theta}) \right) = -\mu_0 \nabla \times M & - \text{obszar II} \end{cases} \quad (\text{B.3})$$

Składowe indukcji magnetycznej w funkcji potencjału są wyrażone jako:

$$B_z = \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial}{\partial r}(rA_\Theta); \quad B_r = -\frac{\partial A_\Theta}{\partial z} \quad (\text{B.4})$$

Rozwiązanie zależności (B.3) dla potencjału wektorowego o rozkładzie Bessela w kierunku promieniowym (r) i o rozkładzie sinusoidalnym w kierunku osiowym (z), przy określonych warunkach brzegowych, pozwala określić rozkład pola magnetycznego w poszczególnych obszarach.

a) Magnesowanie promieniowe

Warunki brzegowe dla modelu analitycznego opisane są następująco:

$$\begin{aligned} B_{Iz}|_{r=R_s} &= 0; \quad B_{IIz}|_{r=R_0} = 0 \\ B_{Iz}|_{r=R_m} &= B_{IIz}|_{r=R_m}; \quad H_{Iz}|_{r=R_m} = H_{IIz}|_{r=R_m} \end{aligned} \quad (\text{B.5})$$

Rozwiązując równania (B.3) dla warunków brzegowych (B.5) określono model analityczny silnika z magnesami trwałymi o magnetyzacji radialnej w poszczególnych obszarach [Wan_04, Wan_99]:

$$\left\{ \begin{aligned} B_{Ir}(r, z) &= - \sum_{n=1,2,\dots}^{\infty} [a_{In} BI_1(m_n \cdot r) + b_{In} BK_1(m_n \cdot r)] \cdot \cos(m_n \cdot z) \\ B_{Iz}(r, z) &= \sum_{n=1,2,\dots}^{\infty} [a_{In} BI_0(m_n \cdot r) - b_{In} BK_0(m_n \cdot r)] \cdot \sin(m_n \cdot z) \\ B_{IIr}(r, z) &= - \sum_{n=1,2,\dots}^{\infty} \{ [F_{An}(m_n \cdot r) + a_{IIn}] \cdot BI_1(m_n \cdot r) + [-F_{Bn}(m_n \cdot r) + b_{IIn}] \cdot BK_1(m_n \cdot r) \} \cdot \cos(m_n \cdot z) \\ B_{IIz}(r, z) &= - \sum_{n=1,2,\dots}^{\infty} \{ [F_{An}(m_n \cdot r) + a_{IIn}] \cdot BI_0(m_n \cdot r) + [F_{Bn}(m_n \cdot r) - b_{IIn}] \cdot BK_0(m_n \cdot r) \} \cdot \sin(m_n \cdot z) \end{aligned} \right. \quad (\text{B.6})$$

gdzie: $BI_0()$; $BI_1()$ – funkcje Bessela pierwszego rzędu w zakresie $0 \div 1$; $BK_0()$; $BK_1()$ – funkcje Bessela drugiego rzędu w zakresie $0 \div 1$; $F_{An}()$, $F_{Bn}()$, a_{In} , a_{IIn} , b_{In} , b_{IIn} – współczynniki zdefiniowane w pracy [Wan_99].

b) Magnesowanie osiowe

Warunki brzegowe przy osiowej konfiguracji biegnika opisane są następująco:

$$\begin{aligned}
 B_{Iz} \Big|_{r=R_s} &= 0; \quad B_{IIIr} \Big|_{r=0} = 0 \\
 B_{Ir} \Big|_{r=R_m} &= B_{IIr} \Big|_{r=R_m} \\
 B_{IIr} \Big|_{r=R_0} &= B_{IIIr} \Big|_{r=R_0}
 \end{aligned} \tag{B.7}$$

