

POLITECHNIKA OPOLSKA

WYDZIAŁ ELEKTROTECHNIKI, AUTOMATYKI I INFORMATYKI

INSTYTUT UKŁADÓW ELEKTROMECHANICZNYCH I ELEKTRONIKI PRZEMYSŁOWEJ

KATEDRA ELEKTROTECHNIKI PRZEMYSŁOWEJ

MGR INŻ. DAWID WAJNERT

**CHARAKTERYSTYKI PRACY ŁOŻYSKA MAGNETYCZNEGO
Z UWZGLĘDNIENIEM JEGO UKŁADU REGULACJI**



PRACA DOKTORSKA

PROMOTOR

PROF. DR HAB. INŻ. BRONISŁAW TOMCZUK

OPOLE 2011

*Składam serdeczne podziękowania mojemu Promotorowi
Panu prof. dr hab. inż. Bronisławowi Tomczukowi za wsparcie
przy tworzeniu tej rozprawy oraz tym wszystkim, którzy cennymi
radami i uwagami przyczynili się do jej powstania.*

Pracę dedykuję żonie Monice.

SPIS TREŚCI

SPIS WAŻNIEJSZYCH SYMBOLI I OZNACZEŃ.....	5
1. WSTĘP.....	6
1.1. WPROWADZENIE.....	6
1.2. PARAMETRY SIŁOWNIKA AKTYWNEGO ŁOŻYSKA MAGNETYCZNEGO (AŁM).....	10
1.3. ANALIZA STANU ZAGADNIENIA NA TLE PRZEGLĄDU LITERATURY.....	13
1.4. CEL I TEZA PRACY.....	17
2. RÓWNANIA POLA MAGNETYCZNEGO.....	18
2.1. RÓWNANIA RÓŻNICZKOWE CZĄSTKOWE ORAZ PARAMETRY CAŁKOWE POLA MAGNETYCZNEGO.....	18
2.2. METODA ELEMENTÓW SKOŃCZONYCH (MES) W PŁASKO-RÓWNOLEGLYM UKŁADZIE WSPÓLRZĘDNYCH... ..	19
2.3. ŚRODOWISKO OBLICZENIOWE.....	24
3. ANALIZA POLA MAGNETYCZNEGO W SIŁOWNIKACH AŁM.....	26
3.1. PROMIENIOWY 12-BIEGUNOWY SIŁOWNIK ŁOŻYSKA MAGNETYCZNEGO.....	26
3.1.1. Model obliczeniowy.....	26
3.1.2. Wyniki obliczeń pola magnetycznego i parametrów całkowych.....	29
3.2. PROMIENIOWY 8-BIEGUNOWY SIŁOWNIK ŁOŻYSKA MAGNETYCZNEGO.....	34
3.2.1. Model obliczeniowy.....	34
3.2.2. Wyniki obliczeń pola magnetycznego i parametrów całkowych.....	37
4. ANALIZA WPŁYWU ZMIAN KONSTRUKCYJNYCH OBWODU MAGNETYCZNEGO NA PARAMETRY 8-BIEGUNOWEGO SIŁOWNIKA AŁM.....	43
4.1. WPŁYW DŁUGOŚCI SZCZELINY POWIETRZNEJ.....	43
4.2. PROPOZYCJA WYKORZYSTANIA NOWOCZESNYCH MATERIAŁÓW MAGNETYCZNYCH.....	47
4.3. WPŁYW SEPARACJI OBWODÓW MAGNETYCZNYCH POSZCZEGÓLNYCH ELEKTROMAGNESÓW SIŁOWNIKA... ..	50
4.4. WPŁYW SPOSOBU MAGNESOWANIA OBWODU MAGNETYCZNEGO STOJANA SIŁOWNIKA.....	52
4.5. WPŁYW KSZTAŁTU ZĘBÓW STOJANA SIŁOWNIKA.....	54
5. MODEL SYMULACYJNY AŁM Z UWZGLĘDNIENIEM UKŁADU STEROWANIA	59
5.1. RÓWNANIA DYNAMIKI.....	59
5.2. IMPLEMENTACJA MODELU POŁOWO-OBWODOWEGO W ŚRODOWISKU MATLAB/SIMULINK.....	63
5.3. STEROWANIE SIŁOWNIKIEM AKTYWNEGO ŁOŻYSKA MAGNETYCZNEGO.....	67
6. SYMULACJA CHARAKTERYSTYK DYNAMICZNYCH NA PODSTAWIE MODELU POŁOWO-OBWODOWEGO	82
6.1. KRYTERIA OCENY PRZEBIEGÓW DYNAMICZNYCH.....	82
6.2. CHARAKTERYSTYKI DYNAMICZNE.....	83
7. WERYFIKACJA POMIAROWA MODELU MATEMATYCZNEGO.....	96
7.1. OPIS MODELI FIZYCZNYCH PROMIENIOWYCH SIŁOWNIKÓW AŁM ORAZ STANOWISKA POMIAROWEGO	96

7.2. CHARAKTERYSTYKI STATYCZNE.....	101
7.2.1. Pomiar indukcji magnetycznej.....	101
7.2.2. Pomiar indukcyjności uzwojeń.....	104
7.2.3. Pomiar siły magnetycznej.....	104
7.3. CHARAKTERYSTYKI DYNAMICZNE.....	106
8. PODSUMOWANIE I WNIOSKI	120
BIBLIOGRAFIA.....	122
PUBLIKACJE Z UDZIAŁEM AUTORA ROZPRAWY DOKTORSKIEJ	131
ZAŁĄCZNIKI	133
Z1. SCHEMATY UKŁADU STEROWANIA SIŁOWNIKIEM AŁM	133
Z2. STANOWISKO BADAWCZE	136

SPIS WAŻNIEJSZYCH SYMBOLI I OZNACZEŃ

<i>Symbol</i>	<i>Jednostka</i>	<i>Opis</i>
\vec{A}	[Wb/m]	wektorowy potencjał pola magnetycznego
\vec{B}	[T]	wektor indukcji magnetycznej
d	[Ns/m]	tłumienie
ε	[m]	mimośród środka masy
e_v	[Vs/m]	siła elektromotoryczna rotacji
F	[N]	siła magnetyczna
$F_{y\max}, F_{x\max}$	[N]	maksymalna siła magnetyczna
\vec{H}	[A/m]	wektor natężenia pola magnetycznego
I_b	[A]	prąd bazowy (prąd punktu pracy)
I_m	[A]	prąd maksymalny
i_{cy}, i_{cx}	[A]	prądy sterujące
\vec{J}	[A/m ²]	wektor gęstości prądu
k	[N/m]	szttywność
k_{iy}, k_{ix}	[N/A]	współczynniki sztywności prądowej siłownika łożyska magnetycznego
K_P, K_I, K_D	–	parametry regulatora PID
k_{sy}, k_{sx}	[N/m]	współczynniki sztywności przemieszczeniowej siłownika łożyska magnetycznego
L_d	[H]	indukcyjność dynamiczna
m	[kg]	masa wirnika
N	–	liczba zwojów cewki lub uzwojenia
n	[obr/min]	prędkość obrotowa
p	[m]	przesunięcie wału
R	[Ω]	rezystancja uzwojeń
x, y	[m]	położenie wirnika
δ	[m]	długość szczeliny powietrznej
$\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$	–	bieguny transmitancji
μ	[H/m]	bezwzględna przenikalność magnetyczna
Ψ	[Wb]	strumień skojarzony z uzwojeniem
ω	[rad/s]	prędkość kątowna

1. WSTĘP

1.1. WPROWADZENIE

Łożyska magnetyczne uznawane są za rozwiązanie alternatywne i wielce konkurencyjne wobec łożysk klasycznych, czyli tocnych lub ślizgowych, bazujących na filmie olejowym bądź gazowym. Z wykorzystaniem pola magnetycznego do łożyskowania wirników maszyn, w tym maszyny elektrycznej, związane są bowiem liczne korzyści. Najważniejszą z nich jest możliwość uzyskiwania znacznych prędkości obrotowych (nawet 500 000 obr/min) [44], wynikająca z braku fizycznego kontaktu pomiędzy elementem ruchomym i nieruchomym maszyny. Maksymalna prędkość jest ograniczona jedynie wytrzymałością materiałów, z których wykonano wirnik. Obecnie najwyższa przyjmowana prędkość obwodowa to około 350 m/s [90].

Ponieważ łożyska magnetyczne nie wymagają medium smarującego i związanego z nim oprzyrządowania, a w szczególności elementów uszczelniających, nie generują jakichkolwiek zanieczyszczeń. Są wobec tego predysponowane do zastosowań w specyficznych warunkach: w próżni, w układach o szczególnej czystości, w skrajnie niskiej bądź wysokiej temperaturze lub też w szkodliwym środowisku kwaśnym bądź zasadowym. Nie bez znaczenia są również pozostałe zalety łożysk magnetycznych: wysoka niezawodność, bezobsługowość, brak mechanicznego zużycia, energooszczędność. Wszystko to składa się na relatywnie niskie koszty eksploatacji oraz wydłużony czas użytkowania tego typu łożysk, a dodatkowo stanowi rozwiązanie przyjazne dla środowiska naturalnego. Ponadto, w przypadku aktywnych łożysk magnetycznych (AŁM) elektroniczny układ regulacji pozwala na precyzyjne sterowanie położeniem oraz drganiami wirnika, a także zapewnia stosunkowo prosty proces diagnostyki [35].

Z uwagi na przytoczone zalety, łożyska magnetyczne znajdują z powodzeniem zastosowanie w szerokiej gamie urządzeń, wśród których można wyróżnić cztery zasadnicze obszary. Pierwszy z nich tworzą urządzenia pracujące w głębokiej próżni, która umożliwia eliminację aerodynamicznych strat związanych z tarciem o powietrze, pomimo znacznych prędkości obrotowych. Są to przede wszystkim wysokoobrotowe magazyny energii [51].

Drugim podstawowym obszarem zastosowań łożysk magnetycznych są układy wymagające sterylnych warunków pracy: m.in. napędy dysków twardych [2] czy kompresory klimatyzacji, a także urządzenia medyczne, np. pompy krwi [56] (Rys. 1.1).

Kolejna grupa to urządzenia, w przypadku których maksymalizacja prędkości obrotowych jest kluczowym czynnikiem decydującym o skuteczności działania. Można tu wymienić sprężarki gazu CO₂ wykorzystywane do dużej mocy laserów (Rys. 1.2),

wysokoobrotowe frezarki oraz wrzeciona do wysokoobrotowych obrabiarek, pompy turbomolekularne, turbogeneratory (Rys. 1.3), turbiny gazowe, centryfugi [9].



Rys. 1.1. Pompa krwi [145]



Rys. 1.2. Sprężarka gazu CO₂ do chłodzenia lasera dużej mocy [148]

Czwarty zasadniczy obszar wykorzystywania łożysk magnetycznych tworzą urządzenia pracujące w ekstremalnych warunkach, o których wspomniano wyżej: w wysokiej lub niskiej temperaturze, w mocno kwaśnym lub zasadowym środowisku. Są to np. silniki samolotu odrzutowego, kompresory ciekłego helu [46], kompresory gazu ziemnego. Nieco inną klasyfikację wymienionego zakresu urządzeń, opartą o pięć podstawowych obszarów, proponuje G. Schweitzer [90].

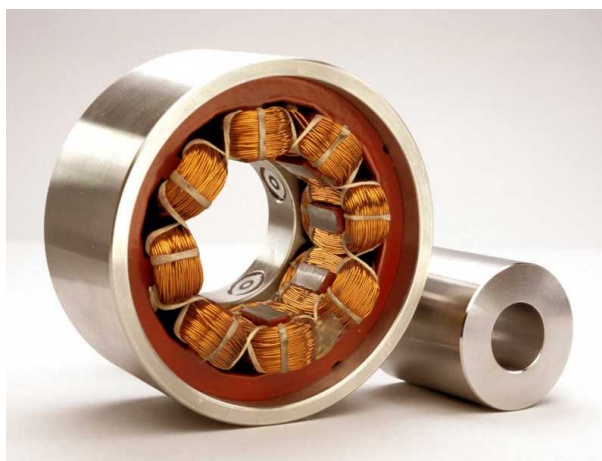


Rys. 1.3. Przekrój turbokompresora łożyskowanego magnetycznie [142]

Zastosowanie łożysk magnetycznych na skalę przemysłową zyskuje w ostatnich latach na popularności, zwłaszcza w przemyśle kosmicznym, medycznym, mechanicznym, w transporcie, w wojsku, w nowoczesnych technologiach przyjaznych środowisku (np. odnawialnych źródłach energii).

Wyróżnia się kilka typów łożysk magnetycznych. Kryterium podziału może stanowić zasada działania (łożyska aktywne, pasywne, hybrydowe), sposób magnesowania układu (łożyska heteropolarne, homopolarne) lub konstrukcja (łożyska promieniowe, osiowe, promieniowo-osiowe).

Największą popularnością cieszą się heteropolarne aktywne łożyska promieniowe (Rys. 1.4) oraz homopolarne aktywne łożyska osiowe. Stojan oraz wirnik heteropolarnego aktywnego łożyska promieniowego wykonuje się z pakietu blach elektrotechnicznych w celu ograniczenia prądów wirowych, powstających podczas obrotu wirnika. Natomiast łożysko homopolarne osiowe zbudowane jest z litego materiału, ponieważ obwód magnetyczny nie jest przemagnesowywany podczas wirowania. Dobre tłumienie drgań, zależne od układu regulacji, jak również możliwość sterowania położeniem wirnika stanowią atuty łożysk aktywnych. Natomiast najistotniejszą wadą jest złożoność całego systemu. Analizy oraz badania nad pracą i konstrukcją tego typu łożysk prowadzone są od wielu lat przez liczne ośrodki naukowe na całym świecie [5, 27, 35, 49, 70, 77, 79, 90, 131].

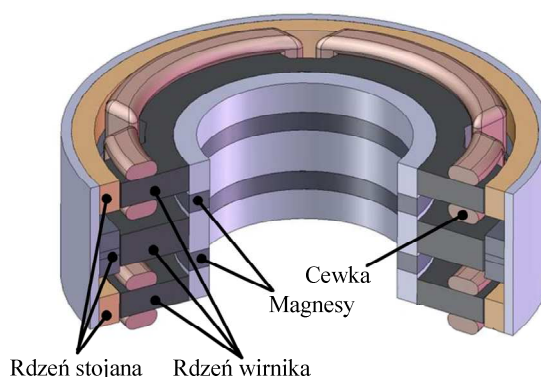


Rys. 1.4. Heteropolarne aktywne łożysko promieniowe

Rozwój materiałów konstrukcyjnych, wykorzystywanych do produkcji magnesów trwałych, przyczynił się do rozwoju łożysk pasywnych oraz hybrydowych. Pasywne łożyska magnetyczne zbudowane są wyłącznie z magnesów trwałych, głównie w oparciu o odpychające siły ich jednoimiennych biegunów. Analizy możliwości wykorzystania magnesów do budowy tego typu łożysk przedstawione są w pracach [116, 123, 124]. Mocne strony łożysk pasywnych to prosta konstrukcja, brak elektronicznego układu sterowania oraz wysoka niezawodność pracy, natomiast istotne słabości to niskie tłumienie zakłóceń oraz zmiana punktu pracy pod wpływem zewnętrznych sił. Wykonuje się łożyska pasywne promieniowe oraz osiowe. Zgodnie z twierdzeniem Earnshaw'a, nie jest możliwe łożyskowanie wirnika maszyny przy wykorzystaniu wyłącznie wzajemnego oddziaływania pól magnetostatycznych, czyli z użyciem samych łożysk pasywnych [26]. Analizę pracy

tego typu łożysk prezentują m.in.: J. Burcan [17, 18], K. Falkowski, [28, 29], A. Sławińska [96] i in. [60, 69, 86, 121].

Dzięki zestawieniu w swej konstrukcji elektromagnesów oraz magnesów trwałych hybrydowe łożyska magnetyczne łączą zalety łożysk aktywnych oraz pasywnych (Rys. 1.5). Magnes trwały generuje bazowy strumień magnetyczny, który odpowiada za wytworzenie siły związanej z punktem pracy łożyska. W konsekwencji prąd przepływający przez uzwojenia jest znacznie mniejszy niż prąd w łożysku aktywnym, co wiąże się z obniżeniem mocy pobieranej przez siłownik łożyska. Wyniki badań tego typu konstrukcji zawarte są w pracach [8, 35, 44, 98, 122].



Rys. 1.5. Hybrydowe łożysko promieniowe [8]

Pełne łożyskowanie wirnika maszyny elektrycznej wymaga zastosowania dwóch łożysk promieniowych oraz jednego łożyska osiowego. Jednakże takie podejście skutkuje znacznym zwiększeniem gabarytów całej maszyny. Dlatego też liczni inżynierowie pracują nad połączeniem funkcji łożyska promieniowego i osiowego w postaci jednej zwartej konstrukcji (Rys. 1.6). Dodatkową motywacją do tego typu działania stanowi wyeliminowanie wirującej tarczy łożyska osiowego, która ogranicza maksymalizację prędkości obrotowej. Zagadnienia dotyczące budowy tego rodzaju łożysk przedstawiono w pracach [44, 47, 63].



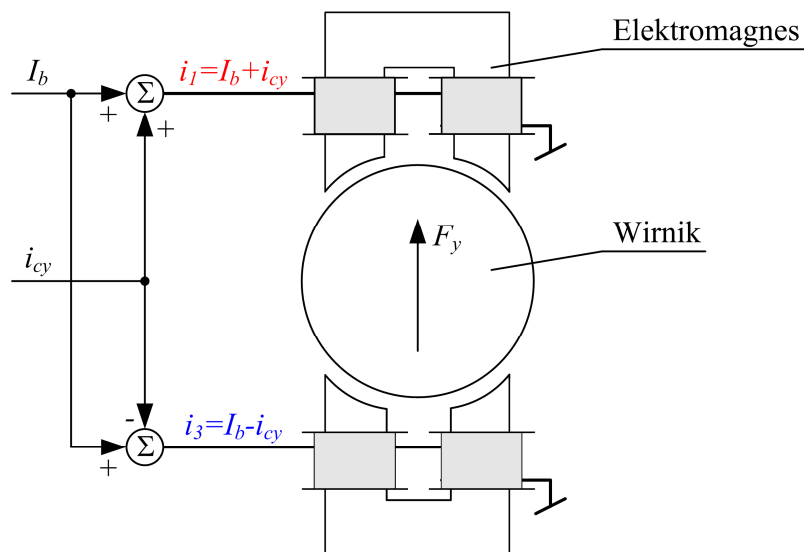
Rys. 1.6. Konstrukcja łożyska promieniowo-osiowego [144]

1.2. PARAMETRY SIŁOWNIKA AKTYWNEGO ŁOŻYSKA MAGNETYCZNEGO (AŁM)

Siłownik aktywnego łożyska magnetycznego należy do grupy przetworników elektromechanicznych o specyficznych parametrach, z których najważniejsze to: prąd maksymalny I_m , prąd bazowy I_b , maksymalna siła $F_{y\max}$, sztywność prądowa k_{iy} oraz sztywność przemieszczeniowa k_{sy} .

Prąd maksymalny I_m określa dopuszczalną długotrwałą wartość prądu, jaka może być wymuszana w uzwojeniach siłownika. Wartość prądu I_m dobierana jest w taki sposób, aby po pierwsze, nie przekroczyć maksymalnej ustalonej temperatury pracy siłownika oraz po drugie, nie przekroczyć indukcji przegięcia charakterystyki magnesowania obwodu magnetycznego.

Prąd bazowy I_b określa punkt pracy różnicowego układu dwóch elektromagnesów (dlatego też nazywany jest prądem punktu pracy). Idea pracy siłownika aktywnego łożyska magnetycznego (AŁM) opiera się na zasadzie działania elektromagnesu. Jednakże elektromagnes może wygenerować siłę magnetyczną działającą na jedną stronę wirnika. Dlatego też zazwyczaj w siłowniku AŁM w jednej osi pracują dwa przeciwległe elektromagnesy (Rys. 1.7). W ten sposób wytworzone są siły o wartości zarówno dodatniej, jak i ujemnej. Ich wypadkowa powoduje lewitację wirnika AŁM.



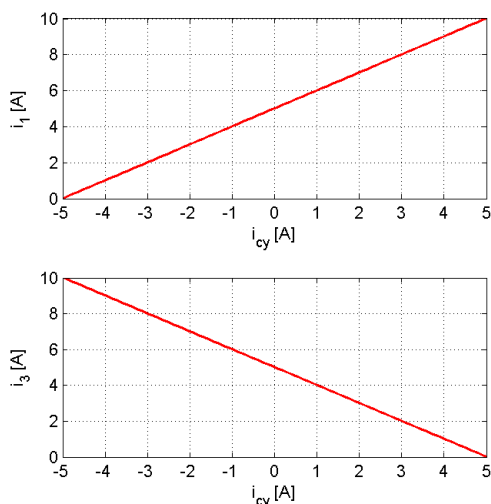
Rys. 1.7. Różnicowy układ elektromagnesów

W różnicowym układzie dwóch elektromagnesów prądy wymuszane w elektromagnesach (Rys. 1.7) określone są następująco:

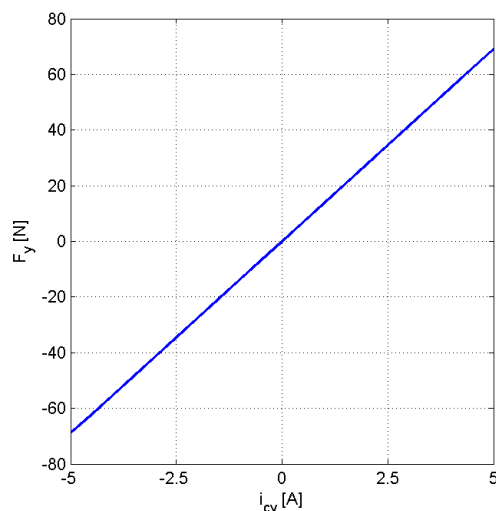
$$i_1 = I_b + i_{cy}, \quad (1.1a)$$

$$i_3 = I_b - i_{cy}, \quad (1.1b)$$

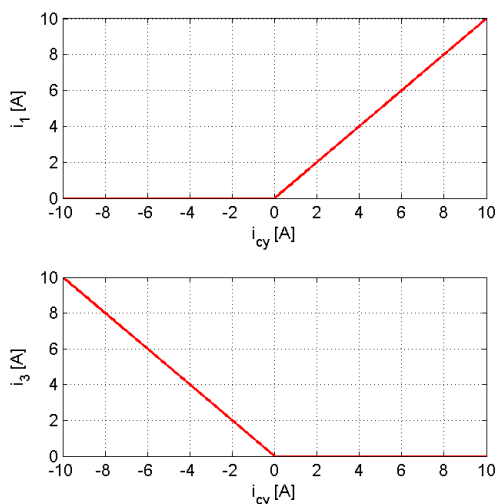
gdzie i_{cy} jest prądem sterującym w osi y . Prąd sterujący to wielkość, która kontroluje zwrot i wartość generowanej siły. Aby zapewnić prawidłową pracę siłownika AŁM, prąd bazowy I_b powinien być równy połowie wartości prądu maksymalnego [5]. Na rysunku 1.9 przedstawiono przykładowy wykres wypadkowej siły elektromagnetycznej F_y dla prądu maksymalnego $I_m = 10$ A oraz prądu bazowego $I_b = 5$ A (Rys. 1.8).



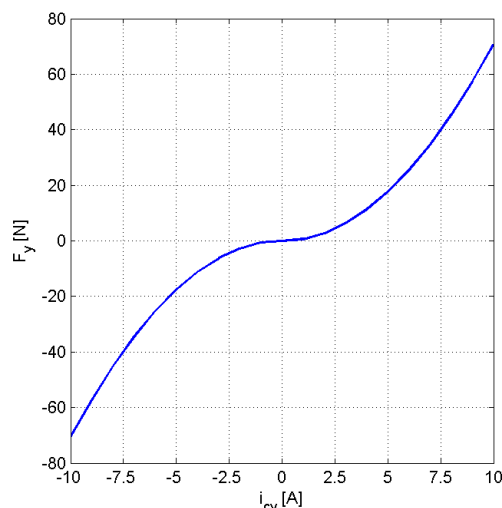
Rys. 1.8. Prądy w elektromagnesach w funkcji prądu sterowania dla $I_b = 5 A$ oraz $I_m = 10 A$



Rys. 1.9. Wypadkowa siła elektromagnetyczna F_y w funkcji prądu sterującego i_{cy} dla $I_b = 5 A$



Rys. 1.10. Prądy w elektromagnesach w funkcji prądu sterowania dla $I_b = 0$ oraz $I_m = 10 A$



Rys. 1.11. Wypadkowa siła elektromagnetyczna F_y w funkcji prądu sterującego dla $I_b = 0$

Ze względu na to, iż prąd bazowy jest stałym składnikiem prądów wymuszanych w uzwojeniach siłownika (1.1), decyduje on o energii pobieranej przez siłownik. Dlatego też dobór wartości tego prądu stanowi istotny etap procesu projektowania układu sterowania. Brak tego prądu powoduje nieliniowy przebieg siły wywołanej prądem sterowania (Rys. 1.11). Na rysunku 1.11 pokazano przykładowy wykres wypadkowej siły elektromagnetycznej F_y dla prądu maksymalnego $I_m = 10 A$ oraz prądu bazowego $I_b = 0$. Obniżenie wartości prądu bazowego wpływa wprawdzie negatywnie na charakterystykę generowanej siły, ale równocześnie skutkuje zmniejszeniem pobieranej energii. Znaczna część energii zużywana w aktywnym łożysku magnetycznym tracona jest w postaci ciepła wydzielanego właśnie pod wpływem prądu bazowego. Dlatego też w wielu aplikacjach stosuje się znacznie obniżenie jego wartości, nawet do zera [33, 42]. Nieliniowa charakterystyka siły elektromagnetycznej w funkcji prądu sterującego pogarsza jakość

pracy regulatorów liniowych, co może być zrekomensowane przy użyciu zaawansowanych i skomplikowanych algorytmów sterowania.

Maksymalna siła AŁM działająca w osi y ($F_{y\max}$) generowana jest przez siłownik dla centralnego położenia wirnika ($y = 0$) oraz maksymalnej wartości prądu sterującego i_{cy} .

Sztywność prądowa k_{iy} określa zmianę wypadkowej siły magnetycznej pod wpływem zmiany prądu sterującego dla stałego położenia wirnika:

$$k_{iy} = \left. \frac{\partial F_y}{\partial i_{cy}} \right|_{y=\text{const}} . \quad (1.2)$$

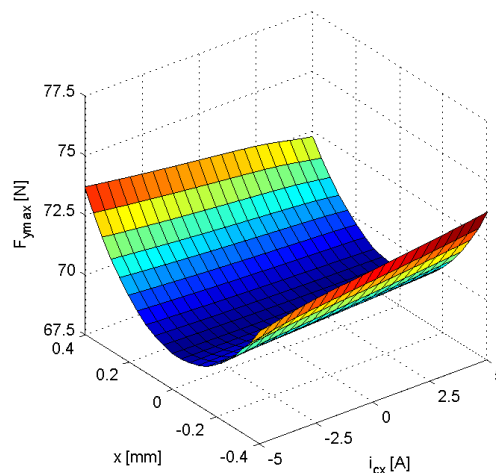
Natomiast sztywność przemieszczeniowa k_{sy} odnosi się do zmiany siły w wyniku zmiany położenia wirnika w przypadku niezmiennego prądu sterującego:

$$k_{sy} = \left. \frac{\partial F_y}{\partial y} \right|_{i_{cy}=\text{const}} . \quad (1.3)$$

Współczynnik zmiany siły magnetycznej działającej w osi y określa zmienność maksymalnej siły $F_{y\max}$ pod wpływem zmiany warunków pracy siłownika w osi x :

$$\varepsilon_y = \frac{\max(F_{y\max}) - \min(F_{y\max})}{F_{y\max}|_{x=0, i_{cx}=0}} \cdot 100\% . \quad (1.4)$$

Współczynnik ten określa sprzężenia generowanej siły magnetycznej pomiędzy osiami siłownika, dlatego też powinien osiągać jak najmniejsze wartości. Na rysunku 1.12 przedstawiono przykładowy wykres maksymalnej siły $F_{y\max}$ w funkcji zmiany prądu sterującego i_{cx} oraz przesunięcia w osi x .



Rys. 1.12. Wykres maksymalnej siły $F_{y\max}$ w funkcji prądu sterującego i_{cx} oraz przesunięcia wirnika w osi x

Omówione parametry z indeksem y odnoszą się do osi y siłownika, jednakże ze względu na symetrię siłownika względem jego środka, parametry te w osi x przyjmują zbliżone wartości. W związku z tym, w dalszej części pracy zrezygnowano z osobnej analizy parametrów dla osi x .

Do analizowanych parametrów siłownika należą również indukcyjność dynamiczna L_d cewek elektromagnesów siłownika AŁM oraz siła elektromotoryczna e_v generowana w tych cewkach. Parametry te omówiono w podrozdziale 2.1.

1.3. ANALIZA STANU ZAGADNIENIA NA TLE PRZEGLĄDU LITERATURY

Zagadnieniom związanym z aktywnym zawieszeniem magnetycznym poświęcono już wiele opracowań, zarówno w literaturze światowej, jak i polskiej. Są to przede wszystkim prace, których przedmiotem jest analiza samego układu sterowania lub też jedynie konstrukcji siłowników łożysk magnetycznych.

Najczęściej analizowane parametry siłowników łożysk magnetycznych to strumień magnetyczny skojarzony z cewkami oraz siły oddziałujące na wirnik. Do analizy rozkładu pola magnetycznego w siłownikach stosuje się najczęściej jedną z metod: analityczną, sieci reluktancyjnych lub elementów skończonych.

Metody analityczne do obliczania parametrów elektromagnetycznych stosowane są głównie przez automatyków. Pozwalają one na szacunkowe określenie wartości indukcji magnetycznej oraz wyznaczenie parametrów całkowitego pola, takich jak: siła magnetyczna, strumień magnetyczny, indukcyjności cewek [22, 34, 35, 61, 66, 90]. Istotne uproszczenie stosowane w tych podejściach to pomijanie reluktancji wielu części ferromagnetycznego obwodu magnetycznego.

Metoda sieci reluktancyjnych, zaliczana do metod numerycznych, umożliwia uwzględnienie w obliczeniach rozkładu pola nieliniowej charakterystyki magnesowania rdzenia. Niewielka liczba równań nieliniowych w stosunku do liczby równań metody elementów skończonych pozwala na szybkie wyznaczenie rozkładu pola magnetycznego, co może mieć istotne znaczenie w procesie optymalizacyjnym. Jednak metoda ta ogranicza precyzyjne odwzorowanie kształtu obwodu magnetycznego, przez co uniemożliwia zbadanie wpływu zmian w obwodzie magnetycznym. Ponadto, bardzo trudno uwzględnić wpływ strumienia rozproszenia na parametry całkowite siłownika łożyska. Z drugiej strony, pozwala ona na uwzględnienie wpływu prądów wirowych oraz efektów krańcowych w modelu siłownika [67]. Jednakże stworzenie modelu reluktancyjnego wymaga dużego doświadczenia od projektanta. Analiza rozkładu pola magnetycznego metodą sieci reluktancyjnych w siłownikach łożysk została przedstawiona w pracach [72, 81].

Spośród metod numerycznych do obliczania rozkładu pola magnetycznego w siłownikach łożysk najczęściej wykorzystywana jest metoda elementów skończonych [5, 6, 80, 85, 106, 131]. Przy stosunkowo dokładnej dyskretyzacji analizowanego obszaru metoda ta warunkuje dokładne wyznaczenie rozkładu pola magnetycznego w szczelinie powietrznej oraz w pozostałych częściach obwodu magnetycznego [35, 104, 117]. Umożliwia ona również zbadanie wpływu prądów wirowych na parametry siłowników łożysk [125, 132, 134]. Ponadto, metoda elementów skończonych pozwala na analizę wpływu niewielkich zmian w obwodzie magnetycznym siłownika na parametry całkowite pola [109, 111], co przy zastosowaniu metod analitycznych jest niemożliwe.

Istotnym parametrem siłowników łożysk magnetycznych, który warunkuje ich zastosowanie w danej aplikacji, jest siła magnetyczna. Zazwyczaj analizuje się wpływ geometrii obwodu magnetycznego siłownika na wartość generowanej przez niego siły [62].

Obecnie metoda elementów skończonych umożliwia analizę obiektów w przestrzeni dwu- oraz trójwymiarowej. Parametry siłownika AŁM wyznaczone są przede wszystkim metodą dwuwymiarowej analizy pola [3, 5, 36, 59, 76, 79, 100, 119, 120], a dużo rzadziej trójwymiarową [36, 107, 108, 110, 131]. Dwuwymiarowa metoda elementów skończonych niesie ze sobą pewne ograniczenia, ponieważ nie umożliwia modelowania efektów krańcowych w siłowniku. Jednakże, jak wykazano w pracy [104], błędy w wyznaczonych parametrach siły oraz strumienia magnetycznego, wynikające z tego ograniczenia, są niewielkie, natomiast znacznie skraca się czas trwania obliczeń. Z kolei trójwymiarowa metoda elementów skończonych wykorzystywana jest głównie do analizy rozkładu pola w łożyskach hybrydowych o skomplikowanej geometrii obwodu magnetycznego [56, 64, 89, 97, 122, 128]. W celu uzyskania maksymalnej siły generowanej przez siłownik, stosuje się różne metody optymalizacyjne [23, 100, 119], jak i obliczenia wielowariantowe [62].

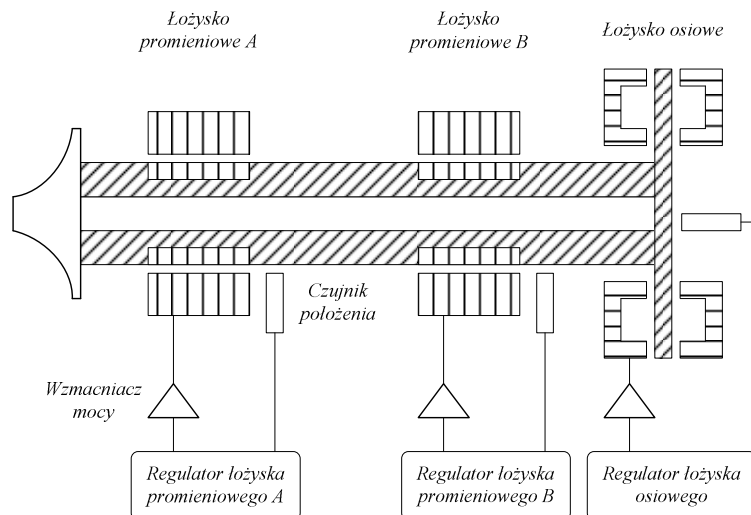
Proces modelowania AŁM nie ogranicza się jedynie do wyznaczenia jego parametrów statycznych, gdyż zawieszenie magnetyczne pracuje najczęściej w stanie nieustalonym. Istotne jest zatem opracowanie odpowiedniego modelu matematycznego, który pozwala na analizę stanów przejściowych. Bardzo często siłownik łożyska magnetycznego opisywany jest liniowym modelem o parametrach niezmiennych w czasie. Takie podejście znacznie upraszcza opis siłownika aktywnego łożyska magnetycznego, który jest obiektem z natury nieliniowym. Najważniejszą nieliniowością występującą w siłowniku jest zależność siły magnetycznej od położenia oraz prądu. Sprzężenia pomiędzy elektromagnesami oraz nasycenie obwodu magnetycznego, jak też histereza materiału obwodu magnetycznego powodują nieliniową zależność indukcyjności cewki od prądu. Dodatkowe nieliniowości są spowodowane występowaniem prądów wirowych i obecnością strumienia rozproszenia.

Metodą, która pozwala na uwzględnienie wielu z wyżej wymienionych nieliniowości, jest metoda polowo-obwodowa. W podejściu tym, na podstawie modelu polowego wyznacza się parametry całkowite siłownika dla różnych wartości prądu i położeń wirnika [40, 87, 88, 89, 113]. W ten sposób wykonane obliczenia polowe mogą być wykorzystywane do analizy różnych stanów pracy AŁM. Podejście takie zostało zaprezentowane w pracach [105, 112, 131]. Rzadziej stosowana jest metoda polowa, która polega na cyklicznym wywoływaniu modelu polowego przez program rozwiązujący układ równań różniczkowych [103]. Tego typu rozwiązanie bywa czasochłonne, jednak zapewnia wysoką dokładność obliczeń.

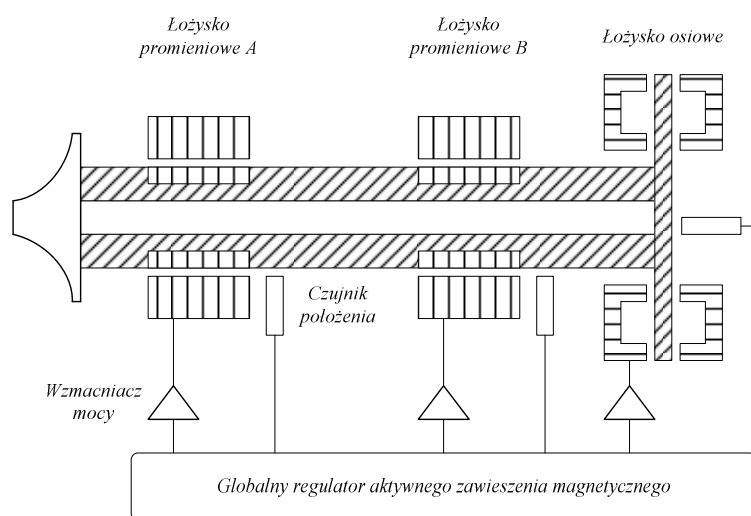
Odmiernym zagadnieniem szeroko opisywanym w literaturze jest projektowanie układu sterowania AŁM. Siłowniki łożysk magnetycznych są obiektami z natury niestabilnymi, które do prawidłowej pracy wymagają układu regulacji. Dodatkowo, siłowniki te cechują się nieliniowością siły nośnej w funkcji prądu i przesunięcia wirnika, jak również są obiektami niestacjonarnymi, ze względu na występujące w obwodzie magnetycznym zjawiska fizyczne, takie jak nasycenie, straty histerezy i wiropądowe. Z powodu swych właściwości siłowniki łożysk magnetycznych stanowią popularny przedmiot badań automatyków, prowadząc do rozwoju coraz bardziej nowoczesnych metod sterowania.

Układy regulacji położenia wirnika realizowane są w oparciu o lokalną (zdecentralizowaną) lub globalną (scentralizowaną) strukturę sterowania. W pierwszym

przypadku każda z osi siłownika otrzymuje sygnał sterujący z osobnego regulatora, bazującego na własnym algorytmie sterowania (Rys. 1.13). W drugim przypadku jeden regulator, na podstawie realizowanego globalnie algorytmu, „wypracowuje” sygnał sterujący dla wszystkich osi równocześnie (Rys. 1.14).



Rys. 1.13. Struktura lokalnego układu sterowania położeniem wału ułożyskowanego magnetycznie



Rys. 1.14. Struktura globalnego układu sterowania położeniem wału ułożyskowanego magnetycznie

Można wyróżnić następujące rodzaje układów sterowania AŁM [35, 49, 68]:

- wykorzystujący sterowanie indukcją magnetyczną ze sprzężeniem zwrotnym od przemieszczenia lub indukcji magnetycznej i prądów,
- wykorzystujący sterowanie prądem ze sprzężeniem zwrotnym od czujnika przemieszczenia lub czujnika indukcji magnetycznej i prądu,
- wykorzystujący sterowanie napięciowe ze sprzężeniem zwrotnym od przemieszczenia lub indukcji magnetycznej i prądów lub w tzw. układzie samopomiarowym.

Pierwsze układy sterowania łożyskami magnetycznymi powstawały w oparciu o układy analogowe. Technika ta pozwoliła na implementację regulatorów proporcjonalno-różniczkujących PD i proporcjonalno-całkująco-różniczkujących PID [13]. Szybki rozwój

techniki mikroprocesorowej w ostatnich dziesięcioleciach przyczynił się do powstania zaawansowanych metod sterowania łożyskami magnetycznymi. Można wśród nich wymienić sterowanie: optymalne [12, 63, 77, 114, 130], oporne [25, 37, 52, 53, 71], adaptacyjne [1, 11], z wykorzystaniem sieci neuronowych [77], z wykorzystaniem logiki rozmytej [24, 41, 43, 101], z linearyzującym sprzężeniem zwrotnym [57, 75], ślizgowe [38, 45, 55]. Niemniej jednak, prostota i intuicyjne podejście do projektowania układu regulacji, które zapewniają regulatory PD i PID sprawiają, iż zdecydowana większość łożysk magnetycznych stosowanych w aplikacjach przemysłowych sterowana jest właśnie tymi regulatorami [31, 39, 54, 56, 92, 99, 120, 126]. Zastosowanie poszczególnych algorytmów sterowania implikuje odmienne właściwości aktywnego łożyska magnetycznego. Ich porównanie można znaleźć m.in. w pracach [7, 78, 91, 118].

W publikacjach [22, 27, 35, 90] przedstawiono sposób projektowania układu regulacji AŁM z regulatorem PID. Dodatkowo, opisano wpływ wartości współczynników regulatora na czasową i częstotliwościową odpowiedź łożyska. Nastawy parametrów regulatora PID dobierane są różnymi sposobami: metodą lokowania biegunów [78, 84], z wykorzystaniem sieci neuronowych [20] lub z wykorzystaniem logiki rozmytej [21].

W literaturze krajowej można znaleźć publikacje, które poświęcone są zagadnieniom magnetycznego łożyskowania maszyn. Jednakże w pracach skoncentrowanych wokół układów sterowania przyjmuje się zwykle zmierzone wartości parametrów siłowników, natomiast w tych pracach, które analizują siłowniki, w większości przypadków do analizy nie włącza się układów sterowania. W monografii [49] zaproponowano sposób modelowania aktywnego zawieszenia magnetycznego oparty na identyfikacji pomiarowej poszczególnych elementów rzeczywistego obiektu, przedstawiono sposób projektowania układu sterowania siłownikiem AŁM z regulatorem PID² oraz przeprowadzono weryfikację pomiarową zaproponowanego modelu. W monografiach [34, 35] opisano różne aspekty aktywnych łożysk magnetycznych. Przedstawiono podstawy teoretyczne aktywnego zawieszenia magnetycznego oraz model siłownika łożyska. Opisano układy sterowania położeniem wirnika z regulatorami: PD, PID, PD², przedstawiono koncepcję sterowania adaptacyjnego oraz omówiono niezbędne elementy automatyki, takie jak czujniki przemieszczenia, wzmacniacze mocy i cyfrowe układy sterowania.

W pracy doktorskiej [27] opisano laboratoryjny model gioskopu z magnetycznie zawieszonym wirnikiem. Praca ta poświęcona jest sterowaniu z wykorzystaniem regulatorów PID, PID² oraz identyfikacji parametrów aktywnego łożyska magnetycznego. Z kolei praca doktorska [77] przedstawia sposób sterowania aktywnym zawieszeniem magnetycznym z regulatorem LQ w oparciu o model lokalny i globalny. Sposób projektowania algorytmów sterowania odpornego (H_∞ , H_2 , μ) oraz badania eksperymentalne sterowania położeniem wału z regulatorami PID, H_∞ i H_2 zawarto w pracy doktorskiej [70].

Mówiąc o rozwoju w dziedzinie magnetycznego łożyskowania maszyn, warto jeszcze wspomnieć o organizowanym co dwa lata międzynarodowym sympozjum łożysk magnetycznych (*International Symposium on Magnetic Bearings*), zapoczątkowanym w Szwajcarii w 1988 r. Konferencja ta jest wiodącym forum prezentacji najnowszych osiągnięć i wyników badań, poprzez gromadzenie czołowych naukowców i inżynierów z całego świata, zainteresowanych problematyką łożysk magnetycznych.

1.4. CEL I TEZA PRACY

Nieustanny rozwój sprzętu komputerowego oraz programów do analizy pola elektromagnetycznego przyczynia się do znacznego postępu osiąganego w zakresie projektowania przetworników elektromechanicznych. Obecnie komercyjne pakiety obliczeniowe umożliwiają analizę stanów dynamicznych w urządzeniach elektromagnetycznych z wykorzystaniem metody polowej. Jednakże takie podejście jest czasochłonne i staje się często nieekonomiczne. Dlatego też autor niniejszej pracy zaproponował połączenie szybkiego wariantu analizy polowej z algorytmami uwzględniającymi sterowanie aktywnych łożysk magnetycznych (AŁM). Pozwala to nie tylko na wyznaczenie rozkładów indukcji magnetycznej i parametrów całkowych pola, lecz także na przeprowadzenie efektywnych obliczeń stanów niustalonych. Autor założył, że dzięki temu już na etapie projektowania siłownika aktywnego łożyska magnetycznego możliwe będzie wyznaczenie jego charakterystyk pracy z uwzględnieniem układu sterowania.

Celem pracy jest nie tylko polowa analiza parametrów promieniowego siłownika AŁM dla różnych wariantów konstrukcyjnych, ale również polowo-obwodowa analiza charakterystyk dynamicznych łożyska magnetycznego. Ważny element stanowi uwzględnienie układu sterowania siłownikiem AŁM w modelu matematycznym wyżej wymienionego aktywnego zawieszenia magnetycznego. Dzięki temu będzie możliwe symulowanie charakterystyk pracy aktywnego łożyska magnetycznego z uwzględnieniem nieliniowości obwodu magnetycznego siłownika oraz parametrów układu sterowania.

Mając na uwadze powyższe cele, sformułowano tezę pracy, która brzmi:

Analiza polowo-obwodowa umożliwia, na etapie projektowania, wyznaczenie charakterystyk pracy aktywnego łożyska magnetycznego oraz pozwala na dobór parametrów układu sterowania.

Aby udowodnić przyjętą tezę pracy, określono następujące cele pośrednie:

- opracowanie modeli polowych 8- i 12-biegunowego promieniowego siłownika aktywnego łożyska magnetycznego dla wyznaczenia rozkładu indukcji magnetycznej oraz parametrów całkowych pola,
- analiza wpływu zmian konstrukcyjnych 8-biegunowego siłownika AŁM na jego parametry statyczne,
- analiza ustalonych i dynamicznych stanów pracy siłownika łożyska magnetycznego w oparciu o opracowany model polowo-obwodowy z uwzględnieniem układu sterowania.

2. RÓWNANIA POLA MAGNETYCZNEGO

2.1. RÓWNANIA RÓŻNICZKOWE CZĄSTKOWE ORAZ PARAMETRY CAŁKOWE POLA MAGNETYCZNEGO

Pole magnetostatyczne opisywane jest zwykle przez dwie wielkości fizyczne, a mianowicie natężenie pola magnetycznego \vec{H} oraz indukcję magnetyczną \vec{B} . Równania opisujące rozkład tego pola w postaci różniczkowej są następujące [50]:

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J}, \quad (2.1a)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0. \quad (2.1b)$$

Związek pomiędzy indukcją magnetyczną \vec{B} a natężeniem pola magnetycznego \vec{H} określony jest równaniem konstytutywnym, które dla przypadków izotropowych można przedstawić jako [50]:

$$\vec{B} = \mu(B)\vec{H}, \quad (2.2)$$

gdzie $\mu(B)$ jest przenikalnością magnetyczną zależną od indukcji magnetycznej.

W celu uproszczenia analizy rozkładu pola magnetycznego stosuje się potencjał wektorowy \vec{A} . Potencjał ten najczęściej definiuje się następująco [58, 102]:

$$\vec{B} = \nabla \times \vec{A}. \quad (2.3)$$

Na podstawie I-go równania Maxwella (2.1a), po uwzględnieniu zależności na potencjał wektorowy \vec{A} (2.3), otrzymuje się następujące równanie różniczkowe cząstkowe opisujące rozkład pola magnetycznego:

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu(B)} \nabla \times \vec{A} \right) = \vec{J}. \quad (2.4)$$

W układzie płasko-równoległym współrzędnych kartezjańskich ($A_x = A_y = 0$) równanie (2.4) przyjmuje postać [94]:

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu(B)} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu(B)} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) = -J_z. \quad (2.5)$$

W wyniku rozwiązania równania (2.5) otrzymuje się rozkład składowej A_z potencjału wektorowego na płaszczyźnie XY, którego izoliny tworzą linie strumienia magnetycznego. Uwzględniając zależność (2.3) otrzymuje się wektor indukcji magnetycznej [93] zapisany jako:

$$\vec{B} = \frac{\partial A_z}{\partial y} \vec{1}_x - \frac{\partial A_z}{\partial x} \vec{1}_y. \quad (2.6)$$

Znajomość rozkładu pola magnetycznego pozwala na wyznaczenie parametrów całkowych modelu. Strumień magnetyczny skojarzony z uzwojeniem o N zwojach obliczono jako sumę strumieni skojarzonymi z poszczególnymi zwojami:

$$\Psi = \sum_{k=1}^N \phi_k. \quad (2.7)$$

Natomiast strumień ϕ_k skojarzony z k -tym zwojem otrzymano całkując indukcję \vec{B} po powierzchni ograniczonej tym zwojem. Na podstawie twierdzenia Stokesa, całkowanie indukcji magnetycznej po powierzchni S można zastąpić całką po konturze l , a wówczas równanie (2.7) można zapisać w postaci:

$$\Psi = \sum_{k=1}^N \iint_S \vec{B} \cdot d\vec{S} = \sum_{k=1}^N \oint_l \vec{A} \cdot d\vec{l}. \quad (2.8)$$

Znajomość strumienia magnetycznego skojarzonego z danym uzwojeniem umożliwia wyznaczenie indukcyjności dynamicznej L_d oraz siły elektromotorycznej rotacji e_v . Indukcyjność dynamiczną L_d obliczono jako pochodną strumienia magnetycznego [5] skojarzonego z uzwojeniem w odniesieniu do prądu i :

$$L_d = \frac{\partial \Psi}{\partial i}, \quad (2.9)$$

natomiast siłę elektromotoryczną (SEM) rotacji e_v wyznaczono jako pochodną strumienia magnetycznego skojarzonego z uzwojeniem [5] w odniesieniu do przesunięcia wału p :

$$e_v = \frac{\partial \Psi}{\partial p}. \quad (2.10)$$

Siłę magnetyczną działającą na ferromagnetyczną bieżnię łożyska magnetycznego wyznaczono z tensora naprężeń Maxwella \vec{T} . Wyraża się ją jako całkę tensora \vec{T} na brzegu obszaru ferromagnetycznego Γ [115]:

$$\vec{F} = \oint_{\Gamma} \vec{T} \cdot d\vec{\Gamma}. \quad (2.11)$$

2.2. METODA ELEMENTÓW SKOŃCZONYCH (MES) W PŁASKO-RÓWNOLEGŁYM UKŁADZIE WSPÓLRZĘDNYCH

Przedstawione w pracy obliczenia rozkładu pola magnetycznego wykonano w oparciu o metodę elementów skończonych (MES) w układzie płasko-równoległym. W analizie pominięto wpływ prądów wirowych w zblachowanych pakietach wirnika i stojana siłownika łożyska. Dla wyprowadzenia równań MES założono liniową charakterystykę magnesowania materiałów. Jednakże numeryczna analiza rozkładu pola magnetycznego uwzględnia nieliniową charakterystykę poprzez iteracyjne rozwiązywanie dyskretyzowanych równań pola, aż do spełnienia kryterium dokładności wyniku. Przy

pominięciu prądów wirowych oraz założeniu liniowej charakterystyki magnesowania, analiza pola magnetycznego sprowadza się do rozwiązania równania Poissona:

$$-\nabla^2 \vec{A} = \mu \vec{J}. \quad (2.12)$$

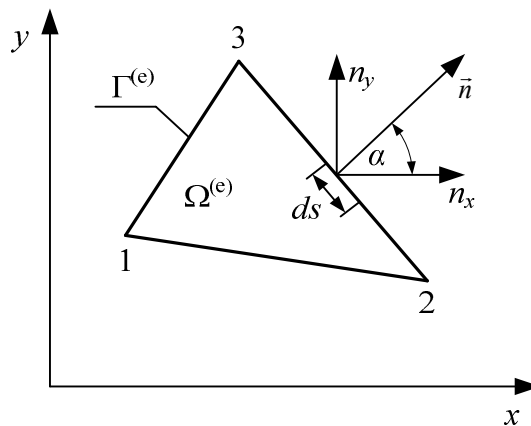
Laplasjan potencjału \vec{A} w układzie płasko-równoległym przyjmuje następującą postać:

$$\nabla^2 \vec{A} = \nabla^2 A_x \vec{1}_x + \nabla^2 A_y \vec{1}_y + \nabla^2 A_z \vec{1}_z. \quad (2.13)$$

W układzie płasko-równoległym dla potencjału wektorowego \vec{A} oraz gęstości prądu \vec{J} istnieje jedynie składowa z , wówczas równanie różniczkowe cząstkowe (2.12) jest określone następująco:

$$-\frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} - \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} = \mu J_z. \quad (2.14)$$

W metodzie elementów skończonych analizowany obszar Ω dzieli się najczęściej na elementy trójkątne [95]. Na rysunku 2.1 przedstawiono jeden z takich elementów oraz krawędź $\Gamma^{(e)}$ tego elementu.



Rys. 2.1. Definicja elementu trójkątnego na płaszczyźnie xy

Istnieją dwa sposoby wyprowadzenia formy wariacyjnej dla równań różniczkowych cząstkowych w metodzie elementów skończonych. Jeden z nich bezpośrednio wykorzystuje funkcjonal dla danego równania cząstkowego, natomiast drugi sposób wykorzystuje metodę residuów ważonych [74].

W dalszych rozważaniach przyjęto wartość potencjału i gęstości prądu w jednym elemencie ($A_z = A^{(e)}, J_z = J^{(e)}$). W celu wyznaczenia formy wariacyjnej dla metody elementów skończonych w układzie płasko-równoległym, równanie różniczkowe cząstkowe (2.14) mnoży się przez funkcję wagową v i całkuje po obszarze pojedynczego elementu $\Omega^{(e)}$:

$$\int_{\Omega^{(e)}} \left[-v \frac{\partial^2 A^{(e)}}{\partial x^2} - v \frac{\partial^2 A^{(e)}}{\partial y^2} - v J^{(e)} \right] dx dy = 0. \quad (2.15)$$

Wykorzystując twierdzenie o pochodnej iloczynu funkcji otrzymuje się:

$$-\nu \frac{\partial^2 A^{(e)}}{\partial x^2} = -\nu \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{\partial A^{(e)}}{\partial x} \right) = \frac{\partial \nu}{\partial x} \frac{\partial A^{(e)}}{\partial x} - \frac{\partial}{\partial x} \left(\nu \frac{\partial A^{(e)}}{\partial x} \right), \quad (2.16a)$$

$$-\nu \frac{\partial^2 A^{(e)}}{\partial y^2} = -\nu \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{\partial A^{(e)}}{\partial y} \right) = \frac{\partial \nu}{\partial y} \frac{\partial A^{(e)}}{\partial y} - \frac{\partial}{\partial y} \left(\nu \frac{\partial A^{(e)}}{\partial y} \right). \quad (2.16b)$$

Całkę po obszarze pojedynczego elementu $\Omega^{(e)}$ drugiego składnika prawej strony równań (2.16) można na podstawie twierdzenia Gaussa-Ostrogradzkiego zapisać w postaci:

$$\int_{\Omega^{(e)}} \frac{\partial}{\partial x} \left(\nu \frac{\partial A^{(e)}}{\partial x} \right) dx dy = \oint_{\Gamma^{(e)}} \nu \frac{\partial A^{(e)}}{\partial x} n_x ds, \quad (2.17a)$$

$$\int_{\Omega^{(e)}} \frac{\partial}{\partial y} \left(\nu \frac{\partial A^{(e)}}{\partial y} \right) dx dy = \oint_{\Gamma^{(e)}} \nu \frac{\partial A^{(e)}}{\partial y} n_y ds, \quad (2.17b)$$

gdzie n_x, n_y to składowe jednostkowego wektora \vec{n} , normalnego do powierzchni brzegu elementu $\Gamma^{(e)}$ (Rys. 2.1):

$$\vec{n} = n_x \vec{1}_x + n_y \vec{1}_y = \cos(\alpha) \vec{1}_x + \sin(\alpha) \vec{1}_y. \quad (2.18)$$

Wstawiając do równania (2.15) równania (2.16) z uwzględnieniem (2.17) otrzymujemy:

$$\int_{\Omega^{(e)}} \left[\frac{\partial \nu}{\partial x} \frac{\partial A^{(e)}}{\partial x} + \frac{\partial \nu}{\partial y} \frac{\partial A^{(e)}}{\partial y} - \nu \mu J^{(e)} \right] dx dy - \oint_{\Gamma^{(e)}} \nu \left[\frac{\partial A^{(e)}}{\partial x} n_x + \frac{\partial A^{(e)}}{\partial y} n_y \right] ds = 0. \quad (2.19)$$

Równanie (2.19) można zapisać w postaci:

$$\int_{\Omega^{(e)}} \left[\frac{\partial \nu}{\partial x} \frac{\partial A^{(e)}}{\partial x} + \frac{\partial \nu}{\partial y} \frac{\partial A^{(e)}}{\partial y} - \nu \mu J^{(e)} \right] dx dy - \oint_{\Gamma^{(e)}} \nu q_n ds = 0, \quad (2.20)$$

gdzie q_n stanowi warunek brzegowy Neumana:

$$q_n = \frac{\partial A^{(e)}}{\partial x} n_x + \frac{\partial A^{(e)}}{\partial y} n_y. \quad (2.21)$$

Forma wariacyjna funkcjonału (2.20) wymaga interpolacji wartości potencjału w dowolnym elemencie. Realizuje się to poprzez wykorzystanie liniowych funkcji interpolujących $N_j(x, y)$, nazywanych również funkcjami kształtu:

$$A^{(e)} = \sum_{j=1}^3 A_j^{(e)} N_j(x, y). \quad (2.22)$$

Funkcje interpolujące przyjmują wartości 1 w węzłach elementu, co można zapisać z wykorzystaniem delty Kroneckera w postaci wzoru:

$$N_j(x_i, y_i) = \delta_{ij}. \quad (2.23)$$

Dodatkowo zakłada się stałą gęstość prądu w obszarze elementu ($J^{(e)} = J_j^{(e)}$), dzięki czemu nie ma potrzeby interpolacji jego wartości w pojedynczym elemencie.