Rozwiązując równania (B.3) dla warunków brzegowych (B.7) uzyskano rozkład pola magnetycznego w szczelinie powietrznej według zależności [Wan_04]:

$$\begin{cases}
 B_{Ir}(r, z) = \sum_{n=1,2,\dots}^{\infty} [a_{In} BI_1(m_n \cdot r) + b_{In} BK_1(m_n \cdot r)] \cdot \sin(m_n \cdot z) \\
 B_{Iz}(r, z) = \sum_{n=1,2,\dots}^{\infty} [a_{In} BI_0(m_n \cdot r) - b_{In} BK_0(m_n \cdot r)] \cdot \cos(m_n \cdot z) \\
 B_{IIr}(r, z) = \sum_{n=1,2,\dots}^{\infty} [a_{IIj} \cdot BI_1(q_j \cdot r) + b_{IIj} \cdot BK_1(q_j \cdot r)] \cdot \sin(q_j \cdot z) \\
 B_{IIz}(r, z) = - \sum_{n=1,2,\dots}^{\infty} [a_{IIj} \cdot BI_0(q_j \cdot r) - b_{IIj} \cdot BK_0(q_j \cdot r)] \cdot \cos(q_j \cdot z) + B_0 \\
 B_{IIIr}(r, z) = \sum_{n=1,2,\dots}^{\infty} a_{III n} \cdot BI_1(m_n \cdot r) \cdot \sin(m_n \cdot z) \\
 B_{IIIz}(r, z) = \sum_{n=1,2,\dots}^{\infty} a_{III n} \cdot BI_0(m_n \cdot r) \cdot \cos(m_n \cdot z)
 \end{cases} \tag{B.8}$$

gdzie: $BI_0()$; $BI_1()$ – zmodyfikowane funkcje Bessela pierwszego rzędu w zakresie $0 \div 1$;
 $BK_0()$; $BK_1()$ – zmodyfikowane funkcje Bessela drugiego rzędu w zakresie $0 \div 1$; q_j ;
 $a_{In}, a_{IIj}, b_{In}, b_{IIj}, a_{III n}, b_{III n}$ – współczynniki zdefiniowane w pracy [Wan_99].

c) Magnesowanie w postaci tablicy Halbacha

Warunki brzegowe konfiguracji biegnika w układzie Halbacha opisane są następująco:

$$\begin{aligned}
 B_{Iz} \Big|_{r=R_s} &= 0; \quad A_{\Theta III} \Big|_{r=0} = 0 \\
 B_{Ir} \Big|_{r=R_m} &= B_{IIr} \Big|_{r=R_m}; \quad H_{Iz} \Big|_{r=R_m} = H_{IIz} \Big|_{r=R_m} \\
 B_{IIr} \Big|_{r=R_0} &= B_{IIIr} \Big|_{r=R_0}; \quad H_{IIz} \Big|_{r=R_0} = H_{IIIz} \Big|_{r=R_0}
 \end{aligned} \tag{B.9}$$

Rozwiązując równania (B.3) dla warunków brzegowych (B.9) uzyskano rozkład pola magnetycznego dany zależnościami [Wan_04, Wan_99]:

$$\left\{ \begin{aligned} B_{Ir}(r, z) &= \sum_{n=1,2,\dots}^{\infty} [a_{In} \cdot BI_1(m_n \cdot r) + b_{In} \cdot BK_1(m_n \cdot r)] \cdot \sin(m_n \cdot z) \\ B_{Iz}(r, z) &= \sum_{n=1,2,\dots}^{\infty} [a_{In} \cdot BI_0(m_n \cdot r) - b_{In} \cdot BK_0(m_n \cdot r)] \cdot \cos(m_n \cdot z) \\ B_{IIr}(r, z) &= \sum_{n=1,2,\dots}^{\infty} \{ [F_{an}(m_n \cdot r) + a_{IIIn}] \cdot BI_1(m_n \cdot r) + [-F_{bn}(m_n \cdot r) + b_{IIIn}] \cdot BK_1(m_n \cdot r) \} \cdot \sin(m_n \cdot z) \\ B_{IIz}(r, z) &= \sum_{n=1,2,\dots}^{\infty} \{ [F_{an}(m_n \cdot r) + a_{IIIn}] \cdot BI_0(m_n \cdot r) - [-F_{bn}(m_n \cdot r) + b_{IIIn}] \cdot BK_0(m_n \cdot r) \} \cdot \cos(m_n \cdot z) \\ B_{IIIr}(r, z) &= \sum_{n=1,2,\dots}^{\infty} [a_{IIIIn} \cdot BI_1(m_n \cdot r)] \cdot \sin(m_n \cdot z) \\ B_{IIIz}(r, z) &= \sum_{n=1,2,\dots}^{\infty} [a_{IIIIn} \cdot BI_0(m_n \cdot r)] \cdot \cos(m_n \cdot z) \end{aligned} \right. \quad (B.10)$$

gdzie: $BI_0()$; $BI_1()$ – zmodyfikowane funkcje Bessela pierwszego rzędu w zakresie $0 \div 1$;

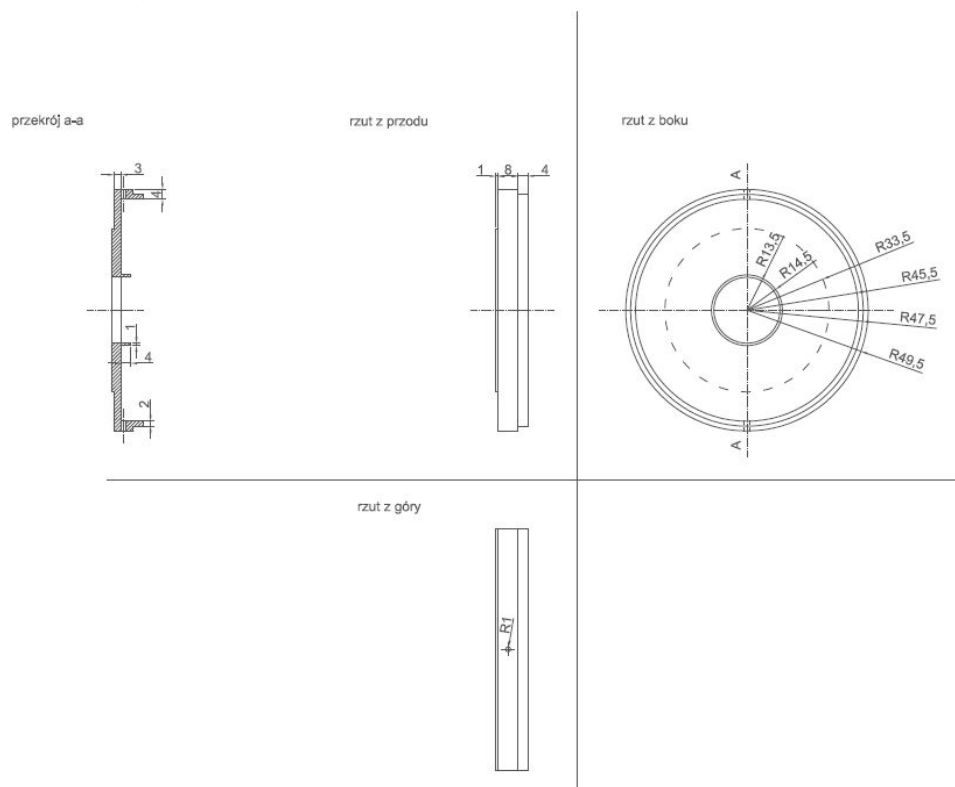
$BK_0()$; $BK_1()$ – zmodyfikowane funkcje Bessela drugiego rzędu w zakresie $0 \div 1$;

$a_{In}, a_{IIIn}, b_{In}, b_{IIIn}, a_{IIIIn}, b_{IIIIn}$ – współczynniki zdefiniowane w pracy [Wan_99].