W wyniku podstawienia równania (2.22) za $A^{(e)}$ oraz N_i za v [83] otrzymujemy:

$$\left(\sum_{j=1}^3 \int_{\Omega^{(e)}} \left[\frac{\partial N_i}{\partial x} \frac{\partial N_j}{\partial x} + \frac{\partial N_i}{\partial y} \frac{\partial N_j}{\partial y} \right] dx dy \right) A_j - \int_{\Omega^{(e)}} N_i \mu J_j dx dy - \oint_{\Gamma^{(e)}} N_i q_n ds = 0. \quad (2.24)$$

Równanie (2.24) może zostać zapisane w postaci macierzowej:

$$\sum_{j=1}^3 K_{ij}^{(e)} A_j = F_i^{(e)}, \quad (2.25)$$

gdzie: $K_{ij}^{(e)}$ - macierz sztywności określona następująco:

$$K_{ij}^{(e)} = \int_{\Omega^{(e)}} \left[\frac{\partial N_i}{\partial x} \frac{\partial N_j}{\partial x} + \frac{\partial N_i}{\partial y} \frac{\partial N_j}{\partial y} \right] dx dy, \quad (2.26)$$

natomiast $F_i^{(e)}$ to wektor wymuszeń:

$$F_i^{(e)} = \int_{\Omega^{(e)}} N_i \mu J_j dx dy + \oint_{\Gamma^{(e)}} N_i q_n ds. \quad (2.27)$$

Ciągłość wartości potencjału wektorowego pomiędzy węzłami elementów dyskretnych otrzymuje się poprzez funkcje interpolujące [94]. W celu uproszczenia analizy składową A_z potencjału wektorowego przedstawiono jako potencjał skalarny u . Zakładając liniową zmianę potencjału u w e -tym elemencie można jej rozkład aproksymować liniowo równaniem [14]:

$$u^{(e)}(x, y) = \beta_1 + \beta_2 x + \beta_3 y, \quad (2.28)$$

gdzie: $^{(e)}$ – numer elementu,

$\beta_1, \beta_2, \beta_3$ – współczynniki funkcji aproksymującej.

Stałe $\beta_1, \beta_2, \beta_3$ mogą zostać wyrażone przez wartości funkcji u w węzłach e -tego elementu. Podstawiając do wyrażenia (2.28) wartości funkcji u w poszczególnych węzłach otrzymuje się:

$$\begin{cases} u_1^{(e)} = u^{(e)}(x_1, y_1) = \beta_1 + \beta_2 x_1 + \beta_3 y_1 \\ u_2^{(e)} = u^{(e)}(x_2, y_2) = \beta_1 + \beta_2 x_2 + \beta_3 y_2. \\ u_3^{(e)} = u^{(e)}(x_3, y_3) = \beta_1 + \beta_2 x_3 + \beta_3 y_3 \end{cases} \quad (2.29)$$

Powyższy układ równań może zostać zapisany w postaci macierzowej:

$$\begin{bmatrix} u_1^{(e)} \\ u_2^{(e)} \\ u_3^{(e)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_3 & y_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \\ \beta_3 \end{bmatrix}. \quad (2.30)$$

Rozwiązanie równania (2.30) względem $\beta_1, \beta_2, \beta_3$ jest określone następująco:

$$\beta_1 = \frac{1}{2S_c} \left[u_1^{(e)}(x_2 y_3 - x_3 y_2) + u_2^{(e)}(x_3 y_1 - x_1 y_3) + u_3^{(e)}(x_1 y_2 - x_2 y_1) \right], \quad (2.31a)$$

$$\beta_2 = \frac{1}{2S_c} \left[u_1^{(e)}(y_2 - y_3) + u_2^{(e)}(y_3 - y_1) + u_3^{(e)}(y_1 - y_2) \right], \quad (2.31b)$$

$$\beta_3 = \frac{1}{2S_c} \left[u_1^{(e)}(x_3 - x_2) + u_2^{(e)}(x_1 - x_3) + u_3^{(e)}(x_2 - x_1) \right]. \quad (2.31c)$$

gdzie S_c to powierzchnia trójkąta:

$$2S_c = \begin{vmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_3 & y_3 \end{vmatrix} = (x_2 y_3 - x_3 y_2) + (x_3 y_1 - x_1 y_3) + (x_1 y_2 - x_2 y_1). \quad (2.32)$$

Równanie (2.28), uwzględniając (2.31), można zapisać w postaci:

$$u^{(e)}(x, y) = u_1^{(e)} N_1(x, y) + u_2^{(e)} N_2(x, y) + u_3^{(e)} N_3(x, y) = \sum_{i=1}^3 u_i^{(e)} N_i, \quad (2.33)$$

gdzie N_i jest funkcją kształtu, określoną następująco:

$$N_i = \frac{1}{2S_c} (a_i + b_i x + c_i y) \quad \text{dla } i = 1, 2, 3, \quad (2.34)$$

przy czym stałe a_i , b_i oraz c_i są określone jako:

$$a_i = x_j y_k - x_k y_j, \quad (2.35a)$$

$$b_i = y_j - y_k, \quad (2.35b)$$

$$c_i = x_k - x_j, \quad (2.35c)$$

dla permutacji i, j, k oraz $i \neq j \neq k$.

Wprowadzenie zależności na funkcję interpolującą pozwala na wyznaczenie elementów macierzy sztywności $K_{ij}^{(e)}$ oraz wektora wymuszeń $F_i^{(e)}$. Macierz sztywności $K_{ij}^{(e)}$ przyjmuje postać:

$$K_{ij}^{(e)} = S_{ij}^{xx} + S_{ij}^{yy}, \quad (2.36)$$

gdzie:

$$S_{ij}^{xx} = \int_{\Omega^{(e)}} \frac{\partial N_i}{\partial x} \frac{\partial N_j}{\partial x} dx dy = \frac{1}{4S_c} b_i b_j, \quad (2.37a)$$

$$S_{ij}^{yy} = \int_{\Omega^{(e)}} \frac{\partial N_i}{\partial y} \frac{\partial N_j}{\partial y} dx dy = \frac{1}{4S_c} c_i c_j. \quad (2.37b)$$

Współczynniki macierzy sztywności dla elementu o wierzchołkach 1, 2, 3 są następujące:

$$K_{11}^{(e)} = \frac{(y_2 - y_3)^2 + (x_3 - x_2)^2}{4S_c}, \quad (2.38a)$$

$$K_{22}^{(e)} = \frac{(y_3 - y_1)^2 + (x_1 - x_3)^2}{4S_c}, \quad (2.38b)$$

$$K_{33}^{(e)} = \frac{(y_1 - y_2)^2 + (x_2 - x_1)^2}{4S_c}, \quad (2.38c)$$

$$K_{12}^{(e)} = K_{21}^{(e)} = \frac{(y_2 - y_3)(y_3 - y_1) + (x_3 - x_2)(x_1 - x_3)}{4S_c}, \quad (2.38d)$$

$$K_{13}^{(e)} = K_{31}^{(e)} = \frac{(y_2 - y_3)(y_1 - y_2) + (x_3 - x_2)(x_2 - x_1)}{4S_c}, \quad (2.38e)$$

$$K_{23}^{(e)} = K_{32}^{(e)} = \frac{(y_3 - y_1)(y_1 - y_2) + (x_1 - x_3)(x_2 - x_1)}{4S_c}. \quad (2.38f)$$

Natomiast wektor wymuszeń $F_i^{(e)}$ wynosi:

$$F_i^{(e)} = \frac{J_i S_c}{3} + \oint_{\Gamma^{(e)}} N_i q_n ds. \quad (2.39)$$

Otrzymane zależności na poszczególne elementy macierzy sztywności podstawia się do układu równań (2.25), w wyniku rozwiązania którego otrzymuje się wartości potencjału wektorowego \vec{A} w poszczególnych węzłach siatki dyskretyzacyjnej.

2.3. ŚRODOWISKO OBLICZENIOWE

Spośród wielu metod, które pozwalają na analizę rozkładu pola elektromagnetycznego, najbardziej rozpowszechniona jest metoda elementów skończonych (MES). Umożliwia ona analizę pól elektromagnetycznych stacjonarnych, quasi-stacjonarnych oraz niestacjonarnych. MES pozwala na przeprowadzenie dwu- lub trójwymiarowej analizy obiektów o skomplikowanej geometrii oraz zawierających środowiska nieliniowe. Dlatego też w ostatnich latach można zauważyć wzrost liczby pakietów przeznaczonych do modelowania zjawisk elektromagnetycznych opartych na metodzie elementów skończonych. Są to zarówno programy komercyjne, jak i niekomercyjne, pozwalające na symulowanie nie tylko stanów statycznych, ale także dynamicznych. Należą do nich m.in. pakiety: Maxwell firmy Ansys [136], Opera 2D/3D firmy Cobham (dawniej VectorFields) [140], Flux 2D/3D firmy Cedrat [138], FEMM [143], Emant [139], QuickField [150].

Analiza polowa siłownika łożyska magnetycznego, poza określeniem rozkładu pola magnetycznego wewnątrz siłownika, pozwala również na wyznaczenie jego parametrów całkowitych: strumienia oraz siły magnetycznej. Dzięki temu, już na etapie modelowania komputerowego możliwa jest ocena parametrów siłownika bez potrzeby budowania kosztownych prototypów.

O przewodze trójwymiarowej analizy pola magnetycznego w stosunku do metody dwuwymiarowej stanowi możliwość uwzględnienia w obliczeniach tzw. efektów krańcowych. Efekty te mają szczególne znaczenie w przypadku, gdy długość połączeń czołowych uzwojeń stojana jest znaczna [131]. Jednakże w sytuacji, gdy długości te są

niewielkie w stosunku do długości czynnych zwojów cewek, różnice w parametrach całkowych wyznaczonych metodą trój- i dwuwymiarową są nieznaczne, za to istotnie wydłuża się czas trójwymiarowych obliczeń [104]. Mając to na uwadze, autor pracy oparł analizę rozkładu pola magnetycznego w siłownikach AŁM na mniej czasochłonnej, dwuwymiarowej metodzie elementów skończonych, zaimplementowanej w pakiecie FEMM.

Pakiet FEMM w wersji 4.2 jest zestawem programów przeznaczonych do obliczeń płaskich oraz osiowosymetrycznych zadań elektromagnetycznych w zakresie niskich częstotliwości [65]. Pakiet ten umożliwia analizę liniowych oraz nieliniowych pól magnetostatycznych i czasowo-harmonicznych, analizę liniowych pól elektrostatycznych oraz analizę ustalonego pola temperaturowego. Program FEMM składa się z trzech podstawowych modułów: interfejsu użytkownika, modułu generującego siatkę trójkątną elementów skończonych oraz modułu, który oblicza i generuje rozwiązanie wybranego zagadnienia.

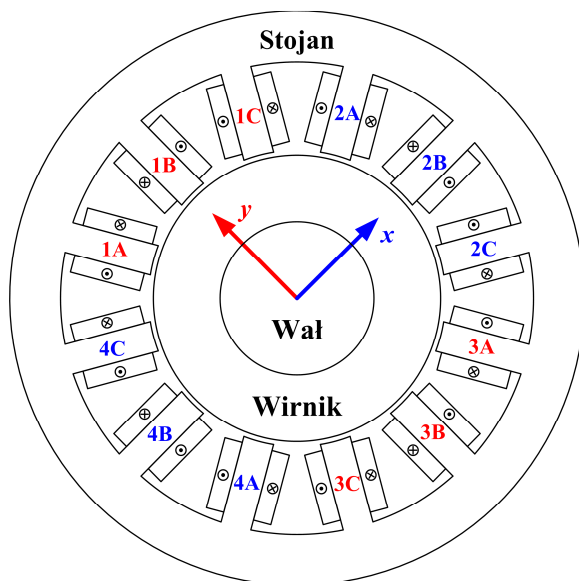
Interfejs użytkownika stanowi pre- oraz postprocesor dla różnego typu problemów rozwiązywanych programem FEMM. Interfejs ten wykazuje podobieństwo do programów typu CAD. Preprocesor pozwala na rysowanie geometrii obiektu, określanie właściwości zastosowanych materiałów oraz zadawanie warunków brzegowych. Warto zwrócić uwagę, że pakiet FEMM umożliwia uwzględnienie nieliniowej charakterystyki magnesowania materiałów oraz wczytanie własnej charakterystyki. Postprocesor może wyświetlać wyniki analizy w postaci poziomic oraz różnokolorowych rozkładów analizowanego pola. Dodatkowo, postprocesor pozwala na wyznaczenie różnego rodzaju parametrów całkowych. Moduł generujący siatkę elementów skończonych dokonuje dyskretyzacji analizowanego obiektu dużą liczbą trójkątnych elementów skończonych pierwszego rzędu. Wielkość elementów siatki dyskretyzacyjnej w poszczególnych obszarach obliczeniowych może zostać dobrana automatycznie lub manualnie przez użytkownika. Generacja siatki trójkątnych elementów skończonych opiera się o metodę Delanuay'a [141]. Istotną zaletą pakietu FEMM jest możliwość automatyzacji obliczeń, dzięki wbudowanemu w interfejs użytkownika interpreterowi skryptu LUA [146]. Wszystkie opcje dostępne z poziomu interfejsu są również dostępne poprzez skrypty LUA, co umożliwia stworzenie procedury obliczeniowej do serii licznych, nieznacznie różniących się między sobą analiz parametrycznych lub wielowariantowych. W pracy wykorzystano skrypt LUA do wyznaczenia parametrycznych charakterystyk siłowników łożysk magnetycznych.

3. ANALIZA POLA MAGNETYCZNEGO W SIŁOWNIKACH AŁM

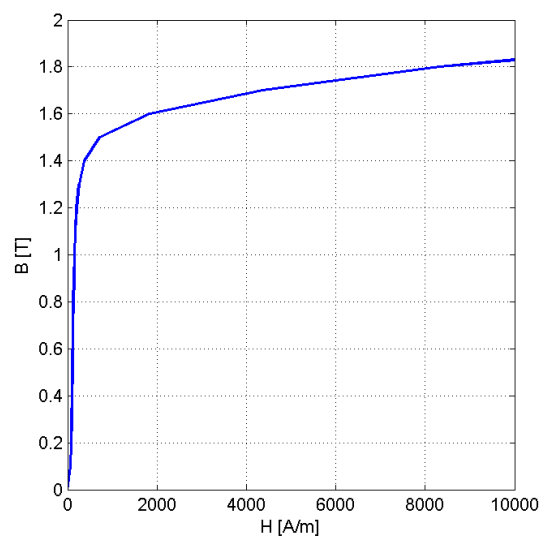
3.1. PROMIENIOWY 12-BIEGUNOWY SIŁOWNIK ŁOŻYSKA MAGNETYCZNEGO

3.1.1. Model obliczeniowy

W bieżącym podrozdziale zawarto analizę rozkładu pola magnetycznego promieniowego 12-biegunowego siłownika AŁM. Siłownik ten składa się z czterech symetrycznie rozłożonych elektromagnesów kształtem przypominających literę E (Rys. 3.1). Długość szczeliny powietrznej δ pomiędzy stojanem a wirnikiem wynosi 1 mm, natomiast zakres zmian położenia wirnika wewnątrz stojana (luz łożyskowy) ograniczono do $\pm 0,4$ mm. Obwód magnetyczny siłownika wykonany jest z materiału ferromagnetycznego. Stojan oraz wirnik, w celu eliminacji prądów wirowych, wykonano w postaci pakietu blach z taśmy elektrotechnicznej anizotropowej. Do obliczeń przyjęto charakterystykę magnesowania stali M600-50A [151], którą przedstawiono na rysunku 3.2. Wał siłownika zbudowany jest ze stali konstrukcyjnej ST3, która umożliwia wnikanie pola magnetycznego w jego obszar, a to skutkuje zmniejszeniem reluktancji obwodu magnetycznego. Jednakże w wale podczas wirowania tworzą się prądy wirowe, które wypychają pole magnetyczne poza jego obszar i dlatego w obliczeniach rozkładu pola magnetycznego wał zamodelowano jako powietrze o współczynniku przenikalności względnej równym $\mu_r = 1$.

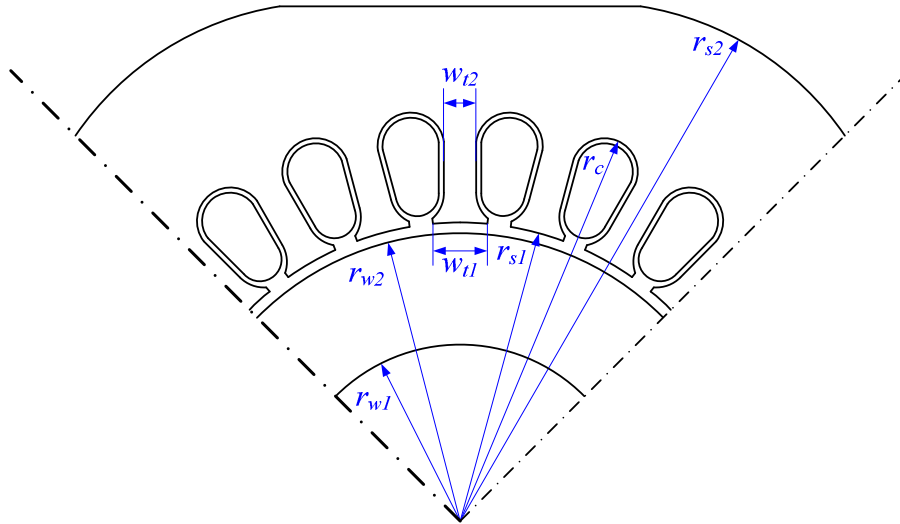


Rys. 3.1. Geometryczne rozmieszczenie cewek w 12-biegunowym siłowniku AŁM



Rys. 3.2. Charakterystyka magnesowania stali M600-50A

Cztery uzwojenia siłownika tworzy łącznie 12 cewek, których rozmieszczenie geometryczne przedstawiono na rysunku 3.1. Liczba zwojów pojedynczej cewki wynosi $N = 38$. Cewki połączone w taki sposób, aby pod elektromagnesami uzyskać polaryzację S-N-S, S-N-S, S-N-S, S-N-S. Ze względu na ograniczenie układu zasilania, przyjęto maksymalną wartość prądu wymuszanego w uzwojeniach na poziomie $I_m = 10$ A. Wycinek ($1/4$) przekroju poprzecznego siłownika prezentuje rysunek 3.3, natomiast wartości parametrów konstrukcyjnych 12-biegunowego siłownika AŁM zestawiono w tabeli 3.1.



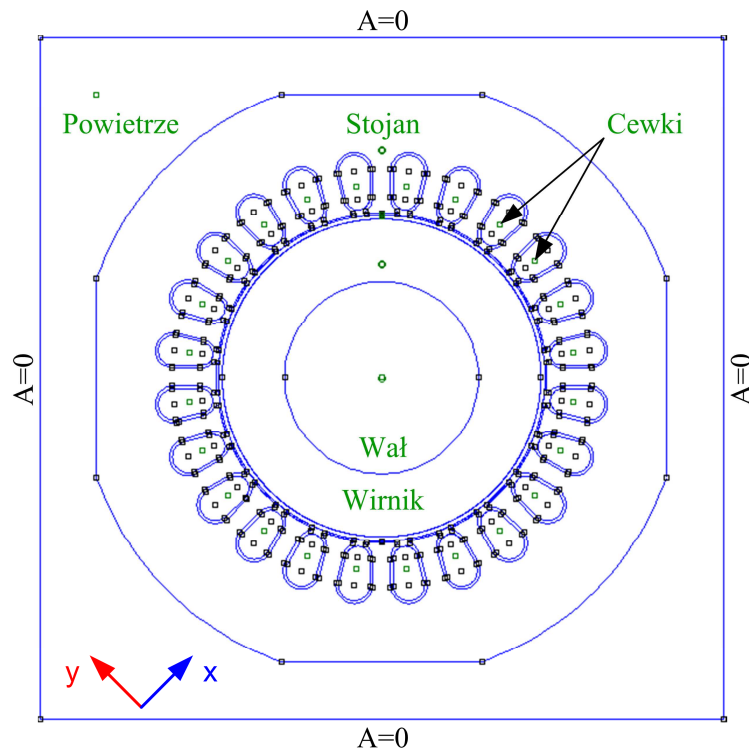
Rys. 3.3. $1/4$ przekroju poprzecznego siłownika AŁM wraz z oznaczeniem wymiarów geometrycznych

Tabela 3.1. Wymiary 12-biegunowego siłownika AŁM

Wymiar	Wartość [mm]
r_{w1}	17,00
r_{w2}	28,00
r_{s1}	29,00
r_{s2}	53,00
r_c	39,96
w_{t1}	5,29
w_{t2}	3,15

Na rysunku 3.4 przedstawiono model połowy 12-biegunowego siłownika AŁM utworzony w programie FEMM 4.2. W modelowaniu rzeczywistego obiektu przyjęto kilka uproszczeń:

- przekrój uzwojeń cewek zastąpiono przekrojem profilowym o równomiernej gęstości prądu,
- rozkład pola magnetycznego uzyskano rozwiązując równanie różniczkowe cząstkowe opisujące pole magnetostaticzne,
- w analizie pola pominięto prądy wirowe, ponieważ rdzeń stojana oraz wirnik wykonane są z pakietu blach – co w znaczący sposób ogranicza wpływ prądów wirowych na rozkład pola,
- pominięto histerezę magnetyczną.

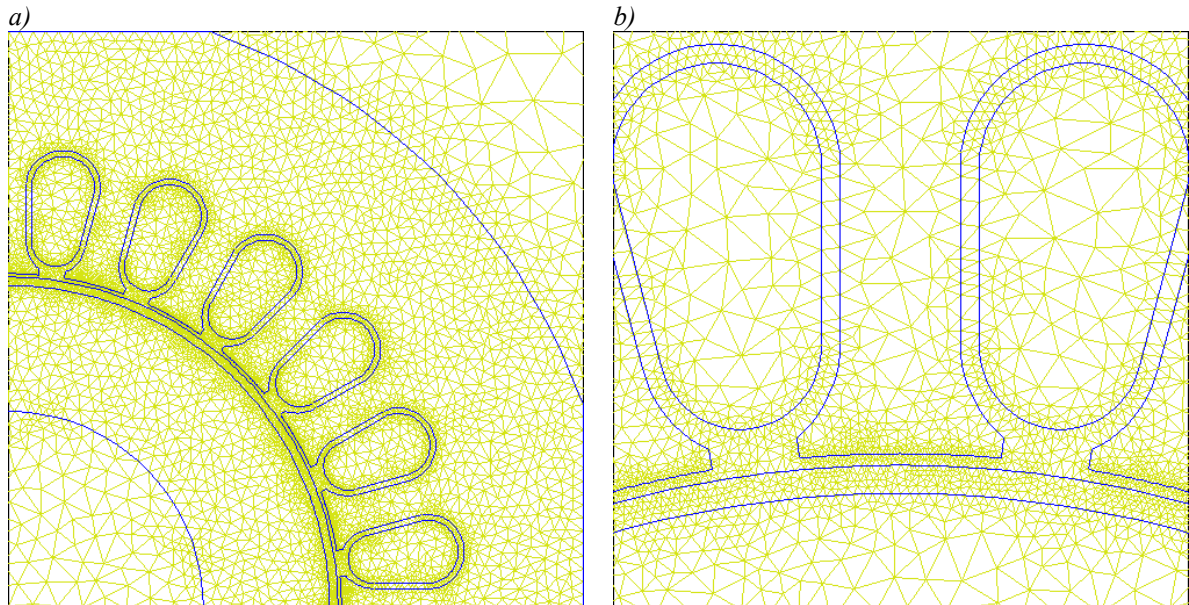


Rys. 3.4. Model polowy 12-biegunowego siłownika AŁM

W związku z wykonaniem stojana oraz wirnika z pakietu sprasowanych blach, należy uwzględnić obecność warstwy izolacyjnej pomiędzy nimi. Do celów obliczeniowych założono grubość izolacji na poziomie $4 \mu\text{m}$ z każdej strony blachy i przyjęto współczynnik wypełnienia pakietu materiałem ferromagnetycznym równy 0,98.

Istotnym zagadnieniem w modelowaniu rozkładu pola magnetycznego jest poprawne określenie warunków brzegowych. W analizowanym obiekcie przyjęto całkowity zanik pola magnetycznego poza modelowanym obszarem. Wobec tego, na brzegu obszaru obliczeniowego zadano zerowy warunek Dirichleta dla potencjału wektorowego \vec{A} . Natomiast granicę obszaru obliczeniowego oddalono od krawędzi siłownika o odcinek równy 20% średnicy zewnętrznej stojana.

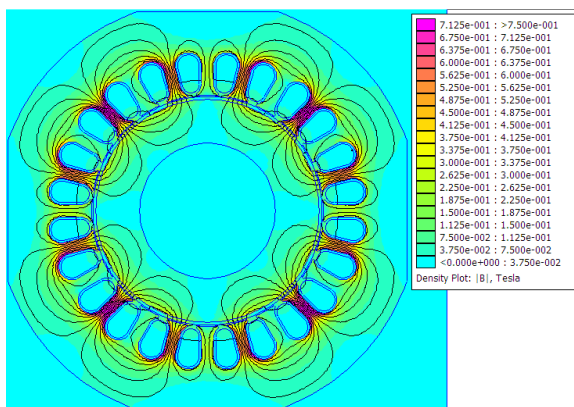
O poprawności otrzymanych wyników decyduje dobór siatki dyskretyzacyjnej modelu [117, 133], dlatego autor pracy przeprowadził szereg eksperymentów numerycznych celem dobrania odpowiedniej gęstości siatki. Dopasowana empirycznie siatka dyskretyzacyjna (Rys. 3.5) spełnia wymogi dotyczące dokładności i czasu trwania obliczeń. Wykorzystanie tensora naprężeń Maxwella do wyznaczenia siły magnetycznej (2.11) wymaga zamkniętej powierzchni wokół wirnika [6]. Dlatego też obszar szczeliny powietrznej został podzielony na dwa podobszary. Jeden z nich bezpośrednio otacza nabiegunniki i pozostaje praktycznie niezmienny podczas analizy parametrycznej, natomiast w przypadku drugiego podobszaru siatka zmienia się wraz z przesuującym się wirnikiem łożyska (Rys. 3.5b). Przykładowa siatka dyskretyzacyjna modelu polowego składa się z 64 777 elementów (32 442 węzłów).



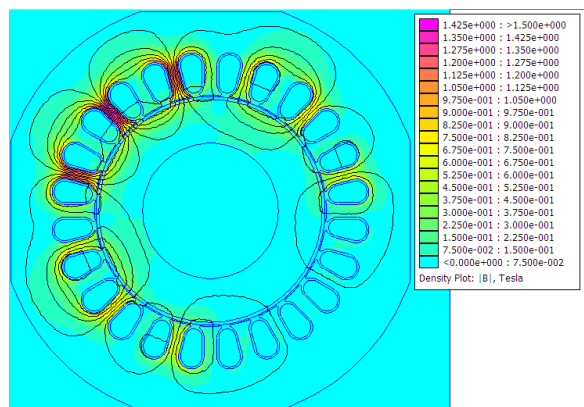
Rys. 3.5. Siatka dyskretizacyjna modelu polowego: a) w $\frac{1}{4}$ przekroju poprzecznego, b) powiększenie siatki dyskretizacyjnej w okolicy szczeliny powietrznej

3.1.2. Wyniki obliczeń pola magnetycznego i parametrów całkowitych

Rysunek 3.6 obrazuje rozkład pola magnetycznego dla centralnego położenia wirnika przy wymuszeniu w uzwojeniach siłownika prądu bazowego $I_b = 5$ A. Taki stan pracy siłownika został przez autora pracy określony jako neutralny, ponieważ rozkład pola magnetycznego względem wirnika pozostaje symetryczny, a wypadkowa sił działających na wirnik wynosi zero. W nabiegunkach elektromagnesów indukcja magnetyczna przyjmuje wartość $B = 0,74$ T, co stanowi niemal połowę wartości indukcji przecięcia charakterystyki magnesowania (Rys. 3.2).



Rys. 3.6. Rozkład indukcji magnetycznej dla neutralnego punktu pracy siłownika



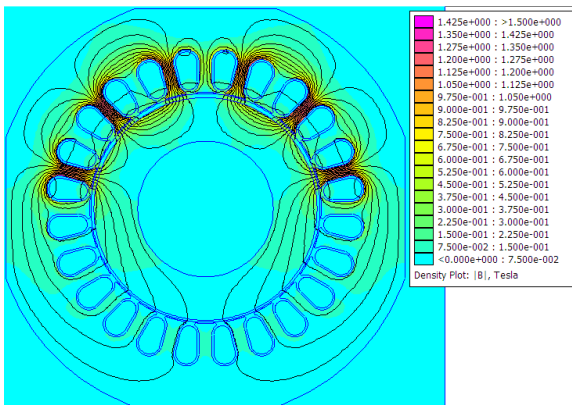
Rys. 3.7. Rozkład indukcji magnetycznej dla $i_{cy} = 5$ A, $i_{cx} = 0$, $x = 0$, $y = 0$

Zmiana warunków zasilania poprzez wymuszenie w uzwojeniach prądu bazowego oraz prądu sterującego o wartości różnej od zera powoduje wygenerowanie siły. Jeśli prąd sterujący wynosi $i_{cy} = 5$ A, siłownik generuje siłę o wartościach $F_x = 0$ wzdłuż osi x oraz $F_y = 68,9$ N wzdłuż osi y . Dla analizowanego siłownika stanowi to maksymalną siłę $F_{y\max}$. Maksymalną wartość indukcji magnetycznej (ok. $B_1 = 1,42$ T) uzyskuje nabiegunik

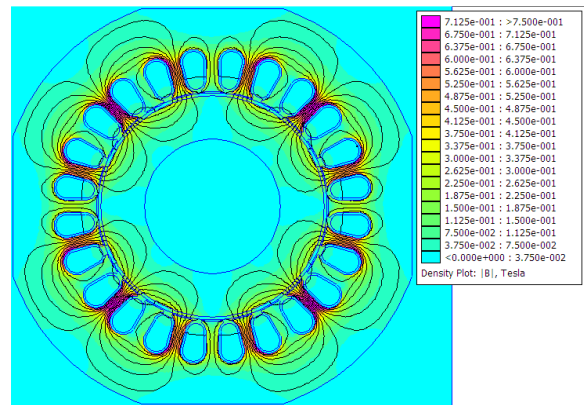
pierwszego elektromagnesu, w którego cewkach płynie wymuszony prąd o wartości 10 A (Rys. 3.7).

W stanie spoczynkowym wał siłownika opiera się o bieżnię mechanicznego łożyska bezpieczeństwa, a wirnik znajduje się wówczas w położeniu $x = -283 \mu\text{m}$, $y = -283 \mu\text{m}$ (Rys. 3.8). Aby podnieść wirnik do pozycji centralnej, w pierwszym i drugim elektromagnesie należy wymusić maksymalne wartości prądów sterujących ($i_{cy} = 5 \text{ A}$, $i_{cx} = 5 \text{ A}$). Siły generowane w tym punkcie pracy siłownika wynoszą $F_y = 47,6 \text{ N}$, $F_x = 47,6 \text{ N}$. Jak wynika z rysunku 3.8, linie sił pola magnetycznego zamykają się przez trzeci i czwarty elektromagnes, co spowodowane jest zmniejszeniem ich szczelin powietrznych.

Kluczowym zagadnieniem w pracy aktywnego łożyska magnetycznego jest takie wykalibrowanie układu sterowania, aby zadaną wartość położenia wirnika stanowił środek geometryczny stojana, gdyż w przeciwnym wypadku otrzymuje się różne warunki pracy poszczególnych elektromagnesów. Na rysunku 3.9 przedstawiono rozkład indukcji magnetycznej przy wymuszeniu w uzwojeniach siłownika jedynie prądu bazowego $I_b = 5 \text{ A}$ oraz przesunięciu wirnika w osi y o $-0,1 \text{ mm}$. Wypadkowa siła działająca na wirnik wynosi wówczas $F_y = -7,1 \text{ N}$, $F_x = 0$. Różnica w sile spowodowana jest różną wartością indukcji magnetycznej w nabiegunkach pierwszego i trzeciego elektromagnesu, które wynoszą odpowiednio $B_1 = 0,71 \text{ T}$ i $B_3 = 0,80 \text{ T}$.



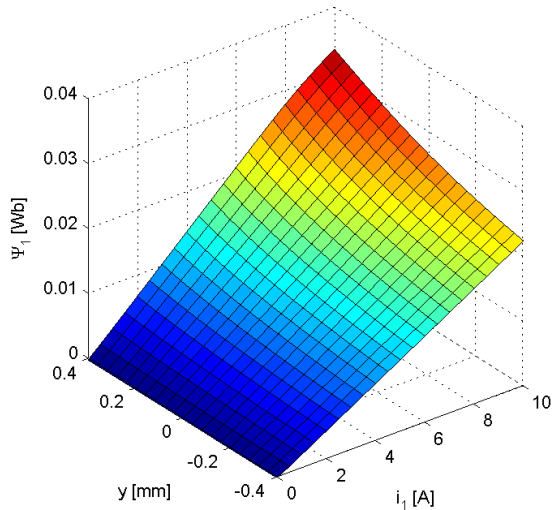
Rys. 3.8. Rozkład indukcji magnetycznej dla $i_{cy} = 5 \text{ A}$, $i_{cx} = 5 \text{ A}$, $x = -283 \mu\text{m}$, $y = -283 \mu\text{m}$



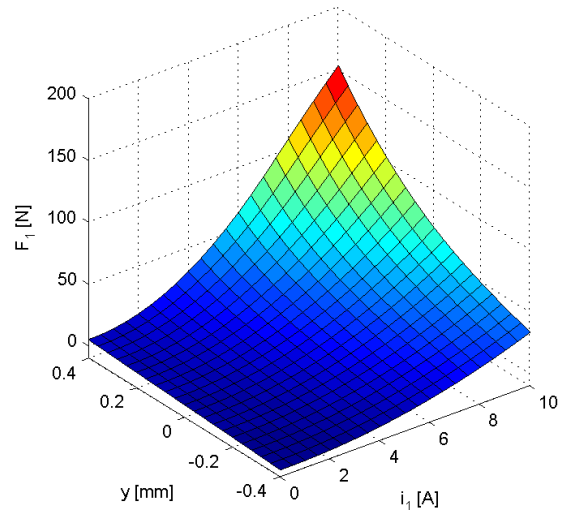
Rys. 3.9. Rozkład indukcji magnetycznej dla $i_{cy} = 0$, $i_{cx} = 0$, $y = -0,1 \text{ mm}$, $x = 0$

W oparciu o analizowany model połowy siłownika wykonano serię obliczeń parametrycznych względem położenia wirnika oraz prądów wymuszanych w elektromagnesach. Ponieważ wszystkie elektromagnesy mają identyczną konstrukcję, przedstawiono graficznie charakterystyki jedynie dla pierwszego z nich. Rysunki 3.10 oraz 3.11 prezentują strumień magnetyczny Ψ_1 oraz siłę elektromagnetyczną F_{11} .

Istotne parametry wyznaczone na podstawie znajomości strumienia magnetycznego to indukcyjność dynamiczna L_{d1} (Rys. 3.12) oraz siła elektromotoryczna rotacji e_{v1} (Rys. 3.13). Parametry te wyznaczone są odpowiednio jako pochodna strumienia względem prądu (2.9) oraz pochodna strumienia względem przesunięcia (2.10).

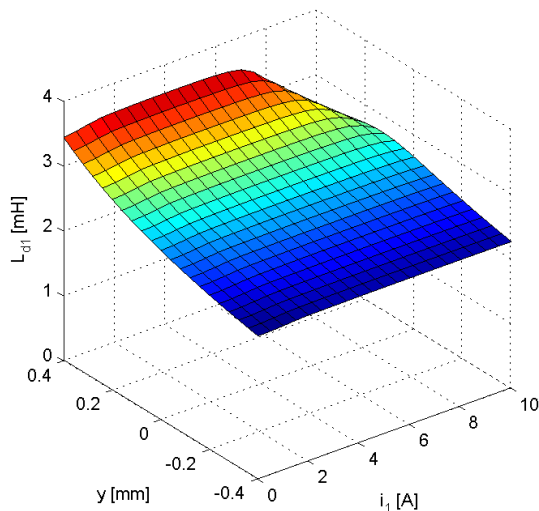


Rys. 3.10. Strumień magnetyczny Ψ_1 w funkcji prądu elektromagnesu i_1 oraz położenia wirnika y

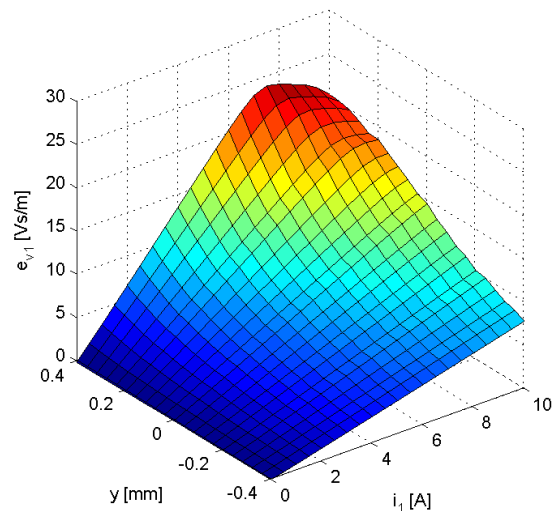


Rys. 3.11. Siła elektromagnetyczna F_y w funkcji prądu elektromagnesu i_1 oraz położenia wirnika y

Opadanie charakterystyki indukcyjności L_{d1} oraz siły elektromotorycznej e_{v1} dla maksymalnego wychylenia wirnika w osi y oraz dużej wartości prądu spowodowane jest silnym nasyceniem obwodu magnetycznego. W omawianym punkcie pracy siłownika, czyli dla położenia wirnika $y = 0,4$ mm oraz wartości prądu $i_1 = 10$ A, indukcja magnetyczna w nabiegunniku pierwszego elektromagnesu wynosi $B_1 = 1,81$ T.

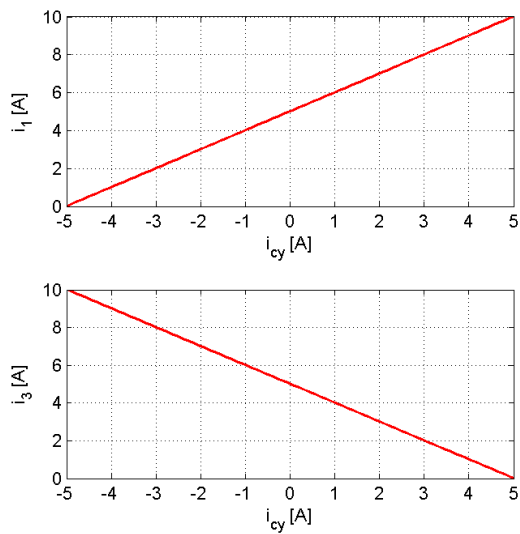


Rys. 3.12. Indukcyjność dynamiczna L_{d1} w funkcji prądu elektromagnesu i_1 oraz położenia wirnika y

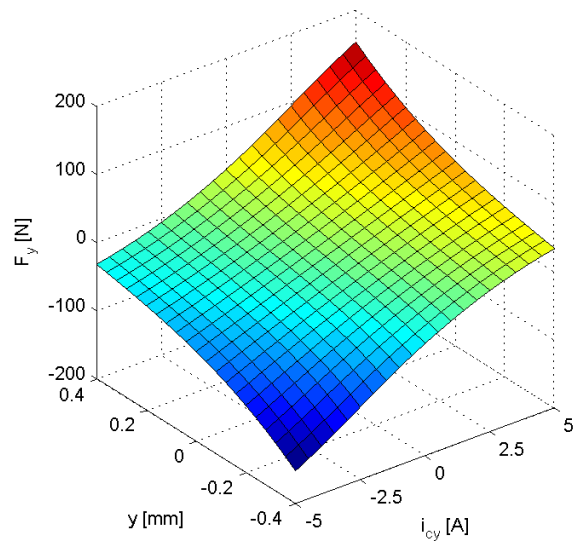


Rys. 3.13. Siła elektromotoryczna rotacji e_{v1} w funkcji prądu elektromagnesu i_1 oraz położenia wirnika y

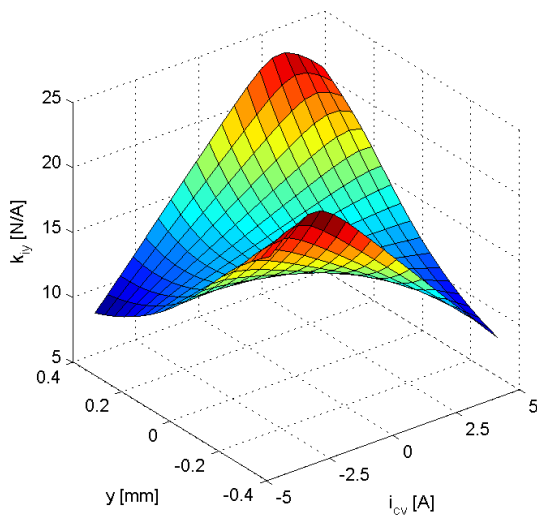
Na rysunku 3.15 przedstawiono wykres wypadkowej siły magnetycznej generowanej przez pierwszy i trzeci elektromagnes, dla różnicowego układu sterowania. Schemat zasilania elektromagnesów dla $I_m = 10$ A oraz $I_b = 5$ A ilustruje rysunek 3.14. Na podstawie znajomości charakterystyki wypadkowej siły magnetycznej F_y wyznaczono sztywność prądową k_{iy} (Rys. 3.16) oraz przemieszczeniową siłownika k_{sy} (Rys. 3.17), które cechują się dużą rozpiętością zmian w całym zakresie pracy siłownika.



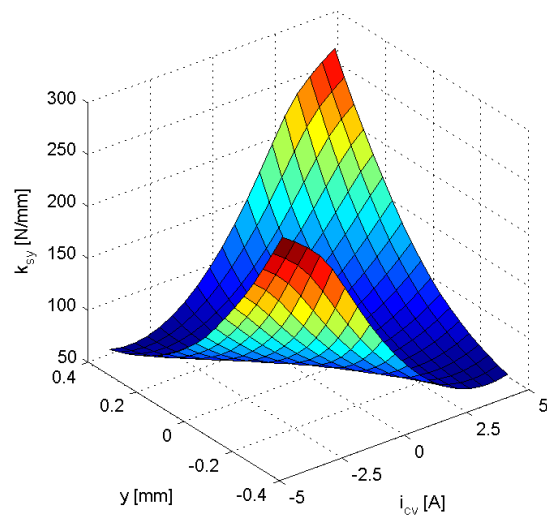
Rys. 3.14. Schemat zasilania pierwszego i trzeciego elektromagnesu dla $I_b = 5 A$



Rys. 3.15. Wypadkowa siła magnetyczna F_y w funkcji prądu sterującego i_{cy} i położenia wirnika dla $I_b = 5 A$



Rys. 3.16. Sztywność prądowa k_{iy} siłownika 12-biegunowego dla $I_b = 5 A$



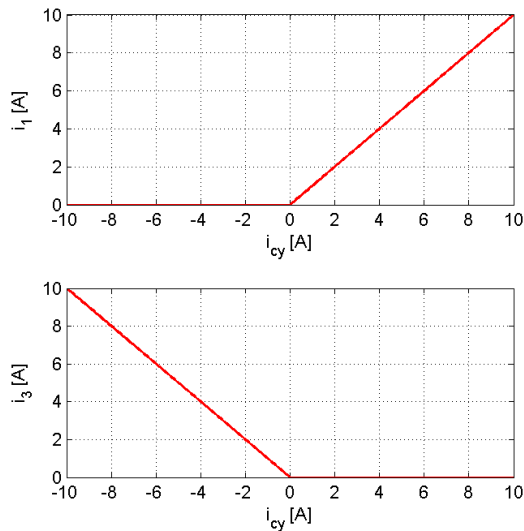
Rys. 3.17. Sztywność przemieszczeniowa k_{sy} siłownika 12-biegunowego dla $I_b = 5 A$

W tabeli 3.2 zestawiono wyznaczone połowo parametry 12-biegunowego siłownika AŁM dla $I_b = 5 A$ oraz centralnego położenia wirnika.

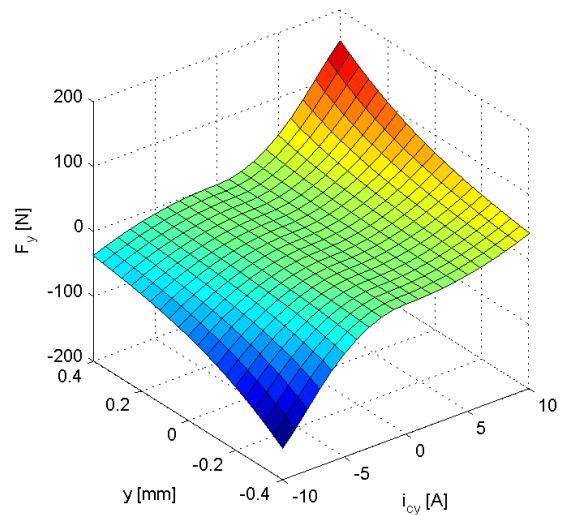
Tabela 3.2. Parametry 12-biegunowego siłownika AŁM dla $I_b = 5 A$ oraz centralnego położenia wirnika

$F_{y\max}$ [N]	L_{d1} [mH]	e_{v1} [Vs/m]	k_{sy} [N/mm]	k_{iy} [N/A]	ε_y [%]
68,9	2,70	6,86	70,4	13,8	6,9

Jak już wspomniano, sposobem zmniejszenia poboru energii elektrycznej przez aktywne łożyska magnetyczne jest ograniczenie wartości prądu bazowego. Brak prądu bazowego przy $I_m = 10$ A (Rys. 3.18) powoduje jednak silne zniekształcenie charakterystyki wypadkowej siły magnetycznej F_y (Rys. 3.19).

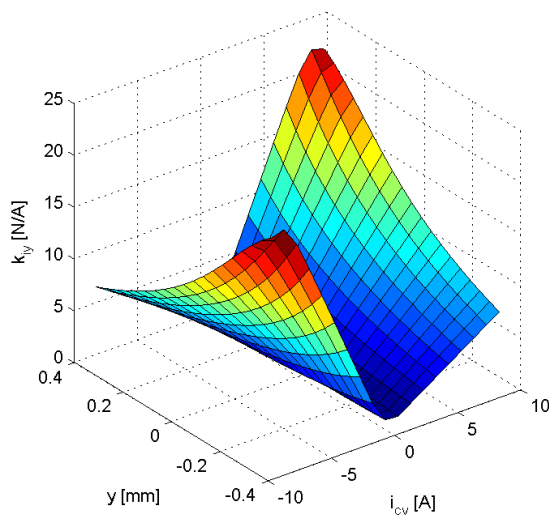


Rys. 3.18. Schemat zasilania pierwszego i trzeciego elektromagnesu dla $I_b = 0$

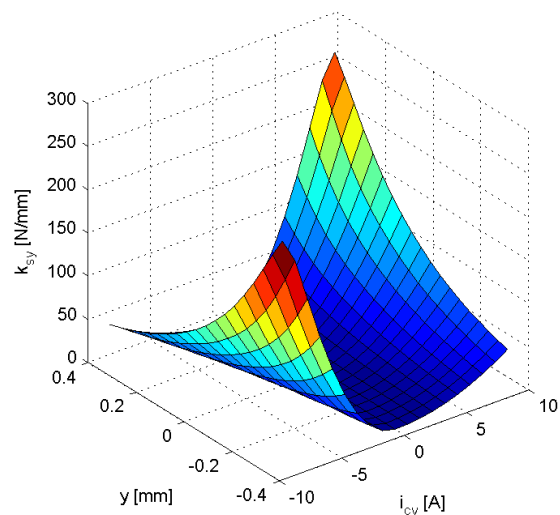


Rys. 3.19. Wypadkowa siła magnetyczna F_y w funkcji prądu sterującego i położenia wirnika dla $I_b = 0$

Przedstawione na rysunkach 3.20 oraz 3.21 sztywności prądowe oraz przemieszczeniowe dla prądu bazowego $I_b = 0$ wykazują znacznie większe nieliniowości w stosunku do charakterystyk obliczonych dla prądu bazowego $I_b = 5$ A.



Rys. 3.20. Sztywność prądowa k_{ty} siłownika 12-biegunowego dla $I_b = 0$

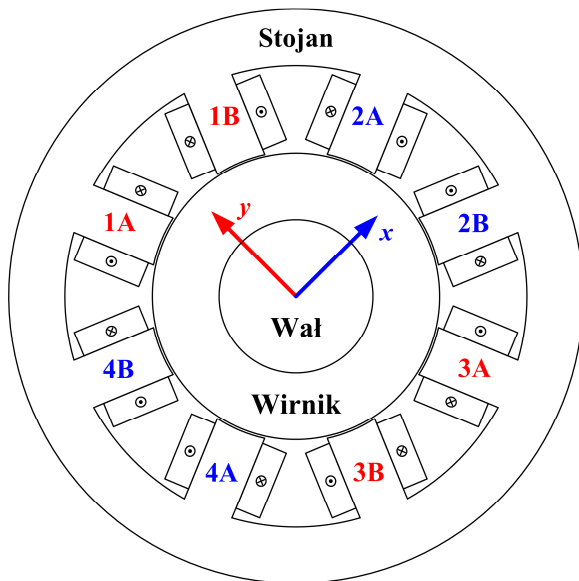


Rys. 3.21. Sztywność przemieszczeniowa k_{sy} siłownika 12-biegunowego dla $I_b = 0$

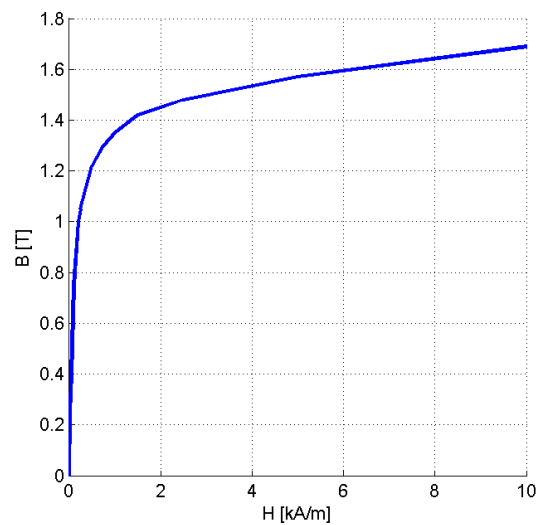
3.2. PROMIENIOWY 8-BIEGUNOWY SIŁOWNIK ŁOŻYSKA MAGNETYCZNEGO

3.2.1. Model obliczeniowy

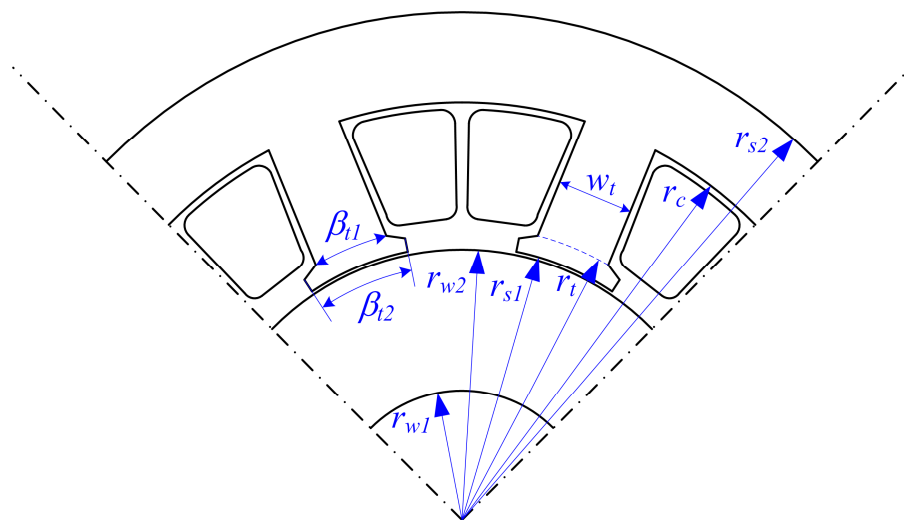
W tej części pracy przedstawiono analizę rozkładu pola magnetycznego dla 8-biegunowego siłownika łożyska magnetycznego. Siłownik ten składa się z czterech symetrycznie rozłożonych elektromagnesów podkowiastych (Rys. 3.22). Szczelina powietrzna δ pomiędzy stojanem a wirnikiem wynosi 0,25 mm, natomiast zakres zmian położenia wirnika wewnątrz stojana ograniczono do $\pm 0,1$ mm. Podobnie jak w przypadku 12-biegunowego siłownika obwód magnetyczny wykonany jest w postaci pakietu blach z taśmy elektrotechnicznej. Do obliczeń przyjęto stal M270-50A [151], której charakterystykę magnesowania przedstawiono na rysunku 3.23.



Rys. 3.22. Geometryczne rozmieszczenie cewek w 8-biegunowym siłowniku AŁM



Rys. 3.23. Charakterystyka magnesowania stali M270-50A



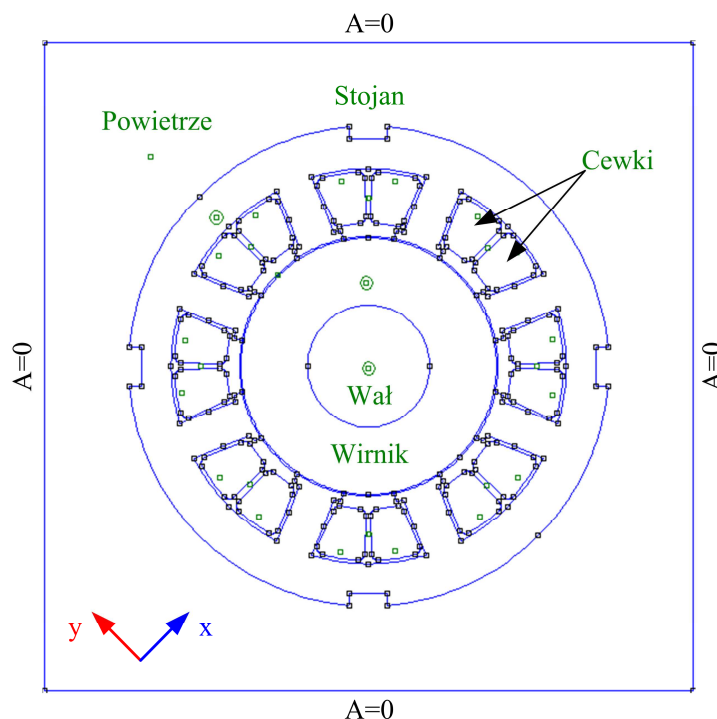
Rys. 3.24. 1/4 przekroju poprzecznego 8-biegunowego siłownika AŁM wraz z oznaczeniem wymiarów geometrycznych

Obszar wału w polowym modelu siłownika zamodelowano jako powietrze. Cztery uzwojenia siłownika składają się z 8 cewek, których geometryczne rozmieszczenie przedstawiono na rysunku 3.22. Cewki połączone są w taki sposób, że pod elektromagnesami uzyskano polaryzację N-S, S-N, N-S, S-N. Na rysunku 3.24 pokazano $\frac{1}{4}$ przekroju poprzecznego siłownika wraz z oznaczeniami poszczególnych elementów. Wartości parametrów konstrukcyjnych 8-biegunowego siłownika AŁM przedstawiono w tabeli 3.3.