Załącznik C – Dokumentacja techniczna projektu elementów konstrukcyjnych silnika liniowego z magnesami trwałymi

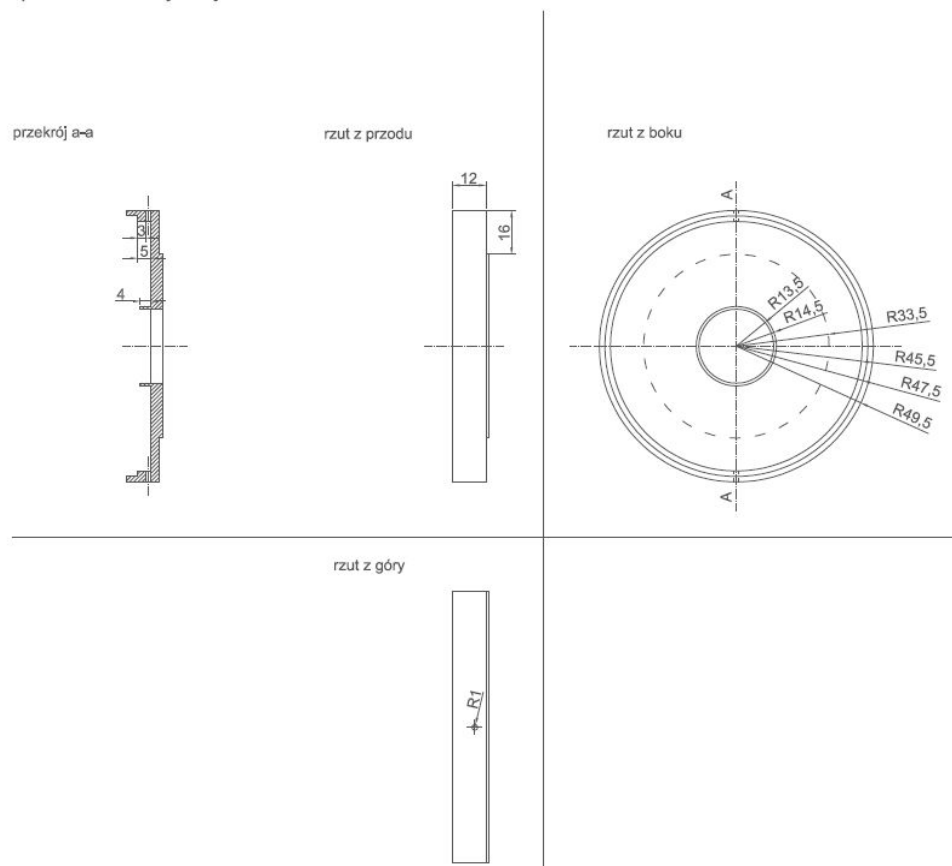
DYSK LEWY

dopuszczalne odchyłki wymiarów ± 0.05 mm



Rys. C.1. Schemat obudowy ferromagnetycznej uzwojeń stojana – dysk lewy

DYSK PRAWY
dopuszczalne odchyłki wymiarów ± 0.05 mm

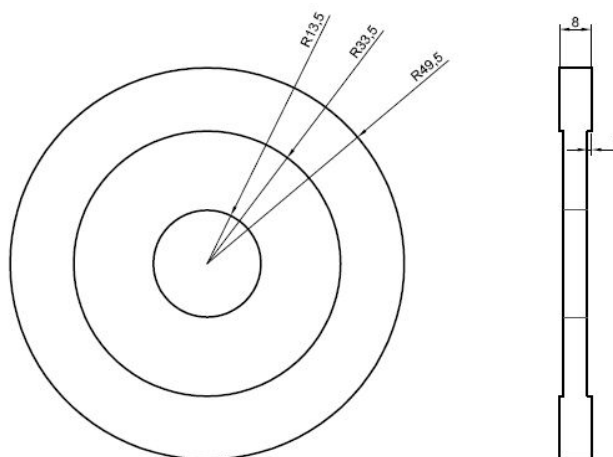


Rys. C.2. Schemat obudowy ferromagnetycznej uzwojeń stojana – dysk prawy

przekładka diamagnetyczna - płyta tekstolitowa - 8 szt. po 6 mm
wymiary podane w mm, skala 1:1