Tabela 3.3. Wymiary 8-biegunowego siłownika AŁM

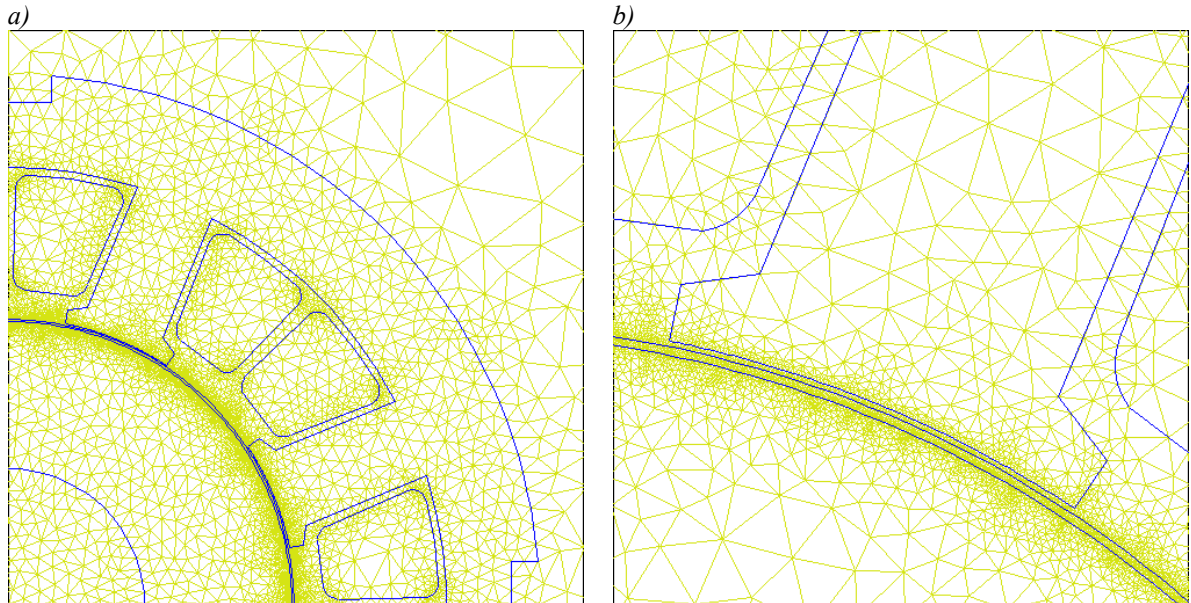
Wymiar	Wartość
r_{w1}	9,50 [mm]
r_{w2}	19,75 [mm]
r_{s1}	20,00 [mm]
r_{s2}	30,50 [mm]
r_c	37,00 [mm]
r_t	21,50 [mm]
w_t	7,76 [mm]
β_{t1}	22 [°]
β_{t2}	15 [°]

Rysunek 3.25 prezentuje model połowy siłownika wraz z zaznaczonymi podstawowymi elementami oraz warunkami brzegowymi. Zewnętrzna granica obszaru obliczeniowego została oddalona od krawędzi siłownika o 20%. Na zewnątrz obszaru obliczeniowego zadano zerowy warunek Dirichleta względem potencjału wektorowego.



Rys. 3.25. Model połowy 8-biegunowego siłownika AŁM

Podobnie jak w przypadku siłownika 12-biegunowego, szczególną uwagę poświęcono dyskretyzacji szczeliny powietrznej. Model połowy zdyskretyzowano 79 778 elementami trójkątnymi (39 921 węzłów). Siatkę dyskretyzacyjną modelu obliczeniowego przedstawiono na rysunku 3.26.

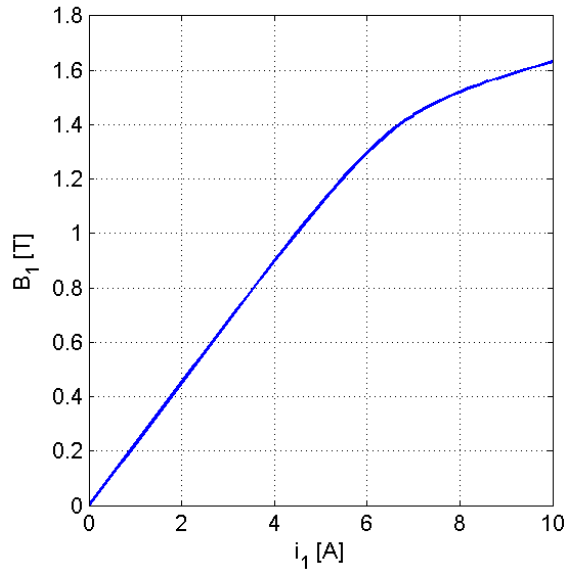


Rys. 3.26. Siatka dyskretyzacyjna modelu połowego: a) w $\frac{1}{4}$ przekroju poprzecznego, b) powiększenie siatki dyskretyzacyjnej w okolicy szczeliny powietrznej

Jednym z parametrów siłownika łożyska magnetycznego jest maksymalny prąd zasilania elektromagnesów I_m , który decyduje o maksymalnej sile elektromagnetycznej $F_{y\max}$. Jednak zbyt duży prąd maksymalny powoduje nasycenie obwodu magnetycznego, co wprowadza dodatkowe nieliniowości siły w funkcji prądu. Wobec tego wartość prądu I_m dobierana jest w taki sposób, aby indukcja magnetyczna nabiegowników nie przekroczyła indukcji przegięcia charakterystyki magnesowania obwodu magnetycznego. Punkt ten na charakterystyce magnesowania stali M270-50A przypada dla indukcji $B_{\max} = 1,3$ T (Rys. 3.23). Wartość prądu I_m może zostać określona analitycznie ze wzoru [61]:

$$I_m = \frac{2\delta B_{\max}}{\mu_0 N}. \quad (3.1)$$

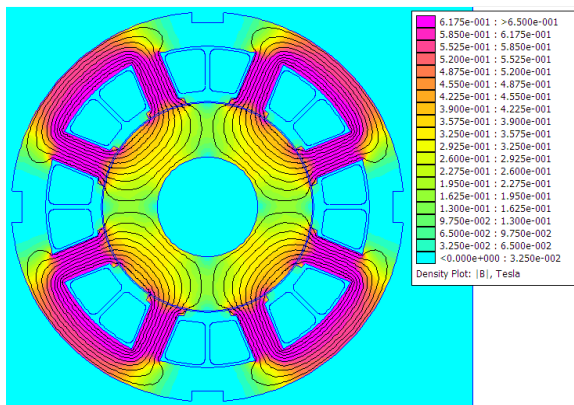
W powyższym wzorze N to liczba zwojów uzwojenia elektromagnesu, B_{\max} to indukcja przegięcia charakterystyki magnesowania stali, natomiast μ_0 to przenikalność magnetyczna próżni. Dla analizowanego siłownika prąd wyznaczony z zależności (3.1) wynosi 8,62 A. Obliczenia rozkładu pola magnetycznego pozwalają na znacznie precyzyjniejsze określenie wartości prądu maksymalnego I_m . W tym celu wykonano eksperyment numeryczny, w którym zasilano wszystkie elektromagnesy takim samym prądem z zakresu $i = 0 \div 10$ A. Na rysunku 3.27 przedstawiono wykres indukcji magnetycznej w nabiegowniku pierwszego elektromagnesu w funkcji prądu i_1 . Indukcja magnetyczna $B_{\max} = 1,3$ T zostaje osiągnięta dla prądu $i_1 = 6$ A, wobec czego wartość prądu maksymalnego wyznaczona z wykorzystaniem analizy połowej wynosi $I_m = 6$ A.



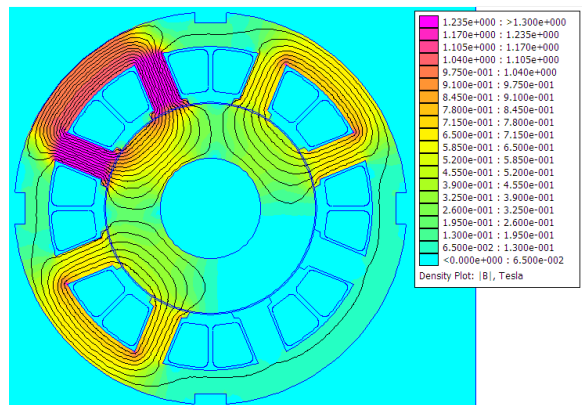
Rys. 3.27. Wykres indukcji magnetycznej B_1 w nabiegunniku pierwszego elektromagnesu w funkcji prądu i_1

3.2.2. Wyniki obliczeń pola magnetycznego i parametrów całkowych

Na rysunku 3.28 przedstawiono rozkład indukcji magnetycznej dla centralnego położenia wirnika przy wymuszeniu w uzwojeniach siłownika prądu bazowego $I_b = 3$ A, czyli w neutralnym punkcie pracy siłownika. Z rozkładu pola magnetycznego wynika, że w znacznej części obwodu magnetycznego elektromagnesów indukcja magnetyczna wynosi $B = 0,67$ T, co jest niemal równe połowie założonej indukcji przebiegu charakterystyki magnesowania.



Rys. 3.28. Rozkład indukcji magnetycznej dla neutralnego punktu pracy siłownika

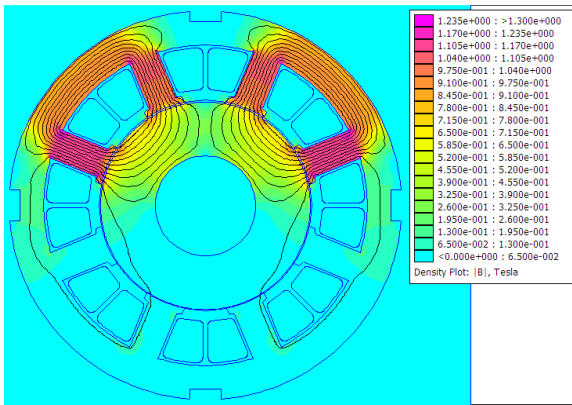


Rys. 3.29. Rozkład indukcji magnetycznej dla $i_{cy} = 3$ A, $i_{cx} = 0$, $x = 0$, $y = 0$

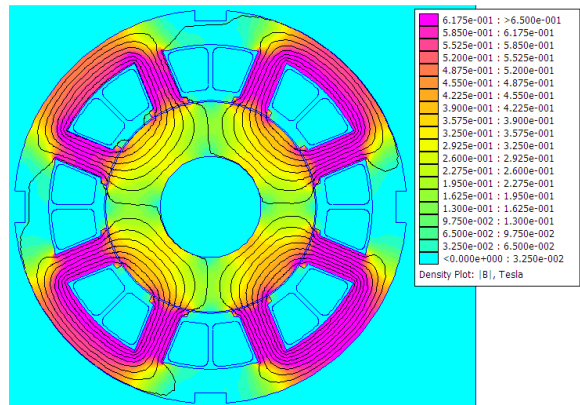
Na rysunku 3.29 przedstawiono linie sił pola magnetycznego dla centralnego położenia wirnika przy zasileniu siłownika prądem bazowym $I_b = 3$ A oraz prądem sterującym $i_{cy} = 3$ A. W tym punkcie pracy siłownika indukcja magnetyczna w nabiegunniku pierwszego elektromagnesu jest równa założonej indukcji przebiegu charakterystyki magnesowania stali $B_1 = 1,3$ T (dokładnie $B_1 = 1,29$ T). Na prezentowanym rozkładzie pola widoczne są również niewielkie sprzężenia strumienia magnetycznego pomiędzy poszczególnymi elektromagnesami. Indukcja magnetyczna w jarzmie stojana

między pierwszym a drugim elektromagnesem, jak również między pierwszym a czwartym, wynosi $B_{12} = B_{14} = 0,165$ T. Natomiast indukcja magnetyczna w jarzmie stojana pomiędzy drugim a czwartym elektromagnesem wynosi $B_{24} = 0,084$ T. Wpływ połączeń obwodów magnetycznych poszczególnych elektromagnesów przedstawiono w podrozdziale 4.3. W omawianym punkcie pracy siłownika generowana jest maksymalna siła w osi y , która wynosi $F_{y\max} = 185,7$ N.

Na rysunku 3.30 przedstawiono rozkład pola magnetycznego dla położenia wirnika $x = -70,7\mu\text{m}$, $y = -70,7\mu\text{m}$ przy zasileniu siłownika prądem bazowym $I_b = 3$ A oraz prądami sterującym $i_{cy} = 3$ A oraz $i_{cx} = 3$ A. Ten stan pracy siłownika odpowiada próbie podniesienia wirnika ze stanu spoczynkowego, w którym to wirnik siłownika oparty jest o łożysko bezpieczeństwa. Generowane siły to $F_y = 122,3$ N, $F_x = 122,3$ N. Na rysunku 3.31 przedstawiono rozkład indukcji magnetycznej dla położenia wirnika $y = -25\mu\text{m}$ przy zasileniu siłownika tylko prądem bazowym $I_b = 3$ A. Wypadkowa siła działająca na wirnik wynosi $F_y = -20,9$ N, $F_x = 0$. Różnica w sile spowodowana jest różną wartością indukcji magnetycznej w nabiegownikach pierwszego i trzeciego elektromagnesu, które wynoszą odpowiednio $B_1 = 0,63$ T i $B_3 = 0,73$ T.



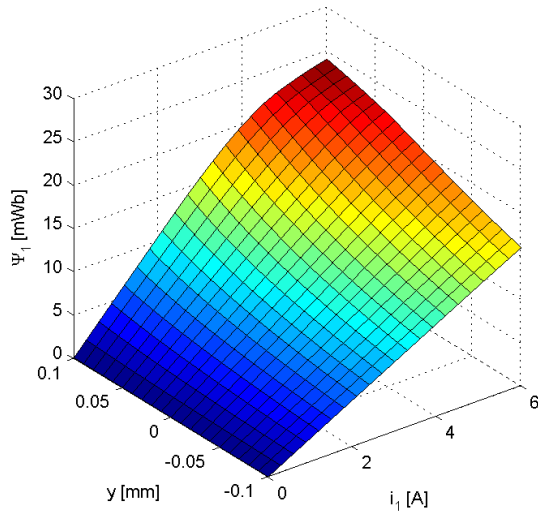
Rys. 3.30. Rozkład indukcji magnetycznej dla $i_{cy} = 3$ A, $i_{cx} = 3$ A, $y = 0$, $x = 0$



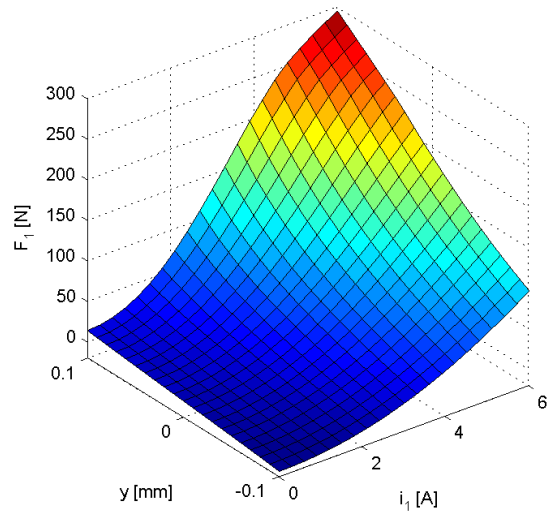
Rys. 3.31. Rozkład indukcji magnetycznej dla $i_{cy} = 0$, $i_{cx} = 0$, $y = -25\mu\text{m}$, $x = 0$

W oparciu o przedstawiony model połowy siłownika wykonano serię obliczeń parametrycznych względem położenia wirnika oraz prądów zasilających. Ponieważ wszystkie elektromagnesy mają identyczną konstrukcję, przedstawiono graficznie charakterystyki jedynie dla pierwszego z nich. Rysunki 3.32 oraz 3.33 prezentują strumień magnetyczny Ψ_1 oraz siłę elektromagnetyczną F_1 .

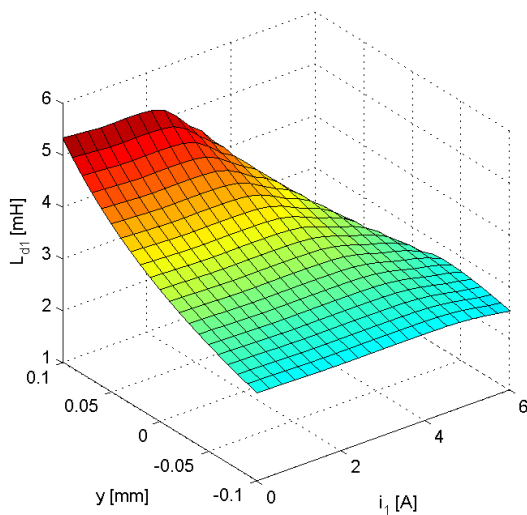
Na podstawie charakterystyki strumienia Ψ_1 wyznaczono charakterystyki indukcyjności dynamicznej L_{d1} (Rys. 3.34) oraz siły elektromotorycznej rotacji e_{v1} (Rys. 3.35) w funkcji położenia wirnika y oraz prądu zasilania i_1 . Widoczne opadanie tych charakterystyk spowodowane jest wejściem obwodu magnetycznego w zakres spadku wartości przenikalności magnetycznej stali, ponieważ indukcja magnetyczna w nabieguniku pierwszego elektromagnesu dla położenia wirnika $y = 100\mu\text{m}$ przy wymuszonym prądzie $i_1 = 6$ A wynosi $B_1 = 1,54$ T.



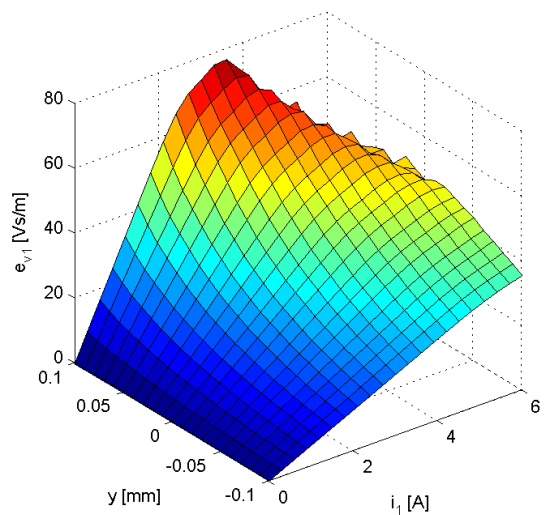
Rys. 3.32. Strumień magnetyczny Ψ_1 w funkcji prądu elektromagnesu i_1 oraz położenia wirnika y



Rys. 3.33. Siła elektromagnetyczna F_y w funkcji prądu elektromagnesu i_1 oraz położenia wirnika y



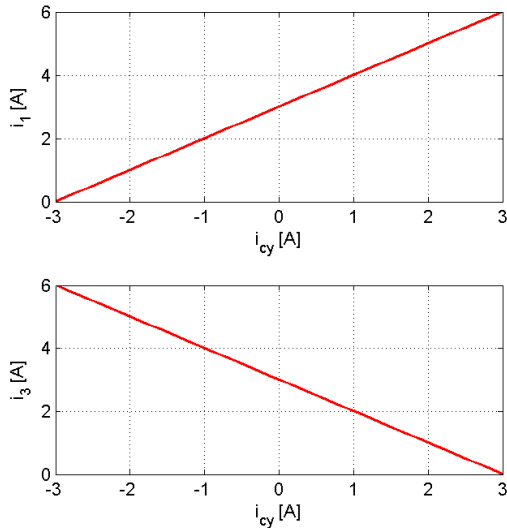
Rys. 3.34. Indukcyjność dynamiczna L_{d1} w funkcji prądu elektromagnesu i_1 oraz położenia wirnika y



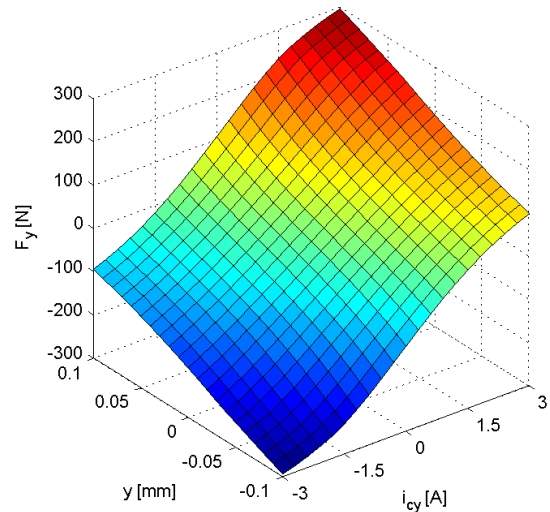
Rys. 3.35. Siła elektromotoryczna rotacji e_{v1} w funkcji prądu elektromagnesu i_1 oraz położenia wirnika y

Na rysunku 3.37 przedstawiono wykres wypadkowej siły magnetycznej generowanej przez pierwszy i trzeci elektromagnes, dla różnicowego układu sterowania. Schemat zasilania elektromagnesów dla $I_m = 6$ A oraz $I_b = 3$ A przedstawiono na rysunku 3.36.

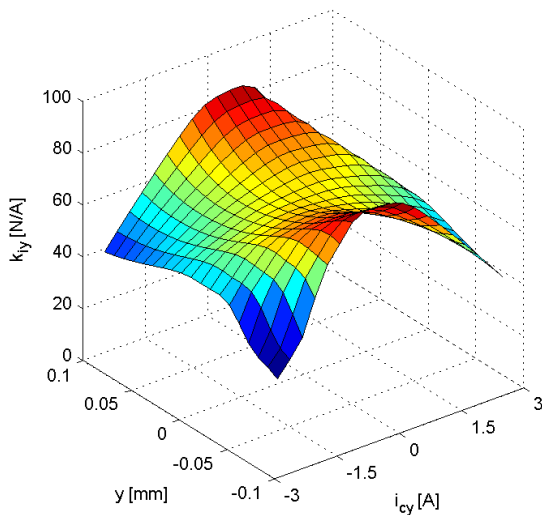
Na podstawie znajomości charakterystyki wypadkowej siły magnetycznej wyznaczono sztywność prądową k_{iy} (Rys. 3.38) oraz przemieszczeniową siłownika k_{sy} (Rys. 3.39).



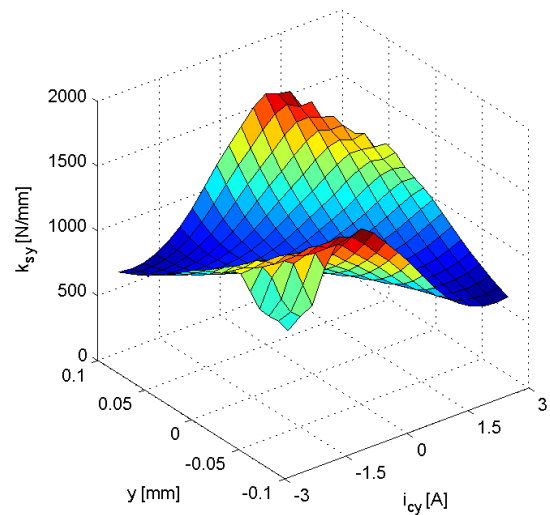
Rys. 3.36. Wartości prądów wzbudzenia elektromagnesów 1 i 3 dla pracy różnicowej



Rys. 3.37. Wypadkowa siła F_y w funkcji prądu sterującego i_{cy} i położenia wirnika y



Rys. 3.38. Sztywność prądowa k_{iy} siłownika 8-biegunowego dla $I_b = 3$ A



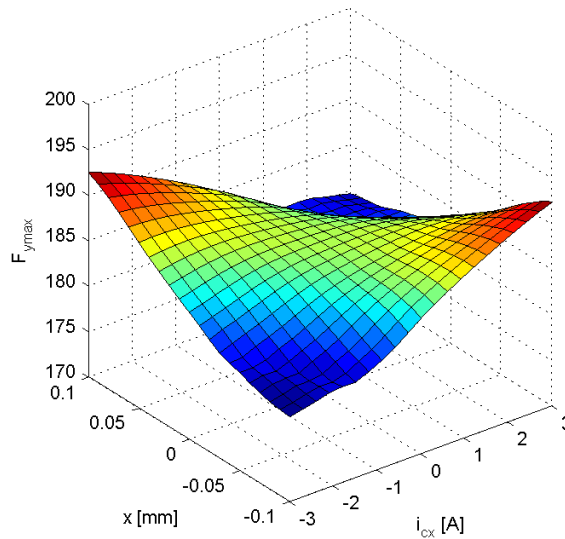
Rys. 3.39. Sztywność przemieszczeniowa k_{sy} siłownika 8-biegunowego dla $I_b = 3$ A

W tabeli 3.4 zestawiono wyznaczone połowo parametry 8-biegunowego siłownika AŁM dla $I_b = 3$ A oraz centralnego położenia wirnika.

Tabela 3.4. Parametry 8-biegunowego siłownika dla $I_b = 3$ A oraz centralnego położenia wirnika

$F_{y\max}$ [N]	L_{d1} [mH]	e_{v1} [Vs/m]	k_{sy} [N/mm]	k_{iy} [N/A]	ε_y [%]
185,7	3,50	33,72	838,2	67,5	7,0

Z przedstawionego na rysunku 3.40 wykresu maksymalnej siły $F_{y\max}$ w funkcji położenia wirnika w osi x i prądu sterującego i_{cx} wynika, iż niekorzystne obniżenie wartości siły maksymalnej $F_{y\max}$ występuje dla $x = -0,1$ mm, $i_{cx} = -3$ A oraz dla $x = 0,1$ mm, $i_{cx} = 3$ A.



Rys. 3.40. Maksymalna siła $F_{y\max}$ w funkcji położenia wirnika w osi x i prądu sterującego i_{cx}

Parametry siłownika AŁM można również wyznaczyć w oparciu o uproszczone wzory analityczne [61, 90]:

$$F_{y\max} = \frac{\mu_0 N^2 A_a I_m^2}{4\delta^2} \cos(\alpha_p), \quad (3.2)$$

$$L_{d1} = \frac{\mu_0 N^2 A_a}{2\delta}, \quad (3.3)$$

$$k_{iy} = \frac{\mu_0 N^2 A_a I_b}{\delta^2} \cos(\alpha_p), \quad (3.4)$$

$$k_{sy} = \frac{\mu_0 N^2 A_a I_b^2}{\delta^3} \cos(\alpha_p). \quad (3.5)$$

W powyższych wzorach N oznacza liczbę zwojów uzwojenia jednego elektromagnesu, μ_0 - przenikalność magnetyczną próżni, A_a - pole powierzchni nabiegownika, natomiast α_p to kąt pomiędzy nabiegunkiem a kierunkiem działania siły (dla siłownika 8-biegunowego wynosi on $22,5^\circ$).

Tabela 3.5. Parametry 8-biegunowego siłownika wyznaczone analitycznie dla $I_m = 8,62$ A oraz $I_b = 4,31$ A

$F_{y\max}$ [N]	L_{d1} [mH]	e_{v1} [Vs/m]	k_{sy} [N/mm]	k_{iy} [N/A]	ε_y [%]
435,0	3,17	50,46	1740,2	100,9	—

Wyznaczone w sposób analityczny parametry analizowanego siłownika przedstawiono w tabeli 3.5. Jako wartość prądu bazowego przyjęto $I_b = 4,31$ A, co stanowi połowę wartości prądu maksymalnego $I_m = 8,62$ A, wyznaczonego na podstawie równania

(3.1). Określone w ten sposób parametry znacznie różnią się od tych wyznaczonych z wykorzystaniem modelu polowego.

Natomiast parametry siłownika wyznaczone na podstawie wzorów analitycznych dla prądu $I_m = 6$ A oraz prądu bazowego $I_b = 3$ A przedstawiono w tabeli 3.6.

Tabela 3.6. Parametry 8-biegunowego siłownika wyznaczone analitycznie dla $I_m = 6$ A oraz $I_b = 3$ A

$F_{y\max}$ [N]	L_{d1} [mH]	e_{v1} [Vs/m]	k_{sy} [N/mm]	k_{iy} [N/A]	ε [%]
210,7	3,17	35,12	842,9	70,2	–

Z przedstawionych w tabelach 3.4 – 3.6 parametrów siłownika 8-biegunowego wynika, iż poprawne określenie wartości prądu maksymalnego I_m oraz prądu bazowego I_b ma istotny wpływ na wartości wyznaczonych parametrów siłownika.

4. ANALIZA WPŁYWU ZMIAN KONSTRUKCYJNYCH OBWODU MAGNETYCZNEGO NA PARAMETRY 8-BIEGUNOWEGO SIŁOWNIKA AŁM

Zauważalne we współczesnych społeczeństwach postulaty ochrony środowiska znalazły swe odzwierciedlenie także w podejściu do projektowania maszyn elektrycznych. Powszechnym trendem jest dążenie do minimalizacji zużycia zasobów, między innymi materiałów konstrukcyjnych, przy jednoczesnym zachowaniu możliwie najlepszych parametrów pracy. Projektowanie maszyny bywa często wspomagane komputerowo w celu optymalizacji jej późniejszego działania. Stosowane są algorytmy optymalizacyjne połączone z pakietami do analizy pola magnetycznego. Jednakże, wykorzystanie tych algorytmów wymaga od konstruktora wiedzy na temat wpływu poszczególnych zmian obwodu magnetycznego na parametry pracy maszyny. Informacje takie można uzyskać w wyniku wielowariantowej analizy, której zastosowanie ma również inną istotną zaletę – eliminuje budowę wielu kosztownych prototypów.

W bieżącym rozdziale omówiono wpływ zmiany poszczególnych parametrów konstrukcyjnych promieniowego siłownika AŁM na jego pracę, odnosząc uzyskane wyniki do modelu przedstawionego w podrozdziale 3.2, określonego jako model podstawowy/początkowy. Parametrami konstrukcyjnymi obwodu magnetycznego siłownika, które wykazują decydujący wpływ na parametry elektromagnetyczne, są: długość szczeliny powietrznej, rodzaj materiału obwodu magnetycznego, geometria stojana oraz kształt nabiegunków. Wielowariantową modyfikację obliczeniową obwodu magnetycznego siłownika realizowano przy zachowaniu stałego promienia wewnętrznego r_{s1} i zewnętrznego stojana r_{s2} oraz stałej liczby amperozwojów poszczególnych elektromagnesów (Rys. 3.24).

4.1. WPŁYW DŁUGOŚCI SZCELINY POWIETRZNEJ

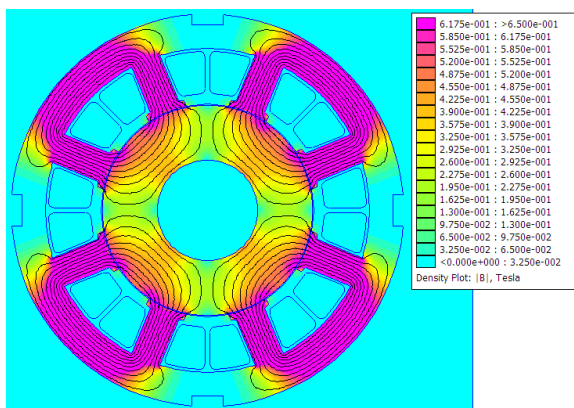
W siłownikach aktywnych łożysk magnetycznych długość szczeliny powietrznej między nabiegunkami elektromagnesów a bieżnią wirnika odgrywa szczególną rolę w kształtowaniu parametrów siłowników. Przy stałym promieniu wewnętrznym stojana r_{s2} zmiana długości szczeliny powietrznej pociąga za sobą zmianę średnicy zewnętrznej wirnika r_{w2} (Rys. 3.24).

Jak wynika z tabeli 4.1, długość szczeliny ma zasadniczy wpływ na parametry całkowite siłownika AŁM, co wiąże się ze zmianą punktu pracy na charakterystyce magnesowania stali. Indukcja magnetyczna w nabiegunkach elektromagnesów dla neutralnego punktu pracy siłownika AŁM wynosi odpowiednio $B = 0,82$ T dla wariantu A_1 , $B = 0,45$ T dla wariantu A_2 , $B = 0,32$ T dla wariantu A_3 oraz $B = 0,21$ T dla wariantu A_4

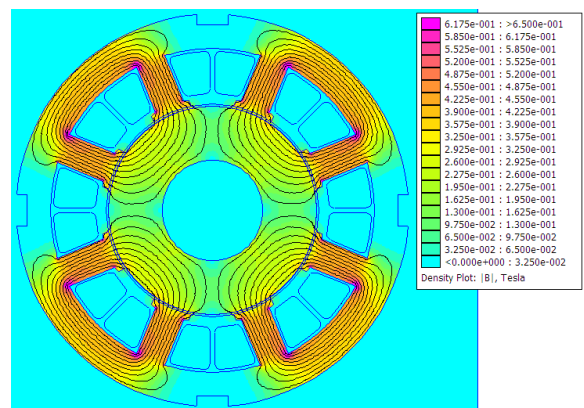
(Rys. 4.1 – 4.4). W stosunku do modelu początkowego oznacza to zmianę o 22,4% dla wariantu A_1 , -32,8% dla wariantu A_2 , -52,2% dla wariantu A_3 oraz -68,7% dla wariantu A_4 .

Tabela 4.1. Wpływ zmiany długości szczeliny powietrznej δ na parametry siłownika

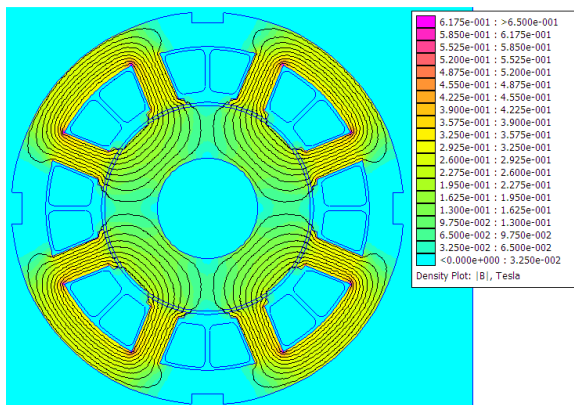
Model siłownika	δ [mm]	$F_{y\max}$ [N]	L_{d1} [mH]	e_{v1} [Vs/m]	k_{sy} [N/mm]	k_{iy} [N/A]	ε_y [%]
Wariant A_1	0,20	239,8	4,20	50,97	1582,1	101,8	4,9
Podstawowy	0,25	185,7	3,50	33,72	838,2	67,5	7,0
Wariant A_2	0,40	82,1	2,32	13,62	213,0	27,4	4,7
Wariant A_3	0,60	37,8	1,65	6,28	65,2	12,6	2,7
Wariant A_4	1,00	14,2	1,10	2,34	14,5	4,7	1,5



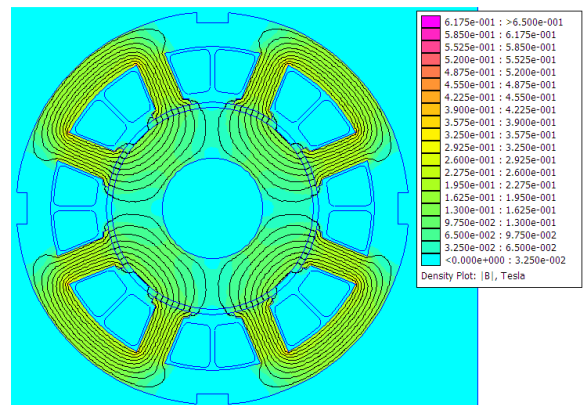
Rys. 4.1. Rozkład indukcji magnetycznej dla neutralnego punktu pracy wariantu A_1 siłownika



Rys. 4.2. Rozkład indukcji magnetycznej dla neutralnego punktu pracy wariantu A_2 siłownika

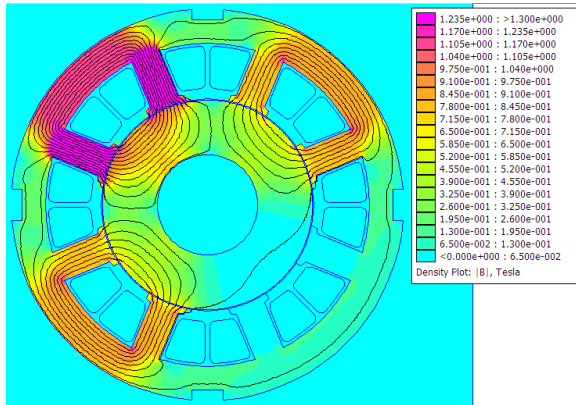


Rys. 4.3. Rozkład indukcji magnetycznej dla neutralnego punktu pracy wariantu A_3 siłownika

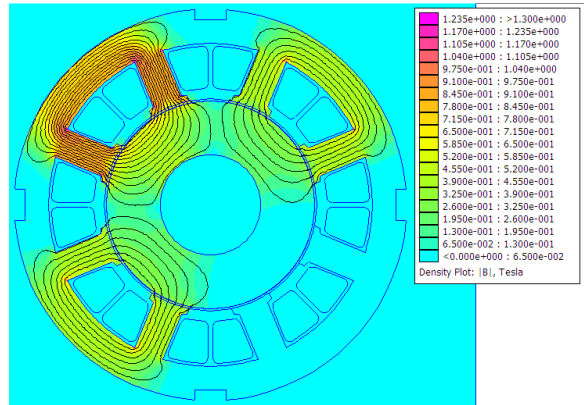


Rys. 4.4. Rozkład indukcji magnetycznej dla neutralnego punktu pracy wariantu A_4 siłownika

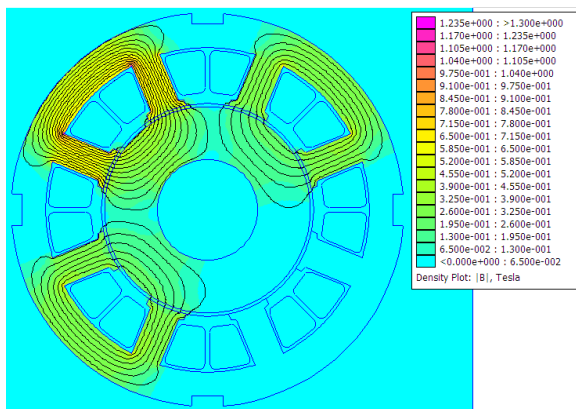
Zauważalna jest również zmiana indukcji magnetycznej w nabiegunkach pierwszego elektromagnesu w porównaniu z modelem podstawowym dla centralnego położenia wirnika, przy wymuszeniu w uzwojeniach siłownika prądu bazowego $I_b = 3$ A oraz prądu sterującego $i_{cy} = 3$ A. Indukcja magnetyczna w pierwszym elektromagnesie wynosi odpowiednio $B_1 = 1,45$ T dla wariantu A_1 , $B_1 = 0,90$ T dla wariantu A_2 , $B_1 = 0,64$ T dla wariantu A_3 , $B_1 = 0,42$ T dla wariantu A_4 (Rys. 4.5 – 4.8).



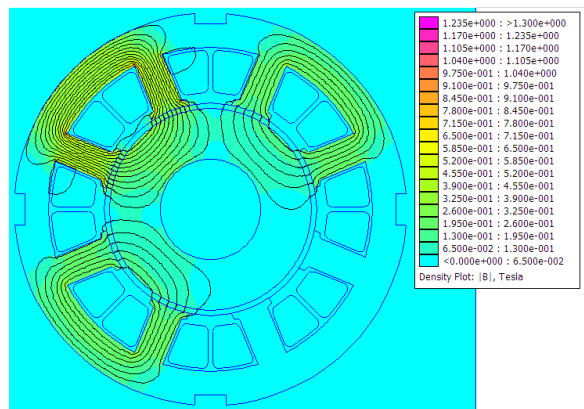
Rys. 4.5. Rozkład indukcji magnetycznej dla $i_{cy} = 3 A$, $i_{cx} = 0$, $y = 0$, $x = 0$ wariantu A_1 siłownika



Rys. 4.6. Rozkład indukcji magnetycznej dla $i_{cy} = 3 A$, $i_{cx} = 0$, $y = 0$, $x = 0$ wariantu A_2 siłownika

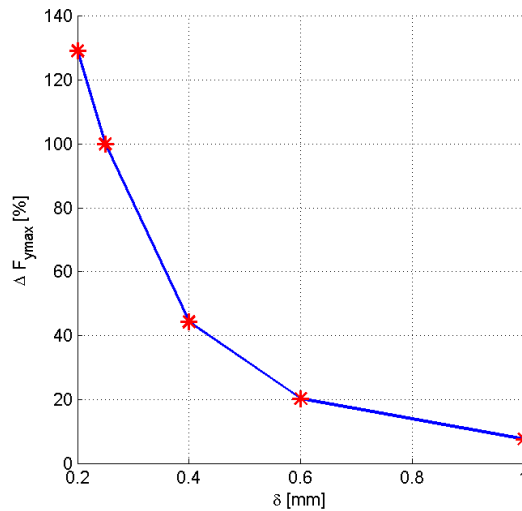


Rys. 4.7. Rozkład indukcji magnetycznej dla $i_{cy} = 3 A$, $i_{cx} = 0$, $y = 0$, $x = 0$ wariantu A_3 siłownika



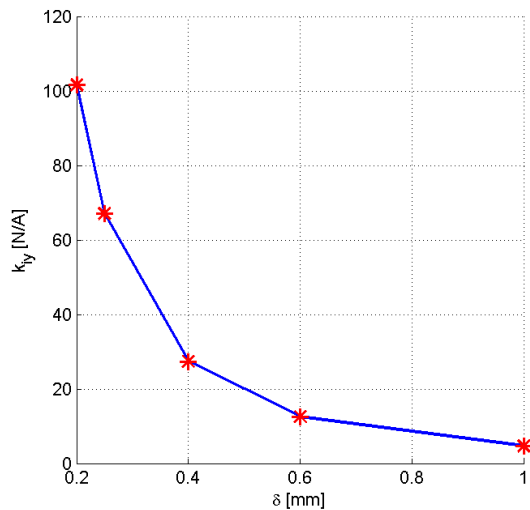
Rys. 4.8. Rozkład indukcji magnetycznej dla $i_{cy} = 3 A$, $i_{cx} = 0$, $y = 0$, $x = 0$ wariantu A_4 siłownika

Procentową zmianę maksymalnej siły magnetycznej $F_{y\max}$ w funkcji długości szczeliny powietrznej względem modelu podstawowego przedstawiono na rysunku 4.9.

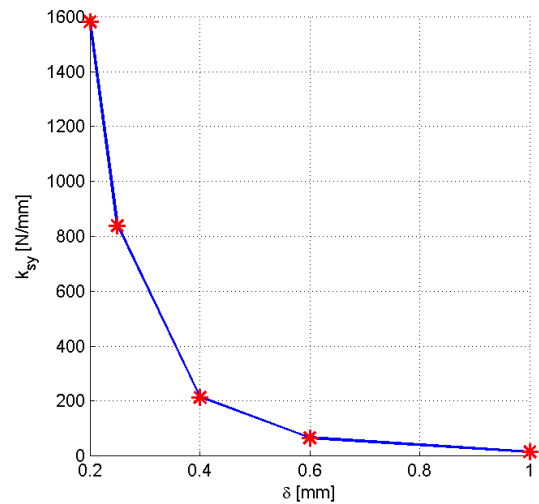


Rys. 4.9. Zależność procentowej zmiany siły magnetycznej od długości szczeliny powietrznej

Zmiana siły magnetycznej powoduje zmianę wartości sztywności prądowej oraz przemieszczeniowej. Sztywność prądowa zmienia się niemal wprost proporcjonalnie do odwrotności kwadratu długości szczeliny powietrznej (Rys. 4.10). Natomiast sztywność przemieszczeniowa jest odwrotnie proporcjonalna do trzeciej potęgi długości szczeliny powietrznej (Rys. 4.11).

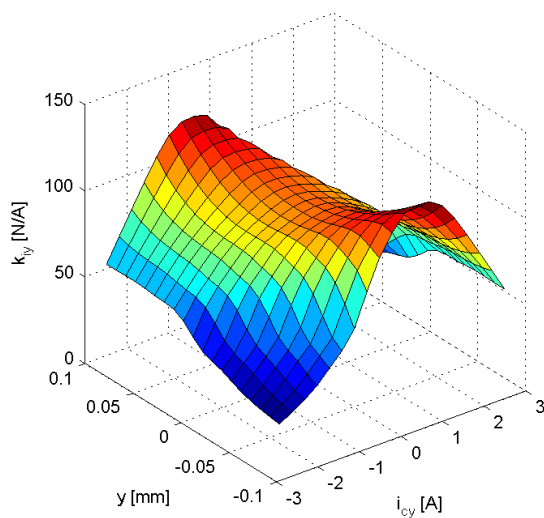


Rys. 4.10. Sztywność prądowa k_{ij} w funkcji długości szczeliny powietrznej δ

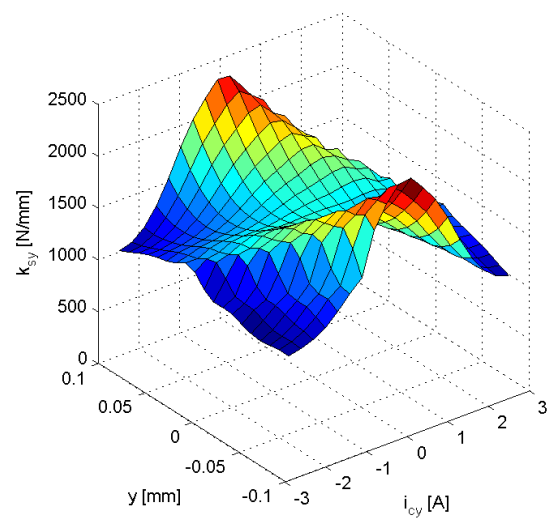


Rys. 4.11. Sztywność przemieszczeniowa k_{sy} w funkcji długości szczeliny powietrznej δ

Zmniejszenie długości szczeliny powietrznej do $\delta = 0,2$ mm przy pozostawieniu takich samych warunków zasilania, powoduje w niektórych zakresach pracy siłownika silne nasycenie obwodu magnetycznego, co z kolei skutkuje dużą zmiennością charakterystyki sztywności prądowej (Rys. 4.12) i przemieszczeniowej (Rys. 4.13).

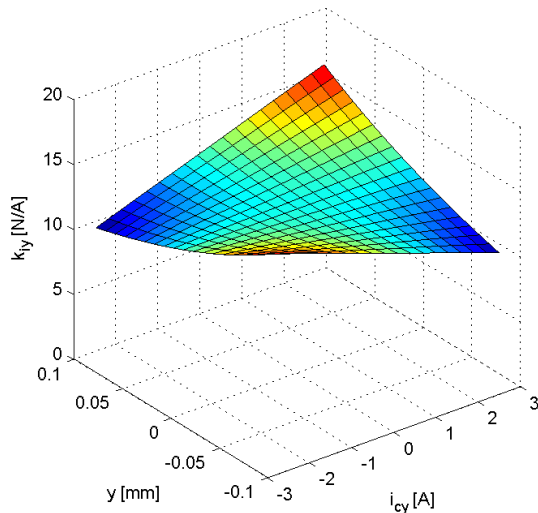


Rys. 4.12. Sztywność prądowa k_{ij} dla wariantu A_1 siłownika

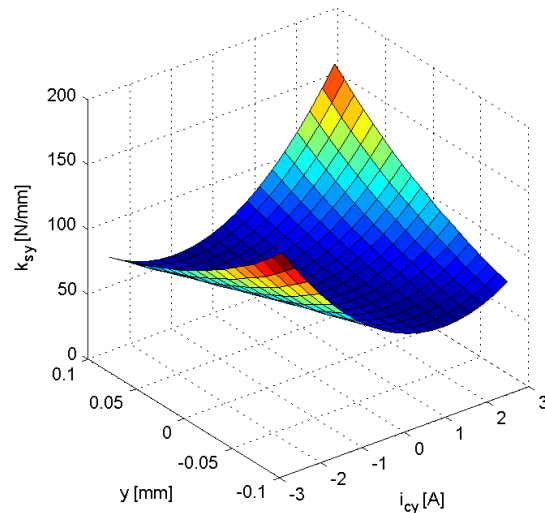


Rys. 4.13. Sztywność przemieszczeniowa k_{sy} dla wariantu A_1 siłownika

Natomiast zwiększając długość szczeliny powietrznej uzyskuje się wzrost reluktancji obwodu magnetycznego, a zatem zmniejszenie wartości indukcji punktu pracy siłownika. Przyczynia się to do pogorszenia jego parametrów, jak również do zmiany kształtu charakterystyk sztywności prądowej (Rys. 4.14) oraz przemieszczeniowej (Rys. 4.15).



Rys. 4.14. Sztywność prądowa k_{iy} dla wariantu A_3 siłownika

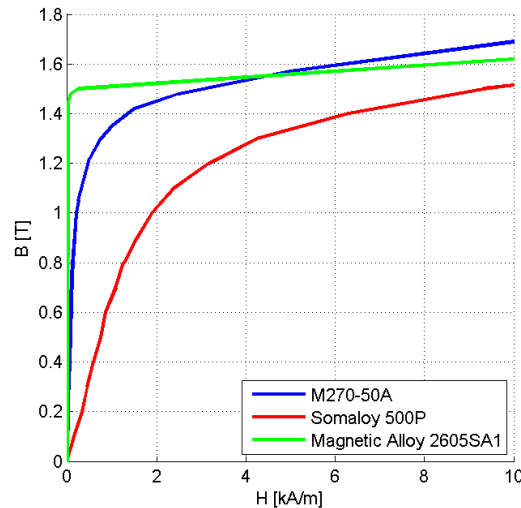


Rys. 4.15. Sztywność przemieszczeniowa k_{sy} dla wariantu A_3 siłownika

Przy zachowaniu wartości parametrów (L_{d1} , e_{v1} , k_{sy} , k_{iy}) zbliżonych do modelu początkowego, zmniejszenie szczeliny powietrznej spowoduje obniżenie prądu bazowego I_b oraz maksymalnego I_m . Mając na uwadze ilość energii potrzebną do pracy siłownika AŁM, długość szczeliny powietrznej powinna być jak najmniejsza. Jednakże jej wybór uwarunkowany jest procesami technologicznymi realizowanymi podczas konstruowania siłownika. Z uwagi na precyzję wykonania, należy również uwzględnić zmienność wymiarów geometrycznych stojana i wirnika pod wpływem wysokiej temperatury spowodowanej nagrzewaniem się siłownika. Dodatkowo, należy brać pod uwagę zmienność szczeliny powietrznej na skutek zwiększania obwodu wirnika pod wpływem siły odśrodkowej.

4.2. PROPOZYCJA WYKORZYSTANIA NOWOCZESNYCH MATERIAŁÓW MAGNETYCZNYCH

Materiał, z którego wykonany jest obwód magnetyczny, w znacznym stopniu decyduje o parametrach całkowitych siłownika AŁM. W modelu podstawowym siłownika założono pakiet blach ze stali M270-50A. Jednakże w ostatnim czasie można zauważyć zainteresowanie inżynierów wykorzystaniem nowoczesnych materiałów magnetycznych do budowy maszyn elektrycznych. Dlatego też przeprowadzono badania wpływu charakterystyki magnesowania materiału magnetycznego na parametry siłownika. Do obliczeń przyjęto materiał proszkowy Somaloy 500P [4] oraz materiał amorficzny Magnetic Alloy 2605SA1 [147], których charakterystyki magnesowania pokazano na rysunku 4.16.



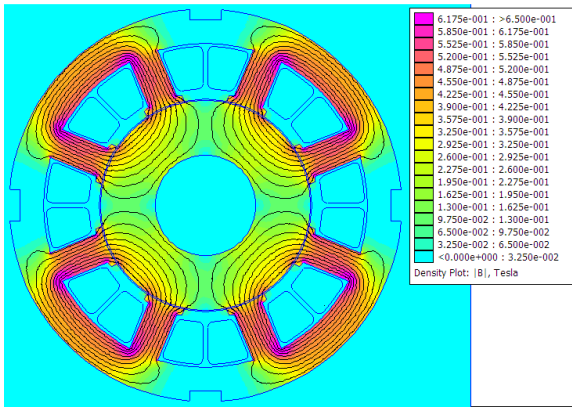
Rys. 4.16. Charakterystyki magnesowania rozważanych materiałów magnetycznych

W wariancie B_1 siłownika założono charakterystykę magnesowania materiału proszkowego Somaloy 500P, natomiast w wariancie B_2 przyjęto charakterystykę materiału amorficznego Magnetic Alloy 2605SA1. W tabeli 4.2 zestawiono wyniki obliczeń wpływu charakterystyki magnesowania materiału magnetycznego na parametry 8-biegunowego siłownika AŁM.

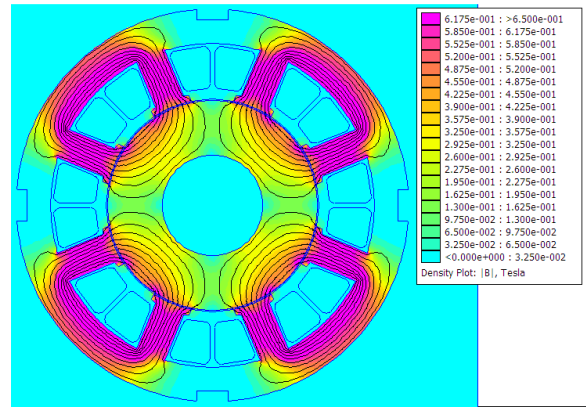
Tabela 4.2. Wpływ charakterystyki magnesowania materiału magnetycznego na parametry siłownika

Model siłownika	$F_{y\max}$ [N]	L_{d1} [mH]	e_{v1} [Vs/m]	k_{sy} [N/mm]	k_{iy} [N/A]	ε_y [%]
Podstawowy	185,7	3,50	33,72	838,2	67,5	7,0
Wariant B_1	110,7	2,83	20,68	389,2	41,2	11,9
Wariant B_2	210,1	3,60	35,78	914,3	71,6	5,0

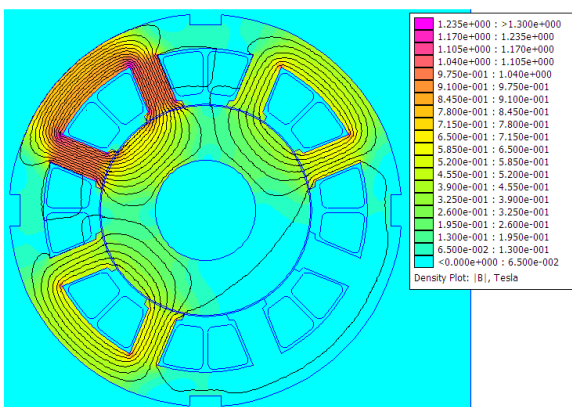
Zastosowanie materiału proszkowego Somaloy 500P powoduje, iż indukcja magnetyczna w stojanie dla neutralnego punktu pracy siłownika jest mniejsza niż w modelu podstawowym (Rys. 3.28) i wynosi 0,53 T (Rys. 4.17). W tym samym punkcie pracy siłownika, ale z materiałem amorficznym Magnetic Alloy 2605SA1, indukcja magnetyczna jest większa w porównaniu z modelem początkowym i wynosi 0,69 T (Rys. 4.18). Podobna sytuacja ma miejsce w przypadku centralnego położenia wału przy wymuszeniu w uzwojeniach prądu bazowego $I_b = 3$ A i prądu sterującego $i_{cy} = 3$ A. W pierwszym elektromagnesie indukcja magnetyczna dla wariantu B_1 siłownika wynosi mniej (1,02 T) (Rys. 4.19) niż w modelu podstawowym (1,29 T) oraz mniej niż w wariancie B_2 siłownika (1,37 T) (Rys. 4.20). W porównaniu z modelem podstawowym powoduje to mniejszą o 40% maksymalną siłę magnetyczną generowaną przez siłownik w wariancie B_1 , która wynosi 110,7 N, podczas gdy siłownik w wariancie B_2 wytwarza siłę aż o 13% większą czyli 210,1 N.



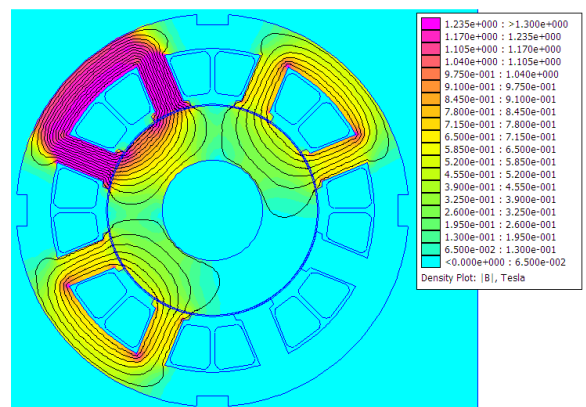
Rys. 4.17. Rozkład indukcji magnetycznej dla neutralnego punktu pracy siłownika wariantu B_1



Rys. 4.18. Rozkład indukcji magnetycznej dla neutralnego punktu pracy siłownika wariantu B_2

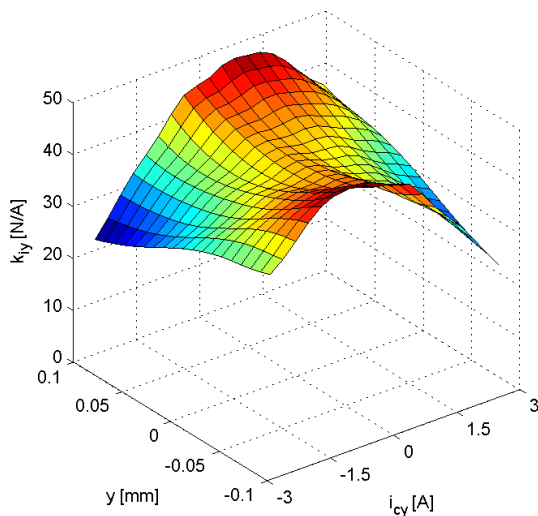


Rys. 4.19. Rozkład indukcji magnetycznej dla $i_{cy} = 3A, i_{cx} = 0, y = 0, x = 0$ wariantu B_1

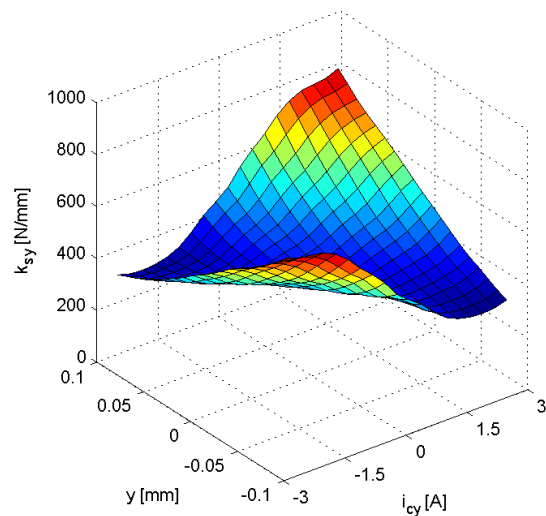


Rys. 4.20. Rozkład indukcji magnetycznej dla $i_{cy} = 3A, i_{cx} = 0, y = 0, x = 0$ wariantu B_2

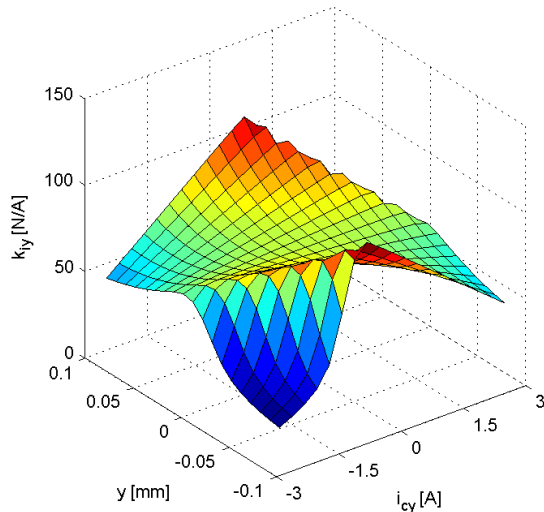
Kształt krzywej magnesowania materiału magnetycznego wpływa na kształt charakterystyk sztywności prądowej oraz przemieszczeniowej, które dla obu wariantów siłownika przedstawiono na rysunkach 4.21 – 4.24.



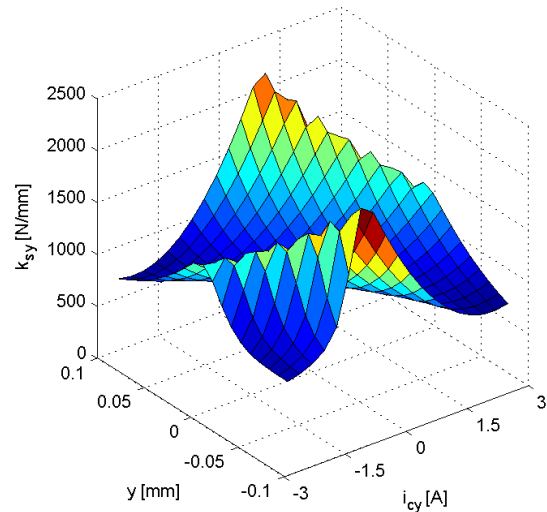
Rys. 4.21. Sztywność prądowa k_{iy} dla wariantu B_1 siłownika



Rys. 4.22. Sztywność przemieszczeniowa k_{sy} dla wariantu B_1 siłownika



Rys. 4.23. Sztywność prądowa k_{ry} dla wariantu B_2 siłownika

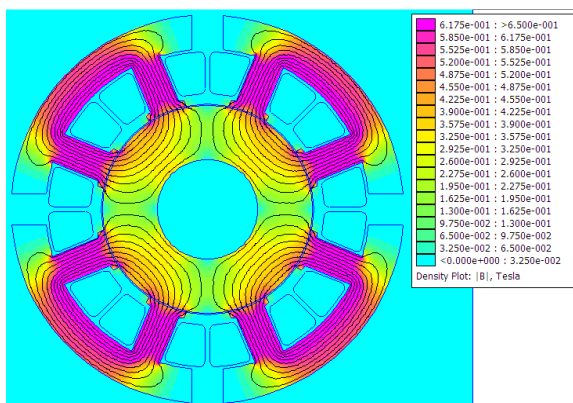


Rys. 4.24. Sztywność przemieszczeniowa k_{sy} dla wariantu B_2 siłownika

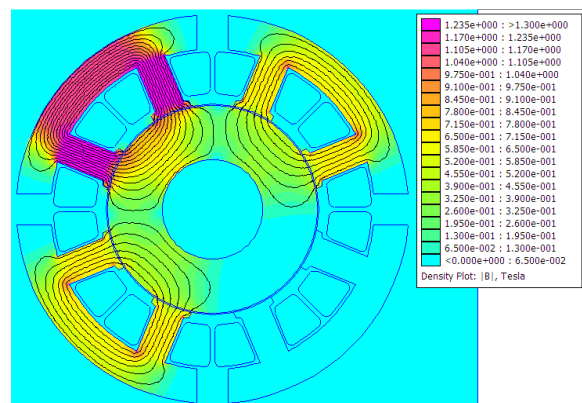
Jak wynika z tabeli 4.2, najlepsze parametry osiągnął siłownik w wariantcie B_2 , którego charakterystyka magnesowania cechuje się największą wartością indukcji przegięcia.

4.3. WPŁYW SEPARACJI OBWODÓW MAGNETYCZNYCH POSZCZEGÓLNYCH ELEKTROMAGNESÓW SIŁOWNIKA

Ze względów konstrukcyjnych stojan siłownika AŁM przeważnie nie jest zbudowany z oddzielnych elektromagnesów. Są one połączone tzw. jarzmem, tworząc oblauchowaną całość stojana, w wyniku czego występuje sprzężenie strumieni magnetycznych pomiędzy elektromagnesami. W celu określenia wpływu oddzielenia elektromagnesów siłownika (model C) na pracę łożyska wykonano symulacje komputerowe, których wynik przedstawiono poniżej. Dla neutralnego punktu pracy siłownika indukcja magnetyczna w nabiegunkach elektromagnesów rozdzielonych konstrukcyjnie jest identyczna jak w modelu podstawowym (Rys. 3.28) i wynosi $B = 0,67$ T (Rys. 4.25).



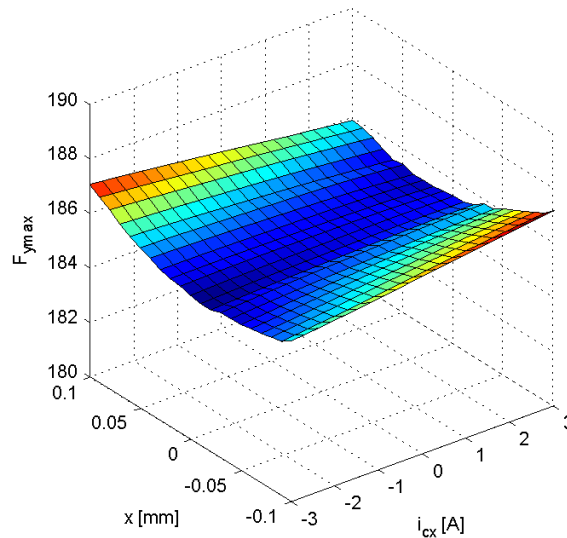
Rys. 4.25. Rozkład indukcji magnetycznej dla neutralnego punktu pracy siłownika wariantu C



Rys. 4.26. Rozkład indukcji magnetycznej dla $i_{cy} = 3$ A, $i_{cx} = 0$, $y = 0$, $x = 0$ wariantu C

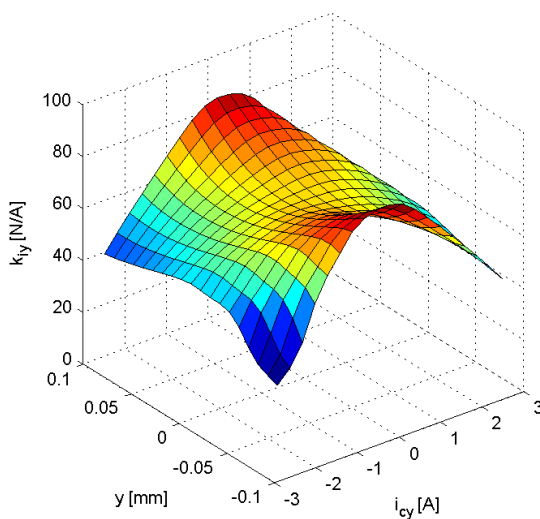
W przypadku centralnego położenia wirnika i wymuszanych w uzwojeniach elektromagnesów prądach: bazowym $I_b = 3$ A i sterującym $i_{cy} = 3$ A (Rys. 4.26), wartość indukcji magnetycznej w nabiegunniku oraz generowana siła magnetyczna F_y są takie same jak w modelu początkowym.

Z drugiej strony, rozdzielenie elektromagnesów istotnie zmniejszyło wpływ zmian położenia wirnika w osi x oraz prądu sterującego i_{cx} na wartość siły $F_{y\max}$ (Rys. 4.27). Ma to odzwierciedlenie we współczynniku ε_y , który w tym wariancie siłownika wynosi 1,1%.

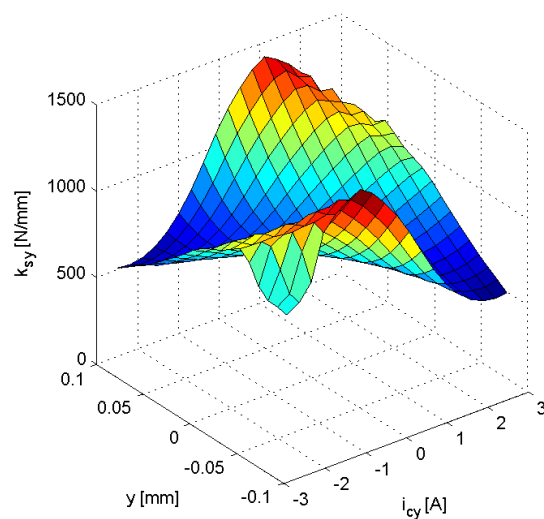


Rys. 4.27. Maksymalna siła $F_{y\max}$ w funkcji położenia wirnika w osi x i prądu sterującego i_{cx} dla wariantu C siłownika

Na rysunkach 4.28 oraz 4.29 zaprezentowano sztywność prądową i przemieszczeniową wariantu C siłownika.



Rys. 4.28. Sztywność prądowa k_{ly} dla wariantu C siłownika



Rys. 4.29. Sztywność przemieszczeniowa k_{sy} dla wariantu C siłownika

W tabeli 4.3 porównano parametry prototypu z wariantem *C* siłownika.

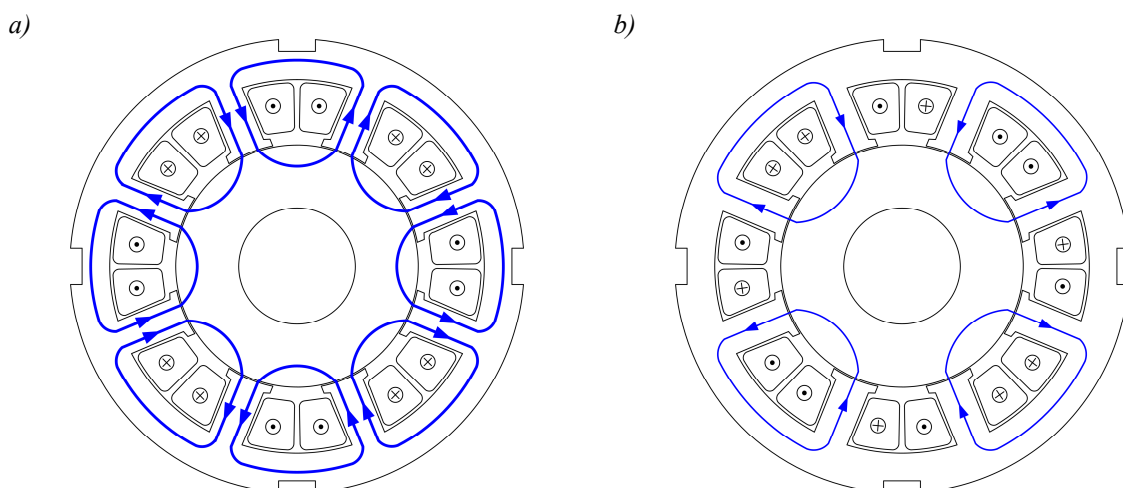
Tabela 4.3. Wpływ separacji obwodów magnetycznych elektromagnesów w stojanie na parametry siłownika

Model siłownika	$F_{y\max}$ [N]	L_{d1} [mH]	e_{v1} [Vs/m]	k_{sy} [N/mm]	k_{iy} [N/A]	ε_y [%]
Podstawowy	185,7	3,50	33,72	838,2	67,5	7,0
Wariant <i>C</i>	185,6	3,49	33,94	742,4	68,0	1,1

Z przeprowadzonej analizy wynika, iż separacja obwodu magnetycznego elektromagnesów w siłowniku łożyska wpływa korzystnie na jego parametry. Korzystną zmianą w stosunku do modelu podstawowego jest zmniejszenie współczynnika sprzężenia pomiędzy osiami siłownika. Kształty charakterystyk sztywności prądowej oraz przemieszczeniowej są podobne do swych odpowiedników w modelu podstawowym (Rys. 3.38 i 3.39).

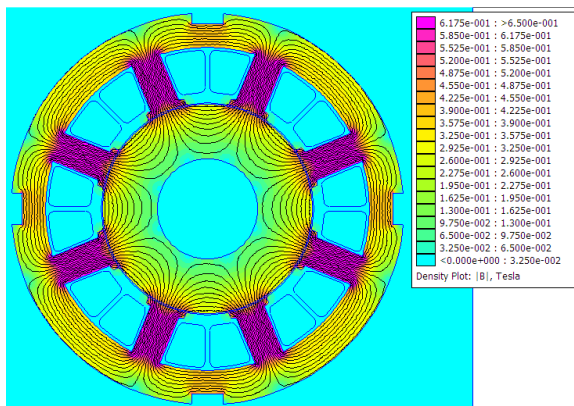
4.4. WPŁYW SPOSOBU MAGNESOWANIA OBWODU MAGNETYCZNEGO STOJANA SIŁOWNIKA

Sposób nawinięcia cewek oraz kierunek przepływu prądu decydują o drodze strumienia magnetycznego w siłowniku AŁM. Możliwe są dwie konfiguracje magnesowania obwodu magnetycznego: ze strumieniami współdzielonymi pomiędzy elektromagnesami (Rys. 4.30a) lub z osobnymi strumieniami magnetycznymi (Rys. 4.30b). Konfiguracja magnesowania ze wspólnymi strumieniami (model *D*) skutkuje lepszym wykorzystaniem obwodu magnetycznego dzięki wykorzystaniu jarzma pomiędzy elektromagnesami w siłowniku. W wyniku tego, jarzmo stojana oraz bieżnia mogą być dwukrotnie cieńsze w stosunku do drugiej z możliwych konfiguracji. Niestety poprzez taki sposób magnesowania zwiększa się dwukrotnie straty histerezy powstające w wirniku podczas obrotu wału.

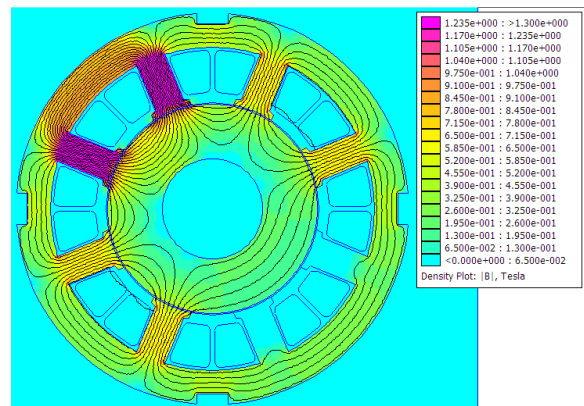


Rys. 4.30. Konfiguracja magnesowania obwodu magnetycznego: a) ze współdzielonymi strumieniami magnetycznymi, b) z osobnymi strumieniami magnetycznymi

Na rysunku 4.31 przedstawiono rozkład indukcji magnetycznej dla neutralnego punktu pracy wariantu D siłownika. Podobnie jak w modelu podstawowym, indukcja magnetyczna w nabiegownikach wynosi 0,68 T. Jednakże, w stosunku do modelu podstawowego spada wartość indukcji magnetycznej w jarzmie stojana oraz w wirniku. Z kolei rysunek 4.32 obrazuje rozkład indukcji magnetycznej dla centralnego położenia wirnika przy wymuszaniu prądu bazowego $I_b = 3$ A oraz prądu sterującego $i_{cy} = 3$ A. Indukcja magnetyczna w nabiegniku pierwszego elektromagnesu w tym punkcie pracy siłownika wynosi $B_1 = 1,31$ T, natomiast generowana siła to $F_y = 191,1$ N, co stanowi wzrost o 2,9 % w stosunku do siły obliczonej dla modelu początkowego.

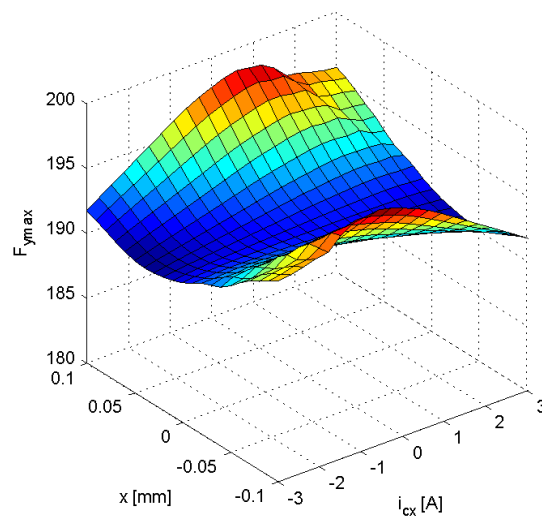


Rys. 4.31. Rozkład indukcji magnetycznej dla neutralnego punktu pracy siłownika wariantu D



Rys. 4.32. Rozkład indukcji magnetycznej dla $i_{cy} = 3$ A, $i_{cx} = 0$, $y = 0$, $x = 0$ wariantu D

Na rysunku 4.33 przedstawiono wykres maksymalnej siły magnetycznej $F_{y\max}$ w funkcji przesunięcia wirnika w osi x oraz prądu sterującego i_{cx} . Maksymalna siła w osi y powstaje dla prądu sterującego $i_{cy} = 3$ A w położeniu wirnika $y = 0$. Największe różnice w wartości siły $F_{y\max}$ występują dla $i_{cx} = -0,6$ A i $x = -0,1$ mm, jak również dla $i_{cx} = 0,6$ A i $x = 0,1$ mm. W obu przypadkach wytworzona siła $F_{y\max}$ jest o 3,7% większa w porównaniu z siłą powstającą w punkcie $i_{cx} = 0$ oraz $x = 0$.



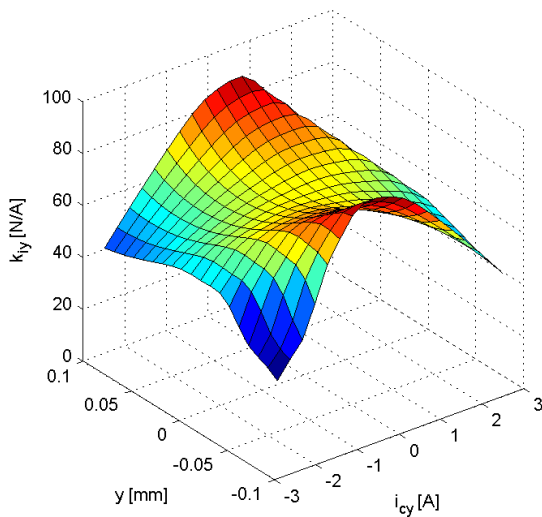
Rys. 4.33. Wykres maksymalnej siły $F_{y\max}$ w funkcji przesunięcia wirnika w osi x i prądu sterującego i_{cx}

Parametry siłownika w wariacie ze wspólnymi strumieniami magnetycznymi różnią się nieznacznie w stosunku do modelu podstawowego (Tab. 4.4). W wariacie D siłownika zauważalny jest wzrost siły maksymalnej $F_{y\max}$ o 2,9%, co powoduje również przyrost sztywności prądowej i przemieszczeniowej. Należy zwrócić uwagę, że w wariacie D siłownika zmniejsza się do 4,3% wartość parametru ε_y .

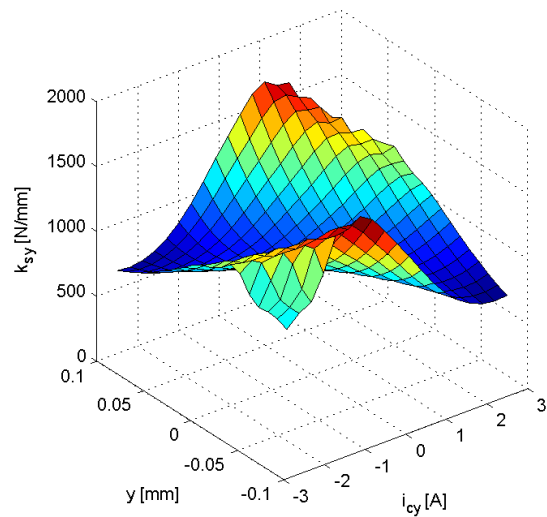
Tabela 4.4. Wpływ sposobu magnesowania obwodu magnetycznego na parametry siłownika

Model siłownika	$F_{y\max}$ [N]	L_{d1} [mH]	e_{v1} [Vs/m]	k_{sy} [N/mm]	k_{iy} [N/A]	ε_y [%]
Podstawowy	185,7	3,50	33,72	838,2	67,5	7,0
Wariant D	191,1	3,50	34,34	864,7	68,7	4,3

Na rysunkach 4.34 oraz 4.35 zaprezentowano sztywność prądową i przemieszczeniową wariantu D siłownika.



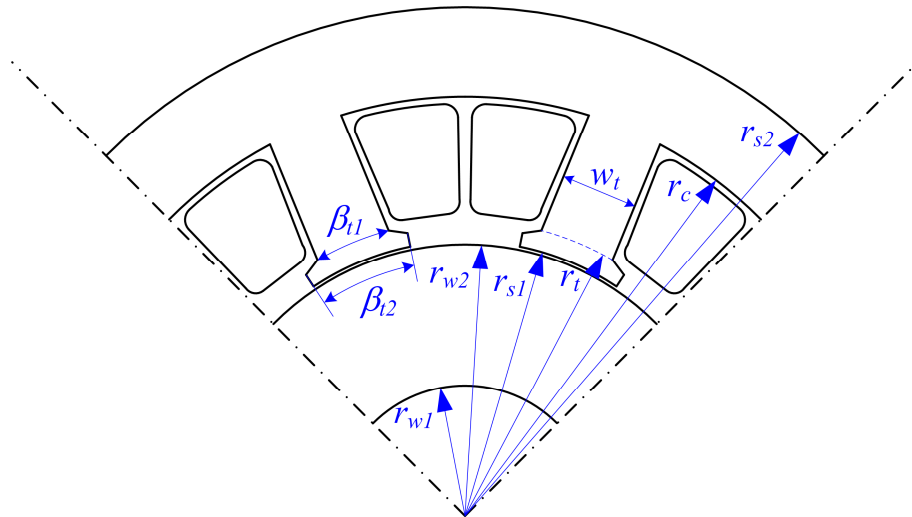
Rys. 4.34. Sztywność prądowa k_{iy} dla wariantu D



Rys. 4.35. Sztywność przemieszczeniowa k_{sy} dla wariantu D

4.5. WPŁYW KSZTAŁTU ZĘBÓW STOJANA SIŁOWNIKA

W ramach obliczeń wielowariantowych zbadano wpływ kształtu zębów nabiegunków stojana na parametry siłownika. Na rysunku 4.36 przedstawiono kształt zębów stojana wraz z poddanymi analizie parametrami, których wartości zestawiono w tabeli 4.5.

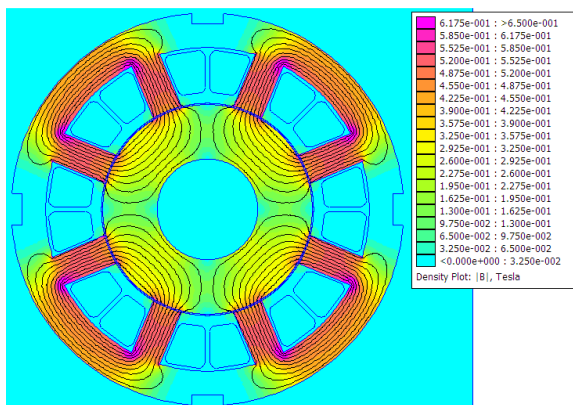
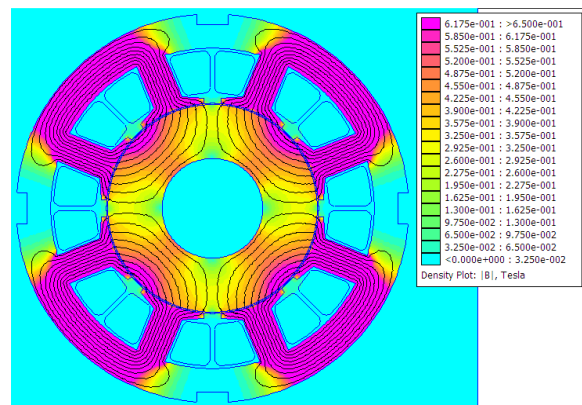


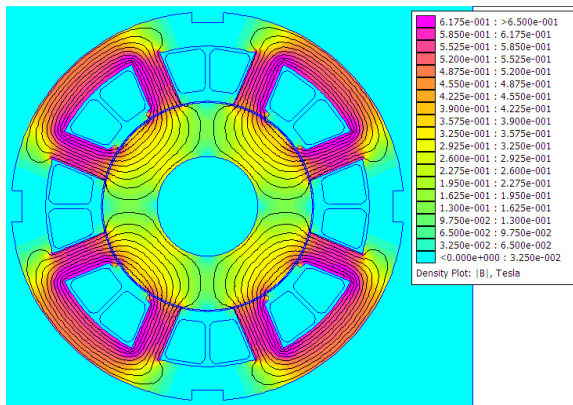
Rys.4.36. Wybrane parametry opisujące kształt zębów nabiegunków stojana

Tabela 4.5. Wartości parametrów dla wybranych kształtów zębów stojana

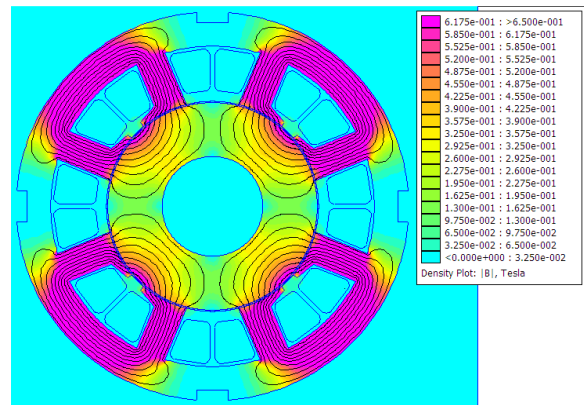
Model siłownika	β_{ii} [°]	β_{to} [°]	r_{t1} [mm]	r_{t2} [mm]
Wariant E_1	8,0	8,0	-	-
Podstawowy	11,0	11,0	21,0	21,5
Wariant E_2	18,0	18,0	21,0	22,0
Wariant E_3	11,0	8,0	21,0	21,5
Wariant E_4	18,0	8,0	21,0	22,0

Kształt zębów nabiegunków stojana decyduje o rozkładzie pola magnetycznego w obszarze szczeliny powietrznej, dlatego wykazuje istotny wpływ na wyniki obliczeń parametrów całkowych pola. Rysunki 4.37 – 4.40 ilustrują rozkład pola magnetycznego dla analizowanych kształtów nabiegunków w neutralnym punkcie pracy siłownika. Z rysunków tych wynika, że indukcja w nabiegunkach dla różnych wariantów zmienia się w szerokim zakresie: dla wariantu E_1 wynosi $B = 0,53$ T, dla wariantu E_2 – $B = 1,02$ T, dla wariantu E_3 – $B = 0,61$ T, dla wariantu – E_4 $B = 0,79$ T.

Rys. 4.37. Rozkład indukcji magnetycznej dla neutralnego punktu pracy siłownika wariantu E_1 Rys. 4.38. Rozkład indukcji magnetycznej dla neutralnego punktu pracy siłownika wariantu E_2

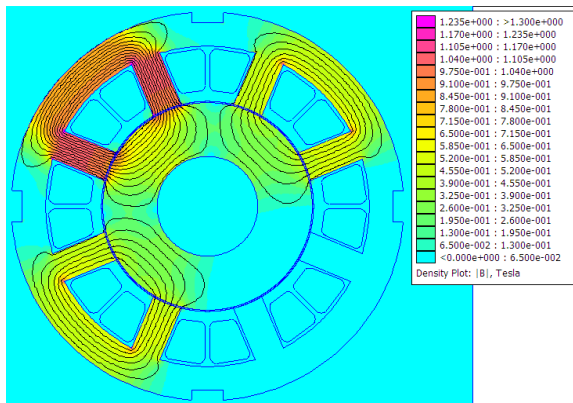


Rys. 4.39. Rozkład indukcji magnetycznej dla neutralnego punktu pracy siłownika wariantu E_3

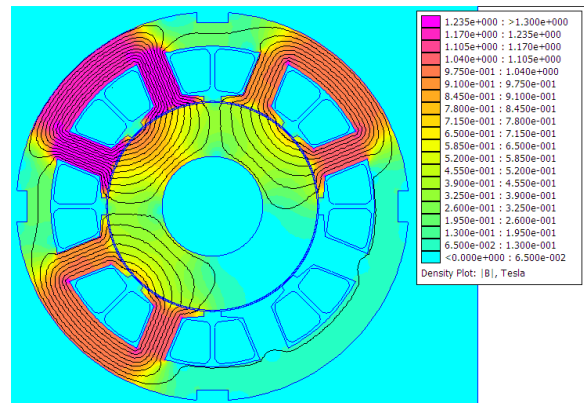


Rys. 4.40. Rozkład indukcji magnetycznej dla neutralnego punktu pracy siłownika wariantu E_4

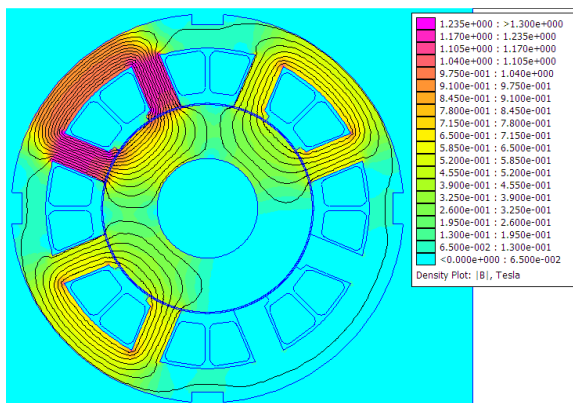
Na rysunkach 4.41 – 4.44 pokazano rozkład pola magnetycznego dla centralnego położenia wirnika przy wymuszaniu w uzwojeniach prądu bazowego $I_b = 3$ A oraz prądu sterującego $i_{cy} = 3$ A. Dla tego punktu pracy siłownika indukcja magnetyczna w nabiegownikach pierwszego elektromagnesu dla różnych wariantów siłownika zmienia się istotnie, co z kolei pociąga za sobą znaczną zmianę wartości siły $F_{y\max}$. W wariantcie E_1 indukcja magnetyczna pierwszego elektromagnesu to $B_1 = 1,05$ T, w wariantcie $E_2 - B_1 = 1,55$ T, w wariantcie $E_3 - B_1 = 1,19$ T, w wariantcie $E_4 - B_1 = 1,40$ T.



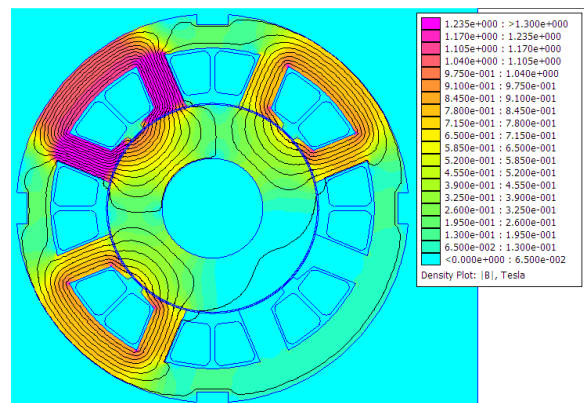
Rys. 4.41. Rozkład indukcji magnetycznej dla $i_{cy} = 3$ A, $i_{cx} = 0$, $y = 0$, $x = 0$ w wariantcie E_1



Rys. 4.42. Rozkład indukcji magnetycznej dla $i_{cy} = 3$ A, $i_{cx} = 0$, $y = 0$, $x = 0$ w wariantcie E_2



Rys. 4.43. Rozkład indukcji magnetycznej dla $i_{cy} = 3$ A, $i_{cx} = 0$, $y = 0$, $x = 0$ w wariantcie E_3



Rys. 4.44. Rozkład indukcji magnetycznej dla $i_{cy} = 3$ A, $i_{cx} = 0$, $y = 0$, $x = 0$ w wariantcie E_4

W tabeli 4.6 porównano parametry modelu podstawowego siłownika oraz jego wariantów zróżnicowanych ze względu na kształt nabiegunków.

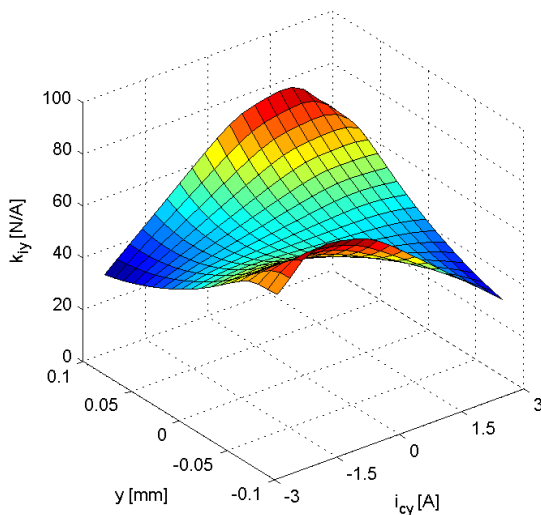
Tabela 4.6. Wpływ kształtu nabiegunka na parametry 8-biegunowego siłownika AŁM

Model siłownika	$F_{y\max}$ [N]	L_{d1} [mH]	e_{v1} [Vs/m]	k_{sy} [N/mm]	k_{iy} [N/A]	ε_y [%]
Podstawowy	185,7	3,50	33,72	838,2	67,5	7,0
Wariant E_1	152,4	2,74	25,74	640,0	51,6	8,7
Wariant E_2	171,2	4,76	44,34	1097,1	89,1	2,9
Wariant E_3	173,4	3,13	30,17	741,4	60,3	7,4
Wariant E_4	187,9	4,03	39,69	960,3	79,3	4,5

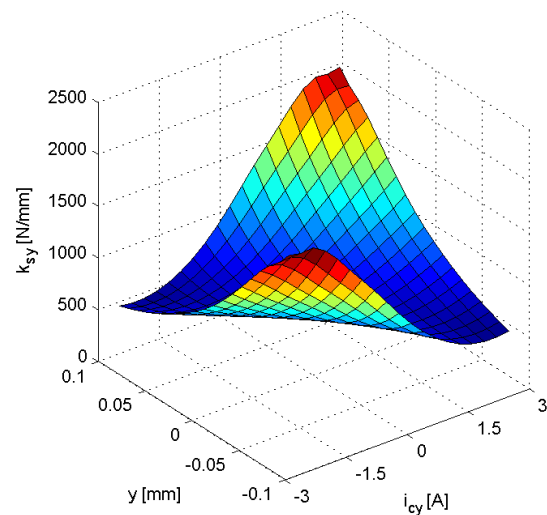
Największą wartość sztywności prądowej k_{iy} oraz przemieszczeniowej k_{sy} osiągnięto w wariantie E_2 , a ponadto siłownik w tym przypadku ma najmniejszy współczynnik ε_y . Z drugiej strony, siła maksymalna jest tu mniejsza o niemal 8,5% w porównaniu z modelem podstawowym. Dlatego też w ogólnej ocenie za najkorzystniejszy można uznać wariant E_4 siłownika.

Analizie mogą podlegać różne kształty zębów w siłowniku, także odbiegające od zaprezentowanych w tym podrozdziale. Jednakże autor pracy zdecydował o pominięciu tych, które nie wykazują istotnego wpływu na ukierunkowanie linii sił pola magnetycznego przez poszczególne elektromagnesy siłownika AŁM.

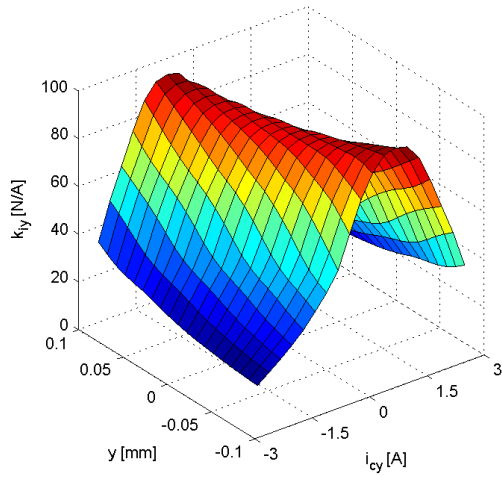
Rysunki 4.45 – 4.52 odnoszą się do sztywności prądowej oraz przemieszczeniowej dla różnych wariantów kształtu nabiegunków.



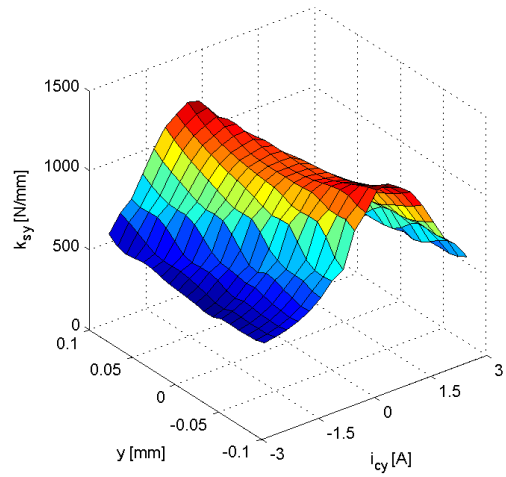
Rys. 4.45. Sztywność prądowa k_{iy} dla wariantu E_1 siłownika



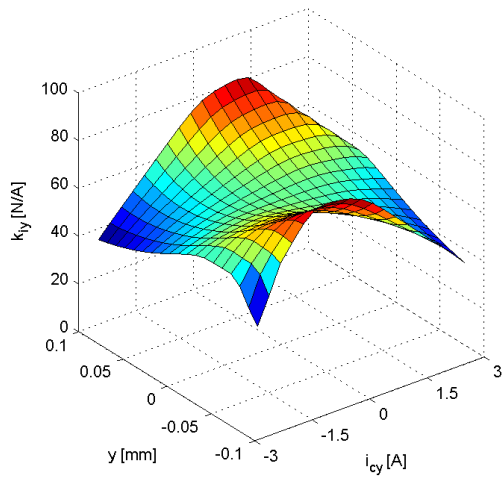
Rys. 4.46. Sztywność przemieszczeniowa k_{sy} dla wariantu E_1 siłownika



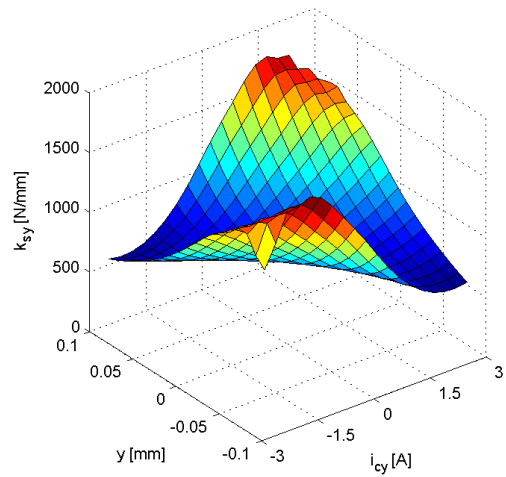
Rys.4.47. Sztywność prądowa k_{iy} dla wariantu E_2 siłownika



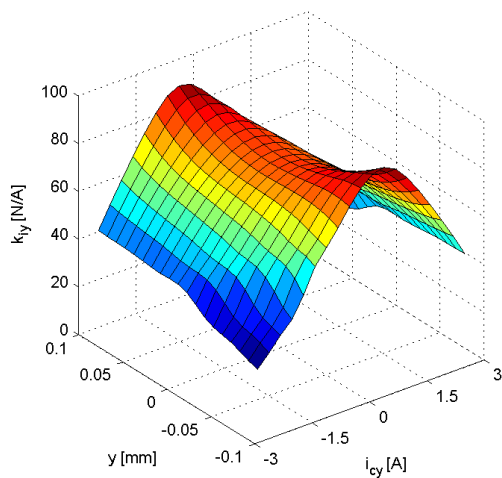
Rys. 4.48. Sztywność przemieszczeniowa k_{sy} dla wariantu E_2 siłownika



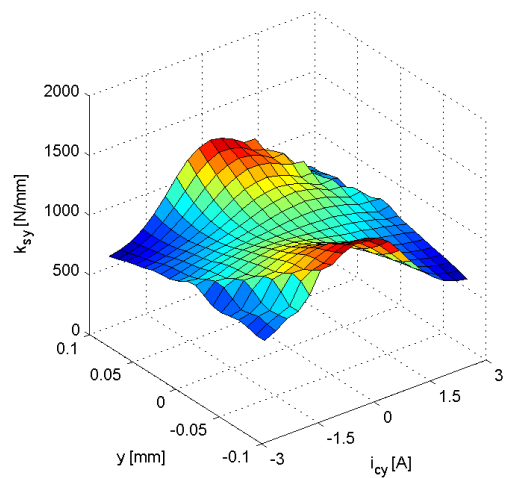
Rys.4.49. Sztywność prądowa k_{iy} dla wariantu E_3 siłownika



Rys. 4.50. Sztywność przemieszczeniowa k_{sy} dla wariantu E_3 siłownika



Rys.4.51. Sztywność prądowa k_{iy} dla wariantu E_4 siłownika



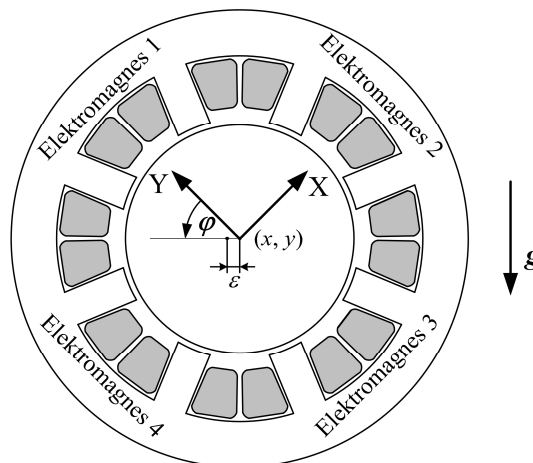
Rys. 4.52. Sztywność przemieszczeniowa k_{sy} dla wariantu E_4 siłownika

5. MODEL SYMULACYJNY AŁM Z UWZGLĘDNIENIEM UKŁADU STEROWANIA

5.1. RÓWNANIA DYNAMIKI

Analiza pracy aktywnego zawieszenia magnetycznego nie sprowadza się jedynie do wyznaczenia jego charakterystyk statycznych, ale obejmuje również charakterystyki dynamiczne. Możliwe jest to dzięki modelowi matematycznemu opisującemu siłownik AŁM, w którym płyną prądy sterujące wymuszane przez układy regulacji.

Wzory opisujące ruch wirnika w stojanie wyprowadzono w oparciu o metodę Eulera-Lagrange'a [10, 82]. Przy tworzeniu równań dynamiki pominięto sprzężenia magnetyczne pomiędzy cewkami, co pozwoliło prowadzić rozważania dla każdego elektromagnesu z osobna. W równaniach uwzględniono dyssypację energii układu w postaci straty energii na rezystancji cewek, oddziaływanie siły ciężkości oraz niewyważenie statyczne wirnika. Przyjęto, że siła ciężkości działa pod kątem 45° w stosunku do układu współrzędnych XY . Dodatkowo założono, że wirnik obraca się ze stałą prędkością obrotową. Rysunek 5.1 prezentuje rozważany układ elektromechaniczny.



Rys. 5.1. Schemat układu elektromechanicznego

Liczba stopni swobody układu wynosi $s = 6$. Wiąże się to z możliwością ruchu wirnika względem osi X i Y oraz z występowaniem ładunków Q_1, Q_2, Q_3, Q_4 w układzie obwodów elektrycznych czterech elektromagnesów. Ze względu na to, iż rozważany układ jest układem holonomicznym oraz nie występują w nim więzy, liczba współrzędnych uogólnionych równa się liczbie stopni swobody układu. Przestrzenne uwarunkowania układu mechanicznego oraz przepływ prądu przez uzwojenia prowadzą do przyjęcia następujących współrzędnych uogólnionych:

$$\vec{q} = (x, y, Q_1, Q_2, Q_3, Q_4), \quad (5.1)$$

gdzie x, y opisują położenie masy m wirnika, natomiast Q_1, Q_2, Q_3, Q_4 określają ładunki elektryczne zgromadzone w cewkach poszczególnych elektromagnesów.

Środek ciężkości walca (x_s, y_s) powiązany jest ze środkiem geometrycznym wirnika (x, y) , względem którego wykonywany jest ruch obrotowy poprzez równania:

$$x_s = x + \varepsilon \cos(\varphi), \quad (5.2a)$$

$$y_s = y + \varepsilon \sin(\varphi). \quad (5.2b)$$

gdzie ε to odległość pomiędzy środkiem obrotu wirnika (x, y) i środkiem jego ciężkości (x_s, y_s) wynikającym z niewyważenia wirnika, zwana również mimośrodem środka masy. W powyższych oznaczeniach φ jest kątem obrotu wirnika liczonym od osi Y przeciwnie do ruchu wskazówek zegara.

Koenergia układu określona jest zależnością:

$$T' = \frac{1}{2} m \dot{x}_s^2 + \frac{1}{2} m \dot{y}_s^2 + \int_0^{Q_1} \Psi_1(\dot{Q}_1, y) d\dot{Q}_1 + \int_0^{Q_2} \Psi_2(\dot{Q}_2, x) d\dot{Q}_2 + \int_0^{Q_3} \Psi_3(\dot{Q}_3, y) d\dot{Q}_3 + \int_0^{Q_4} \Psi_4(\dot{Q}_4, x) d\dot{Q}_4, \quad (5.3)$$

gdzie $\Psi_1, \Psi_2, \Psi_3, \Psi_4$ to strumienie skojarzone z poszczególnymi cewkami.

Uwzględniając prędkość kątową wirnika ω można obliczyć pochodne wychylenia x_s i y_s środka ciężkości układu, które wynoszą:

$$\dot{x}_s = \dot{x} - \omega \varepsilon \sin(\varphi), \quad (5.4a)$$

$$\dot{y}_s = \dot{y} + \omega \varepsilon \cos(\varphi). \quad (5.4b)$$

Przy założeniu, że siła grawitacji jest siłą zewnętrzną, w analizowanym układzie nie występuje energia potencjalna ($U = 0$). Wówczas funkcja Lagrange'a ma postać:

$$L = T' - U = T' = \frac{1}{2} m (\dot{x} - \omega \varepsilon \sin(\varphi))^2 + \frac{1}{2} m (\dot{y} + \omega \varepsilon \cos(\varphi))^2 + \int_0^{Q_1} \Psi_1(\dot{Q}_1, y) d\dot{Q}_1 + \int_0^{Q_2} \Psi_2(\dot{Q}_2, x) d\dot{Q}_2 + \int_0^{Q_3} \Psi_3(\dot{Q}_3, y) d\dot{Q}_3 + \int_0^{Q_4} \Psi_4(\dot{Q}_4, x) d\dot{Q}_4. \quad (5.5)$$

Elementy składowe równań Eureka-Lagrange'a dla współrzędnych uogólnionych są określone następująco:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{x}} \right) - \frac{\partial L}{\partial x} = \tilde{P}_x, \quad (5.6a)$$

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{y}} \right) - \frac{\partial L}{\partial y} = \tilde{P}_y, \quad (5.6b)$$

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{Q}_1} \right) - \frac{\partial L}{\partial Q_1} = \tilde{P}_{Q_1}, \quad (5.7a)$$

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{Q}_2} \right) - \frac{\partial L}{\partial Q_2} = \tilde{P}_{Q_2}, \quad (5.7b)$$

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{Q}_3} \right) - \frac{\partial L}{\partial Q_3} = \tilde{P}_{Q_3}, \quad (5.7c)$$

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{Q}_4} \right) - \frac{\partial L}{\partial Q_4} = \tilde{P}_{Q_4}. \quad (5.7d)$$

W powyższych równaniach \tilde{P}_x , \tilde{P}_y , \tilde{P}_{Q_1} , \tilde{P}_{Q_2} , \tilde{P}_{Q_3} , \tilde{P}_{Q_4} oznaczają siły uogólnione zewnętrzne działające względem współrzędnych uogólnionych:

$$\tilde{P}_x = -\frac{\sqrt{2}}{2} mg, \quad (5.8a)$$

$$\tilde{P}_y = -\frac{\sqrt{2}}{2} mg, \quad (5.8b)$$

$$\tilde{P}_{Q_1} = u_1 - R_1 \dot{Q}_1, \quad (5.8c)$$

$$\tilde{P}_{Q_2} = u_2 - R_2 \dot{Q}_2, \quad (5.8d)$$

$$\tilde{P}_{Q_3} = u_3 - R_3 \dot{Q}_3, \quad (5.8e)$$

$$\tilde{P}_{Q_4} = u_4 - R_4 \dot{Q}_4. \quad (5.8f)$$

Założono, że siła ciężkości, która zależy od masy m wirnika oraz przyspieszenia ziemskiego g , w omawianym przypadku przyjmuje wartość stałą. W równaniach (5.8c – 5.8f) u_1 , u_2 , u_3 , u_4 oznaczają napięcia przyłożone do uzwojeń elektromagnesów siłownika AŁM, natomiast R_1 , R_2 , R_3 , R_4 są rezystancjami tych uzwojeń.

Równania opisujące zachowanie analizowanego układu elektromechanicznego przyjmują następującą postać:

$$\frac{d}{dt} (m\dot{x} - m\omega\varepsilon \sin(\varphi)) - \frac{\partial}{\partial x} \left(\int_0^{Q_2} \Psi_2(\dot{Q}_2, x) d\dot{Q}_2 + \int_0^{Q_4} \Psi_4(\dot{Q}_4, x) d\dot{Q}_4 \right) = -\frac{\sqrt{2}}{2} mg, \quad (5.9a)$$

$$\frac{d}{dt} (m\dot{y} + m\omega\varepsilon \cos(\varphi)) - \frac{\partial}{\partial y} \left(\int_0^{Q_1} \Psi_1(\dot{Q}_1, y) d\dot{Q}_1 + \int_0^{Q_3} \Psi_3(\dot{Q}_3, y) d\dot{Q}_3 \right) = -\frac{\sqrt{2}}{2} mg, \quad (5.9b)$$

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial}{\partial \dot{Q}_1} \left(\int_0^{Q_1} \Psi_1(\dot{Q}_1, y) d\dot{Q}_1 \right) \right) = u_1 - R_1 \dot{Q}_1, \quad (5.10a)$$

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial}{\partial \dot{Q}_2} \left(\int_0^{Q_2} \Psi_2(\dot{Q}_2, x) d\dot{Q}_2 \right) \right) = u_2 - R_2 \dot{Q}_2, \quad (5.10b)$$

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial}{\partial \dot{Q}_3} \left(\int_0^{Q_3} \Psi_3(\dot{Q}_3, y) d\dot{Q}_3 \right) \right) = u_3 - R_3 \dot{Q}_3, \quad (5.10c)$$

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial}{\partial \dot{Q}_4} \left(\int_0^{Q_4} \Psi_4(\tilde{Q}_4, x) d\tilde{Q}_4 \right) \right) = u_4 - R_4 \dot{Q}_4. \quad (5.10d)$$

Uwzględniając, że pochodna energii względem przesunięcia stanowi siłę mechaniczną, z równań (5.9a – 5.9b) otrzymuje się następujące zależności:

$$m\ddot{x} - m\varepsilon\omega^2 \cos(\varphi) - F_2(\dot{Q}_2, x) - F_4(\dot{Q}_4, x) = -\frac{\sqrt{2}}{2} mg, \quad (5.11a)$$

$$m\ddot{y} - m\varepsilon\omega^2 \sin(\varphi) - F_1(\dot{Q}_1, y) - F_3(\dot{Q}_3, y) = -\frac{\sqrt{2}}{2} mg. \quad (5.11b)$$

Równania napięciowe (5.10) można zapisać następująco:

$$\frac{d}{dt} (\Psi_1(\dot{Q}_1, y)) = u_1 - R_1 \dot{Q}_1, \quad (5.12a)$$

$$\frac{d}{dt} (\Psi_2(\dot{Q}_2, x)) = u_2 - R_2 \dot{Q}_2, \quad (5.12b)$$

$$\frac{d}{dt} (\Psi_3(\dot{Q}_3, y)) = u_3 - R_3 \dot{Q}_3, \quad (5.12c)$$

$$\frac{d}{dt} (\Psi_4(\dot{Q}_4, x)) = u_4 - R_4 \dot{Q}_4. \quad (5.12d)$$

Ponieważ pochodne ładunków względem czasu \dot{Q}_1 , \dot{Q}_2 , \dot{Q}_3 , \dot{Q}_4 oraz położenie środka geometrycznego wirnika (x, y) zależą od czasu, to równania (5.12) można wyrazić w następujący sposób:

$$\frac{\partial}{\partial \dot{Q}_1} (\Psi_1(\dot{Q}_1, y)) \cdot \frac{d\dot{Q}_1}{dt} + \frac{\partial}{\partial y} (\Psi_1(\dot{Q}_1, y)) \cdot \frac{dy}{dt} = u_1 - R_1 \dot{Q}_1, \quad (5.13a)$$

$$\frac{\partial}{\partial \dot{Q}_2} (\Psi_2(\dot{Q}_2, x)) \cdot \frac{d\dot{Q}_2}{dt} + \frac{\partial}{\partial x} (\Psi_2(\dot{Q}_2, x)) \cdot \frac{dx}{dt} = u_2 - R_2 \dot{Q}_2, \quad (5.13b)$$

$$\frac{\partial}{\partial \dot{Q}_3} (\Psi_3(\dot{Q}_3, y)) \cdot \frac{d\dot{Q}_3}{dt} + \frac{\partial}{\partial y} (\Psi_3(\dot{Q}_3, y)) \cdot \frac{dy}{dt} = u_3 - R_3 \dot{Q}_3, \quad (5.13c)$$

$$\frac{\partial}{\partial \dot{Q}_4} (\Psi_4(\dot{Q}_4, x)) \cdot \frac{d\dot{Q}_4}{dt} + \frac{\partial}{\partial x} (\Psi_4(\dot{Q}_4, x)) \cdot \frac{dx}{dt} = u_4 - R_4 \dot{Q}_4. \quad (5.13d)$$

Pochodna strumienia magnetycznego względem prądu określa indukcyjność dynamiczną L_d , natomiast pochodna strumienia magnetycznego względem przesunięcia stanowi siłę elektromotoryczną e_v indukowaną w uzwojeniach pod wpływem ruchu wirnika. Równania (5.13) można przekształcić do postaci:

$$L_{d1}(\dot{Q}_1, y) \cdot \ddot{Q}_1 + e_{v1}(\dot{Q}_1, y) \cdot \dot{y} = u_1 - R_1 \dot{Q}_1, \quad (5.14a)$$

$$L_{d2}(\dot{Q}_2, x) \cdot \ddot{Q}_2 + e_{v2}(\dot{Q}_2, x) \cdot \dot{x} = u_2 - R_2 \dot{Q}_2, \quad (5.14b)$$

$$L_{d3}(\dot{Q}_3, y) \cdot \ddot{Q}_3 + e_{v3}(\dot{Q}_3, y) \cdot \dot{y} = u_3 - R_3 \dot{Q}_3, \quad (5.14c)$$

$$L_{d4}(\dot{Q}_4, x) \cdot \ddot{Q}_4 + e_{v4}(\dot{Q}_4, x) \cdot \dot{x} = u_4 - R_4 \dot{Q}_4. \quad (5.14d)$$

Przekształcenia wyrażeń (5.11) i (5.12) prowadzą do układu sześciu równań różniczkowych zwyczajnych, w których pochodną ładunków oraz położenia względem czasu można wyrazić za pomocą prądów i_1, i_2, i_3, i_4 oraz prędkości v_y, v_x :

$$\frac{dv_x}{dt} = \frac{1}{m} \left(F_2(i_2, x) + F_4(i_4, x) + m\varepsilon\omega^2 \cos(\varphi) - \frac{\sqrt{2}}{2} mg \right), \quad (5.15a)$$

$$\frac{dv_y}{dt} = \frac{1}{m} \left(F_1(i_1, y) + F_3(i_3, y) + m\varepsilon\omega^2 \sin(\varphi) - \frac{\sqrt{2}}{2} mg \right), \quad (5.15b)$$

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{1}{L_{d1}(i_1, y)} (u_1 - R_1 i_1 - e_{v1}(i_1, y) v_y), \quad (5.16a)$$

$$\frac{di_2}{dt} = \frac{1}{L_{d2}(i_2, x)} (u_2 - R_2 i_2 - e_{v2}(i_2, x) v_x), \quad (5.16b)$$

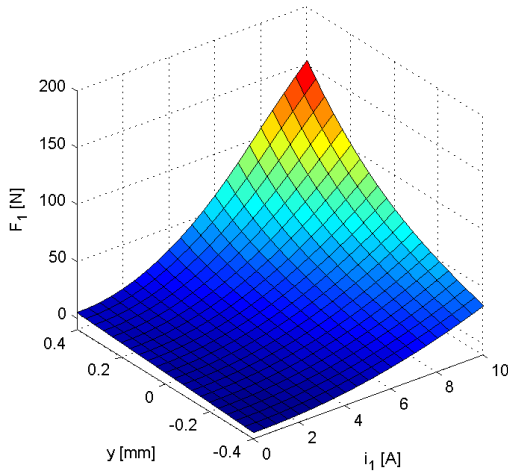
$$\frac{di_3}{dt} = \frac{1}{L_{d3}(i_3, y)} (u_3 - R_3 i_3 - e_{v3}(i_3, y) v_y), \quad (5.16c)$$

$$\frac{di_4}{dt} = \frac{1}{L_{d4}(i_4, x)} (u_4 - R_4 i_4 - e_{v4}(i_4, x) v_x). \quad (5.16d)$$

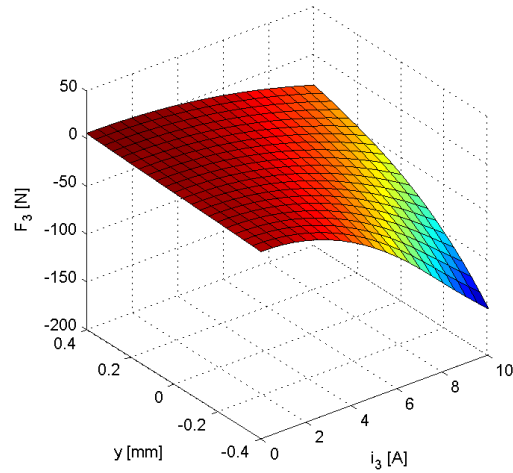
5.2. IMPLEMENTACJA MODELU POŁOWO-OBWODOWEGO W ŚRODOWISKU MATLAB/SIMULINK

Uwzględnienie nieliniowości strumienia oraz siły elektromagnetycznej (5.15 i 5.16) pozwala na uzyskanie znacznie dokładniejszego opisu pracy siłownika AŁM w porównaniu z modelami liniowymi. Uzyskuje się to poprzez wykonanie serii parametrycznych obliczeń modeli polowych siłowników (przedstawionych w rozdziale trzecim).