widok pojedynczego dysku z przodu

widok z boku - dysk o szer. 6 mm

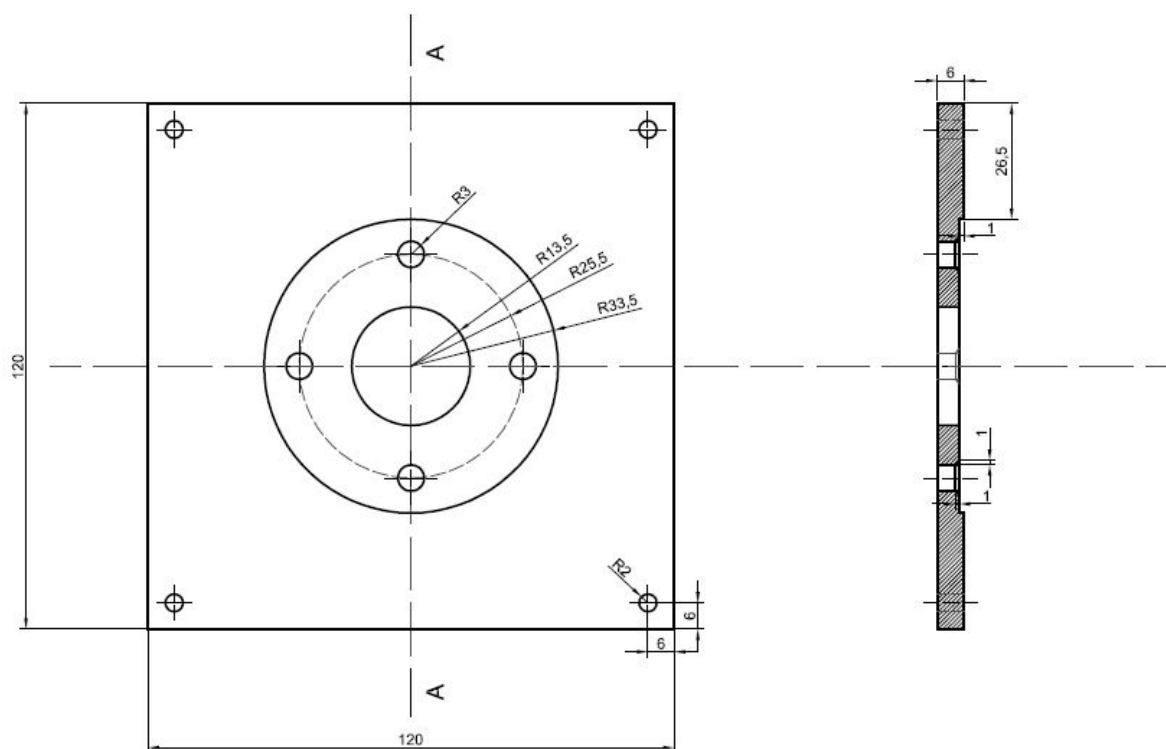


Rys. C.3. Schemat przekładki diamagnetycznej stojana

wymiary podane w mm, skala 1:1

widok pojedynczego dysku z przodu

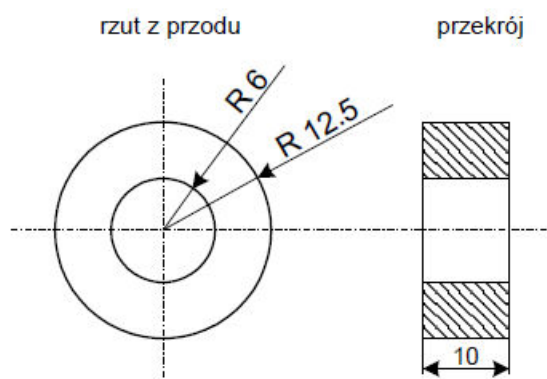
przekrój A-A



Rys. C.4. Schemat osłon aluminiowych stanowiących element nośny silnika

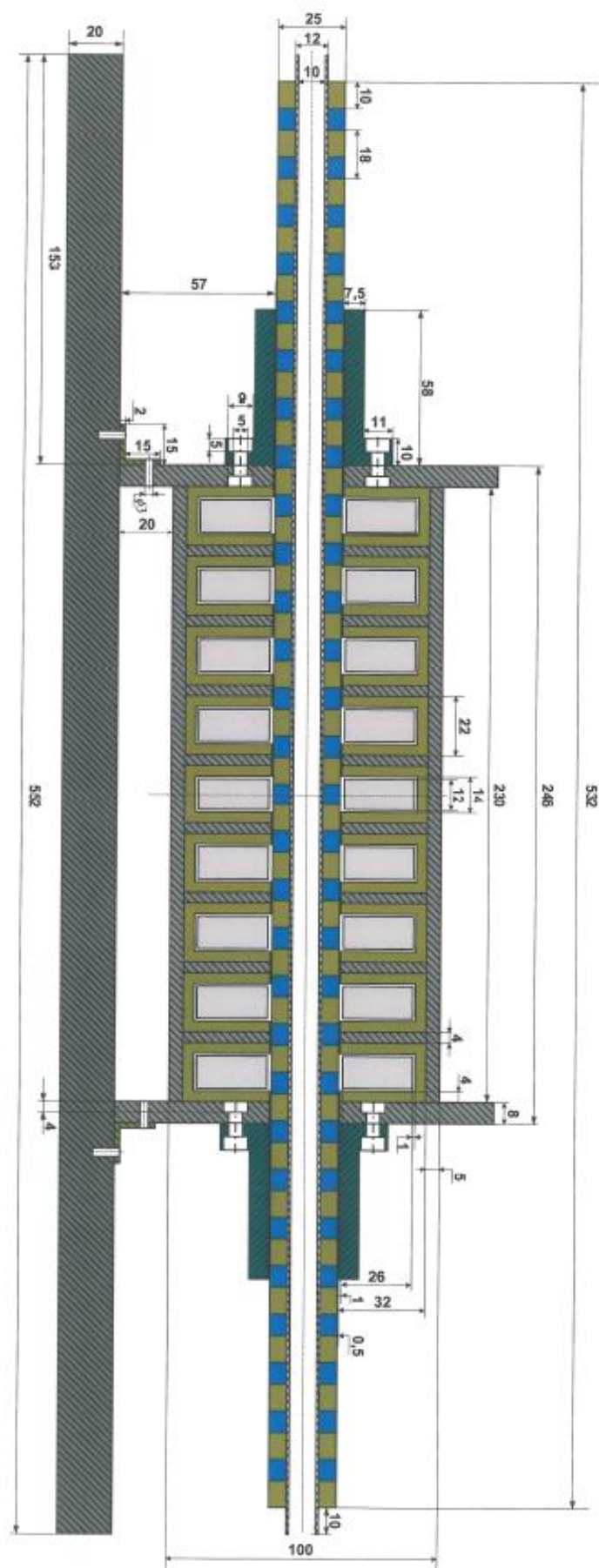
Pierścień ferromagnetyczny 25x12x10 mm- materiał stal konstrukcyjna St3 - szt. 30

dopuszczalna odchyłka ± 0.05 mm

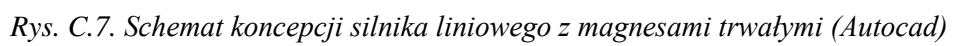


Rys. C.5. Schemat pierścieni ferromagnetycznych biegnika

Rys. 1. Schemat silnika liniowego z magnesami trwałymi o budowie cylindrycznej – koncepcja nr 1, skala 1:2



Rys. C.6. Schemat koncepcji silnika liniowego z magnesami trwałymi (Visio Drawing)



STRESZCZENIE

Rozprawa doktorska podejmuje problematykę modelowania oraz projektowania liniowych napędów elektrycznych z magnesami trwałymi. W pracy rozważano silnik liniowy o budowie cylindrycznej, który może pracować zarówno jako silnik krokowy, jak i jako silnik synchroniczny. W jego strukturze można wyróżnić dwie części: nieruchomy stojan (cewki obudowane ferromagnetykiem), oraz biegnik (magnesy trwałe połączone z pierścieniami ferromagnetycznymi) poruszający się ruchem liniowym wzdłuż osi symetrii cewek.