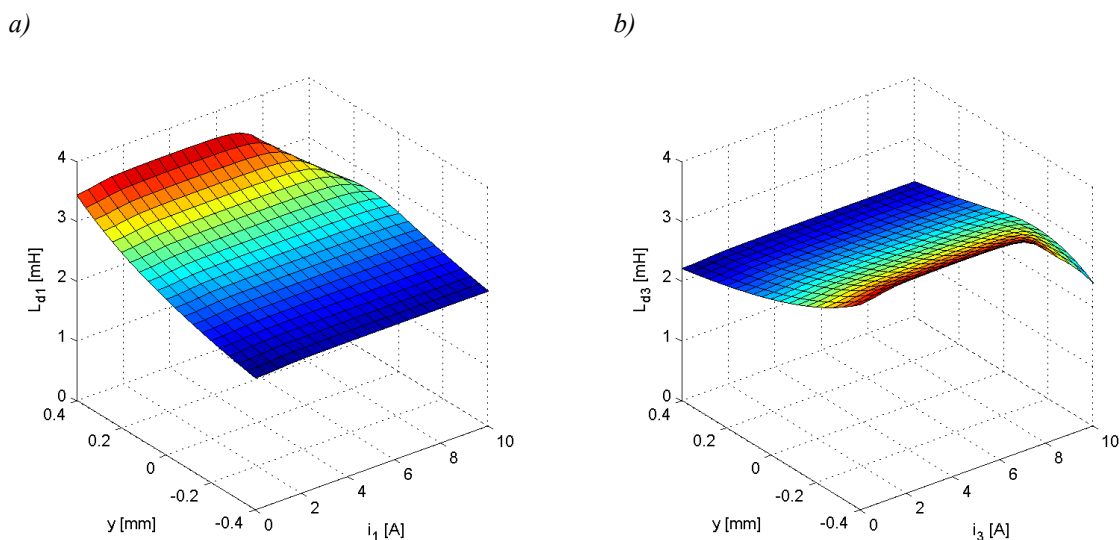
a)



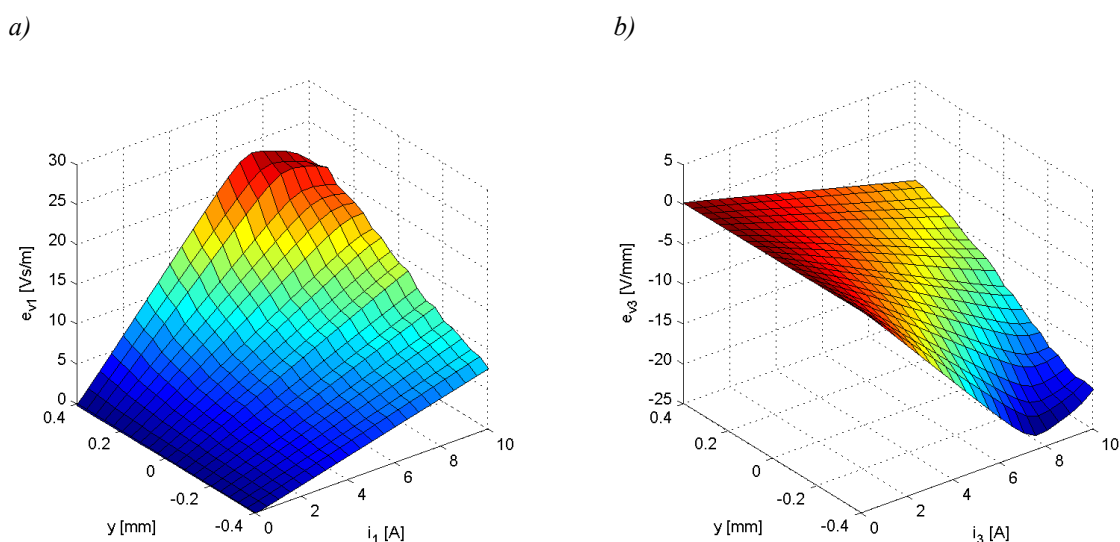
b)



Rys. 5.2. Siła magnetyczna F_y w funkcji prądu i położenia wirnika:
a) dla elektromagnesu 1; b) dla elektromagnesu 3

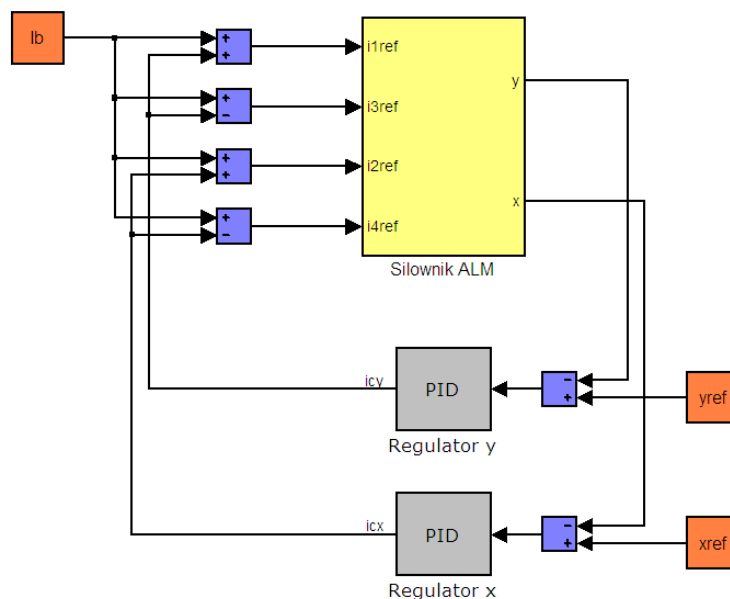


Rys. 5.3. Indukcyjność dynamiczna w funkcji prądu i położenia wirnika:
a) dla elektromagnesu 1; b) dla elektromagnesu 3



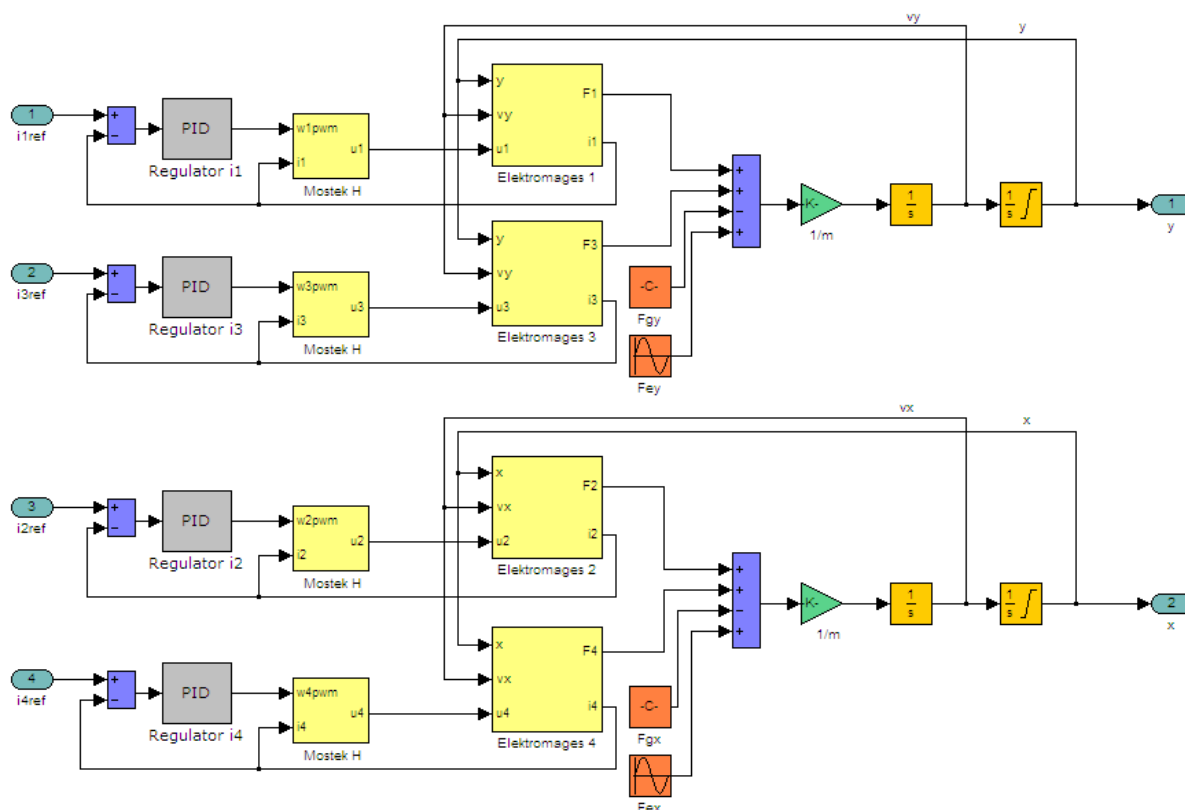
Rys. 5.4. Siła elektromotoryczna rotacji w funkcji prądu i położenia wirnika:
a) dla elektromagnesu 1; b) dla elektromagnesu 3

Rysunki 5.2 – 5.4 obrazują charakterystyki siły elektromagnetycznej F_1 i F_3 , indukcyjności dynamicznej L_{d1} , L_{d3} oraz siły elektromotorycznej e_{v1} , e_{v3} w funkcji prądu i położenia wirnika dla 12-biegunowego siłownika AŁM. Analogiczne charakterystyki otrzymano dla elektromagnesu drugiego i czwartego. Na rysunkach 5.5 – 5.9 przedstawiono schemat blokowy aktywnego łożyska magnetycznego zaimplementowanego w środowisku Matlab/Simulink. Główne elementy tej hierarchicznej struktury to siłownik oraz regulatory położenia PID (Rys. 5.5).



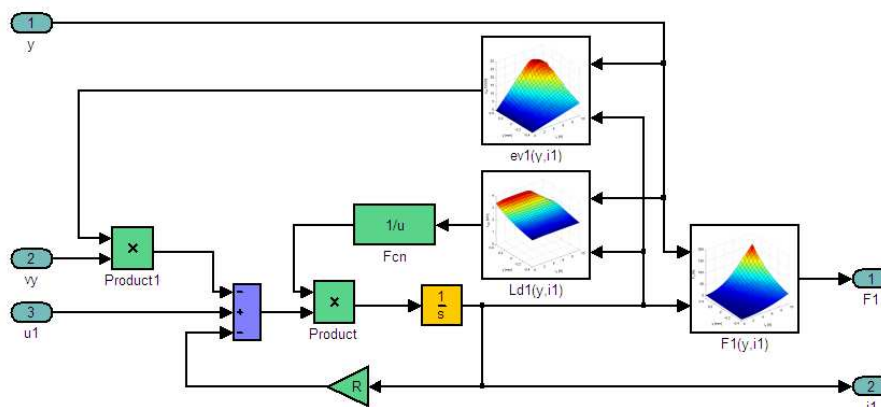
Rys. 5.5. Schemat blokowy aktywnego łożyska magnetycznego w notacji Matlab/Simulink

Wielkości wejściowe do bloku „Silownik ALM” to zadane przez regulatory położenia wartości prądów, które poprzez wzmacniacze mocy wymuszane są w uzwojeniach elektromagnesów (Rys. 5.6). Kolejne elementy stanowią modele poszczególnych elektromagnesów oraz równania ruchu wirnika. Wielkością wyjściową z tego bloku jest aktualne położenie wirnika.



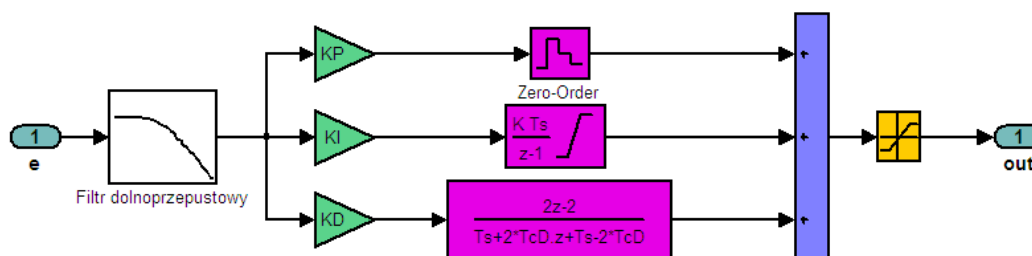
Rys. 5.6. Schemat blokowy modelu silownika w notacji Matlab/Simulink

Trzon całego modelu symulacyjnego stanowi pojedynczy elektromagnes, którego wnętrze na przykładzie pierwszego elektromagnesu pokazano na rysunku 5.7. Jego podstawowymi elementami są nieliniowe funkcje siły F_1 , indukcyjności dynamicznej L_{d1} oraz siły elektromotorycznej e_{v1} , przedstawione na wykresach 5.2 – 5.4. Wielkościami wejściowymi do tego bloku są: położenie wirnika, prędkość wirnika oraz napięcie zasilania, natomiast na wyjściu otrzymuje się prąd elektromagnesu oraz wytwarzaną przez niego siłę.



Rys. 5.7. Model pojedynczego elektromagnesu

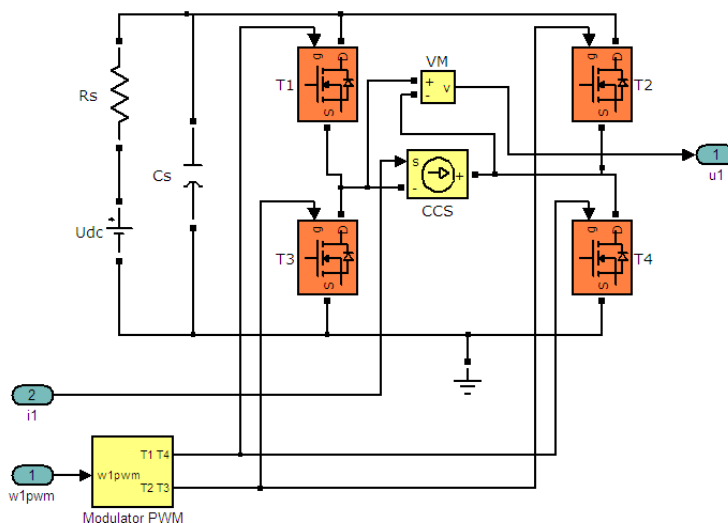
Sterowanie położeniem wirnika, jak również wartością prądu w uzwojeniach elektromagnesów, realizowane jest w oparciu o cyfrowy regulator PID (Rys. 5.8). W przypadku sterowania położeniem wirnika, wielkością wejściową dla regulatora jest różnica pomiędzy zadaniem położeniem (x_{ref} , y_{ref}) a jego aktualną wartością (x , y). Natomiast wielkość wyjściowa to zadana wartość prądu sterującego (i_{cx} , i_{cy}). W przypadku sterowania prądem wykorzystywany jest regulator PI, wówczas parametr K_D jest równy zero (Rys. 5.8). Wielkością wejściową dla regulatora prądu jest różnica pomiędzy zadaną wartością prądu (i_{1ref} , i_{2ref} , i_{3ref} , i_{4ref}) a jego aktualną wartością (i_1 , i_2 , i_3 , i_4), natomiast wielkość wyjściową stanowi współczynnik wypełnienia sygnału PWM (w_{1PWM} , w_{2PWM} , w_{3PWM} , w_{4PWM}). Dodatkowo, w strukturze cyfrowego regulatora zaimplementowano filtr dolnoprzepustowy.



Rys. 5.8. Schemat blokowy cyfrowego regulatora PID

Analiza stanów dynamicznych aktywnego łożyska magnetycznego wymaga odpowiedniego odzwierciedlenia zjawisk zachodzących w energoelektronicznym układzie zasilania. Wobec tego, autor pracy zdecydował się na implementację mostka H z wykorzystaniem elementów półprzewodnikowych zawartych w bibliotece SimPowerSystems (Rys. 5.9). Parametry tranzystorów MOSFET oraz diod ustalono na podstawie not katalogowych zastosowanych elementów. W tym układzie wielkością

wejściową jest współczynnik wypełnienia sygnału PWM, natomiast wyjściową – napięcie zasilania elektromagnesów.



Rys. 5.9. Schemat blokowy tranzystorowego mostka mocy H

5.3. STEROWANIE SIŁOWNIKIEM AKTYWNEGO ŁOŻYSKA MAGNETYCZNEGO

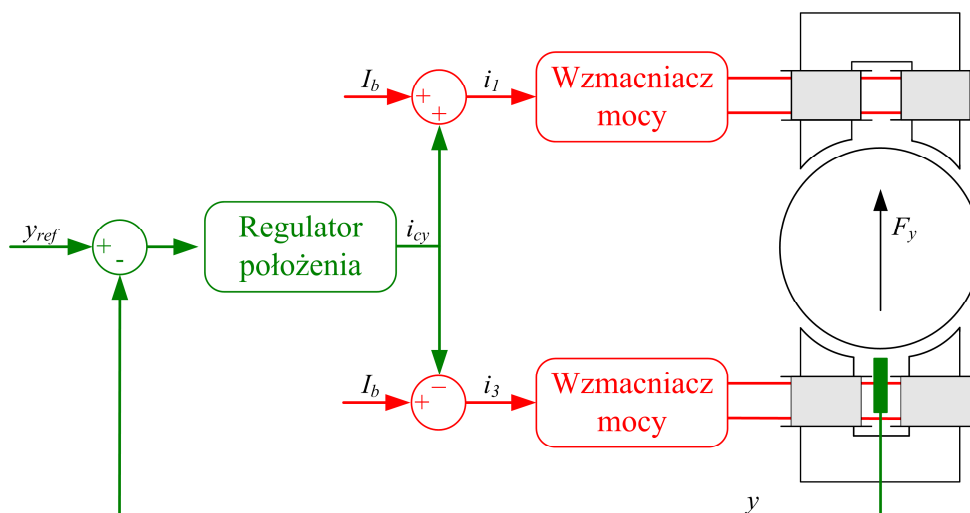
Jak już wcześniej wspomniano, siłownik łożyska magnetycznego jest obiektem z natury niestabilnym. Jego stabilna praca jest możliwa dzięki układowi automatycznej regulacji położenia wirnika, który stanowi integralną część aktywnego zawieszenia magnetycznego. Spośród wielu metod sterowania, które zostały omówione w podrozdziale 1.3, autor pracy zrealizował sterowanie z regulatorem PID. Promieniowy siłownik AŁM posiada dwie osie sterowania x i y . Niemniej jednak rozważania dotyczące układu sterowania prowadzone są jedynie dla osi y , ponieważ dla osi x mają one analogiczny charakter.

Najczęściej siłowniki AŁM zasilane są w wariacie sterowania prądowego. Wówczas zmienną sterującą jest prąd sterujący i_{cy} , powiązany z prądami płynącymi w uzwojeniach przeciwnych elektromagnesów i_1 oraz i_3 następującymi zależnościami:

$$i_1 = I_b + i_{cy}, \quad (5.17a)$$

$$i_3 = I_b - i_{cy}. \quad (5.17b)$$

Wariant sterowania prądowego najczęściej łączy się z pomiarem położenia wirnika i polega na określeniu długości szczeliny powietrznej poprzez bezkontaktowe czujniki (wiroprowdowe, optyczne lub indukcyjne). Schemat blokowy aktywnego łożyska magnetycznego sterowanego prądowo przedstawiono na rysunku 5.10. Podstawowym zadaniem układu sterowania siłownikiem AŁM jest utrzymanie wirnika w środku geometrycznym stojana, niezależnie od działającej zewnętrznej siły zakłócającej. Regulator położenia (na podstawie informacji z czujnika położenia) określa wartość prądu sterującego i_{cy} . Dzięki temu, jeżeli wirnik przesunie się w dół wzdłuż osi y (Rys. 5.10), na przykład na skutek działania siły zewnętrznej, to wówczas układ regulacji automatycznie zwiększy wartość prądu sterującego i_{cy} w celu podniesienia wirnika do pozycji centralnej.



Rys. 5.10. Schemat blokowy aktywnego łożyska magnetycznego

Przed przystąpieniem do projektowania układu regulacji należy ustalić odpowiedni model obiektu sterowania. Autor pracy zaimplementował sterowanie w oparciu o model lokalny. Traktuje on wirnik jako masę, na którą oddziałuje siła generowana przez elektromagnesy. Równanie różniczkowe ruchu wirnika, na który działają siły F_1 oraz F_3 , określone jest następująco:

$$m\ddot{y} = F_1 - F_3 = F_y. \quad (5.18)$$

Wypadkowa siła F_y uzależniona jest od położenia wirnika w osi y oraz prądu sterującego i_{cy} , co można wyrazić równaniem [34]:

$$F_y(i_{cy}, y) = k_{iy}i_{cy} + k_{sy}y, \quad (5.19)$$

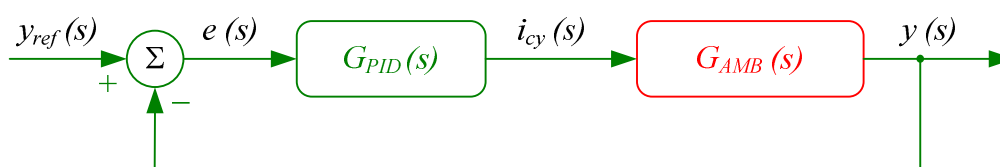
gdzie k_{iy} – sztywność prądowa,

k_{sy} – sztywność przemieszczeniowa.

Na podstawie równań (5.18) i (5.19) można zapisać następującą transmitancję operatorową, odnoszącą się do jednej osi siłownika AŁM w wariantcie sterowania prądowego:

$$G_{AMB}(s) = \frac{k_{iy}}{ms^2 - k_{sy}}. \quad (5.20)$$

Na rysunku 5.11 przedstawiono schemat blokowy układu regulacji położenia wału siłownika AŁM w jednej osi.



Rys. 5.11. Schemat blokowy układu regulacji położenia wału siłownika AŁM w jednej osi

W skład układu regulacji wchodzi regulator położenia PID oraz siłownik AŁM sterowany prądowo. Transmitancja operatorowa idealnego regulatora PID jest następująca [32]:

$$G_{PID}(s) = K_P + \frac{K_I}{s} + sK_D, \quad (5.21)$$

gdzie: K_P – wzmacnienie części proporcjonalnej,

K_I – wzmacnienie części całkującej,

K_D – wzmacnienie części różniczkującej.

W celu wyznaczenia parametrów regulatora PID metodą lokowania biegunów określono transmitancję operatorową zamkniętej pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego, która po uwzględnieniu schematu przyjętego dla rysunku 5.11 przybiera następującą postać:

$$G_z(s) = \frac{y(s)}{y_{ref}(s)} = \frac{G_{PID}(s)G_{AMB}(s)}{1 + G_{PID}(s)G_{AMB}(s)} = \frac{\frac{K_D k_{iy}}{m} s^2 + \frac{K_P k_{iy}}{m} s + \frac{K_I k_{iy}}{m}}{s^3 + \frac{K_D k_{iy}}{m} s^2 + \frac{K_P k_{iy} - k_{sy}}{m} s + \frac{K_I k_{iy}}{m}}. \quad (5.22)$$

Mianownik transmitancji (5.22) posiada trzy bieguny, które będą oznaczone symbolami λ_1 , λ_2 , λ_3 . Parametry regulatora PID można wyznaczyć poprzez porównanie mianownika transmitancji układu zamkniętego (5.22) z równaniem charakterystycznym:

$$s^3 + (-\lambda_1 - \lambda_2 - \lambda_3)s^2 + (\lambda_1\lambda_2 + \lambda_2\lambda_3 + \lambda_1\lambda_3)s - \lambda_1\lambda_2\lambda_3. \quad (5.23)$$

Wówczas parametry regulatora PID można określić jako:

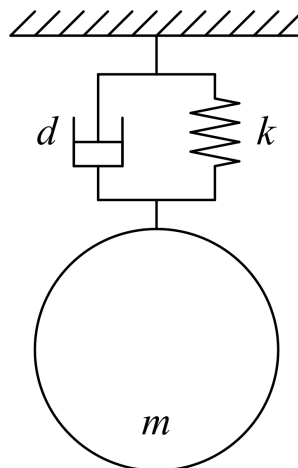
$$K_P = \frac{(\lambda_1\lambda_2 + \lambda_2\lambda_3 + \lambda_1\lambda_3)m + k_{sy}}{k_{iy}}, \quad (5.24a)$$

$$K_I = \frac{\lambda_1\lambda_2\lambda_3 m}{k_{iy}}, \quad (5.24b)$$

$$K_D = \frac{(-\lambda_1 - \lambda_2 - \lambda_3)m}{k_{iy}}. \quad (5.24c)$$

Położenie biegunów λ_1 , λ_2 , λ_3 decyduje o właściwościach dynamicznych układu zamkniętego [27, 34, 30]. W celu uzyskania stabilnej pracy siłownika ich części rzeczywiste muszą leżeć w lewej półpłaszczyźnie zmiennej zespolonej „s”.

Węzeł łożyskowy może zostać zamodelowany w postaci masy zawieszonyj na sprężynie z tłumikiem, zgodnie z rysunkiem 5.12.



Rys. 5.12. Model węzła łożyskowego

Równanie ruchu wirnika układu przedstawionego na rysunku 5.12 jest określone następująco:

$$m\ddot{y} + d\dot{y} + ky = 0. \quad (5.25)$$

Odpowiednikiem powyższego równania w dziedzinie zmiennej zespolonej „s” jest równanie:

$$ms^2 + ds + k = 0, \quad (5.26)$$

którego rozwiązanie prowadzi do uzyskania dwóch pierwiastków zespolonych, przy założeniu, iż tłumienie przyjmuje wartości z zakresu $0 \leq d < \sqrt{4mk}$:

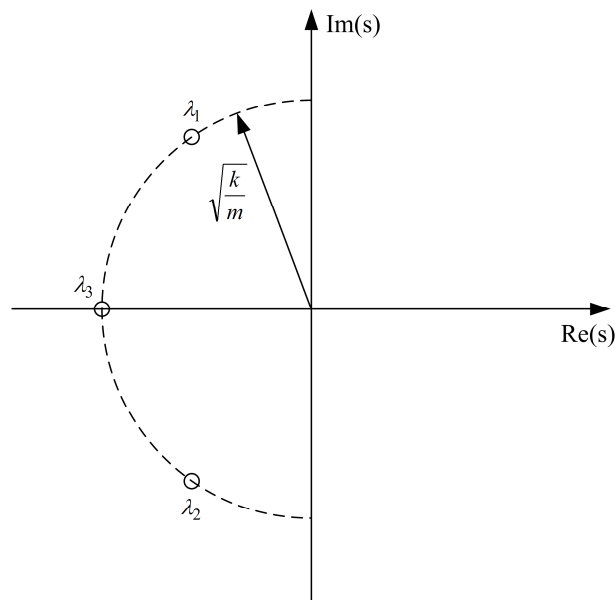
$$\lambda_1 = -\frac{d}{2m} + j\sqrt{\frac{k}{m} - \frac{d^2}{4m^2}}, \quad (5.27a)$$

$$\lambda_2 = -\frac{d}{2m} - j\sqrt{\frac{k}{m} - \frac{d^2}{4m^2}}. \quad (5.27b)$$

W celu doboru parametrów regulatora położenia niezbędna jest jeszcze informacja o położeniu trzeciego bieguna λ_3 . Autor pracy przyjął, że biegun ten wynosi:

$$\lambda_3 = -\sqrt{\frac{k}{m}}. \quad (5.28)$$

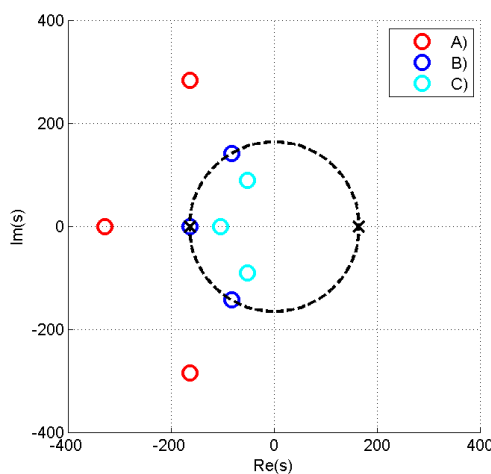
Na rysunku 5.13 przedstawiono położenie omawianych biegunów na płaszczyźnie zmiennej zespolonej „s”. Linia przerywaną zaznaczono możliwe położenia biegunów λ_1 oraz λ_2 dla tłumienia zmieniającego się w zakresie $0 \leq d < \sqrt{4mk}$.



Rys. 5.13. Umiejscowienie biegunów zamkniętego układu regulacji położeniem wirnika na płaszczyźnie zmiennej zespolonej „s”

Kolejnym etapem pracy jest dobór parametrów regulatora położenia. Wartości parametrów regulatora położenia PID zostały zdeterminowane wyborem odpowiedniej wartości sztywności k oraz tłumienia d . O małej sztywności aktywnego zawieszenia magnetycznego można mówić wówczas, gdy parametr k przyjmuje wartość niższą od sztywności przemieszczeniowej siłownika ($k \ll k_{sy}$). Skutkuje to znacznym wychyleniem wirnika pod wpływem niewielkiej zewnętrznej siły zakłócającej oraz wydłużonym czasem jego powrotu do centralnego położenia. Szczególnym przypadkiem jest sytuacja, gdy k oraz k_{sy} przyjmują jednakowe wartości, czyli sztywność aktywnego zawieszenia magnetycznego jest równa sztywności przemieszczeniowej siłownika. Z kolei trzeci wariant występuje, gdy k przewyższa k_{sy} . Duża sztywność aktywnego zawieszenia magnetycznego jest zjawiskiem pożądanym ze względu na zmniejszenie wychyleń wirnika, jednakże przy tak dobranych parametrach układ sterowania wykazuje dużą wrażliwość na zakłócenia w torach pomiarowych. Na rysunku 5.14 przedstawiono położenie biegunów transmitancji dla $d = \sqrt{mk}$ oraz dla trzech omówionych wyżej przypadków:

- A) $k = 4k_{sy}$,
- B) $k = k_{sy}$,
- C) $k = 0,4k_{sy}$.

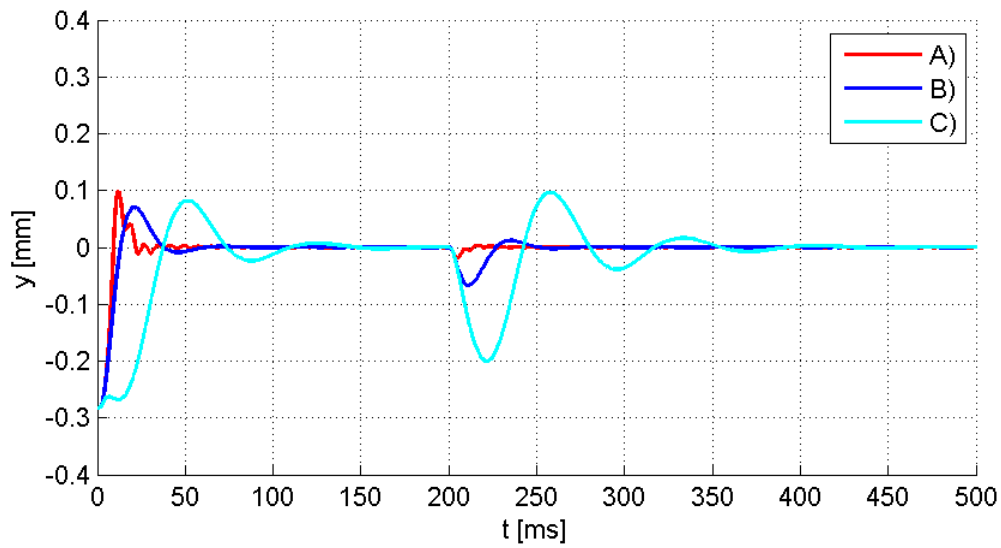


Rys. 5.14. Położenie biegunów układu otwartego „x” oraz zamkniętego „o” dla $d = \sqrt{mk}$ oraz :

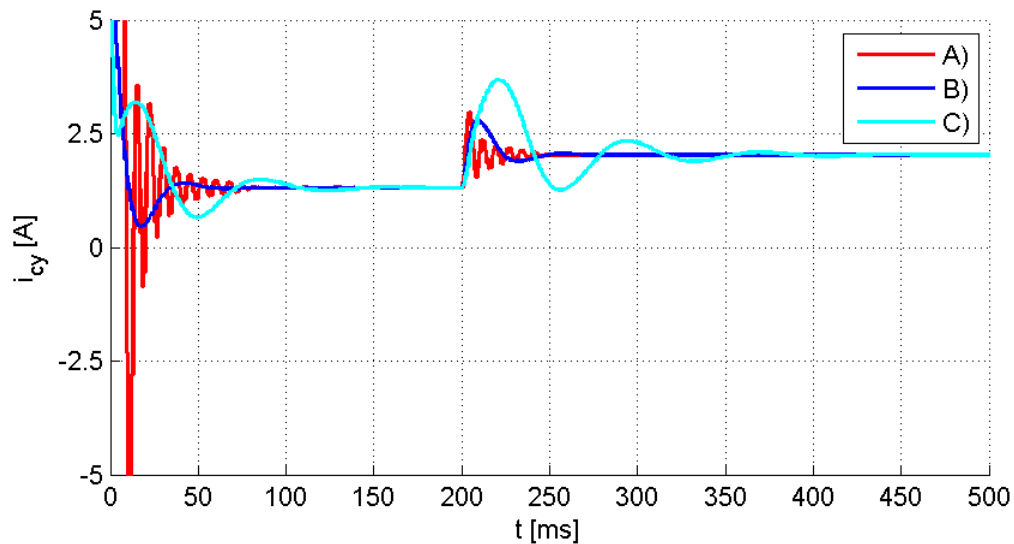
A) $k = 4k_{sy}$, B) $k = k_{sy}$, C) $k = 0,4k_{sy}$

Na dwóch kolejnych rysunkach pokazano, określone w symulacji komputerowej, przemieszczenie wirnika w osi y oraz prąd sterujący i_{cy} podczas uruchomienia siłownika oraz przy wymuszeniu skokowej zmiany siły zakłócającej $F_z = 10$ N w chwili czasowej $t = 200$ ms.

a)



b)



Rys. 5.15. Przemieszczenie wirnika w osi y a) oraz prąd sterujący i_{cy} b) podczas uruchomienia silownika oraz przy wymuszeniu skokowej zmiany siły zakłócającej $F_z = 10 \text{ N}$ w chwili czasowej $t = 200 \text{ ms}$ dla $d = \sqrt{mk}$ oraz : A) $k = 4k_{sy}$, B) $k = k_{sy}$, C) $k = 0,4k_{sy}$

W celu porównania poszczególnych wariantów pracy układu regulacji zastosowano dwa wskaźniki jakości: całkę z kwadratu uchybu (błędu regulacji) J_1 oraz całkę z kwadratu prądu sterującego J_2 . Całka z kwadratu uchybu pozwala na oszacowanie szybkości znikania przebiegów nieustalonych, jak również wielkości odchylenia od wartości zadanej i jest określona następująco:

$$J_1 = \int_0^{t_k} [e(t)]^2 dt, \quad (5.29)$$

gdzie $e(t)$ – błąd wychylenia wirnika, t_k – czas końcowy symulacji.

Całka z kwadratu prądu sterującego J_2 przyjmuje postać:

$$J_2 = \int_0^{t_k} [i_{cy}(t)]^2 dt. \quad (5.30)$$

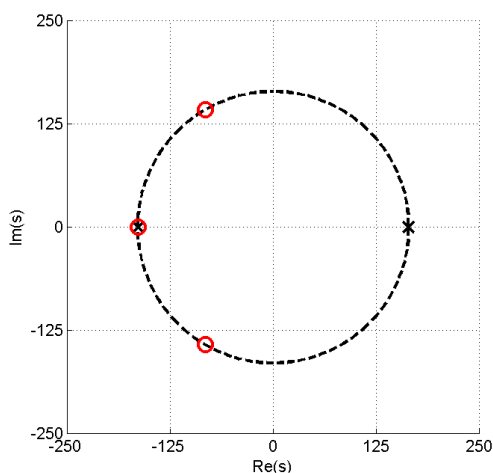
Z przedstawionych w tabeli 5.1 wskaźników jakości sterowania wynika, iż najmniejszą wartość całki z kwadratu błędu uzyskuje aktywne zawieszenie magnetyczne w przypadku $k = 4k_{sy}$. Z drugiej strony, ten wariant cechuje się gwałtownymi zmianami prądu sterującego (Rys. 5.15b), co znajduje swe odzwierciedlenie w wartości wskaźnika J_2 , który jest większy w stosunku do wariantu B. Mając na uwadze najmniej korzystne wartości obu wskaźników jakości osiągnięte w przypadku C, autor pracy przyjął, iż najlepsze nastawy układu regulacji uzyskuje się dla $k = k_{sy}$.

Tabela 5.1. Zestawienie wskaźników jakości sterowania dla $d = \sqrt{mk}$ oraz trzech przypadków wartości sztywności k

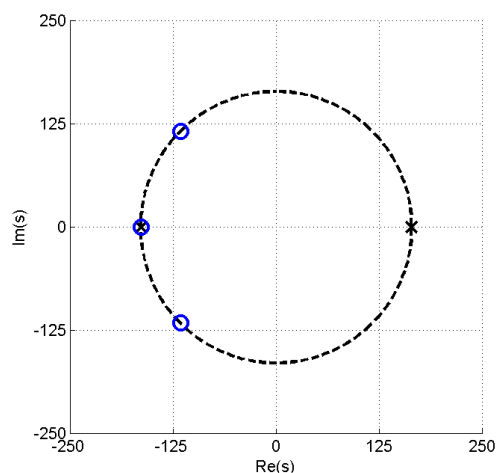
	J_1 [mm ² ·s]	J_2 [A ² ·s]
A) $k = 4k_{sy}$	$5,04 \cdot 10^{-4}$	1,8680
B) $k = k_{sy}$	$6,17 \cdot 10^{-4}$	1,7138
C) $k = 0,4k_{sy}$	$28,45 \cdot 10^{-4}$	1,9339

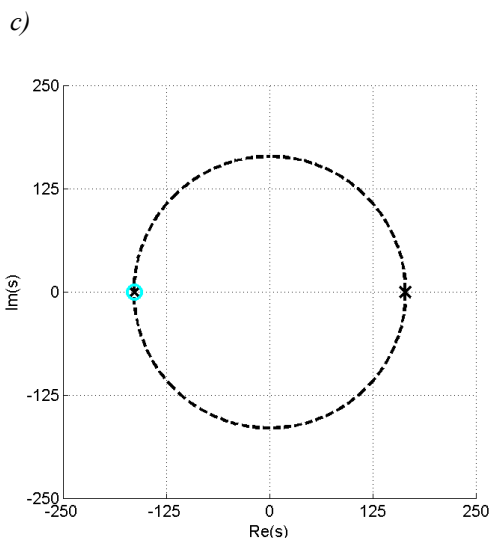
Dodatkowo na wartości parametrów regulatora PID wpływa tłumienie d , które decyduje o szybkości zanikania drgań występujących w układzie aktywnego zawieszenia magnetycznego. Na rysunku 5.16 przedstawiono położenie biegunów transmitancji (5.22) na płaszczyźnie zmiennej zespolonej „s” dla $k = k_{sy}$ oraz trzech przypadków wartości tłumienia d .

a)



b)



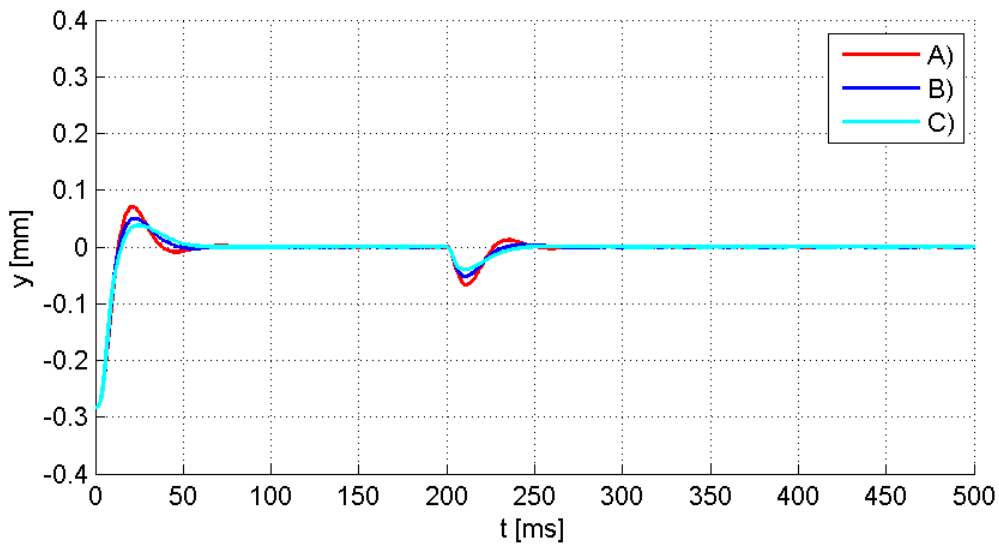


Rys. 5.16. Położenie biegunów układu otwartego „x” oraz zamkniętego „o” dla $k = k_{sy}$ oraz :

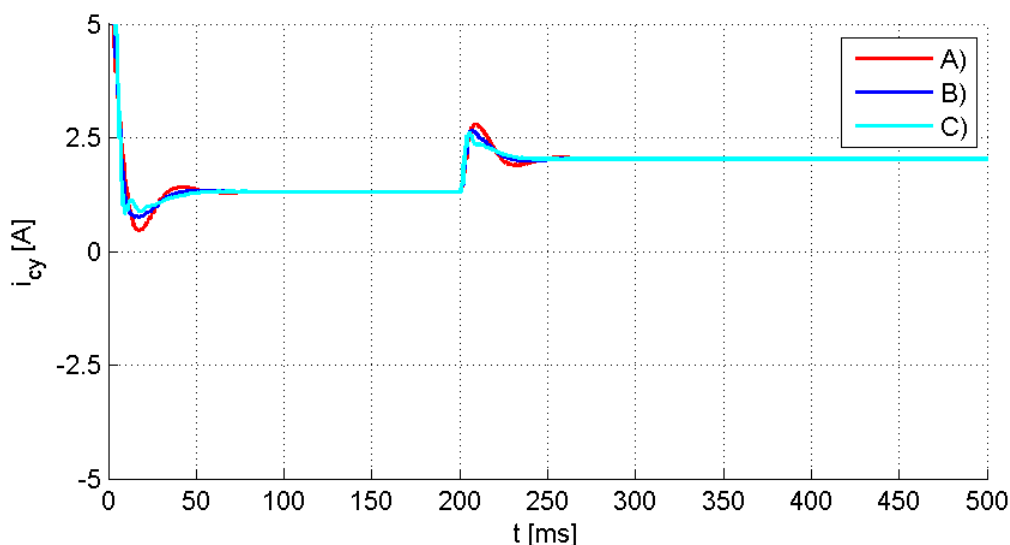
$$A) d = \sqrt{mk}, B) d = \sqrt{2mk}, C) d = \sqrt{4mk}$$

Dwa kolejne rysunki prezentują przemieszczenie wirnika w osi y oraz prąd sterujący i_{cy} podczas uruchomienia siłownika oraz przy wymuszeniu skokowej zmiany siły zakłócającej $F_z = 10$ N w chwili czasowej $t = 200$ ms.

a)



b)



Rys. 5.17. Przesunięcie wirnika w osi y a) oraz prąd sterujący i_{cy} b) podczas uruchomienia silownika oraz przy wymuszeniu skokowej zmiany siły zakłócającej $F_z = 10\text{ N}$ w chwili czasowej $t = 200\text{ ms}$ dla $k = k_{sy}$

oraz : A) $d = \sqrt{mk}$, B) $d = \sqrt{2mk}$, C) $d = \sqrt{4mk}$

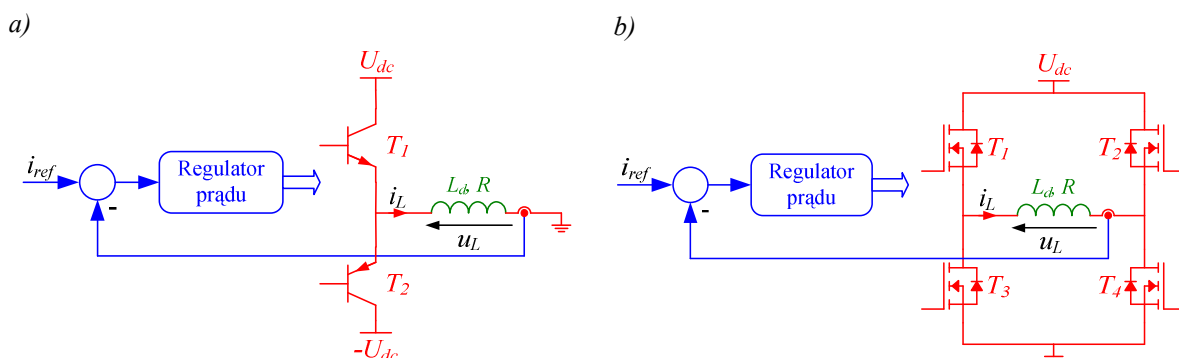
Z danych zawartych w tabeli 5.2 wynika, iż zwiększanie wartości tłumienia d powoduje zmniejszanie całki z kwadratu błędu regulacji J_1 . Jednocześnie najmniejszą wartość wskaźnika J_2 aktywne zawieszenie magnetyczne osiąga dla $d = \sqrt{2mk}$.

Tabela 5.2. Zestawienie wskaźników jakości sterowania dla $k = k_{sy}$ oraz trzech przypadków wartości tłumienia d

	J_1 [mm ² ·s]	J_2 [A ² ·s]
A) $d = \sqrt{mk}$	$6,17 \cdot 10^{-4}$	1,7138
B) $d = \sqrt{2mk}$	$5,68 \cdot 10^{-4}$	1,7130
C) $d = \sqrt{4mk}$	$5,43 \cdot 10^{-4}$	1,7139

Integralną częścią aktywnych łożysk magnetycznych jest wzmacniacz mocy. Jego zadaniem jest dostatecznie szybkie wymuszenie w uzwojeniach silownika prądu o wartościach zadanych przez regulator położenia. W wariancie sterowania prądowego silownikiem łożyska, wzmacniacze mocy pracują w trybie sterowania prądu w uzwojeniach. Zmiany prądu w uzwojeniach powinny być na tyle szybkie, aby nadążały za zmianą sygnału sterującego. Amplitudę oraz częstotliwość prądu w uzwojeniach ogranicza maksymalne napięcie wyjściowe oraz wydajność prądowa wzmacniacza mocy. Niedostatecznie szybka zmiana prądu w uzwojeniach może spowodować destabilizację układu regulacji położenia.

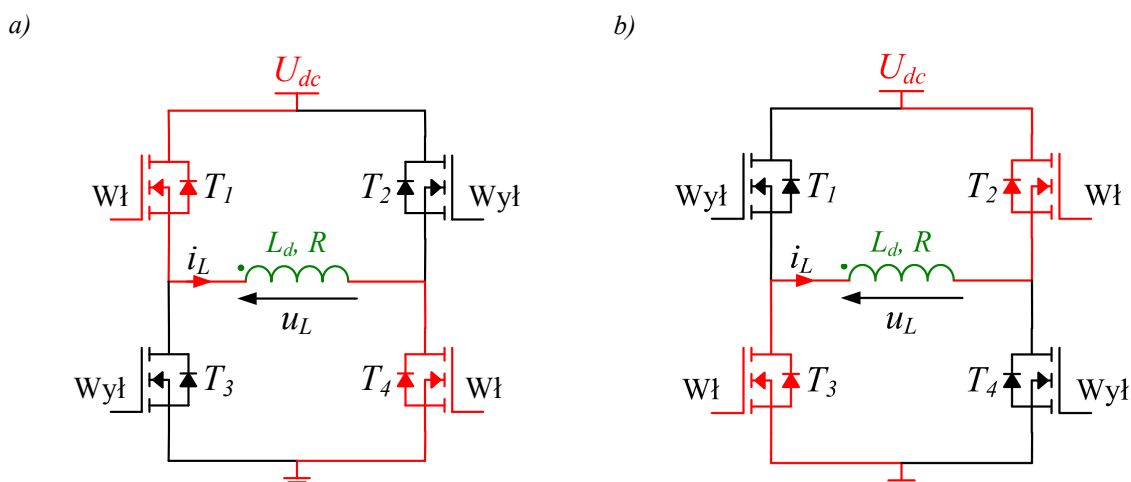
Do zasilania uzwojeń silownika łożyska magnetycznego stosowane są dwa typy wzmacniaczy mocy: analogowe oraz impulsowe [90] (Rys. 5.18).



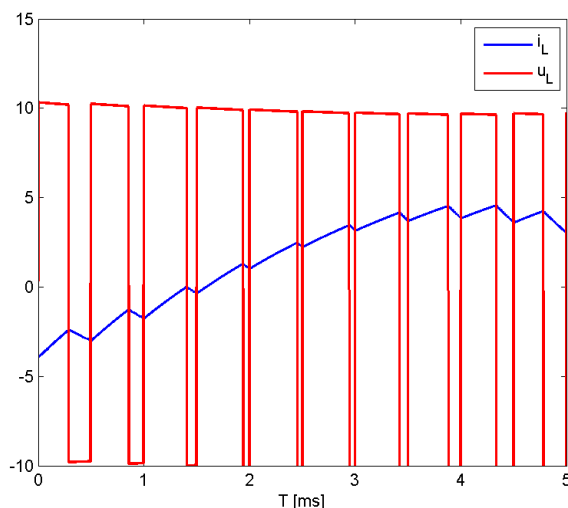
Rys. 5.18. Schemat poglądowy impulsowego wzmacniacza mocy: a) analogowego, b) impulsowego

We wzmacniaczach analogowych stopień końcowy wzmacniacza najczęściej stanowi para komplementarna tranzystorów mocy (tranzystory T_1 i T_2 na rys. 5.18a, które pracują na wspólne obciążenie (uzwojenie siłownika AŁM). Wymuszenie (w cewce) prądu o dodatniej wartości wymaga wprowadzenia tranzystora T_1 w stan przewodzenia, wówczas wartość napięcia na cewce u_L jest równa różnicy napięcia zasilania U_{dc} oraz spadku napięcia na tranzystorze T_1 . W przypadku małej wartości prądu i_L (czyli małej wartości napięcia u_L) występuje duży spadek napięcia na tranzystorze T_1 . Skutkuje to znaczą stratą mocy pobieranej przez analogowy wzmacniacz mocy w postaci wydzielanej energii cieplnej na tranzystorze. Niemniej jednak wzmacniacze analogowe zapewniają precyzyjną regulację prądu, brak oscylacji prądu oraz nie emitują zakłóceń pola elektromagnetycznego. Istotną wadą tego typu wzmacniaczy jest natomiast niska sprawność energetyczna, co przekłada się na stosunkowo duże rozmiary urządzenia oraz wysoki koszt zakupu.

Drugim typem wzmacniaczy są wzmacniacze impulsowe, których stopień mocy stanowi najczęściej mostek H [19, 127]. Ze względu na to, iż tranzystory w mostku H pracują w dwóch stanach pracy: przewodzenia i blokowania, straty mocy w stopniu końcowym są znacznie niższe niż straty mocy we wzmacniaczu analogowym. Tranzystory w stopniu mocy mogą być załączane według różnych algorytmów, jednak powszechnie stosuje się metodę modulacji szerokości impulsu (ang. Pulse-Width Modulation) [35, 48, 77]. Metoda ta polega na cyklicznym przełączaniu par tranzystorów (Rys. 5.19).



Rys. 5.19. Stany pracy tranzystorowego mostka mocy: a) wzrost wartości prądu w uzwojeniu, b) spadek wartości prądu



Rys. 5.20. Przykładowy przebieg zmian prądu i_L i napięcia na cewce u_L podczas pracy mostka H

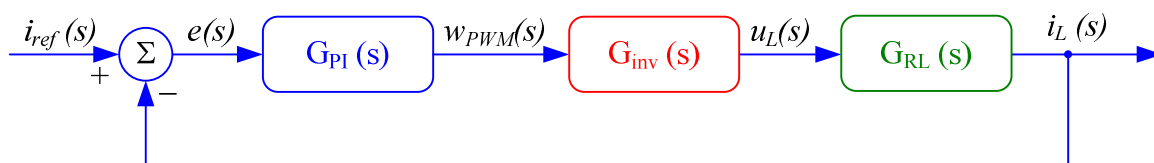
W pierwszej części cyklu załączane są tranzystory T_1 i T_4 , powodując wzrost wartości prądu w uzwojeniu, natomiast w drugiej części cyklu załączane są tranzystory T_2 i T_3 , powodując spadek wartości prądu (Rys. 5.20).

Wadą wzmacniaczy impulsowych są oscylacje generowanego prądu, które mogą powodować przemagnesowanie obwodu magnetycznego. Dodatkowo, wzmacniacze impulsowe są źródłem zakłóceń elektromagnetycznych, co ma istotny wpływ na pracę całego układu sterowania [73]. Znaczne ograniczenie oscylacji prądu możliwe jest poprzez zastosowanie trójstanowego modulatora szerokości impulsów [61]. W niniejszej pracy zastosowano wzmacniacz impulsowy z dwustanowym modulatorem szerokości impulsów.

Ze względu na to, iż wzmacniacz impulsowy pracuje jako stabilizowane źródło prądowe, w jego strukturze zawarta jest pętla nadążnej stabilizacji natężenia prądu. Zadanie układu regulacji prądu polega na kompensacji:

- opóźnienia spowodowanego stałą czasową obwodu indukcyjnego $\tau_{RL} = L_d/R$,
- opóźnienia przełączania kluczy tranzystorowych,
- spadku napięcia U_{dc} źródła zasilania stopnia mocy spowodowanego dużym obciążeniem,
- wzrostu rezystancji tranzystorów oraz cewek pod wpływem podwyższenia temperatury.

W odróżnieniu do podejść opisywanych w literaturze [27, 71], autor niniejszej pracy wybrał do stabilizowania prądu regulator PI, który zapewnia zerowy uchyb regulacji.



Rys. 5.21. Schemat blokowy impulsowego wzmacniacza mocy

Jak wynika z rysunków 5.18b oraz 5.21, w skład schematu blokowego impulsowego wzmacniacza mocy wchodzi regulator prądu PI, tranzystorowy mostek mocy oraz cewka siłownika. Transmitancja operatorowa idealnego regulatora PI jest następująca:

$$G_{PI}(s) = \frac{w_{PWM}(s)}{e(s)} = K_p + \frac{K_I}{s}. \quad (5.31)$$

Podczas projektowania układu regulacji prądu, bierze się pod uwagę jedynie rezystancje R oraz indukcyjność dynamiczną cewki L_d , pomijając jednocześnie napięcie generowane przez siłę elektromotoryczną rotacji e_v [22, 129]. Wówczas transmitancja operatorowa cewki siłownika jest określona wzorem:

$$G_{RL}(s) = \frac{i_L(s)}{u_L(s)} = \frac{1}{sL_d + R}. \quad (5.32)$$

Tranzystorowy mostek mocy H opisuje transmitancja:

$$G_{inv}(s) = \frac{u_L(s)}{w_{PWM}(s)} = 2U_{dc}. \quad (5.33)$$

W celu wyznaczenia parametrów regulatora PI metodą lokowania biegunów wyznaczono transmitancję operatorową zamkniętego układu regulacji:

$$G_z(s) = \frac{G_{PI}(s)G_{inv}(s)G_{RL}(s)}{1 + G_{PI}(s)G_{inv}(s)G_{RL}(s)} = \frac{\frac{2K_p U_{dc}}{L_d} s + \frac{2K_I U_{dc}}{L_d}}{s^2 + \left(\frac{R}{L_d} + \frac{2K_p U_{dc}}{L_d}\right)s + \frac{2K_I U_{dc}}{L_d}}. \quad (5.34)$$

Rozmieszczenie zer i biegunów transmitancji (5.34) określa charakter przebiegu na wyjściu przy zadanym wymuszeniu na wejściu układu. Dodatkowo, położenie biegunów decyduje o stabilności układu zamkniętego. Parametry regulatora PI można wyznaczyć poprzez porównanie mianownika transmitancji układu zamkniętego (5.34) z równaniem charakterystycznym:

$$s^2 + (-\lambda_1 - \lambda_2)s + \lambda_1 \lambda_2, \quad (5.35)$$

gdzie λ_1, λ_2 to bieguny układu zamkniętego.

Porównując współczynniki powyższego wielomianu z odpowiednimi współczynnikami z mianownika transmitancji (5.34), otrzymano zależności określające współczynniki regulatora PI:

$$K_p = \frac{L_d}{2U_{dc}} \left(-\lambda_1 - \lambda_2 - \frac{R}{L_d} \right), \quad (5.36a)$$

$$K_I = \frac{L_d}{2U_{dc}} \lambda_1 \lambda_2. \quad (5.36b)$$

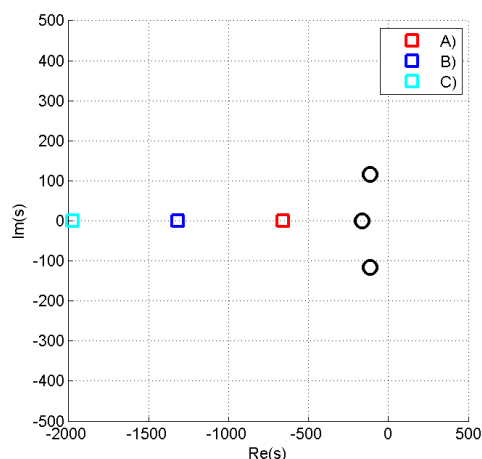
Podstawowym celem układu regulacji prądu jest zapewnienie odpowiednio szybkiej zmiany prądu w uzwojeniach siłownika, dlatego też bieguny układu regulacji powinny być położone kilkakrotnie dalej niż bieguny regulatora położenia, w stronę ujemnych wartości rzeczywistych na płaszczyźnie zespolonej „ s ”. Zbadano, w jaki sposób położenie biegunów układu regulacji prądu wpływa na pracę aktywnego zawieszenia magnetycznego. Przeanalizowano trzy warianty położenia biegunów λ_1, λ_2 :

$$A) \lambda_1 = \lambda_2 = -4\sqrt{\frac{k}{m}},$$

$$B) \lambda_1 = \lambda_2 = -8\sqrt{\frac{k}{m}},$$

$$C) \lambda_1 = \lambda_2 = -12\sqrt{\frac{k}{m}}.$$

Na rysunku 5.22 przedstawiono umiejscowienie biegunów „○” układu regulacji położeniem oraz układu regulacji prądu „□” dla trzech powyższych przypadków.

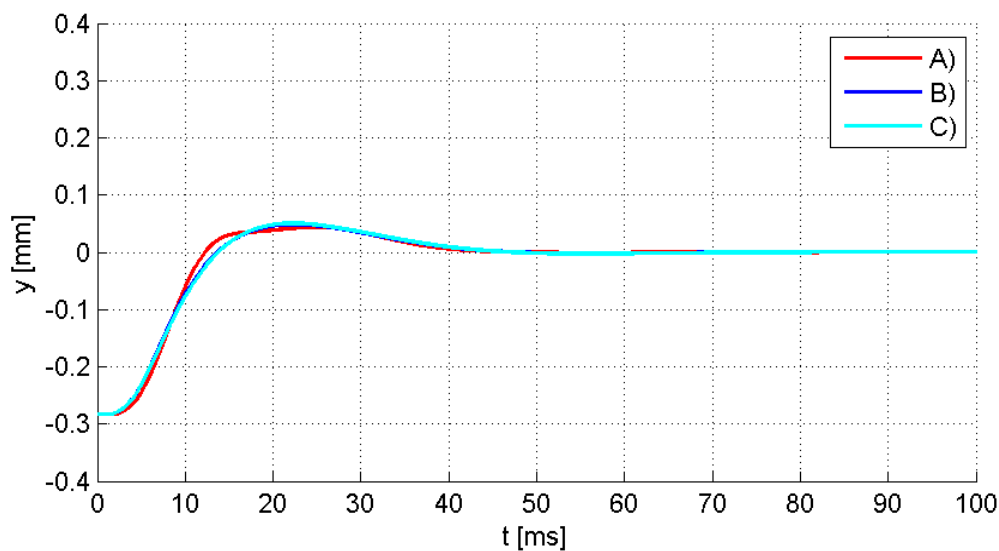


Rys. 5.22. Położenie biegunów układu regulacji położeniem „○” oraz układu regulacji prądu „□” dla:

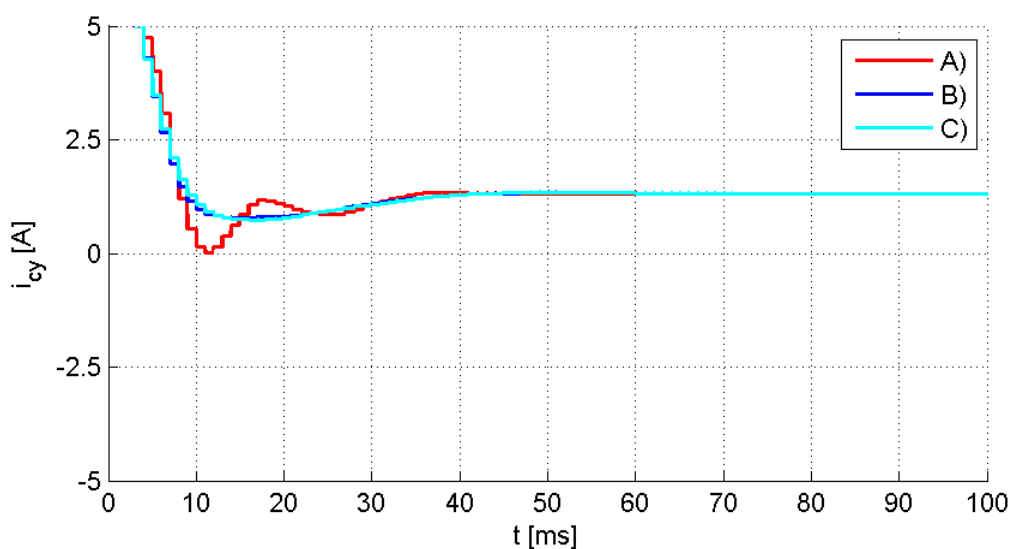
$$A) \lambda_1 = \lambda_2 = -4\sqrt{\frac{k}{m}}, B) \lambda_1 = \lambda_2 = -8\sqrt{\frac{k}{m}}, C) \lambda_1 = \lambda_2 = -12\sqrt{\frac{k}{m}}$$

Rysunki 5.23a oraz 5.22b prezentują przebieg czasowy przemieszczenia wirnika w osi y oraz prądu sterującego i_{cy} podczas uruchomienia siłownika z uwzględnieniem analizowanych wariantów położenia biegunów λ_1, λ_2 .

a)



b)



Rys. 5.23. Przesunięcie wirnika w osi y a) oraz prąd sterujący i_{cy} b) podczas uruchomienia silownika dla $k = k_{sy}$, $d = \sqrt{2mk}$ oraz różnej wartości położenia biegunów λ_1 , λ_2 :

$$A) \lambda_1 = \lambda_2 = -4\sqrt{\frac{k}{m}}, B) \lambda_1 = \lambda_2 = -8\sqrt{\frac{k}{m}}, C) \lambda_1 = \lambda_2 = -12\sqrt{\frac{k}{m}}$$

Z obliczeń wariantowych (Tab. 5.3) wynika, iż najkorzystniejszym z badanych układów sterowania prądem jest przypadek dla $\lambda_1 = \lambda_2 = -8\sqrt{\frac{k}{m}}$.

Tabela 5.3. Zestawienie wskaźników jakości sterowania dla $k = k_{sy}$, $d = \sqrt{2mk}$ oraz trzech przypadków położenia biegunów $\lambda_1 = \lambda_2$

	J_1 [mm ² ·s]	J_2 [A ² ·s]
A) $\lambda_1 = \lambda_2 = -4\sqrt{\frac{k}{m}}$	$5,50 \cdot 10^{-4}$	0,2886
B) $\lambda_1 = \lambda_2 = -8\sqrt{\frac{k}{m}}$	$5,29 \cdot 10^{-4}$	0,2781
C) $\lambda_1 = \lambda_2 = -12\sqrt{\frac{k}{m}}$	$5,36 \cdot 10^{-4}$	0,2796

W oparciu o przedstawione charakterystyki odpowiedzi układu sterowania autor pracy stwierdza, iż układ sterowania aktywnym łożyskiem magnetycznym pracuje najefektywniej dla:

$$k = k_{sy}, \quad (5.37a)$$

$$d = \sqrt{2mk_{sy}}, \quad (5.37b)$$

$$\lambda_1 = \lambda_2 = -8\sqrt{\frac{k_{sy}}{m}}. \quad (5.37c)$$

Współczynniki regulatora położenia PID określone równaniem (5.24) z uwzględnieniem (5.27), (5.28) oraz (5.37) wyrażają się następująco:

$$K_P = \frac{(2 + \sqrt{2})k_{sy}}{k_{iy}}, \quad (5.38a)$$

$$K_I = \frac{\sqrt{\frac{k_{sy}^3}{m}}}{k_{iy}}, \quad (5.38b)$$

$$K_D = \frac{(1 + \sqrt{2})\sqrt{mk_{sy}}}{k_{iy}}. \quad (5.38c)$$

Współczynniki regulatora prądu PI wyrażone wzorami (5.36) z uwzględnieniem równania (5.37) określone są następująco:

$$K_P = \frac{L_d}{2U_{dc}} \left(16\sqrt{\frac{k_{sy}}{m}} - \frac{R}{L_d} \right), \quad (5.39a)$$

$$K_I = \frac{32L_d k_{sy}}{U_{dc} m}. \quad (5.39b)$$

Wartości parametrów układu regulacji, osiągnane przez 12-biegunowy siłownik, zestawiono w tabeli 5.4.

Tabela 5.4. Parametry układu sterowania 12-biegunowym siłownikiem AŁM

Regulator położenia PID			Regulator prądu PI	
K_P [A/m]	K_I [As/m]	K_D [A/ms]	K_P [A ⁻¹]	K_I [s/A]
17417,4	839446,9	74,8	0,1068	85,85

6. SYMULACJA CHARAKTERYSTYK DYNAMICZNYCH NA PODSTAWIE MODELU POLOWO-OBWODOWEGO

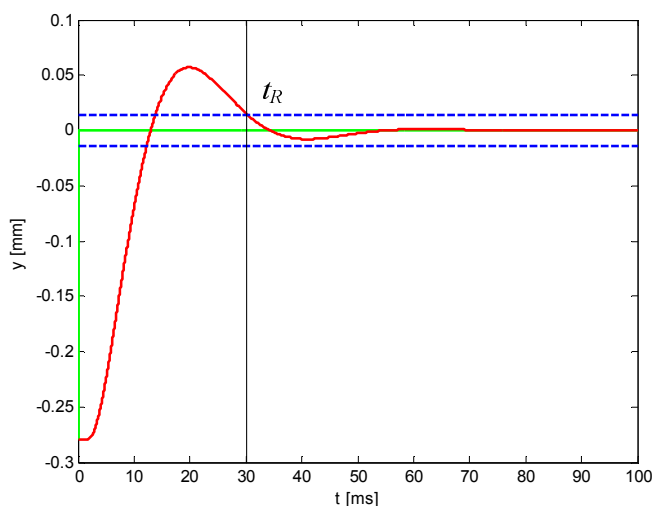
6.1. KRYTERIA OCENY PRZEBIEGÓW DYNAMICZNYCH

W rozdziale szóstym przedstawiono symulację charakterystyk dynamicznych siłownika 12-biegunowego dla różnych warunków pracy, wykonaną na podstawie modelu polowo-obwodowego wraz z układem regulacji omówionym w rozdziale piątym.

Do podstawowych stanów pracy łożyska magnetycznego należą: podniesienie wirnika ze stanu spoczynkowego, stabilizacja położenia wirnika podczas występowania zewnętrznych sił zakłócających oraz stabilizacja jego położenia podczas wirowania wału.

Aby porównać pracę aktywnego zawieszenia magnetycznego dla różnych warunków pracy siłownika, zastosowano następujące kryteria oceny przebiegów dynamicznych: czas regulacji t_R , całkę z kwadratu błędu regulacji J_1 oraz promień wychylenia wirnika względem środka geometrycznego stojana J_3 .

Kryterium czasu regulacji określa przedział czasowy, po jakim środek wirnika nie przekroczy $\pm 5\%$ odchylenia początkowego w otoczeniu położenia zadanego, zwanego referencyjnym (Rys. 6.1). Wielkość ta świadczy o szybkości reakcji układu sterowania na zewnętrzne zakłócenia.



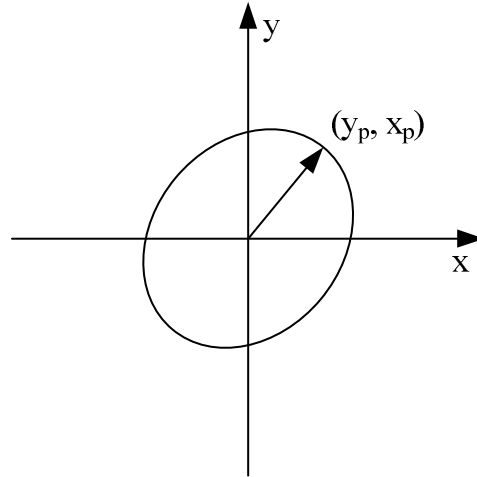
Rys. 6.1. Graficzna interpretacja czasu regulacji t_R

Wskaźnik J_1 omówiono w podrozdziale 5.3. Natomiast wskaźnik J_3 określa największe odchylenia obracającego się wirnika od jego centralnego położenia. Wskaźnik ten określony jest jako moduł z wychylenia wirnika w stosunku do centralnego położenia (Rys. 6.2):

$$J_3 = \sqrt{x_p^2 + y_p^2}, \quad (6.1)$$

gdzie:

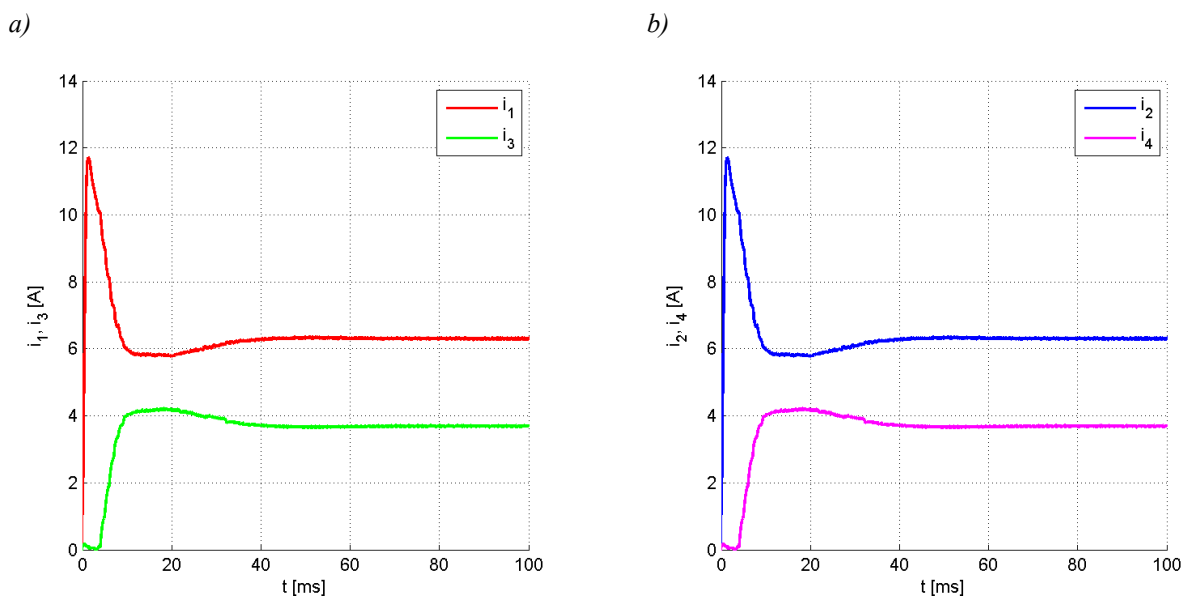
x_p, y_p – maksymalne wychylenie wirnika w osiach x i y .



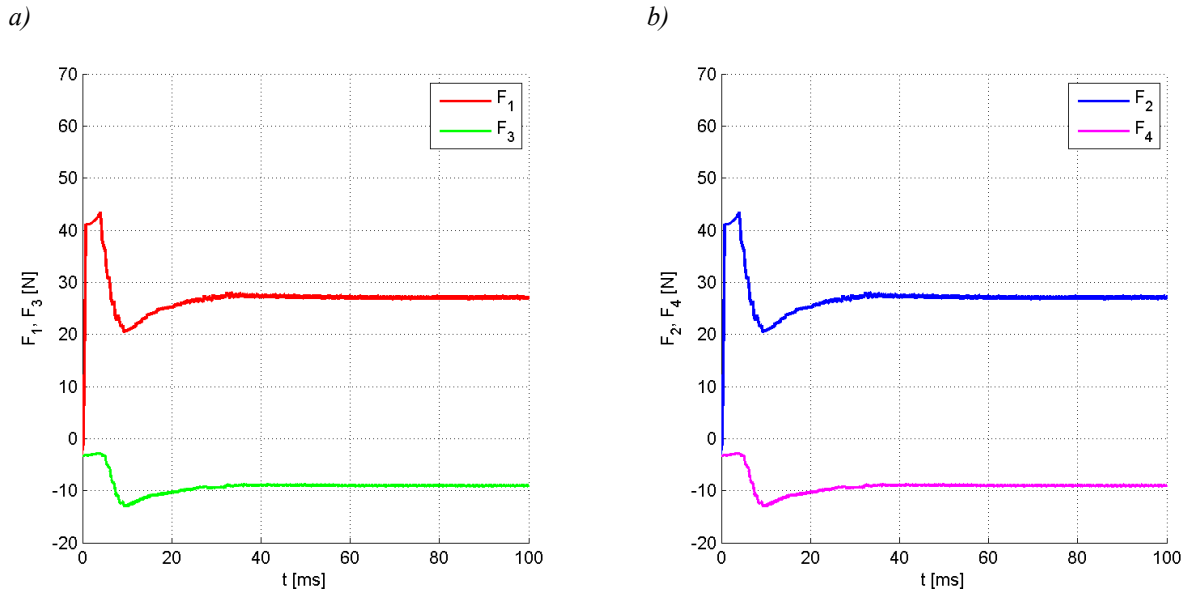
Rys. 6.2. Graficzna interpretacja wskaźnika J_3 oceny pracy silownika

6.2. CHARAKTERYSTYKI DYNAMICZNE

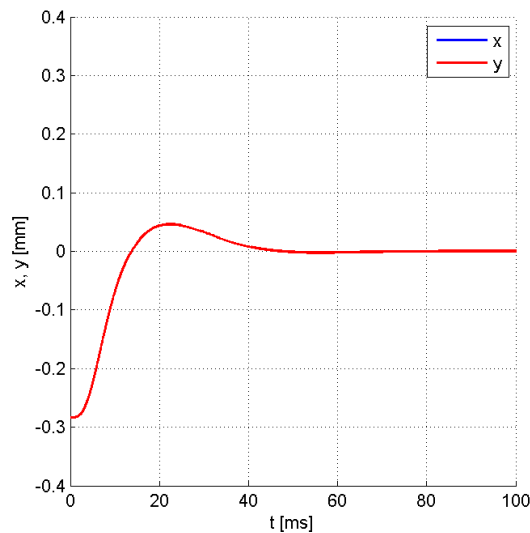
Zawarte w bieżącym podrozdziale wykresy przedstawiają wyniki symulacji z wykorzystaniem regulatora położenia PID o współczynnikach zestawionych w tabeli 5.5. Na rysunkach 6.3 – 6.5 pokazano czasowy przebieg prądów, generowanych sił oraz położenie wirnika w trakcie podnoszenia wału. Z uwagi na luz łożyskowy wynoszący 0,4 mm, przed uruchomieniem układu sterowania wał silownika opierał się o łożysko bezpieczeństwa. Stąd też środek spoczywającego wału określony jest w punkcie $x = -0,28$ mm oraz $y = -0,28$ mm.



Rys. 6.3. Prądy wymuszone w elektromagnesach przy podnoszeniu wirnika dla $I_b = 5$ A:
a) prądy w elektromagnesach 1 i 3, b) prądy w elektromagnesach 2 i 4



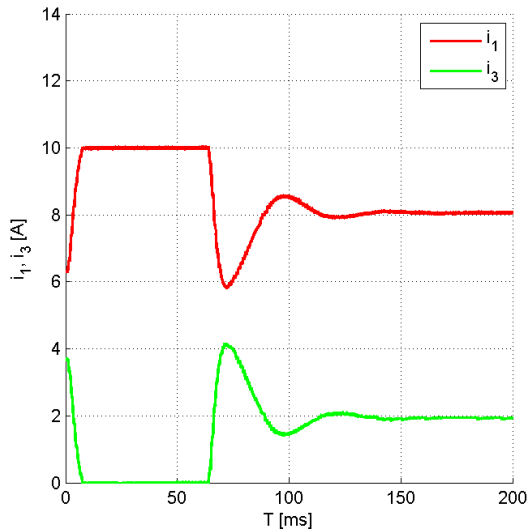
Rys. 6.4. Siły generowane przy podnoszeniu wirnika dla $I_b = 5$ A: a) siły wytworzone przez elektromagnesy 1 i 3, b) siły wytworzone przez elektromagnesy 2 i 4



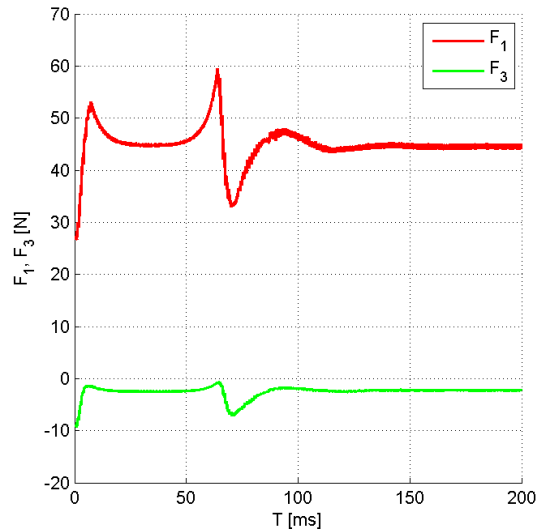
Rys. 6.5. Zmiana położenia wirnika w osi x oraz y przy podnoszeniu wirnika dla $I_b = 5$ A

Z przedstawionych wykresów wynika, iż czas regulacji t_R podczas podnoszenia wirnika ze stanu spoczynkowego wynosi 36,8 ms, natomiast już po około 60 ms od uruchomienia silownika następuje stan ustalony. Wówczas wartości prądów wymuszone w poszczególnych elektromagnesach wynoszą odpowiednio $i_1 = 6,31$ A, $i_2 = 6,31$ A, $i_3 = 3,69$ A, $i_4 = 3,69$ A. Czyli prądy sterujące i_{cx} oraz i_{cy} są równe 1,31 A. Całka z kwadratu błędu J_1 jest równa $5,09 \cdot 10^{-4}$ mm²s. Na rysunkach 6.5a oraz 6.5b można zauważyć, że w czasie od 0 do 4 ms siła generowana przez elektromagnesy 3 i 4 jest różna od zera, pomimo że prądy płynące w tych elektromagnesach są równe zero. Spowodowane jest to sprzęganiem strumienia magnetycznego pomiędzy elektromagnesami, co przedstawiono na rysunku 3.8.

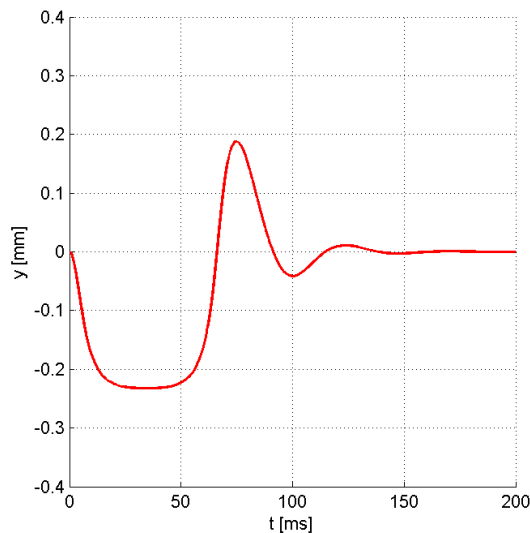
Zamieszczona w tabeli 3.2. wartość siły $F_{y\max} = 68,9 \text{ N}$ to maksymalna siła statyczna jaką może wygenerować siłownik łożyska magnetycznego. Nie oznacza to jednak, że przy zewnętrznym wymuszeniu siły o wartości $68,9 \text{ N}$ siłownik będzie pracować stabilnie. Badania symulacyjne pozwoliły na wyznaczenie maksymalnej amplitudy skoku jednostkowego siły zakłócającej, przy której praca siłownika AŁM pozostaje stabilna. Wynosi ona $24,2 \text{ N}$, co stanowi ok. 35% wartości siły $F_{y\max}$. Na rysunkach 6.6 – 6.8 przedstawiono pracę aktywnego zawieszenia magnetycznego podczas zakłócenia położenia równowagi w osi y w postaci skoku jednostkowego siłą o amplitudzie $F_z = 24,2 \text{ N}$.



Rys. 6.6. Prądy płynące w elektromagnesach 1 i 3 przy wymuszeniu skokiem jednostkowym siłą o amplitudzie $F_z = 24,2 \text{ N}$



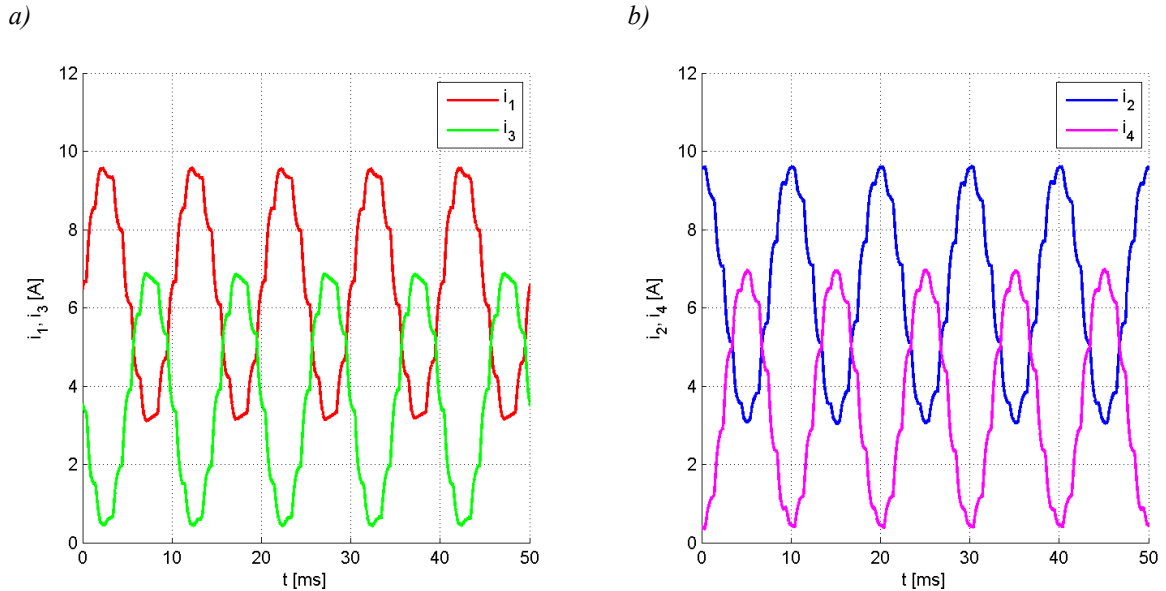
Rys. 6.7. Siły generowane przez elektromagnesy 1 i 3 przy wymuszeniu skokiem jednostkowym siłą o amplitudzie $F_z = 24,2 \text{ N}$



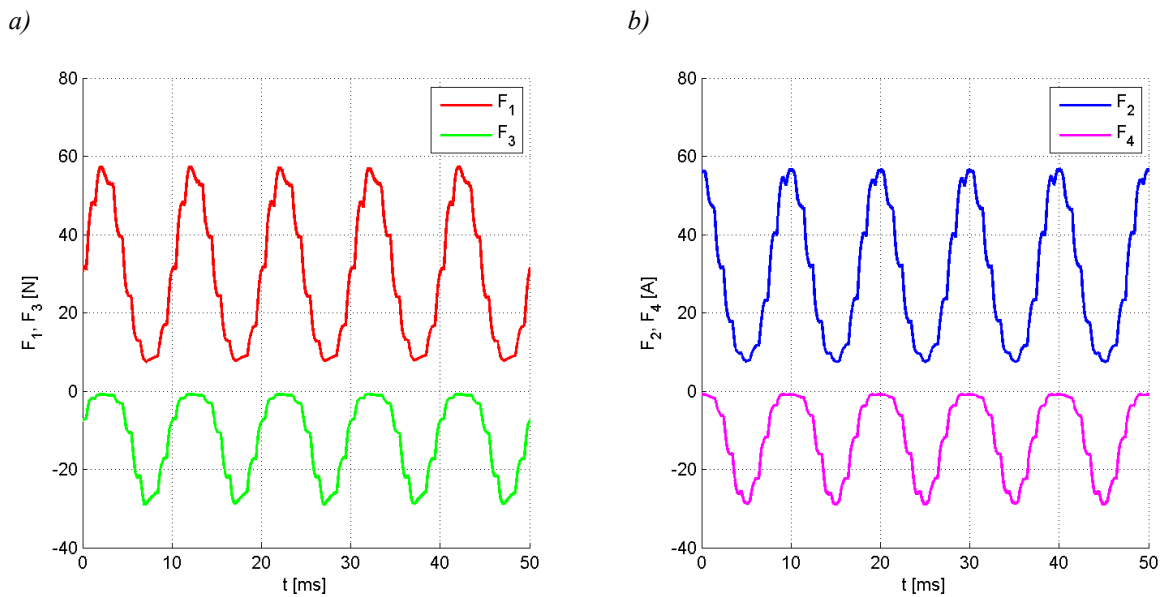
Rys. 6.8. Przesunięcie wirnika w osi y przy wymuszeniu skokiem jednostkowym siłą o amplitudzie $F_z = 24,2 \text{ N}$

Na rysunkach 6.9 – 6.12 zaprezentowano przebieg czasowy prądów, generowanych sił oraz położenie wirnika podczas wirowania wału z prędkością obrotową

$n = 6\,000$ obr/min. W modelu symulacyjnym założono mimośród środka masy $\varepsilon = 40\ \mu\text{m}$, co wobec przyjętej prędkości obrotowej odpowiada amplitudzie siły odśrodkowej działającej na wirnik $F_{od} = 41\ \text{N}$. W wyniku działania tej siły następuje wychylenie wirnika od centralnego położenia o $J_3 = 69,7\ \mu\text{m}$.

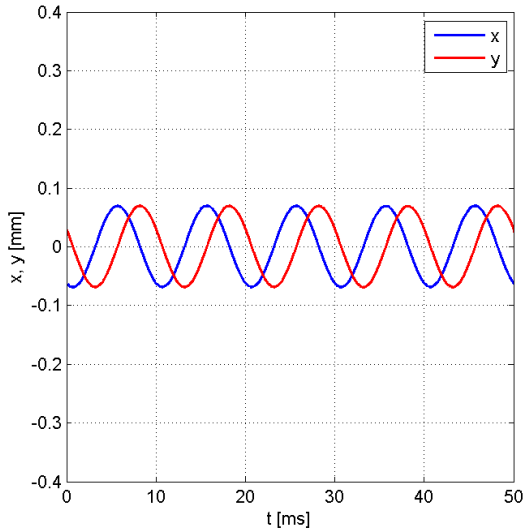


Rys. 6.9. Prądy silownika AEM przy prędkości obrotowej $n = 6\,000$ obr/min dla $I_b = 5\ \text{A}$:
a) przebieg prądów w elektromagnesach 1 i 3, b) przebieg prądów w elektromagnesach 2 i 4

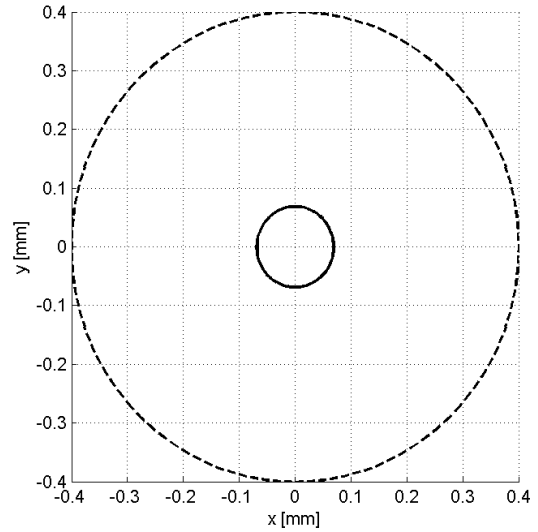


Rys. 6.10. Siły generowane przy prędkości obrotowej $n = 6\,000$ obr/min dla $I_b = 5\ \text{A}$:
a) siły wytwarzane przez elektromagnesy 1 i 3, b) siły wytwarzane przez elektromagnesy 2 i 4

Na wykresie trajektorii ruchu środka geometrycznego wirnika (Rys. 6.12) zaznaczono w postaci przerywanego okręgu ograniczenie mechaniczne dla ruchu wału.



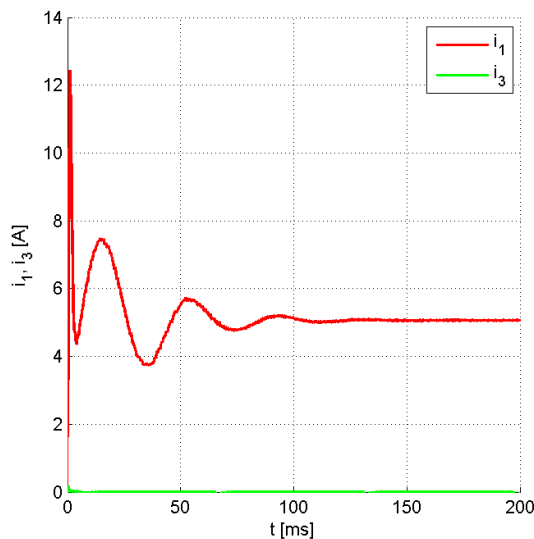
Rys. 6.11. Zmiana położenia wirnika w osi x oraz y przy prędkości obrotowej $n = 6\ 000$ obr/min dla $I_b = 5\ A$



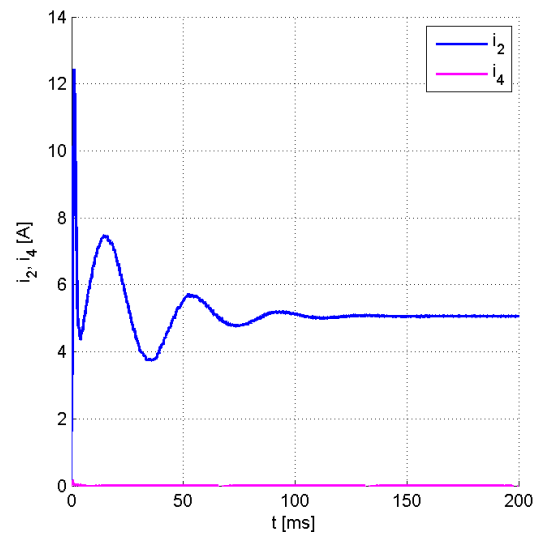
Rys. 6.12. Trajektoria ruchu środka geometrycznego wirnika przy prędkości obrotowej $n = 6\ 000$ obr/min dla $I_b = 5\ A$

Jak już wspomniano podczas omawiania parametrów siłownika AŁM, sposobem na zmniejszenie poboru energii elektrycznej pobieranej przez łożysko jest ograniczenie wartości prądu bazowego. To jednak przyczynia się do obniżenia sztywności siłownika poprzez zmniejszenie współczynnika sztywności prądowej oraz przemieszczeniowej. Najbardziej energooszczędnym wariantem pracy aktywnego łożyska magnetycznego jest całkowite wyeliminowanie prądu bazowego. Wówczas przez uzwojenia siłownika przepływa jedynie prąd niezbędny do utrzymania wirnika w centralnej pozycji. Na rysunkach 6.13 – 6.15 pokazano czasowy przebieg prądów, generowanych sił oraz położenia w trakcie podnoszenia wirnika dla wariantu zasilania siłownika prądem bazowym $I_b = 0$.

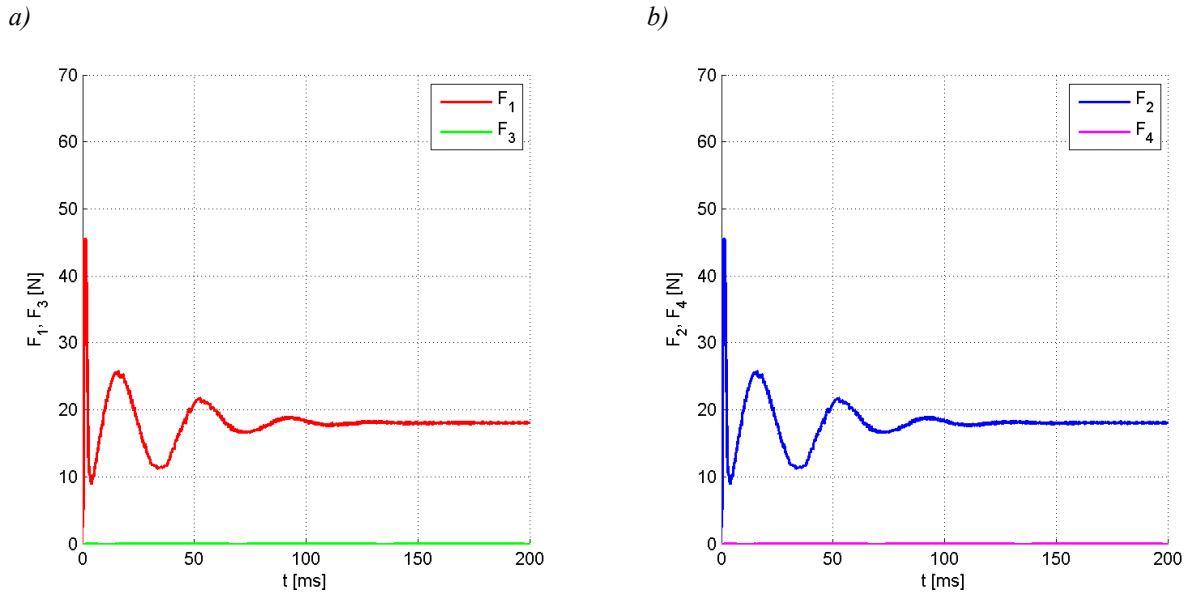
a)



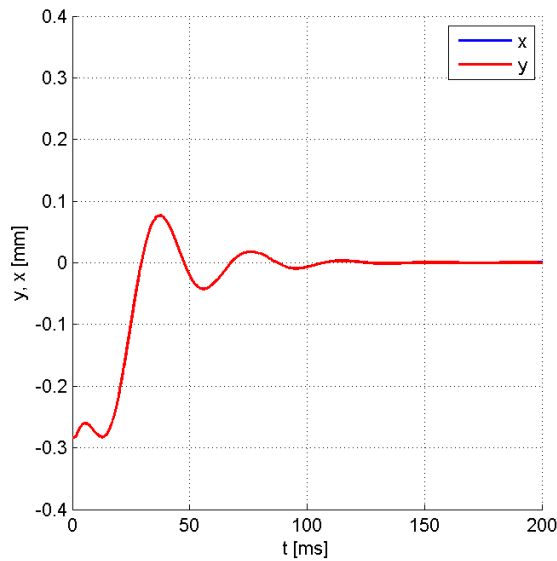
b)



Rys. 6.13. Prądy wymuszane w elektromagnesach przy podnoszeniu wirnika dla $I_b = 0$: a) prądy w elektromagnesach 1 i 3, b) prądy w elektromagnesach 2 i 4



Rys. 6.14. Siły generowane przy podnoszeniu wirnika dla $I_b = 0$: a) siły wytworzone przez elektromagnesy 1 i 3, b) siły wytworzone przez elektromagnesy 2 i 4

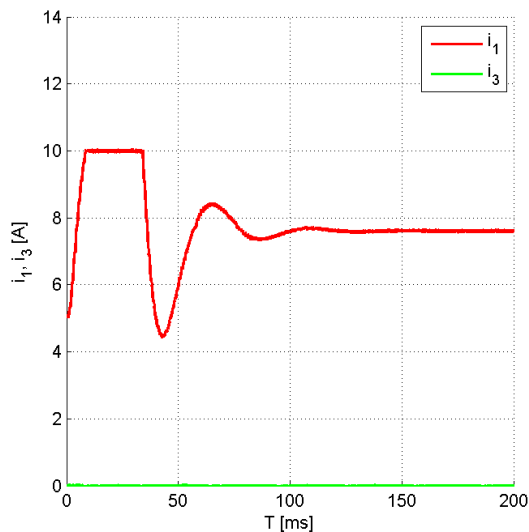


Rys. 6.15. Zmiana położenia wirnika w osi x oraz y przy podnoszeniu wirnika dla $I_b = 0$

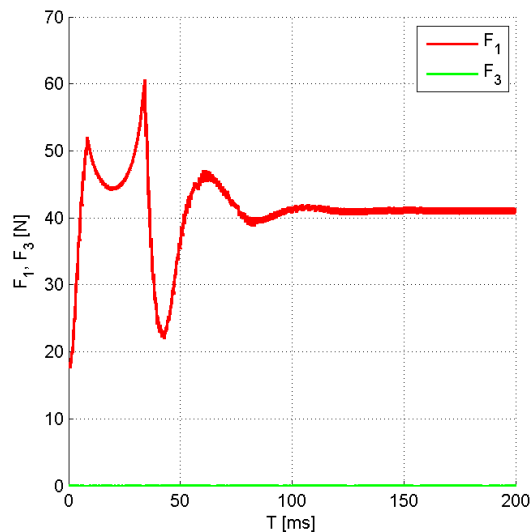
W stosunku do wariantu sterowania siłownikiem przy prądzie bazowym $I_b = 5$ A następuje znaczne wydłużenie czasu regulacji t_R , który wynosi 80,4 ms. Natomiast prądy wymuszane w poszczególnych elektromagnesach w tym wariantcie pracy siłownika przyjmują mniejsze wartości: $i_1 = 5,09$ A, $i_2 = 5,09$ A, $i_3 = 0$, $i_4 = 0$. Wskaźnik J_1 jest większy stosunku do wariantu sterowania siłownikiem przy prądzie bazowym $I_b = 5$ A i wynosi $16,41 \cdot 10^{-4}$ mm²s.

Maksymalną amplitudę skoku jednostkowego siły, przy której siłownik pracuje stabilnie w wariantcie zasilania prądem bazowym $I_b = 0$, określono w wyniku badań symulacyjnych na poziomie 23,0 N. W porównaniu do siłownika zasilanego prądem bazowym $I_b = 5$ A, w tym przypadku wychylenie z pozycji równowagi jest większe,

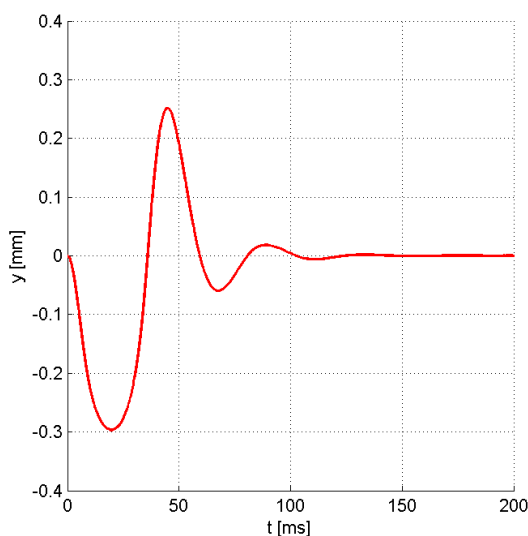
pomimo mniejszej wartości amplitudy siły wymuszającej. Rysunki 6.16 – 6.18 przedstawiają pracę aktywnego zawieszenia magnetycznego podczas wymuszenia w osi y siły zakłócającej w postaci skoku jednostkowego o amplitudzie $F_z = 23,0$ N.



Rys. 6.16. Prądy płynące w elektromagnesach 1 i 3 przy wymuszeniu skokiem jednostkowym siły zakłócającej o amplitudzie $F_z = 23,0$ N

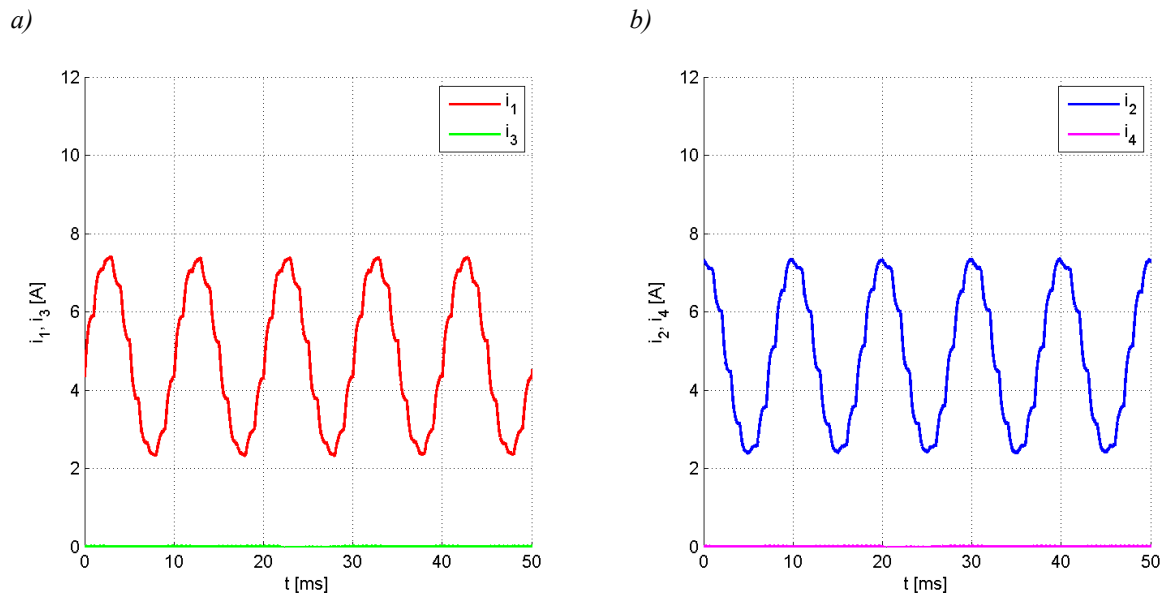


Rys. 6.17. Siły generowane przez elektromagnesy 1 i 3 przy wymuszeniu skokiem jednostkowym siły zakłócającej o amplitudzie $F_z = 23,0$ N

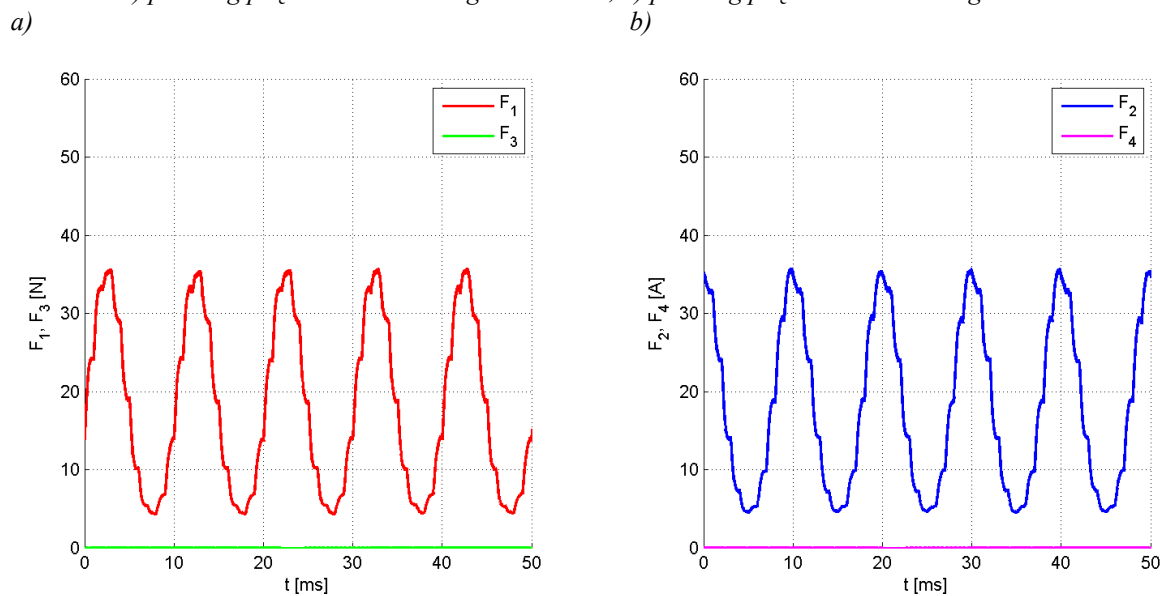


Rys. 6.18. Przemieszczenie wirnika przy wymuszeniu skokiem jednostkowym siły zakłócającej o amplitudzie $F_z = 23,0$ N

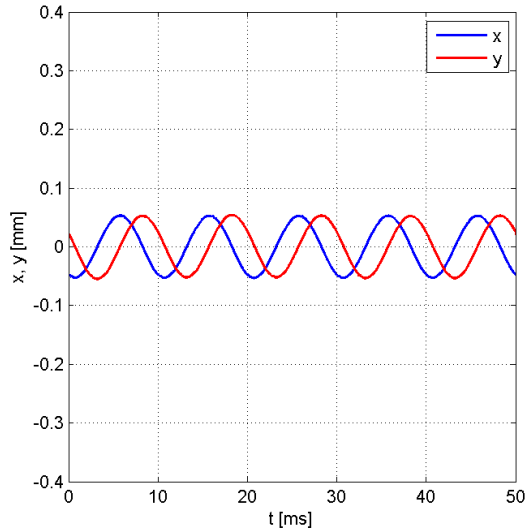
Na rysunkach 6.19 – 6.22 zaprezentowano przebieg czasowy prądów, generowanych sił oraz położenie wirnika podczas wirowania wału z prędkością obrotową $n = 6\,000$ obr/min. W stosunku do pracy siłownika przy prądzie $I_b = 5$ A, zmniejszyła się amplituda prądów wymuszanych w elektromagnesach 1 i 3 oraz zmniejszyło się wychylenie wirnika podczas wirowania do wartości $J_3 = 54,9$ μm .



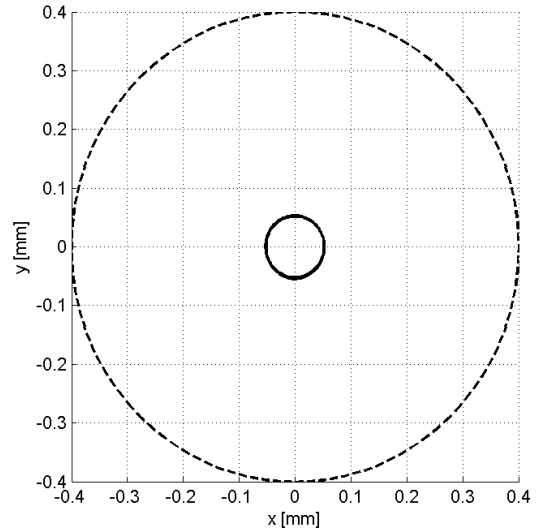
Rys. 6.19. Prądy silownika AEM przy prędkości obrotowej $n = 6\ 000$ obr/min dla $I_b = 0$:
 a) przebieg prądów w elektromagnesach 1 i 3, b) przebieg prądów w elektromagnesach 2 i 4



Rys. 6.20. Siły generowane przy prędkości obrotowej $n = 6\ 000$ obr/min dla $I_b = 0$:
 a) siły wytwarzane przez elektromagnesy 1 i 3, b) siły wytwarzane przez elektromagnesy 2 i 4



Rys. 6.21. Zmiana położenia wirnika w osi x oraz y przy prędkości obrotowej $n = 6\ 000$ obr/min dla $I_b = 0$

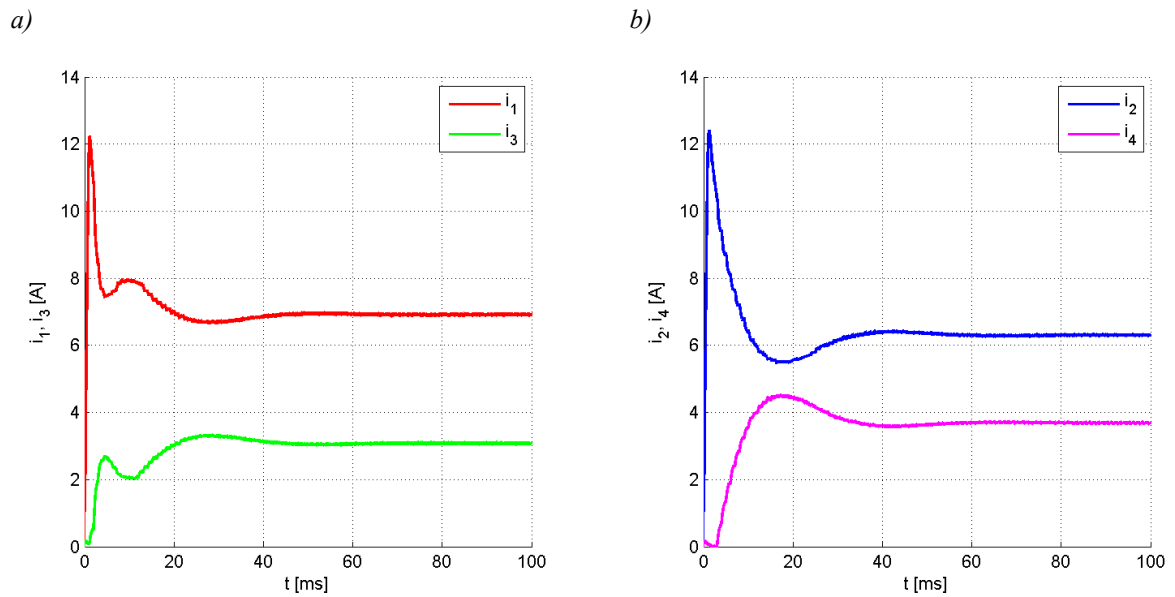


Rys. 6.22. Trajektoria ruchu środka geometrycznego wirnika przy prędkości obrotowej $n = 6\ 000$ obr/min dla $I_b = 0$

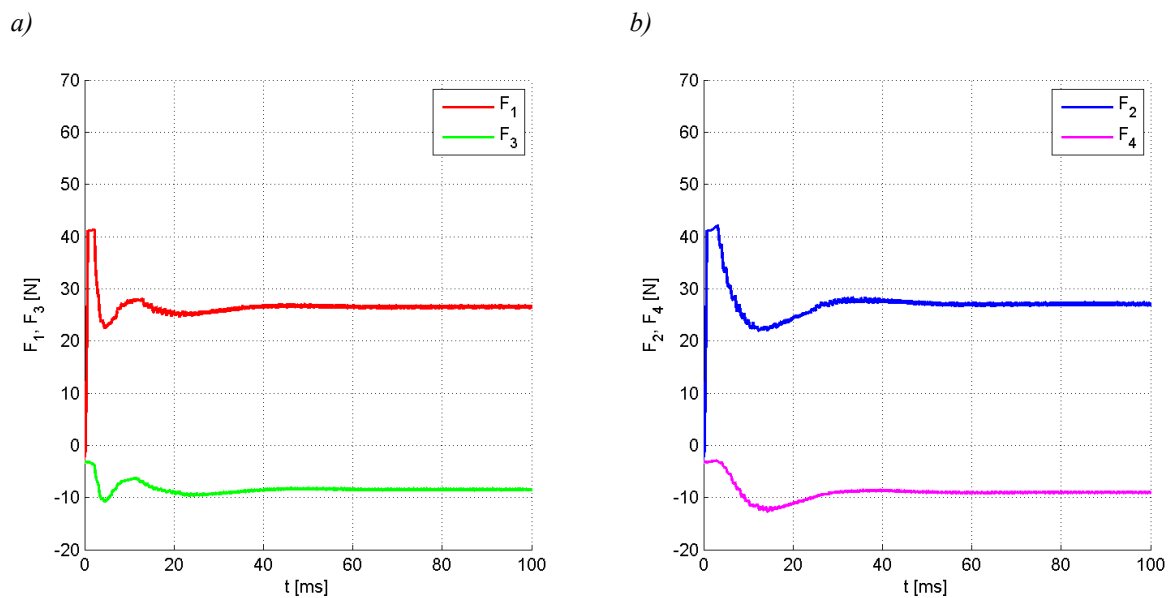
Ustawienie środka geometrycznego wału w środku geometrycznym stojana ma kluczowe znaczenie dla pracy siłownika AŁM. Przesunięcie między tymi środkami powoduje bowiem asymetrię szczelin powietrznych pod elektromagnesami, a co się z tym wiąże, także nierównomierny rozkład pola magnetycznego.