Celem pracy było opracowanie metodyki projektowania liniowego układu wykonawczego z magnesami trwałymi opartej na uniwersalnym modelu matematycznym, oraz wyposażenie tej metodyki w efektywne moduły obliczeniowe i badawcze. Zaproponowana metodyka projektowania wykorzystuje nowoczesne metody modelowania i symulacji, które pozwalają na przeprowadzenie obszernej analizy wirtualnych konstrukcji oraz oszacowanie charakterystyk statycznych i dynamicznych w celu osiągnięcia wymaganych parametrów, lub ich poprawy w zależności od warunków pracy urządzenia i przyjętego sposobu sterowania. W pracy dotyczyło to zwiększenia siły ciągu, minimalizacji siły zaczepowej, oraz pulsacji siły.

W badaniach sprawdzono wpływ wymiarów uzwojeń stojana, wymiarów elementów biegnika, szerokości jarzm stojana, oraz wielkości szczeliny powietrznej na podstawowe charakterystyki silnika. Przeprowadzone badania pozwoliły na zmodyfikowanie rozważanej konstrukcji pod kątem poprawy właściwości elektromechanicznych (zwiększenia siły ciągu przy jednoczesnym zmniejszeniu siły zaczepowej i pulsacji siły) dla różnych sposobów zasilania.

W celu weryfikacji przyjętego modelu matematycznego silnika oraz poprawności dokonanych obliczeń, zbudowano polowe i polowo-obwodowe modele dynamiczne oraz prototyp silnika. Wyniki badań weryfikacyjnych potwierdzają wiarygodność przyjętego w pracy modelu silnika oraz zastosowanej procedury obliczeń. Uzyskano zgodność modeli symulacyjnych z rzeczywistym, a drobne różnice wynikające ze sposobu modelowania są do zaakceptowania w rozwiązaniach praktycznych. Zaprojektowany i wykonany prototyp silnika liniowego wykazał własności oczekiwane na podstawie obliczeń w opracowanym modelu polowym, co potwierdziło przydatność zastosowanej procedury do analizy napędów elektrycznych.

ABSTRACT

The dissertation takes the issues of modelling and design of linear permanent magnet electric motors. A linear tubular motor has been taken under consideration in this paper, it can work both as a stepper motor and as a synchronous motor. There are two essential parts in its structure: a fixed stator (coils encapsulated ferromagnetic core) and a runner (permanent magnet rings combined with ferromagnetic rings) moving in linear motion along the axis of symmetry of the coils.

The aim of this work was to develop a methodology for the design of a linear permanent magnet actuator based on convenient mathematical model, and to provide this methodology with an effective calculation and research modules. The proposed design methodology uses modern modelling methods and simulations, that allow for extensive analysis of virtual constructions and an estimation of static and dynamic characteristics to achieve the required parameters or to improve them according to the operating conditions of the device and an adopted control method. The work involved increasing the magnetic force, minimizing the cogging force and the force pulsation.

The influence of stator windings dimensions, runner dimensions, the stator yoke width, and the air gap size for the basic static characteristics of the motor was investigated. The study allowed to modify the structure in question to improve the electromechanical properties (increase in magnetic force while reducing the cogging force and the force pulsation) for different power modes.

A lot of computer simulations were performed on the calculation of the motor model, based on the basic types of magnetic losses (thermal, hysteresis, and eddy current) were determined. The temperature distributions of the magnetic circuit, the power losses due to the magnetization of the ferromagnetics, and the values of the induced voltages in the motor due to current and core movement have been calculated. The thermal calculations were verified experimentally. The compatibility of results of calculations and of the measurements proves the correctness of the adopted and implemented mathematical model.

In order to verify the adopted mathematical model of the motor and the correctness of the calculations, field (finite element model) and field-circuit dynamic models and a prototype of the motor were constructed. The results of the verification tests confirm the reliability of the simulation model and the calculation procedure. Simulation models were matched with prototype, and minor differences resulting from modelling methods are acceptable in practical solutions. The designed and manufactured linear motor prototype showed the expected properties based on a calculation field model, this confirms the usefulness of the applied procedure for the analysis of electrical drives.