W przypadku fizycznego układu regulacji, położenie środka wirnika siłownika AŁM jest uwarunkowane tzw. wartościami referencyjnymi nastaw położenia. W związku z tym, w przypadku braku zewnętrznej siły zakłócającej, środek wirnika powinien się znajdować w środku układu współrzędnych x, y . Jego wyznaczenie nastęrcza trudności z uwagi na konieczność nastawienia takich wartości referencyjnych współrzędnych środka wału, aby otrzymać równowagę prądów sterujących w obu osiach. W pracy [77] zaproponowano wyznaczenie środka tych wartości poprzez obtaczanie wału po bieżni łożyska bezpieczeństwa. Jednakże sposób ten będzie prawidłowy jedynie w przypadku idealnej współosiowości ustawienia stojana siłownika oraz łożyska bezpieczeństwa. Dodatkowe trudności w utrzymaniu wirnika w środku geometrycznym stojana powoduje dryft temperaturowy toru pomiarowego. Mając to na uwadze, zbadano w jakim stopniu błędne ustawienie wirnika wpływa na pracę siłownika AŁM.

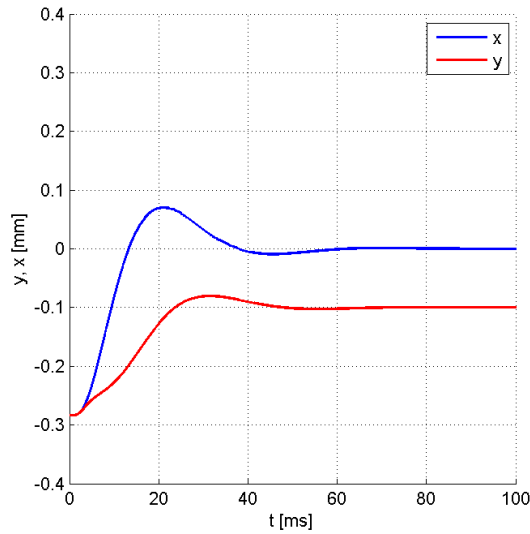
Podnoszenie wirnika w przypadku wartości referencyjnej $y_{ref} = -0,1$ mm, co stanowi 10% długości szczeliny powietrznej, ilustrują rysunki 6.23 – 6.25. W stosunku do wartości prądów przy nastawach referencyjnych $x_{ref} = y_{ref} = 0$ (Rys. 6.3) widoczny jest wzrost prądu sterującego i_{cy} w osi y do wartości 1,92 A, czyli prądy w elektromagnesach i_1 oraz i_3 wynoszą odpowiednio 6,92 A oraz 3,08 A. Zmienia się również czas regulacji, który dla przemieszczenia w osi y wynosi $t_R = 37,3$ ms. Całka z kwadratu błędu w tym przypadku jest równa $J_1 = 3,25 \cdot 10^{-4}$ mm²s, podczas gdy dla przypadku z rysunku 6.5 wynosi ona $5,1 \cdot 10^{-4}$ mm²s.



Rys. 6.23. Prądy wymuszone w elektromagnesach przy podnoszeniu wirnika dla $I_b = 5 A$, $y = -0,1 mm$:
 a) prądy w elektromagnesach 1 i 3, b) prądy w elektromagnesach 2 i 4

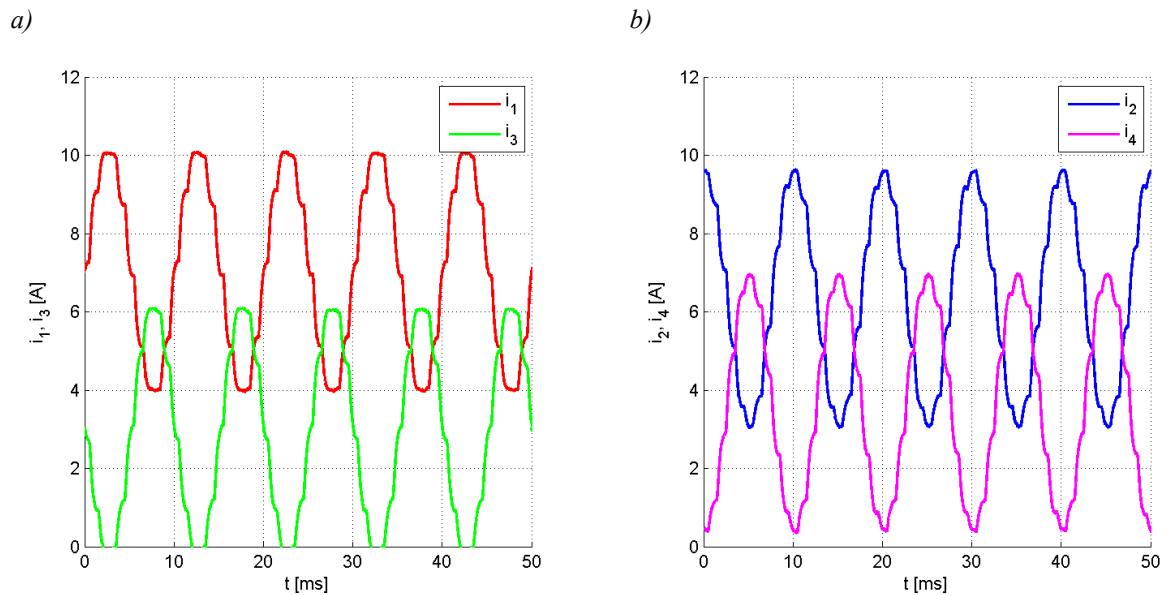


Rys. 6.24. Siły generowane przy podnoszeniu wirnika dla $I_b = 5 A$, $y = -1,0 mm$: a) siły wytworzone przez elektromagnesy 1 i 3, b) siły wytworzone przez elektromagnesy 2 i 4

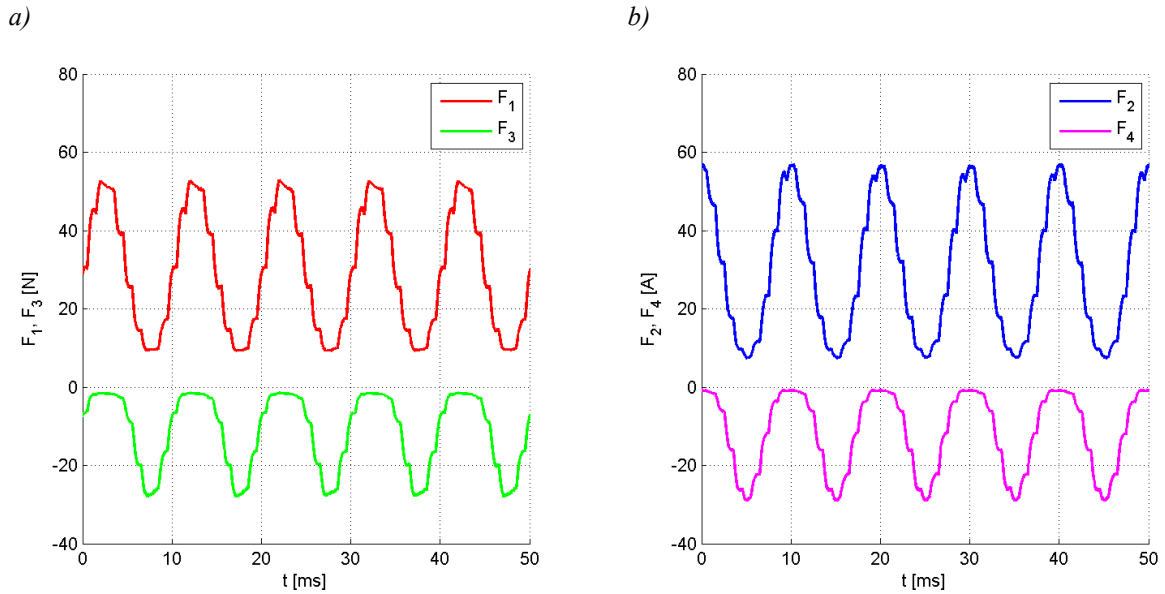


Rys. 6.25. Zmiana położenia wirnika w osi x oraz y przy podnoszeniu wirnika dla $I_b = 5 A$, $y = -0,1 mm$

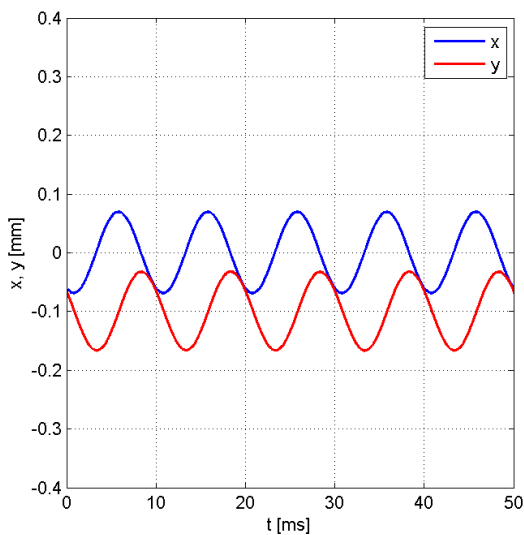
Na rysunkach 6.26 – 6.28 zaprezentowano przebieg czasowy prądów, generowanych sił oraz położenie wirnika podczas wirowania wału z prędkością obrotową $n = 6000$ obr/min. W wyniku działania siły odśrodkowej wychylenie wirnika wynosi $J_3 = 69,7 \mu m$.



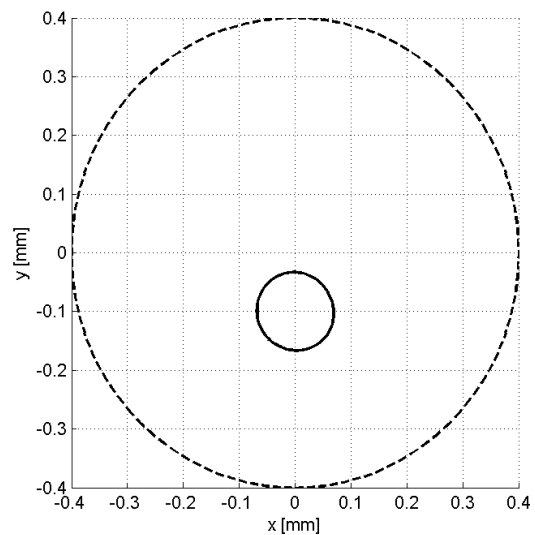
Rys. 6.26. Prądy silownika AEM przy prędkości obrotowej $n = 6000$ obr/min dla $I_b = 5 A$, $y = -0,1 mm$:
a) przebieg prądów w elektromagnesach 1 i 3, b) przebieg prądów w elektromagnesach 2 i 4



Rys. 6.27. Siły generowane przy prędkości obrotowej $n = 6\ 000\ \text{obr/min}$ dla $I_b = 5\ \text{A}$, $y = -0,1\ \text{mm}$:
 a) siły wytwarzane przez elektromagnesy 1 i 3, b) siły wytwarzane przez elektromagnesy 2 i 4



Rys. 6.28. Zmiana położenia wirnika w osi x oraz y przy prędkości obrotowej $n = 6\ 000\ \text{obr/min}$ dla $I_b = 5\ \text{A}$, $y = -0,1\ \text{mm}$



Rys. 6.29. Trajektoria ruchu środka geometrycznego wirnika przy prędkości obrotowej $n = 6\ 000\ \text{obr/min}$ dla $I_b = 5\ \text{A}$, $y = -0,1\ \text{mm}$

Tabela 6.1. Zestawienie wartości wskaźników oceny stanów przejściowych dla różnych wariantów pracy 12-biegunowego silownika AEM

Wariant pracy silownika 12-biegunowego	t_R [ms]	J_1 [mm ² s]	J_3 [μm]
Prąd bazowy $I_b = 5\ \text{A}$	36,8	$5,1 \cdot 10^{-4}$	69,7
Prąd bazowy $I_b = 0$	80,4	$16,4 \cdot 10^{-4}$	54,9
Ekscentryczne położenie wirnika $y = -0,1\ \text{mm}$, $I_b = 5\ \text{A}$	37,3	$3,2 \cdot 10^{-4}$	69,7

W tabeli 6.1 przedstawiono czasy regulacji t_R , wychylenia wirnika J_3 , jak również całkę z kwadratu błędu położenia J_1 dla trzech wariantów symulacji pracy łożyska.

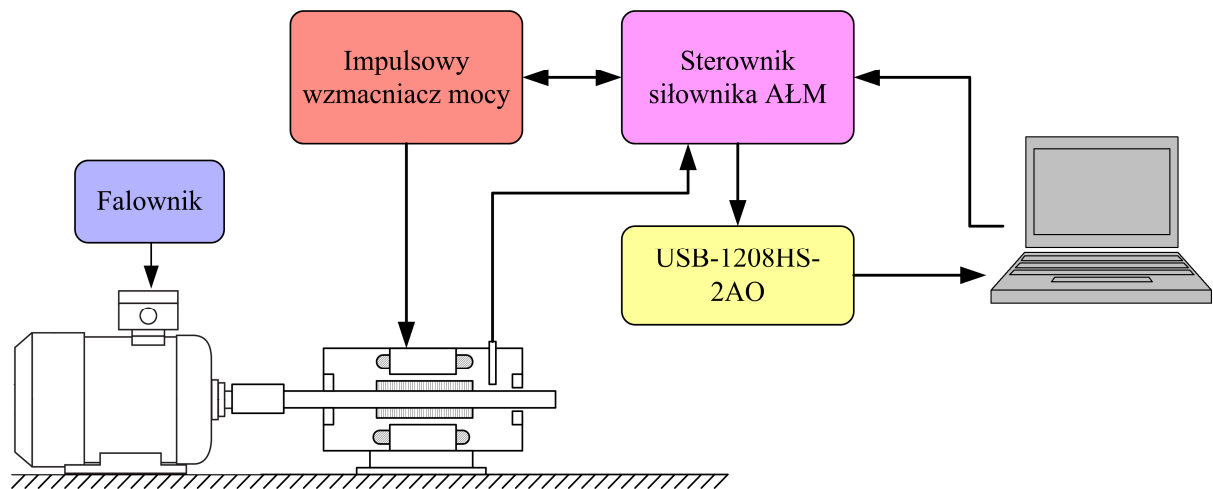
Uwzględniono brak prądu bazowego $I_b = 0$, jak również ekscentryczne położenie wirnika. Z przedstawionych wskaźników oceny przebiegów dynamicznych wynika przede wszystkim, iż możliwa jest praca aktywnego zawieszenia magnetycznego we wszystkich analizowanych wariantach. Zmniejszenie prądu bazowego powoduje wzrost czasu regulacji oraz całki z kwadratu błędu przy jednoczesnym zmniejszeniu wychylenia wirnika poza środek geometryczny w czasie wirowania. Ekscentryczne położenie wirnika względem stojana skutkuje przede wszystkim asymetrią prądów sterujących.

7. WERYFIKACJA POMIAROWA MODELU MATEMATYCZNEGO

7.1. OPIS MODELI FIZYCZNYCH PROMIENIOWYCH SIŁOWNIKÓW AŁM ORAZ STANOWISKA POMIAROWEGO

Opracowane modele obliczeniowe wymagają weryfikacji pomiarowej, którą wykonuje się przed przeprowadzeniem badań prototypowych. W ramach pracy przeprowadzono pomiarową weryfikację obliczeń. W tym celu zbudowano stanowisko pomiarowe, którego schemat blokowy przedstawiono na rysunku 7.1. Do jego podstawowych elementów składowych należą:

- siłownik aktywnego łożyska magnetycznego,
- indukcyjne czujniki położenia,
- sterownik siłownika AŁM,
- impulsowy wzmacniacz mocy,
- komputer z kartą pomiarową USB-1208HS-2AO,
- silnik indukcyjny zasilany z falownika.

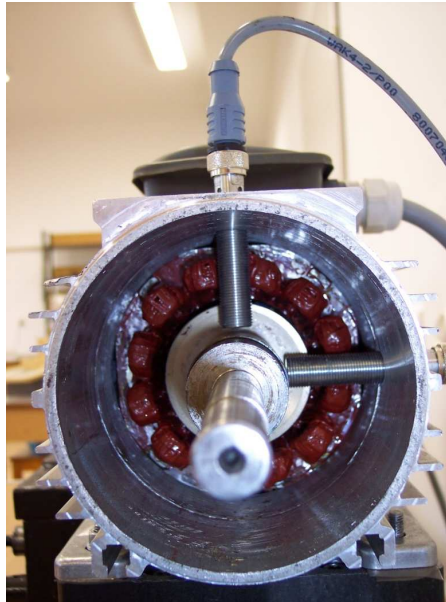


Rys. 7.1. Schemat stanowiska badawczego

Najważniejszy element stanowiska pomiarowego to badany 12-biegowy siłownik AŁM, połączony z silnikiem sprzęgłem mieszkowym. Napędowy silnik indukcyjny zasilany jest z falownika, pozwalającego regulować prędkość od zera do 12 000 obr/min. Siłownikiem AŁM steruje się za pomocą systemu mikroprocesorowego dedykowanego aktywnym łożyskom magnetycznym. Do pomiaru przebiegów położenia wirnika oraz prądów wymuszanych w poszczególnych elektromagnesach siłownika wykorzystano kartę pomiarową USB-1208HS-2AO.

Siłownik 12-biegunowy zbudowano na podstawie standardowego pakietu blach stojana indukcyjnego silnika elektrycznego Sh 71-2B, produkowanego przez firmę Besel [137]. Pakiet stojana posiada 24 żłobki i wykonany jest z taśmy elektrotechnicznej M600-50A o grubości 0,5 mm. Cewki siłownika nawinięto podwójnie emaliowanym drutem nawojowym o średnicy $\Phi = 0,95$ mm. Izolację uzwojenia wykonano w klasie F, która zapewnia dopuszczalną maksymalną temperaturę pracy siłownika równą 180 °C. Dwanaście cewek siłownika połączono w taki sposób, aby otrzymać cztery elektromagnesy. Do wykonania wirnika, podobnie jak w przypadku stojana, wykorzystano pakiet taśmy elektrotechnicznej M600-50A. Wał siłownika oraz bieżnię niezbędną dla zastosowania stosunkowo dokładnych i tanich indukcyjnych czujników położenia wykonano ze stali konstrukcyjnej ST3.

Ponieważ pomiar położenia wału, na podstawie którego pracuje układ sterowania, dokonywany jest po jednej stronie siłownika, druga strona pracuje na łożysku wahlwym. Od strony czujników położenia zastosowano łożyska spoczynkowe (nazywane również łożyskiem bezpieczeństwa). Pełnią one dwojaką funkcję. Po pierwsze, ograniczają ruch wału po wyłączeniu zasilania, zapewniając separację pakietów stojana i wirnika. Po drugie, chronią elektromagnesy siłownika przed uszkodzeniem w przypadku awaryjnych stanów pracy łożyska, takich jak zanik zasilania, utrata stabilności. Długość szczeliny powietrznej w łożysku bezpieczeństwa dla modelu fizycznego wynosi 0,4 mm. Łożysko to wykonane jest z tulei mosiężnej. Na rysunku 7.2 przedstawiono model fizyczny siłownika 12-biegunowego.



Rys. 7.2. Model fizyczny 12-biegunowego siłownika łożyska magnetycznego

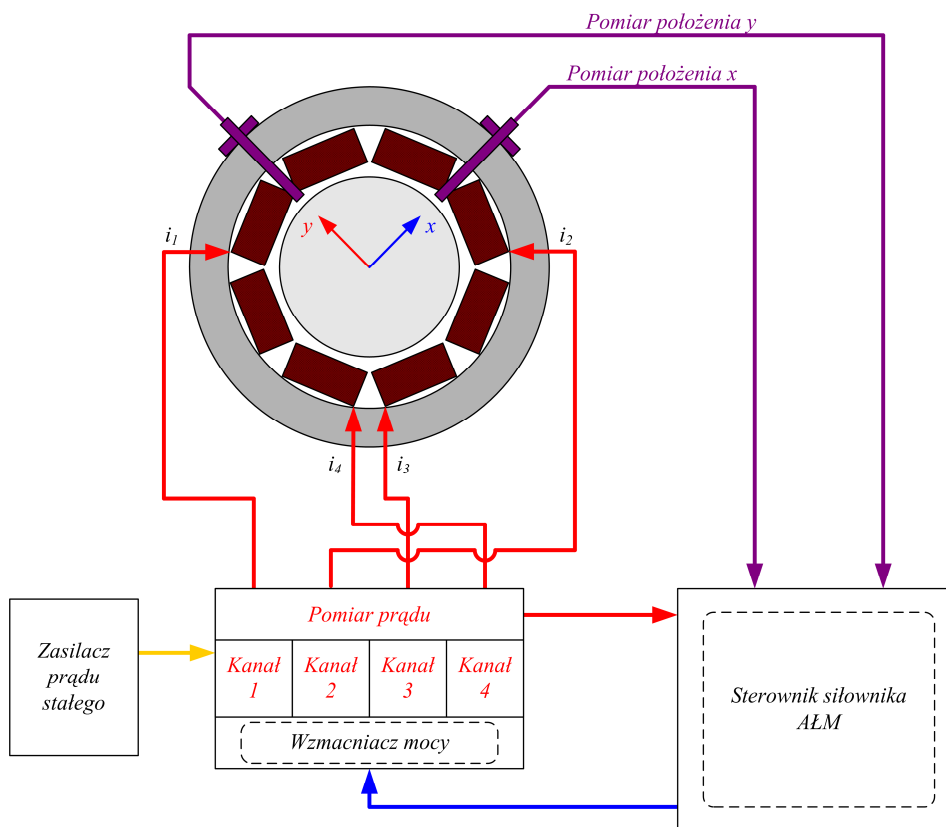
Drugim prototypem zbudowanym w ramach pracy doktorskiej jest 8-biegunowy siłownik AŁM. Pakiet stojana wykonano z taśmy elektrotechnicznej M270-50A o grubości 0,5 mm, posiada on 8 żłobków. Ten sam rodzaj taśmy wykorzystano w wirniku. Wał siłownika AŁM wykonano ze stali konstrukcyjnej ST3. Cewki siłownika nawinięto podwójnie emaliowanym drutem nawojowym o średnicy $\Phi = 1,1$ mm. Zastosowano

izolację uzwojenia w klasie F. Na rysunku 7.3 przedstawiono model fizyczny siłownika 8-biegunowego.



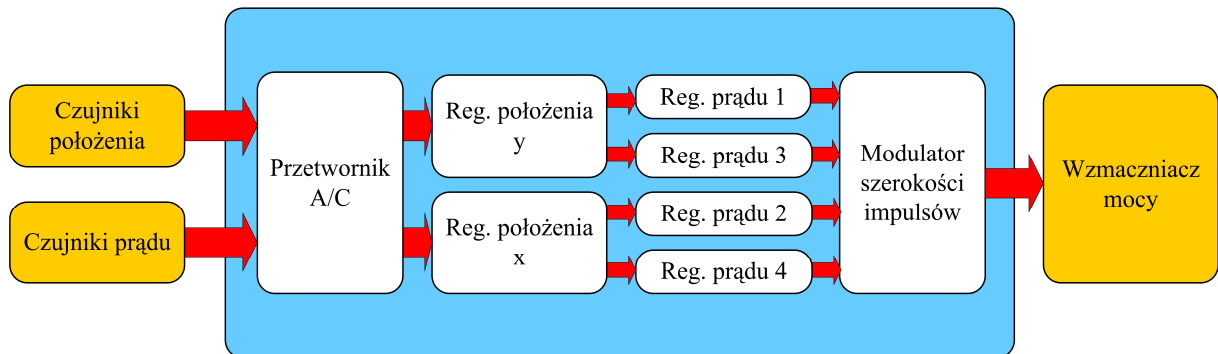
Rys. 7.3. Model fizyczny 8-biegunowego siłownika łożyska magnetycznego

Sterowanie siłownikiem AŁM realizowane jest przez dedykowany system mikroprocesorowy, który został wykonany przez autora pracy. System ten składa się z czterokanałowego impulsowego wzmacniacza mocy oraz sterownika siłownika AŁM. Schemat blokowy układu sterowania przedstawiono na rysunku 7.4.



Rys. 7.4. Schemat blokowy układu sterowania siłownikiem AŁM

Wirnik silownika sterowany jest w układzie różnicowym, w dwóch wzajemnie prostopadłych osiach, które zaznaczono na rysunku 7.4. Położenie wirnika mierzą bezkontaktowo dwa czujniki indukcyjne firmy Turck [152]. Zakres pomiarowy czujników mieści się w granicach $0 \div 1,5$ mm, natomiast pasmo przenoszenia wynosi $0 \div 200$ Hz. Położeniem wirnika sterują dwa cyfrowe regulatory PID, które na podstawie informacji o przesunięciu wirnika określają wartości prądów sterujących i_{cx} , i_{cy} . Ponieważ silownik AŁM zasilany jest z impulsowego wzmacniacza mocy, który sterowanego współczynnikiem wypełnienia sygnału PWM, dodatkowo w strukturze sterownika zaimplementowano cztery cyfrowe regulatory prądu PI (Rys. 7.5).



Rys. 7.5. Schemat funkcjonalny sterownika silownika AŁM

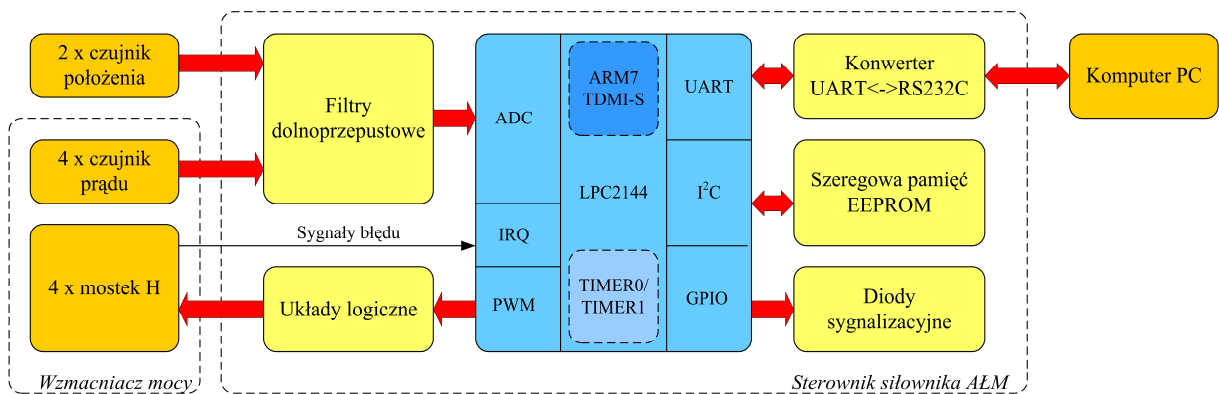
Algorytm pracy silownika autor pracy napisał w języku C przy pomocy dedykowanego środowiska programistycznego, przeznaczonego do programowania mikrokontrolerów z rodziny LPC2100. W ten sposób autor starał się zapewnić optymalizację wykorzystania mocy obliczeniowej procesora. Algorytm sterowania położeniem wirnika jest wykonywany 1 000 razy w ciągu sekundy, podczas gdy częstotliwość wykonywania algorytmu sterowania prądem wynosi 10 kHz. Algorytm dyskretnej regulacji PID zaimplementowano zgodnie ze schematem przedstawionym na rysunku 5.8.

Najważniejszy element sterownika silownika AŁM stanowi 32-bitowy mikrokontroler LPC2144, który zawiera w swojej strukturze mikroprocesor ARM7TDMI-S o częstotliwości taktowania 60 MHz, 256 kB pamięci Flash oraz 16 kB pamięci RAM. Mikrokontroler ten wyposażony jest w szeroką gamę urządzeń peryferyjnych, z których do realizacji projektu wykorzystano:

- 10-bitowy przetwornik A/C z 8 wejściami oraz minimalnym czasem konwersji 2,44 μ s na kanał (ADC),
- wektoryzowany kontroler przerwań (IRQ),
- dwa 32-bitowe timery z 32-bitowym preskalerem (TIMER0/TIMER1),
- 6-kanałowy 32-bitowy modulator szerokości impulsów (PWM),
- interfejsy komunikacyjne (UART, I²C),
- cyfrowe wejścia/wyjścia ogólnego przeznaczenia (GPIO).

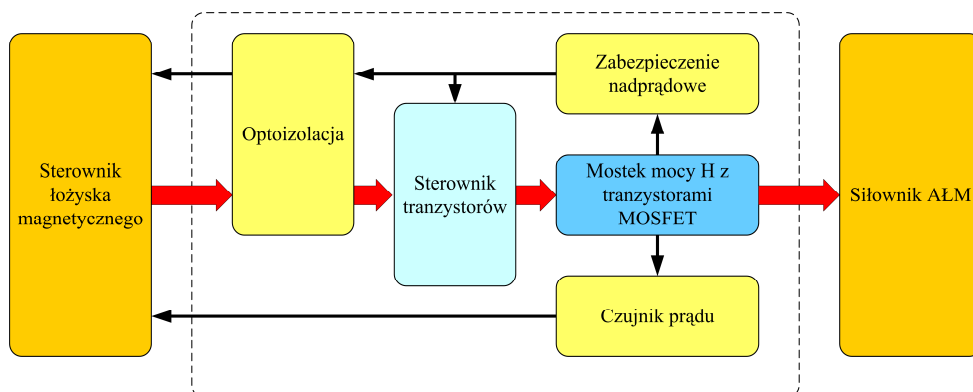
Mikrokontroler realizuje zadanie sterowaniem silownikiem AŁM, jednakże do poprawnej pracy wymaga on dodatkowych elementów funkcjonalnych, które pokazano na rysunku 7.6. Filtry dolnoprzepustowe przeciwdziałają zjawisku aliasingu. Częstotliwość graniczną

filtrów ustalono na $f_{gr} = f_s/2,5$, gdzie f_s oznacza częstotliwość próbkowania sygnałów analogowych. Sygnały z modulatora szerokości impulsów przechodzą przez układy logiczne, które umożliwiają natychmiastowe wyłączenie wzmacniacza mocy w przypadku wystąpienia zabezpieczenia nadprądowego. Komunikacja pomiędzy mikrokontrolerem a komputerem odbywa się poprzez interfejs RS232C, który do poprawnej pracy wymaga konwertera poziomów napięć. Parametry pracy sterownika, takie jak współczynniki regulatorów, przechowywane są w nieulotnej pamięci EEPROM, do której dostęp umożliwia interfejs szeregowy I²C. Aktualny stan pracy sterownika sygnalizowany jest przez diody LED. Schemat ideowy sterownika siłownika AŁM przedstawiono w załączniku Z1.



Rys. 7.6. Schemat blokowy sterownika siłownika AŁM

Siłownik łożyska magnetycznego zasilany jest z impulsowego wzmacniacza mocy w skład którego wchodzi cztery tak samo wykonane kanały. Pojedynczy kanał tworzy stopień mocy w postaci mostka H z tranzystorami typu MOSFET, które do poprawnej pracy wymagają sterownika. Wartość prądu płynącą w uzwojeniach siłownika mierzy hallotronowy czujnik prądu. Każdy kanał wzmacniacza mocy chroniony jest przed zniszczeniem (na skutek zwarcia) poprzez zabezpieczenie nadprądowe. Z kolei w celu ochrony sterownika siłownika AŁM w przypadku wystąpienia przepięcia lub awarii we wzmacniaczu mocy wprowadzono optoizolację sygnałów. Schemat blokowy pojedynczego kanału wzmacniacza mocy przedstawiono na rysunku 7.7, natomiast jego schemat ideowy zawarto w załączniku Z1.



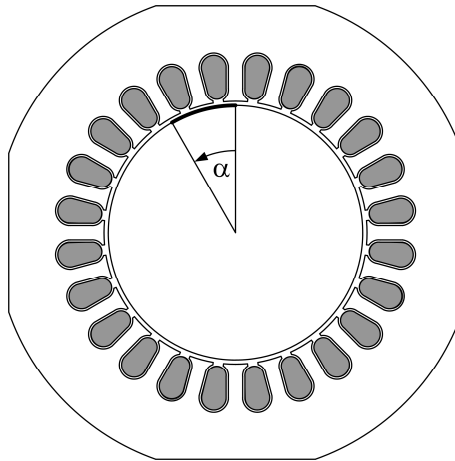
Rys. 7.7. Schemat blokowy pojedynczego kanału wzmacniacza mocy

7.2. CHARAKTERYSTYKI STATYCZNE

Weryfikacja pomiarowa modelu połowego siłownika łożyska magnetycznego jest między innymi możliwa poprzez pomiar charakterystyk statycznych, takich jak rozkład indukcji magnetycznej, indukcyjności własnej uzwojeń oraz generowanej siły magnetycznej.

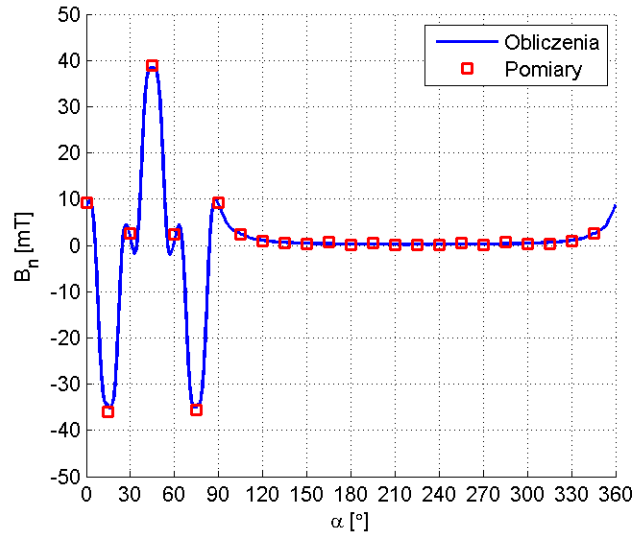
7.2.1. Pomiar indukcji magnetycznej

Pomiar indukcji magnetycznej wykonano przy pomocy teslomierza RX-21 w temperaturze pokojowej. Dokładność pomiarów zgodnie z notą katalogową producenta wynosi $\pm 0,6\%$ [135]. Wartości indukcji magnetycznej zmierzono wzdłuż dostępnych pomiarowo odcinków obwodu magnetycznego. Z uwagi na brak możliwości pomiaru indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej podczas pracy siłownika, pomiary te wykonano wewnątrz stojana przy wyjętym wirniku.

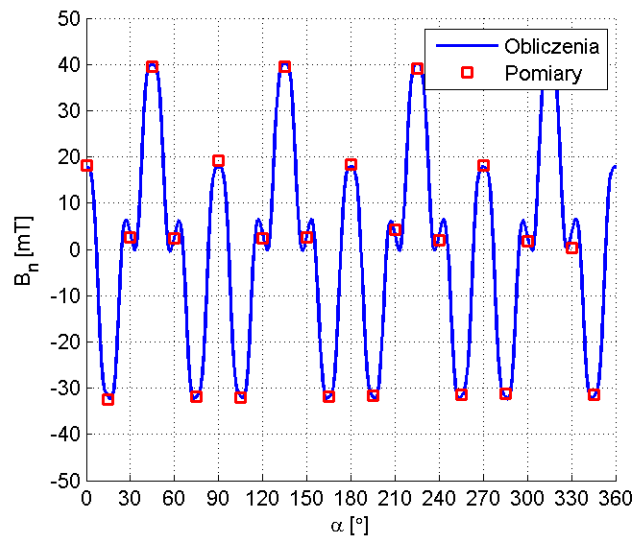


Rys. 7.8. Położenie odcinka pomiarowego wewnątrz stojana 12-biegunowego siłownika

Na rysunku 7.8 przedstawiono linię pomiarową wewnątrz stojana 12-biegunowego siłownika, oddaloną od nabiegunników o 1 mm. Pomiary wykonano na głębokości równej połowie długości pakietu stojana przy przesuwaniu sondy pomiarowej o kąt 15° (skok o ząb stojana). Pomiar składowej normalnej (B_n) zrealizowano dla dwóch wariantów zasilania uzwojeń: w pierwszym z nich zasilono jedynie uzwojenie pierwszego elektromagnesu prądem o wartości 5 A, natomiast w drugim przypadku wszystkie uzwojenia zasilono prądem o wartości 5 A. Wynik pomiaru indukcji magnetycznej przy zasileniu jedynie pierwszego uzwojenia przedstawiono na rysunku 7.9, natomiast wynik pomiaru indukcji magnetycznej przy zasileniu wszystkich uzwojeń przedstawiono na rysunku 7.10. Pomiar ten pozwala również zweryfikować sposób magnesowania nabiegunników siłownika AŁM.

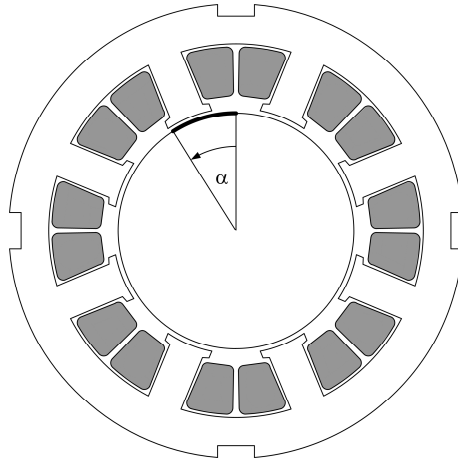


Rys. 7.9. Przebieg składowej B_n indukcji magnetycznej wzdłuż linii pomiarowej przy zasilaniu pierwszego uzwojenia prądem o wartości 5 A

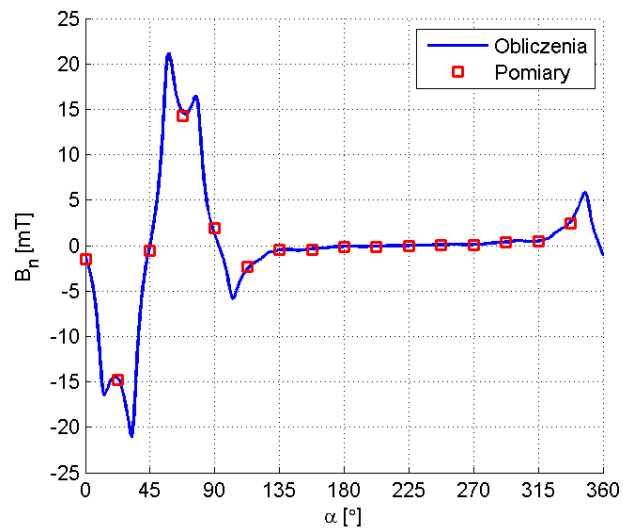


Rys. 7.10. Przebieg składowej B_n indukcji magnetycznej wzdłuż linii pomiarowej przy zasilaniu wszystkich uzwojeń silownika 12-biegunowego prądem o wartości 5 A

Pomiaru indukcji magnetycznej w silowniku 8-biegunowym dokonano przy wyjętym wirniku, wzdłuż linii pomiarowej oddalonej od stojana o 1 mm (Rys. 7.11). Pomiar wykonano w połowie długości pakietu, przy przesuwaniu sondy pomiarowej o kąt $22,5^\circ$. Pomiar składowej normalnej (B_n) zrealizowano dla dwóch przypadków zasilania uzwojeń elektromagnesów: w pierwszym przypadku zasilono jedynie uzwojenie pierwszego elektromagnesu prądem o wartości 3 A (Rys. 7.12), natomiast w drugim przypadku wszystkie uzwojenia zasilono prądem o wartości 3 A (Rys. 7.13).



Rys. 7.11. Położenie odcinka pomiarowego wewnątrz stojana silownika 8-biegunowego



Rys. 7.12. Przebieg składowej B_n indukcji magnetycznej wzdłuż linii pomiarowej przy zasilaniu pierwszego uzwojenia silownika 8-biegunowego prądem o wartości 3 A



Rys. 7.13. Przebieg składowej B_n indukcji magnetycznej wzdłuż linii pomiarowej przy zasilaniu wszystkich uzwojeń silownika 8-biegunowego prądem o wartości 3 A

W obu przypadkach pomiaru indukcji magnetycznej otrzymano dobrą zgodność pomiarów z obliczeniami. Różnice pomiędzy wynikami nie przekroczyły kilku procent, co potwierdza poprawność modelu obliczeniowego.

7.2.2. Pomiar indukcyjności uzwojeń

Doświadczalne wyznaczenie indukcyjności uzwojeń siłownika 12-biegunowego oraz 8-biegunowego wykonano z użyciem miernika RLC MT-4090 firmy Motech. Pomiar indukcyjności dokonano przy częstotliwości 100 Hz oraz napięciu skutecznym zasilania uzwojeń równym 1 V. Dokładność pomiarów zgodnie z notą katalogową producenta wynosi $\pm 0,2\%$ [149]. Pomiar indukcyjności zrealizowany dla centralnego położenia wirnika. W tabelach 7.1 i 7.2 przedstawiono wyniki pomiaru oraz obliczeń numerycznych.

Tabela 7.1. Porównanie pomiaru z wynikiem symulacji indukcyjności uzwojeń 12-biegunowego siłownika

Nr uzwojenia	Pomiar	Obliczenia
1	2,41 mH	2,70 mH
2	2,44 mH	2,70 mH
3	2,43 mH	2,70 mH
4	2,40 mH	2,70 mH

Tabela 7.2. Porównanie pomiaru z wynikiem symulacji indukcyjności uzwojeń 8-biegunowego siłownika

Nr uzwojenia	Pomiar	Obliczenia
1	2,89 mH	3,50 mH
2	2,96 mH	3,50 mH
3	2,94 mH	3,50 mH
4	2,89 mH	3,50 mH

Obliczona wartość indukcyjności jest jednakowa dla wszystkich uzwojeń z uwagi na symetrię geometryczną obiektu analizowanego połowo. Różnice pomiędzy pomiarami a obliczeniami indukcyjności uzwojeń siłownika 12-biegunowego wynoszą ok. 12%. Natomiast różnice w pomiarach i obliczeniach indukcyjności uzwojeń siłownika 8-biegunowego wynoszą ok. 19%. Należy podkreślić, że obliczenia wykonano przy założeniu płasko-równoległości pola magnetycznego. Dlatego też nie uwzględniono rozptywu strumienia głównego na końcach stojana, czyli pola tzw. połączeń czołowych, w związku z czym wartości obliczone zostały zawyżone w stosunku do pomiarów. Błędy te spowodowane są więc przyjętymi uproszczeniami w modelowaniu polowym. Ponadto, modele fizyczne mogą posiadać przypadkowe zwarcia blach powstałe po obróbce mechanicznej wirnika, co niewątpliwie zaniża wartości indukcyjności.

7.2.3. Pomiar siły magnetycznej

W siłownikach łożysk magnetycznych najważniejszym parametrem jest generowana siła magnetyczna. Dlatego też zakres badań weryfikacyjnych musi obejmować przede wszystkim pomiar generowanej siły.

Bezpośredni pomiar siły przyciągania elektromagnesów w funkcji prądu oraz przesunięcia jest bardzo trudny do wykonania, ponieważ wymaga precyzyjnego stanowiska pomiarowego przystosowanego do konkretnego siłownika.

Pośredni pomiar siły magnetycznej można z kolei zrealizować na kilka sposobów. Pierwsza metoda opiera się na pomiarze indukcji magnetycznej B w szczelinie powietrznej [90]. Wówczas siła magnetyczna wyznaczana jest ze wzoru:

$$F = \frac{B^2 A_a}{\mu_0} \quad (7.1)$$

gdzie A_a to pole powierzchni nabiegownika, μ_0 to przenikalność magnetyczna próżni.

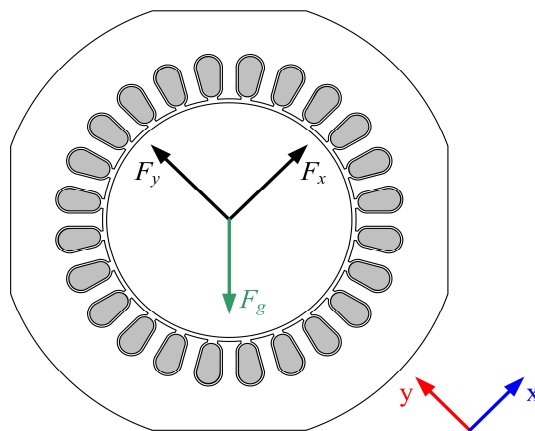
Niestety metoda ta wykazuje istotną wadę – czujnik hallotronowy należy umieścić w szczelinie powietrznej, co w przypadku wąskich szczelin powietrznych nie jest możliwe. Dlatego też, w takich przypadkach w nabiegownikach siłownika wykonuje się specjalne nacięcia pod czujnik. Drugim, jednakże mniej precyzyjnym sposobem, pomiaru siły jest metoda „ i - s ” [90]. Polega ona na pomiarze prądu sterującego i_{cy} oraz przesunięcia wirnika y , a wartość siły wyznacza się z zależności:

$$F_y = k_{iy} i_{cy} + k_{sy} y \quad (7.2)$$

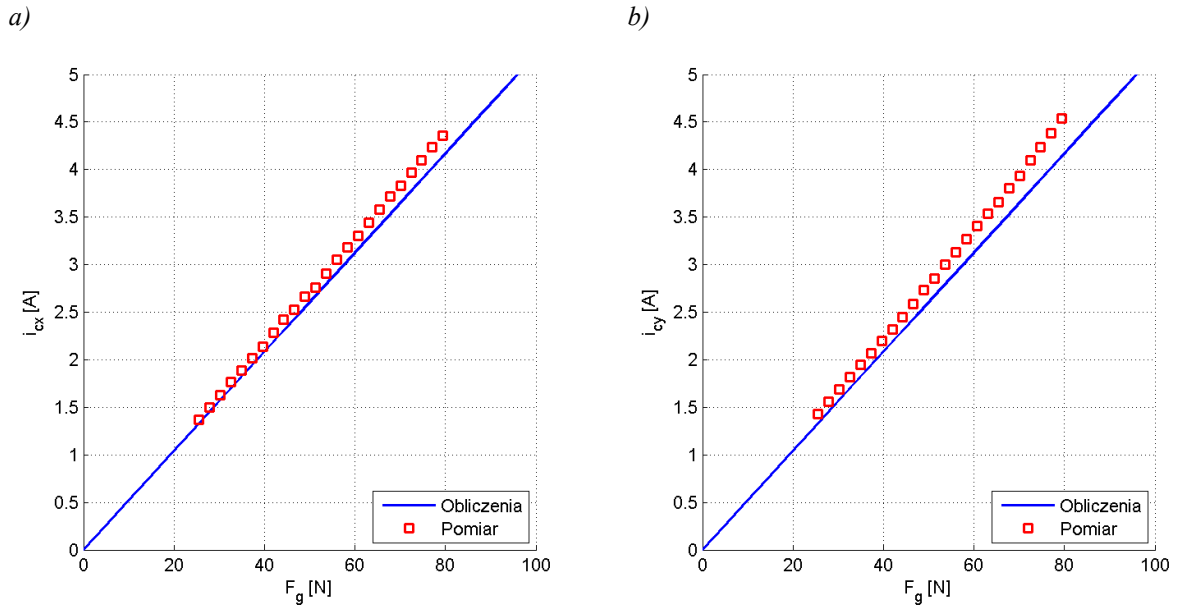
gdzie k_{iy} oraz k_{sy} to sztywność prądowa oraz przemieszczeniowa.

Zaletą tej metody jest łatwość wykonania pomiaru. Jednak pomiar może być obarczony błędami spowodowanymi nasyceniem obwodu magnetycznego, stratami histerezowymi oraz z prądów wirowych. Dodatkowo, dokładność pomiaru silnie zależy od precyzji wyznaczenia sztywności prądowej oraz przemieszczeniowej.

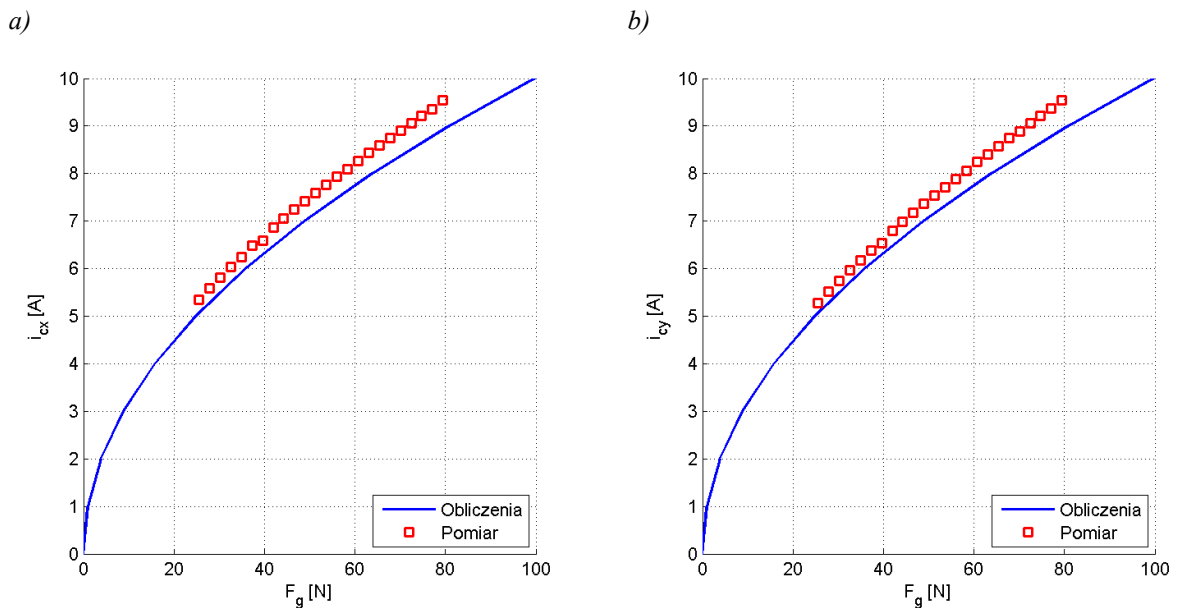
Innym sposobem weryfikacji pomiarowej, zrealizowanym przez autora pracy, jest pomiar prądów sterujących i_{cx} , i_{cy} generowanych przez układ sterowania przy obciążeniu wału zewnętrzną siłą. W analizowanym siłowniku wykorzystano siłę ciężkości, która działa pod kątem 45° w stosunku do osi sterowania x i y (Rys. 7.14). Pomiary wykonano dla dwóch wariantów zasilania siłownika: prądem bazowym $I_b = 5$ A (Rys. 7.13) i prądem bazowym $I_b = 0$ (Rys. 7.14).



Rys. 7.14. Rozkład sił działających na wirnik siłownika AEM



Rys. 7.15. Prądy sterujące: a) i_{cx} , b) i_{cy} generowane przez układ sterowania pod wpływem siły ciężkości F_g przy zasilaniu siłownika prądem bazowym $I_b = 5 A$



Rys. 7.16. Prądy sterujące: a) i_{cx} , b) i_{cy} generowane przez układ sterowania pod wpływem siły ciężkości F_g przy zasilaniu siłownika prądem bazowym $I_b = 0$

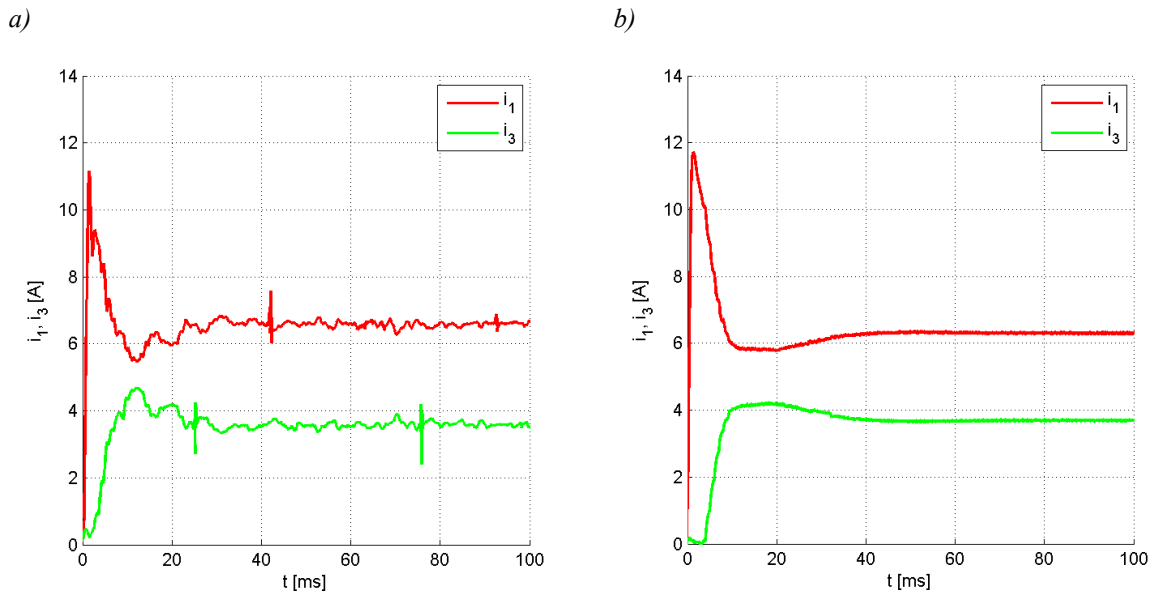
Największe niezgodności pomiędzy pomiarem a symulacją otrzymano dla maksymalnej siły z jaką obciążono siłownik, czyli $F_g = 80 N$. Dla prądu bazowego $I_b = 5 A$ różnica wyniosła 5,0% dla osi x oraz 8,8% dla osi y , natomiast dla prądu bazowego $I_b = 0 A$ różnica wyniosła 6,6% dla osi x oraz 6,6% dla osi y .

7.3. CHARAKTERYSTYKI DYNAMICZNE

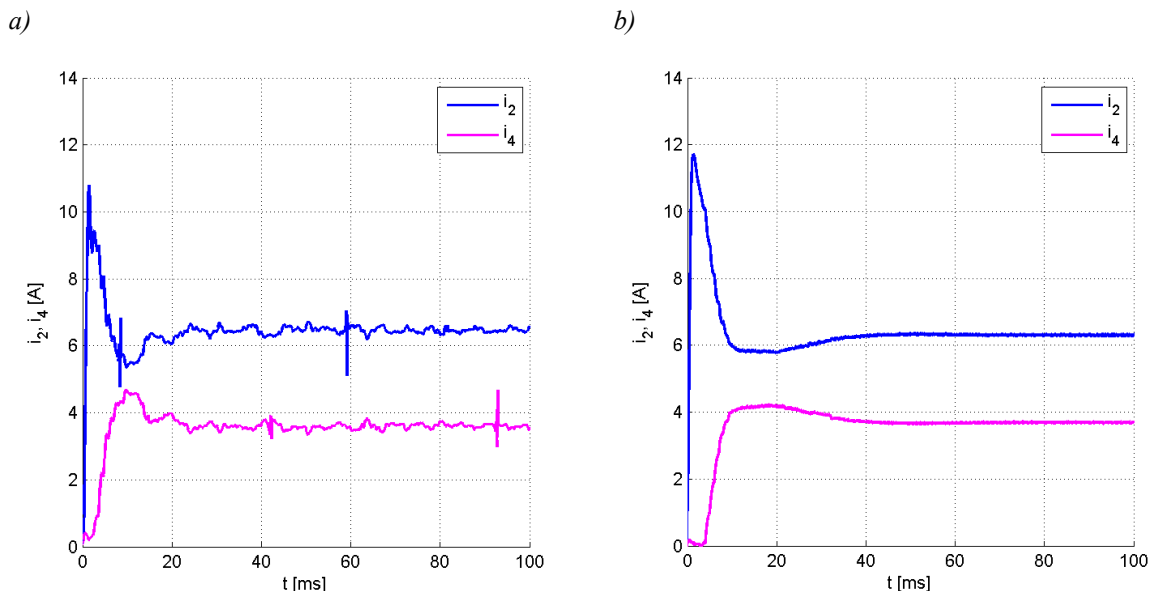
W podrozdziale 6.1 przedstawiono charakterystyki dynamiczne 12-biegunowego siłownika uzyskane w wyniku symulacji na podstawie zaproponowanego modelu polowo-obwodowego. Jednakże przydatność tego modelu do analizy dynamicznych stanów pracy siłownika AŁM wymaga konfrontacji z pomiarami laboratoryjnymi. Badania

eksperymentalne charakterystyk dynamicznych przeprowadzono z użyciem stanowiska badawczego opisanego w podrozdziale 7.1. Parametry układu sterowania siłownikiem przyjęły takie same wartości jak w modelu symulacyjnym.

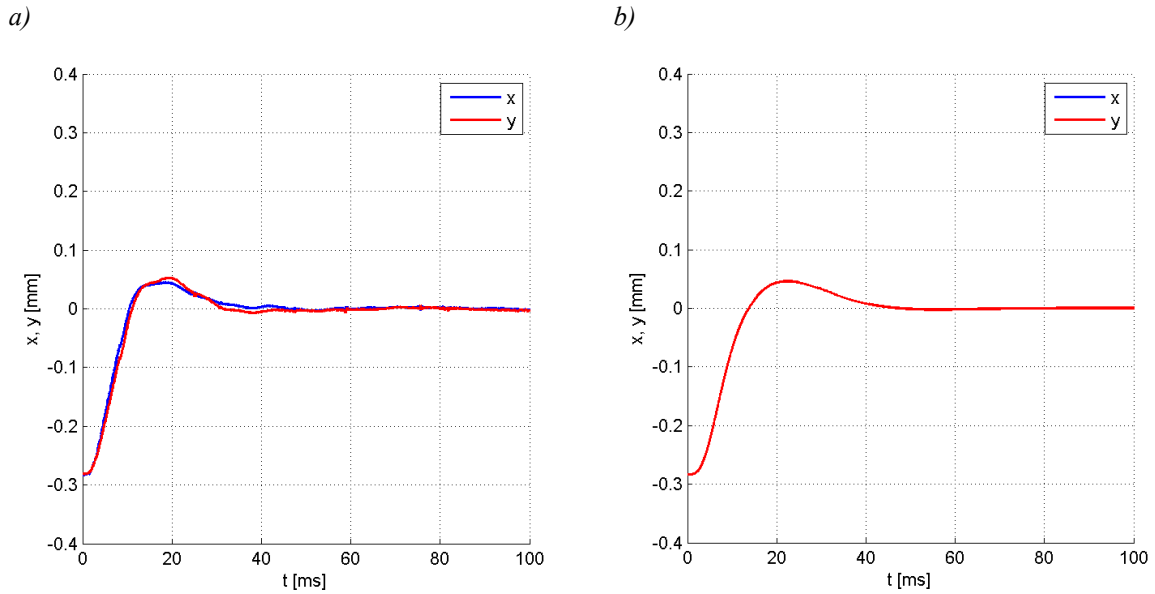
Na rysunkach 7.17 – 7.20 przedstawiono zmianę wartości prądów i położenia wirnika przy jego podnoszeniu. Należy przypomnieć, iż luz łożyskowy wynosił 0,4 mm, czyli wirnik w stanie spoczynkowym jest położony w punkcie $x = -0,28$ mm oraz $y = -0,28$ mm.



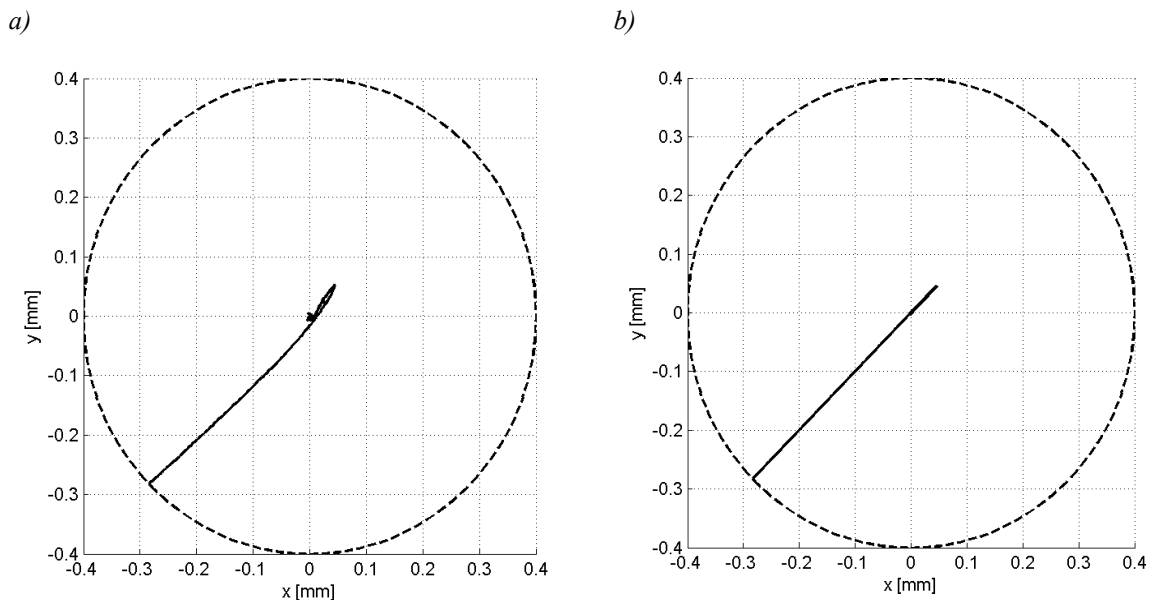
Rys. 7.17. Przebieg prądu w elektromagnesach 1 i 3 w trakcie podnoszenia wirnika:
a) pomiary, b) obliczenia



Rys. 7.18. Przebieg prądu w elektromagnesach 2 i 4 w trakcie podnoszenia wirnika:
a) pomiary, b) obliczenia



Rys. 7.19. Zmiana położenia wirnika w osi x oraz y w trakcie podnoszenia wirnika:
a) pomiary, b) obliczenia

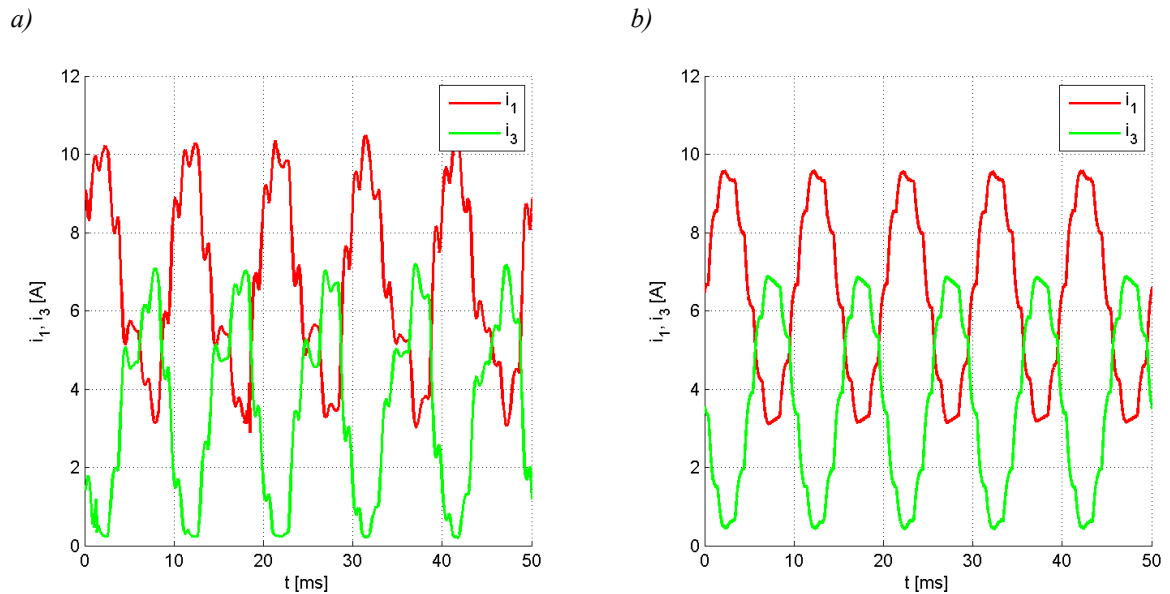


Rys. 7.20. Trajektoria ruchu środka geometrycznego wirnika w trakcie podnoszenia wirnika:
a) pomiary, b) obliczenia

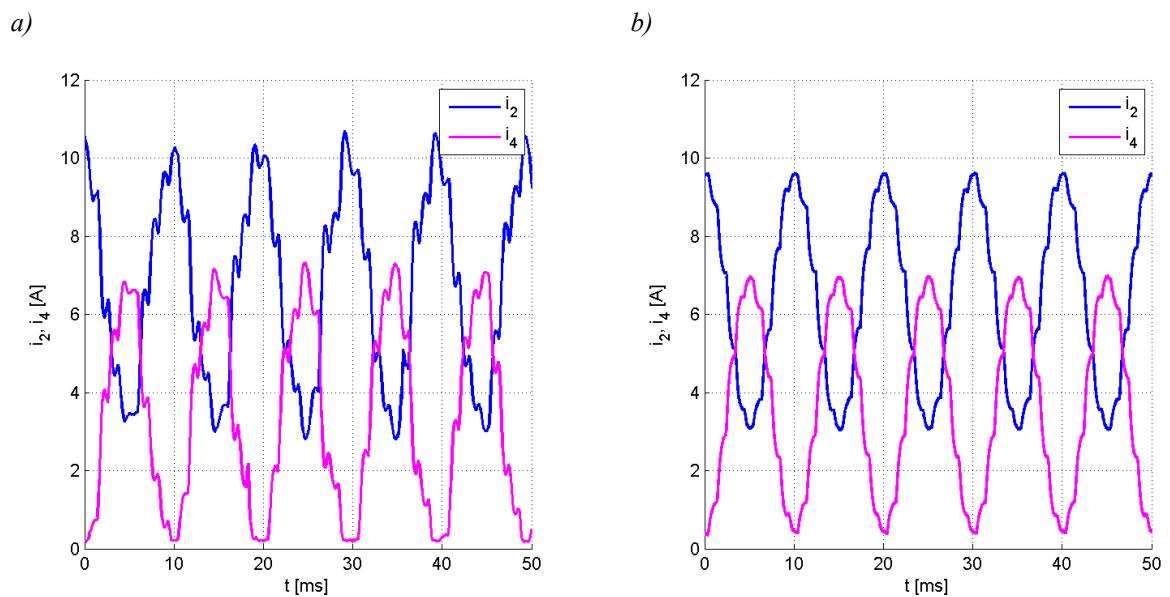
Porównanie pomiarów i obliczeń w przypadku podnoszenia wirnika ze stanu spoczynkowego wykazało dużą zgodność. Widoczne w przebiegach prądu „piki” spowodowane są zakłóceniami elektromagnetycznymi, które generuje impulsowy wzmacniacz mocy. Prądy sterujące w obu osiach sterowania i_{cy} oraz i_{cx} w stanie ustalonym dla modelu fizycznego wynoszą odpowiednio 1,53 A oraz 1,59 A i są większe w stosunku do modelu obliczeniowego.

Na rysunkach 7.21 – 7.24 przedstawiono przebiegi prądów w czasie pracy silownika AŁM przy prędkości obrotowej $n = 6\ 000$ obr/min. W stosunku do modelu symulacyjnego widoczna jest większa amplituda prądów wymuszanych w elektromagnesach. Na wykresie trajektorii ruchu środka geometrycznego wirnika (Rys. 7.24a) widać, iż wirnik nie porusza

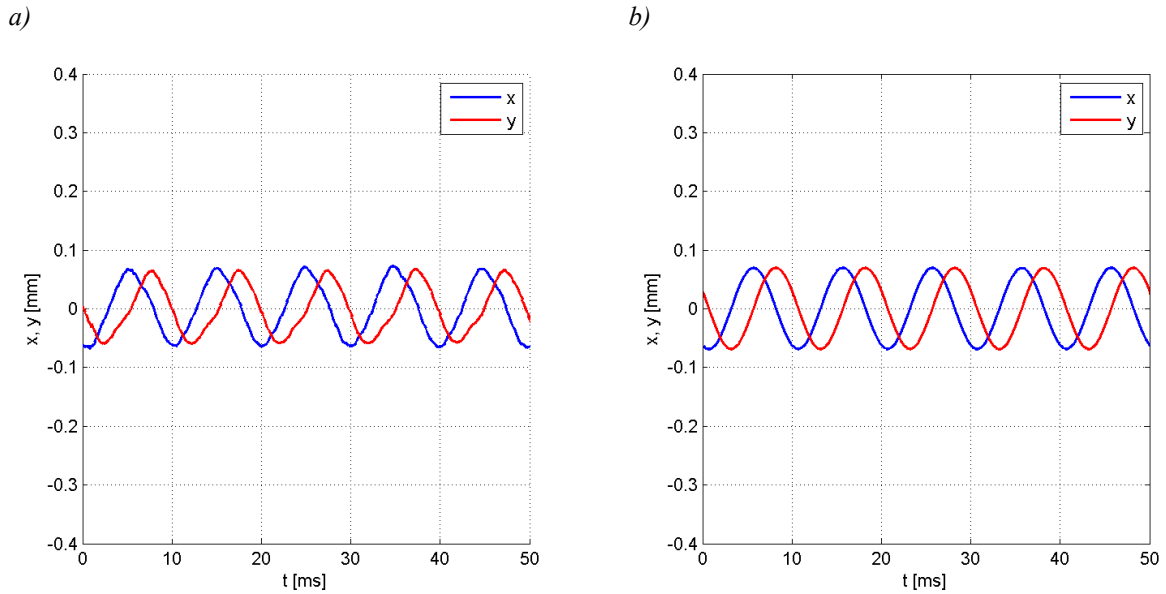
się po okręgu. Przyczyną tego może być nierównomierność ścieżki pomiarowej czujników położenia, tzw. run-out [35].



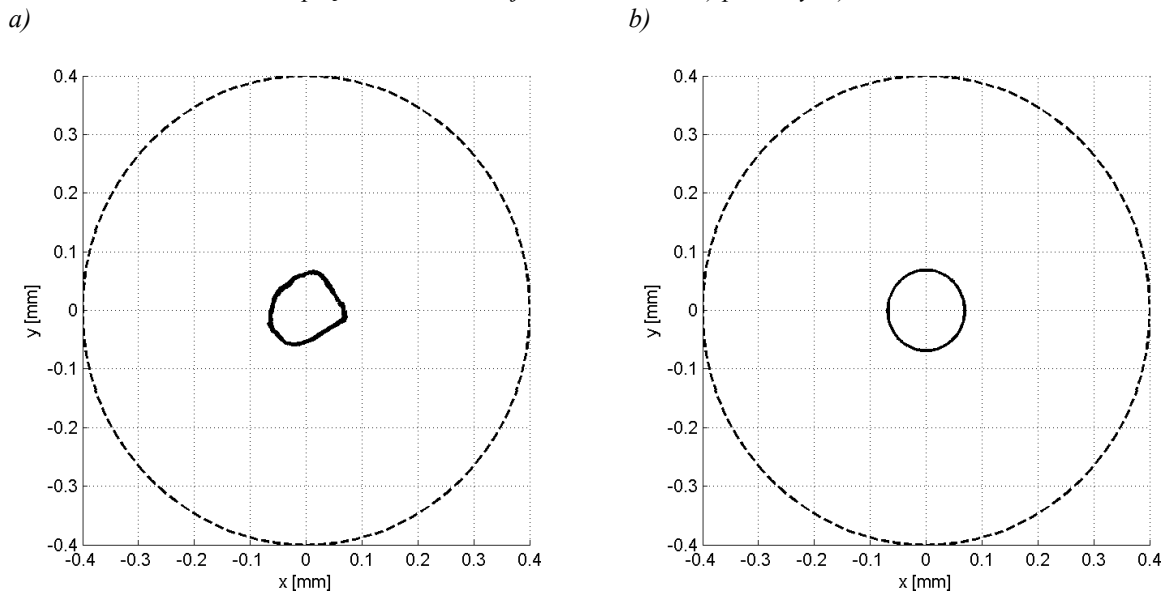
Rys. 7.21. Przebieg prądów w elektromagnesach 1 i 3 podczas stabilizacji wirnika dla prędkości obrotowej 6 000 obr/min: a) pomiary, b) obliczenia



Rys. 7.22. Przebieg prądów w elektromagnesach 2 i 4 podczas stabilizacji wirnika dla prędkości obrotowej 6 000 obr/min: a) pomiary, b) obliczenia



Rys. 7.23. Zmiana położenia wirnika w osi x oraz y podczas stabilizacji wirnika dla prędkości obrotowej 6 000 obr/min: a) pomiary, b) obliczenia



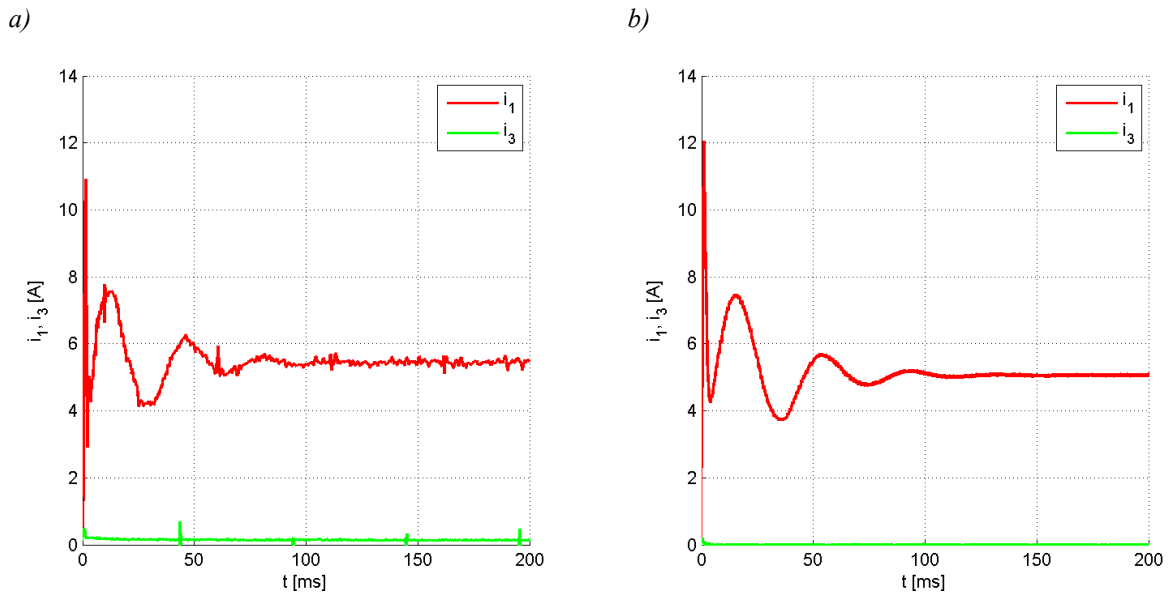
Rys. 7.24. Trajektoria ruchu środka geometrycznego wirnika podczas stabilizacji wirnika dla prędkości obrotowej 6 000 obr/min: a) pomiary, b) obliczenia

Czas regulacji t_R oraz wskaźnik J_3 przyjmują różne wartości w obu osiach dla modelu rzeczywistego, dlatego też w tabeli 7.3 przedstawiono je w odrębnych pozycjach. Tabela ta przedstawia porównanie wartości wskaźników oceny stanów dynamicznych 12-biegunowego siłownika dla prądu bazowego $I_b = 5$ A.

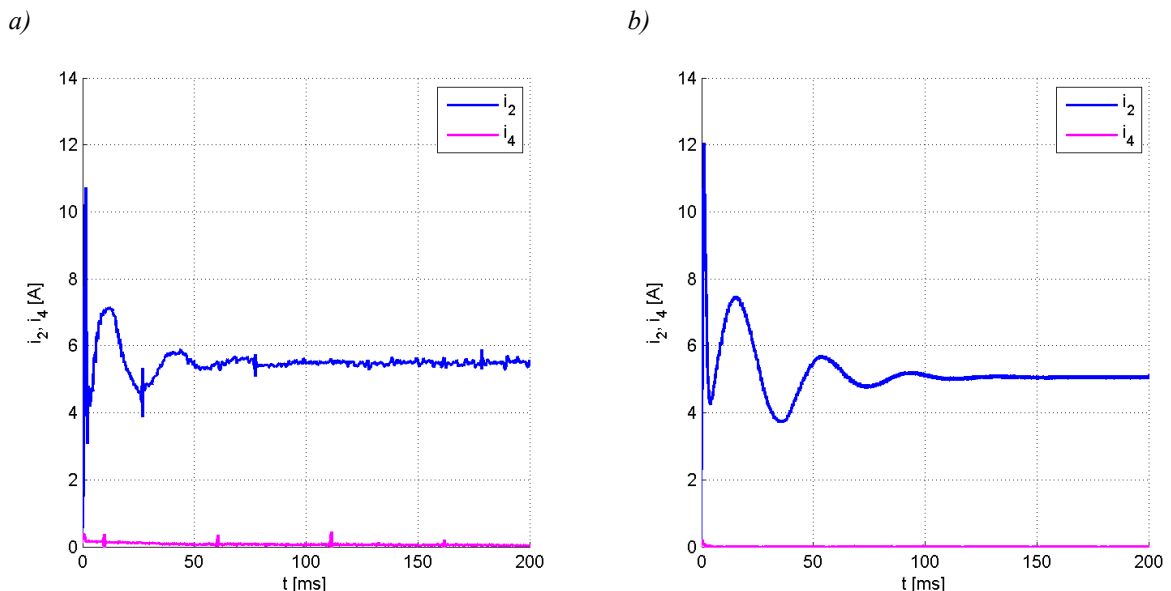
Tabela 7.3. Zestawienie wartości wskaźników oceny stanów dynamicznych 12-biegunowego siłownika AEM dla prądu bazowego $I_b = 5$ A

	t_{Rx} [ms]	t_{Ry} [ms]	J_{1x} [mm ² s]	J_{1y} [mm ² s]	J_3 [μm]
Pomiary	29,1	28,5	$4,1 \cdot 10^{-4}$	$4,3 \cdot 10^{-4}$	73,9
Symulacja	36,8	36,8	$5,1 \cdot 10^{-4}$	$5,1 \cdot 10^{-4}$	69,7

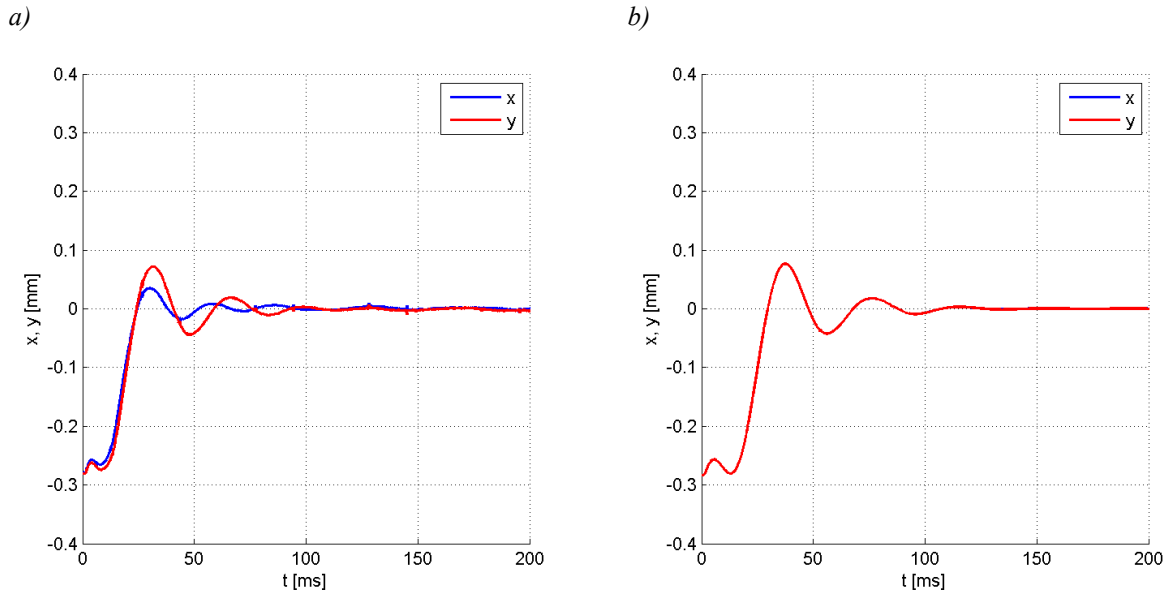
Na rysunkach 7.25 – 7.28 przedstawiono przebieg prądów oraz przemieszczenia wirnika dla prądu bazowego $I_b = 0$. W tym wariancie pracy siłownika AŁM przebiegi czasowe prądów w uzwojeniach oraz położenia wirnika różnią się pomiędzy osiami sterowania. Czas regulacji w osi y wynosi $t_{Ry} = 70,5$ ms i jest większy niż czas regulacji w osi x ($t_{Rx} = 47,4$ ms). Prądy sterujące w obu osiach w stanie ustalonym różnią się nieznacznie i wynoszą $i_{cy} = 5,38$ A, $i_{cx} = 5,24$ A. Jednakże mają większe wartości niż prądy sterujące uzyskane w wyniku symulacji ($i_{cy} = 5,09$ A, $i_{cx} = 5,09$ A).



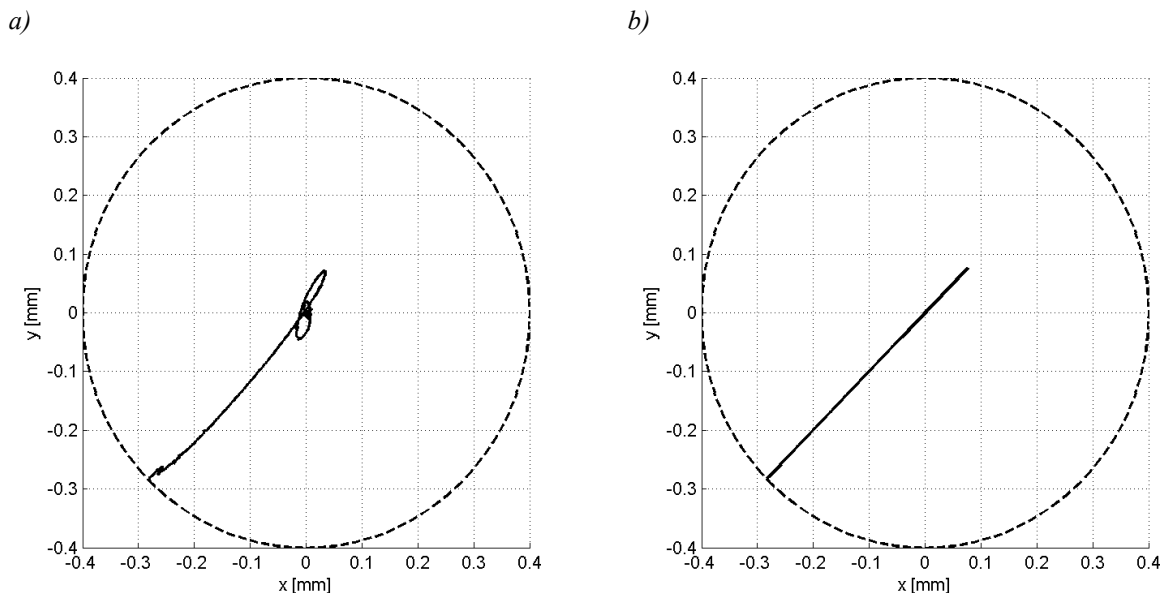
Rys. 7.25. Przebieg prądu w elektromagnesach 1 i 3 w trakcie podnoszenia wirnika dla $I_b = 0$ A:
a) pomiary, b) obliczenia



Rys. 7.26. Przebieg prądu w elektromagnesach 2 i 4 w trakcie podnoszenia wirnika dla $I_b = 0$ A:
a) pomiary, b) obliczenia

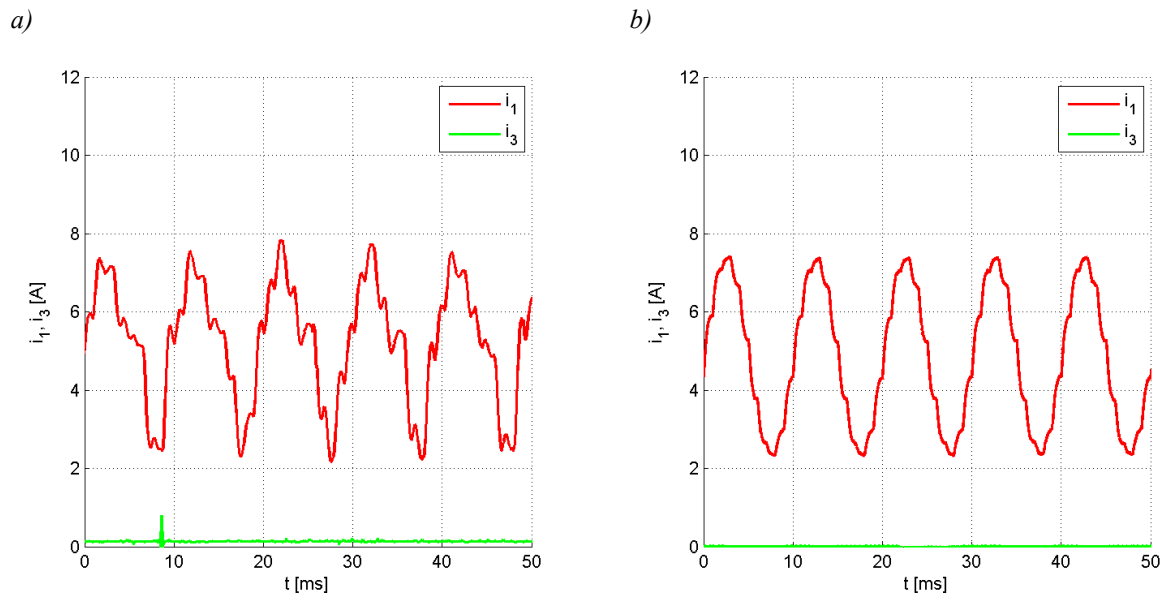


Rys. 7.27. Zmiana położenia wirnika w osi x oraz y w trakcie podnoszenia wirnika dla $I_b = 0$ A:
a) pomiary, b) obliczenia

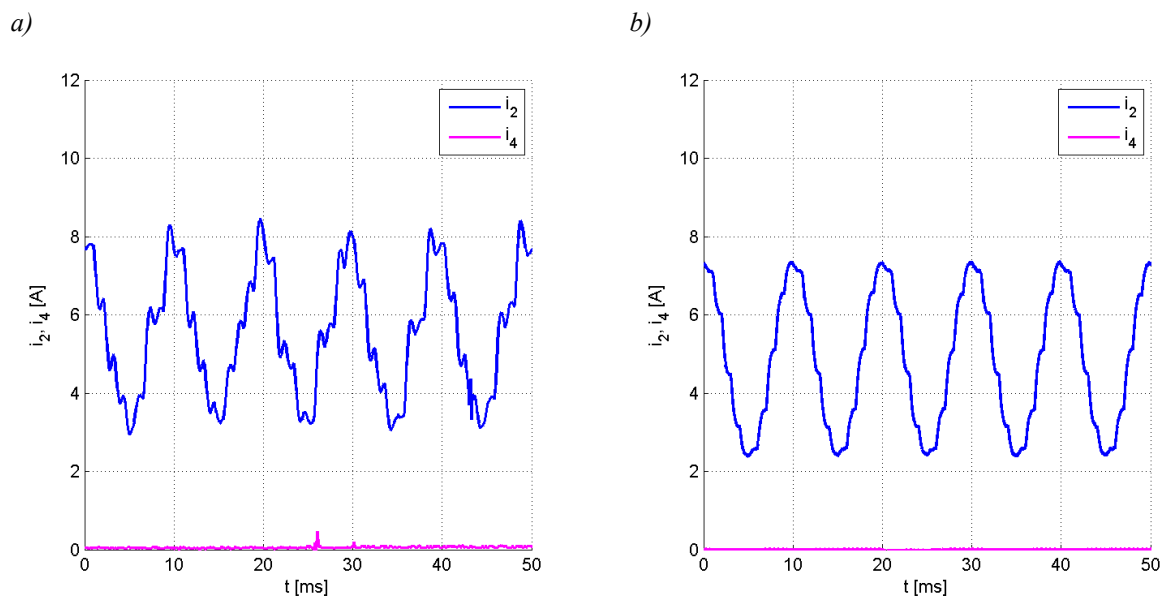


Rys. 7.28. Trajektoria ruchu środka geometrycznego wirnika w trakcie podnoszenia wirnika dla $I_b = 0$ A:
a) pomiary, b) obliczenia

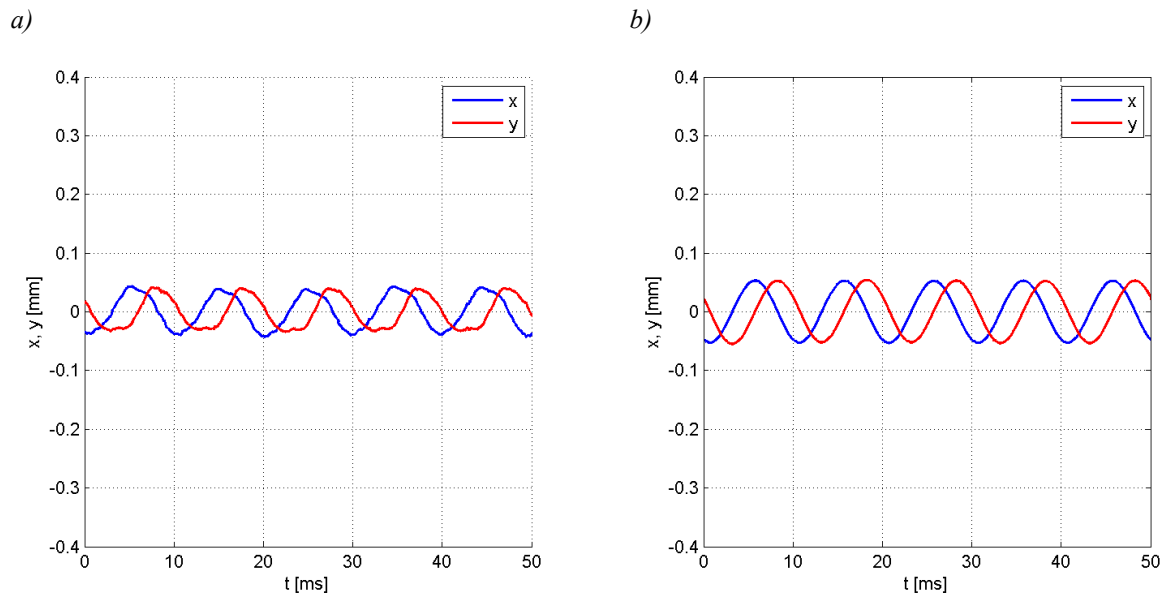
Na rysunkach 7.29 – 7.32 przedstawiono przebieg prądów oraz przemieszczenia wirnika podczas wirowania wału z prędkością obrotową $n = 6\,000$ obr/min. W tym wypadku również występują różnice w przebiegach czasowych prądów wzbudzających elektromagnesy w osiach x i y . Wchylenie środka geometrycznego wirnika jest mniejsze w modelu fizycznym i wynosi $J_3 = 46,7$ μm .



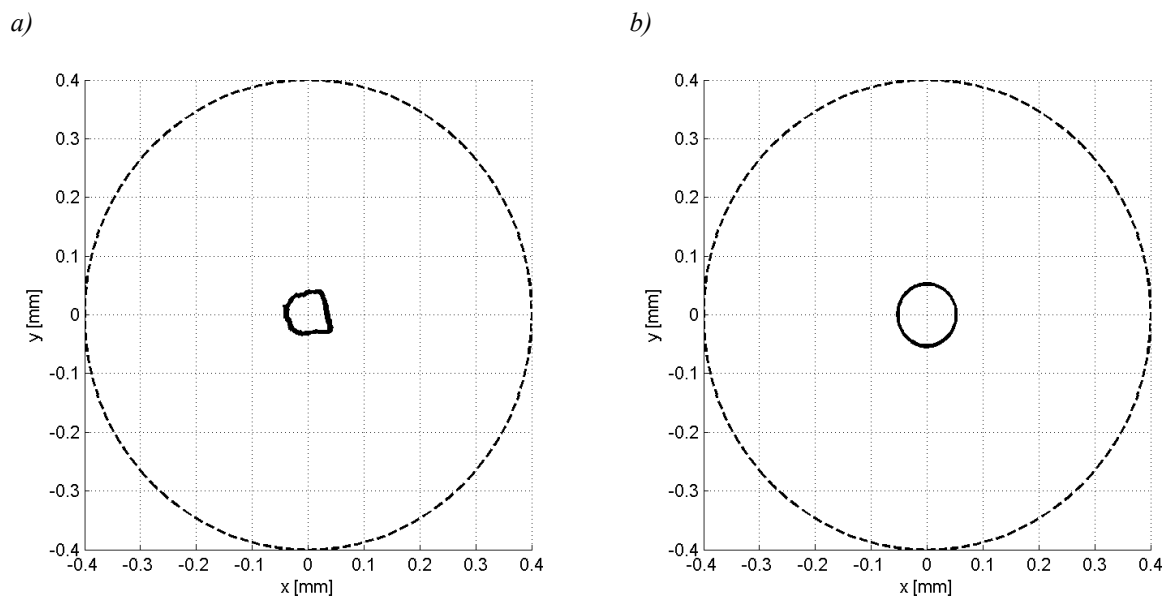
Rys. 7.29. Przebieg prądów w elektromagnesach 1 i 3 podczas stabilizacji wirnika dla prędkości obrotowej 6 000 obr/min: a) pomiary, b) obliczenia



Rys. 7.30. Przebieg prądów w elektromagnesach 2 i 4 podczas stabilizacji wirnika dla prędkości obrotowej 6 000 obr/min: a) pomiary, b) obliczenia



Rys. 7.31. Zmiana położenia wirnika w osi x oraz y podczas stabilizacji wirnika dla prędkości obrotowej 6 000 obr/min: a) pomiary, b) obliczenia



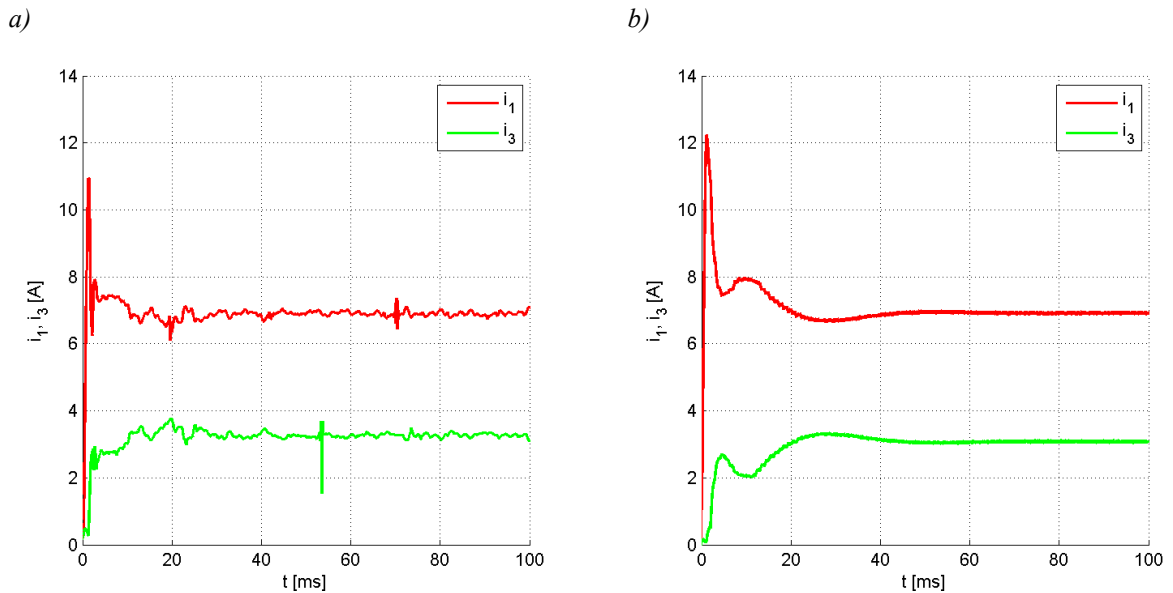
Rys. 7.32. Trajektoria ruchu środka geometrycznego wirnika podczas stabilizacji wirnika dla prędkości obrotowej 6 000 obr/min: a) pomiary, b) obliczenia

W tabeli 7.4. zestawiono wartości wskaźników oceny stanów przejściowych.

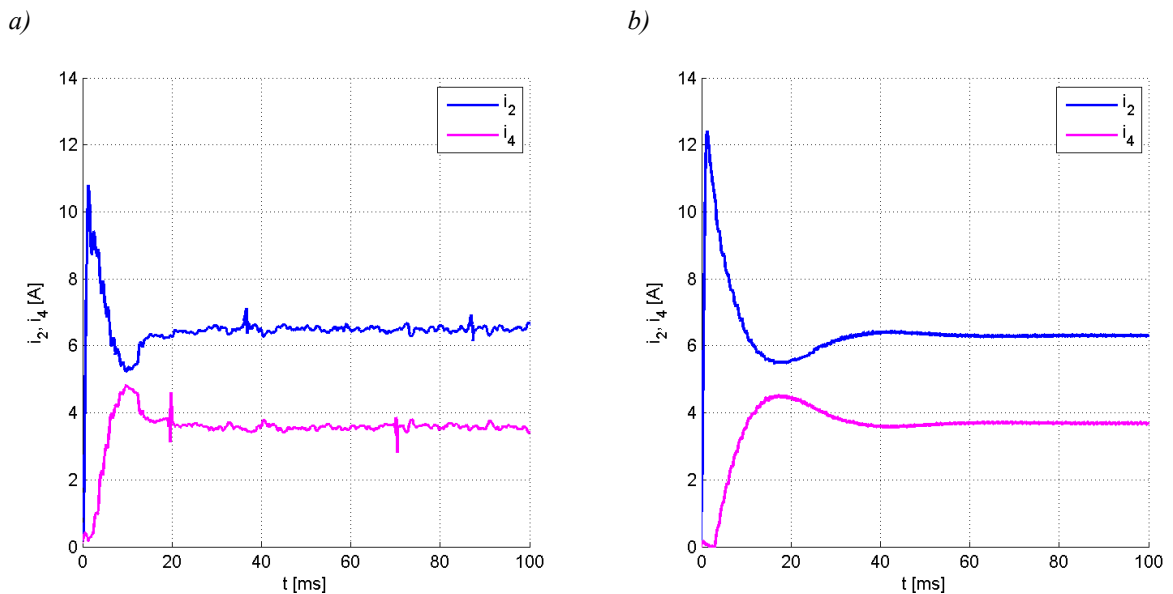
Tabela 7.4. Zestawienie wartości wskaźników oceny stanów dynamicznych 12-biegunowego silownika AEM dla prądu bazowego $I_b = 0 A$

	t_{Rx} [ms]	t_{Ry} [ms]	J_{1x} [mm ² s]	J_{1y} [mm ² s]	J_3 [μm]
Pomiary	47,4	70,5	$11,1 \cdot 10^{-4}$	$12,7 \cdot 10^{-4}$	46,7
Symulacja	80,4	80,4	$16,4 \cdot 10^{-4}$	$16,4 \cdot 10^{-4}$	54,9

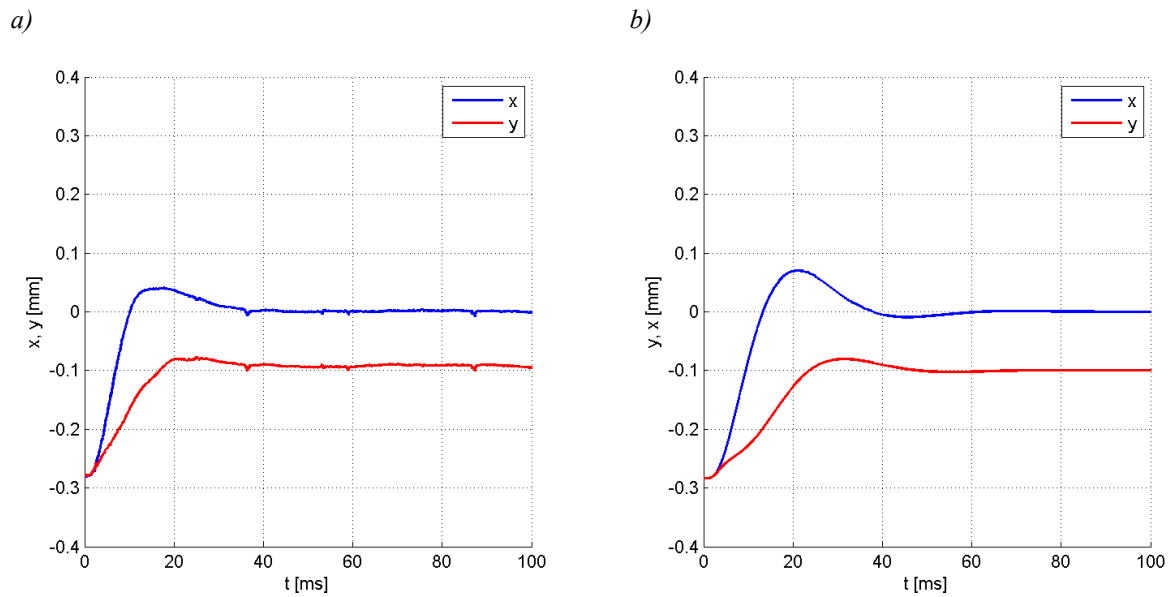
Na rysunkach 7.33 – 7.36 przedstawiono przebieg prądów oraz przemieszczenia wirnika przy jego podnoszeniu dla zadanego położenia przesuniętego względem środka geometrycznego stojana w osi y o $-0,1$ mm. W tym wariancie pracy siłownika prądy sterujące w stanie ustalonym są nieznacznie większe w rzeczywistym obiekcie w stosunku do modelu symulacyjnego i wynoszą odpowiednio $i_{cy} = 1,99$ A w osi y oraz $i_{cx} = 1,63$ A w osi x . Na wykresie przemieszczenia wirnika (Rys. 7.35) można zauważyć większe wychylenie w osi x dla modelu symulacyjnego niż w rzeczywistym obiekcie.



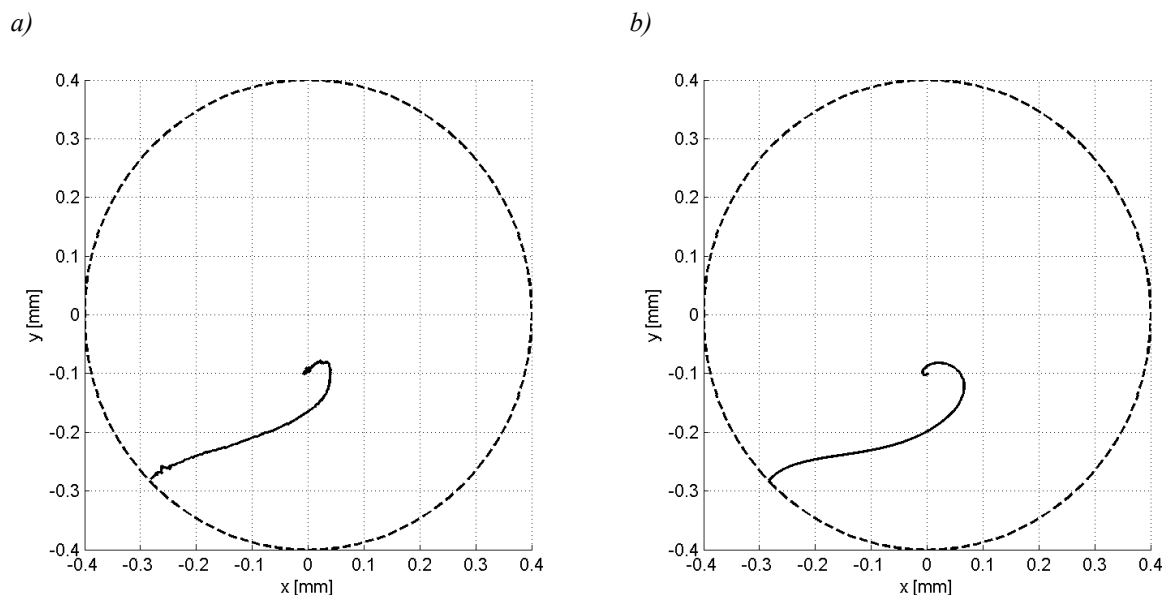
Rys. 7.33. Przebieg prądu w elektromagnesach 1 i 3 w trakcie podnoszenia wirnika dla $y = -0,1$ mm:
a) pomiary, b) obliczenia



Rys. 7.34. Przebieg prądu w elektromagnesach 2 i 4 w trakcie podnoszenia wirnika dla $y = -0,1$ mm:
a) pomiary, b) obliczenia

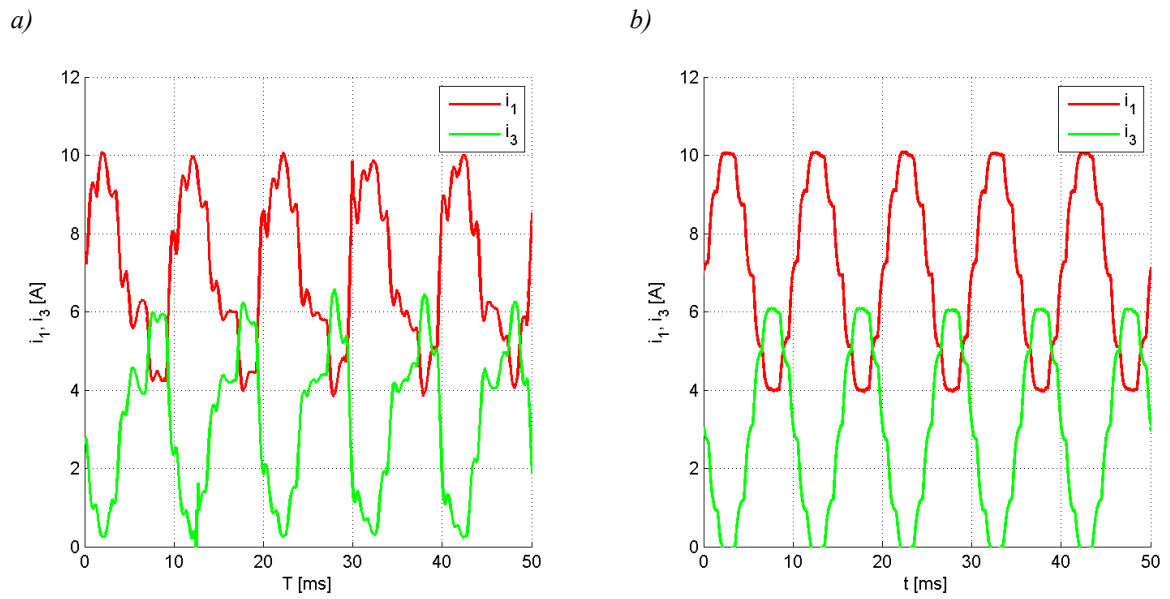


Rys. 7.35. Zmiana położenia wirnika w osi x oraz y w trakcie podnoszenia wirnika dla $y = -0,1$ mm:
a) pomiary, b) obliczenia

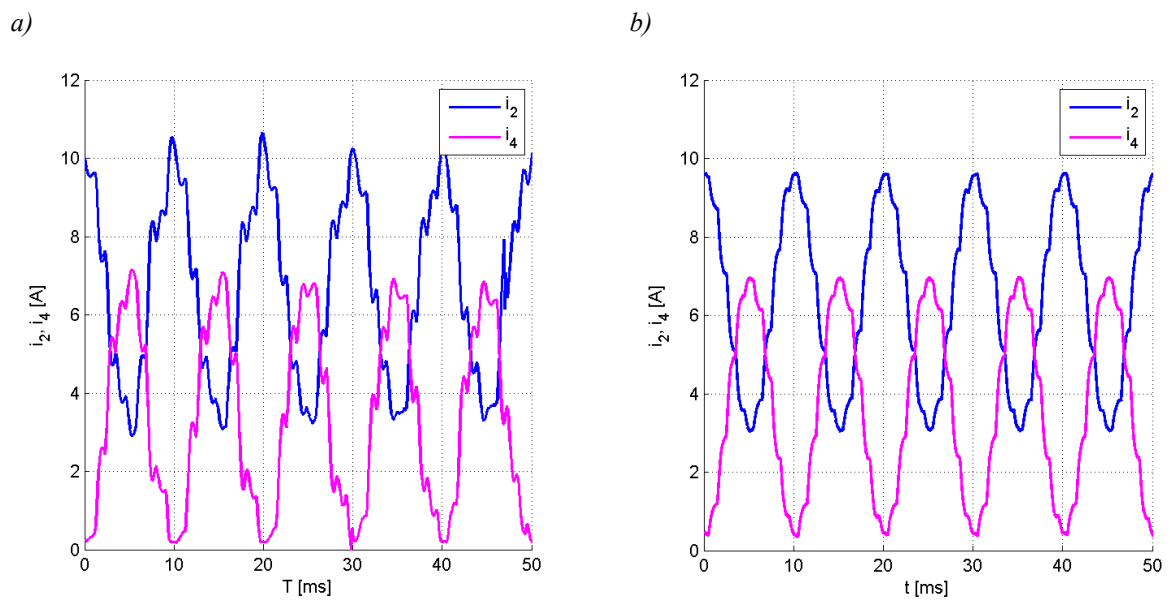


Rys. 7.36. Trajektoria ruchu środka geometrycznego wirnika w trakcie podnoszenia wirnika dla $y = -0,1$ mm:
a) pomiary, b) obliczenia

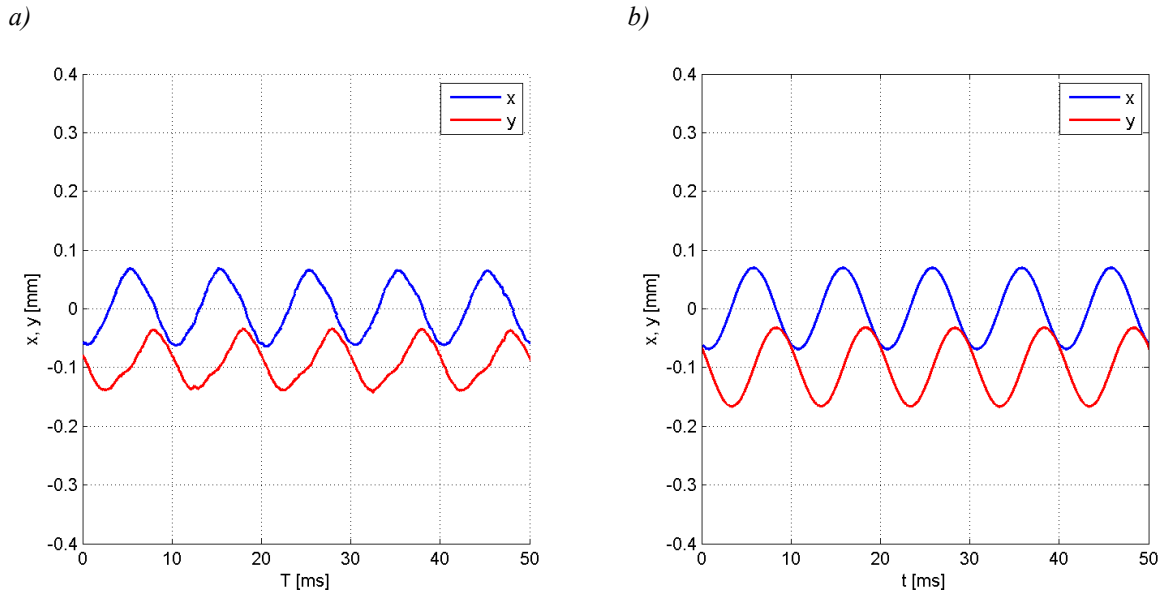
Rysunki 7.37 – 7.40 przedstawiają przebieg prądów oraz przemieszczenia wirnika podczas wirowania wału z prędkością obrotową $n = 6\,000$ obr/min. Podobnie jak w poprzednich wariantach pracy silownika, w modelu rzeczywistym środek geometryczny wału nie porusza się po okręgu, natomiast jego wychylenie jest mniejsze w porównaniu z modelem symulacyjnym i wynosi $J_3 = 69,2$ μm .



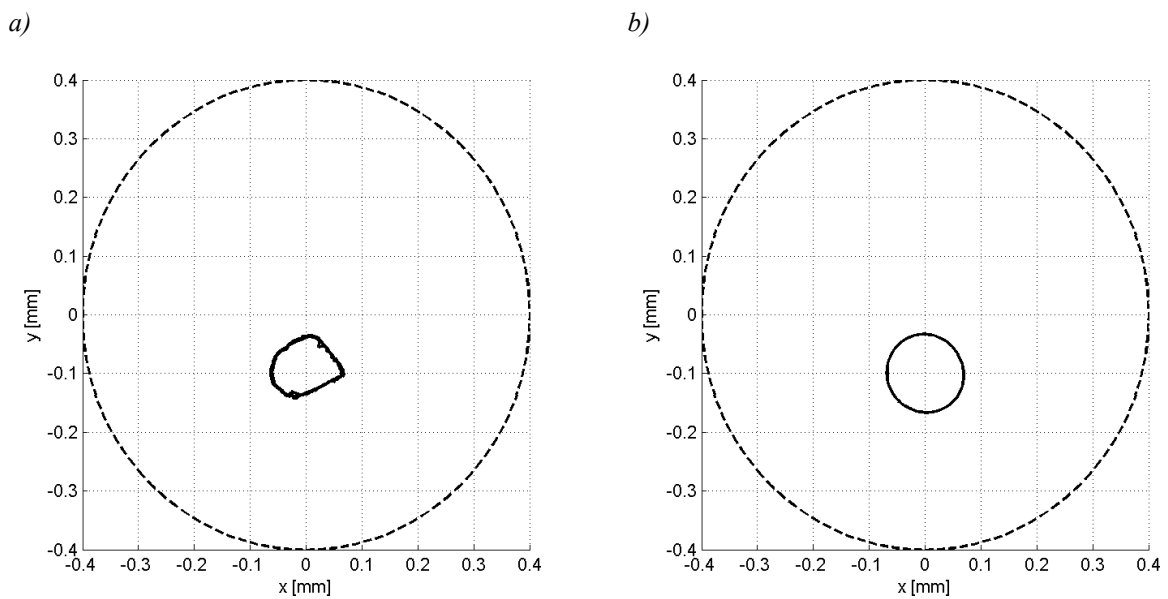
Rys. 7.37. Przebieg prądów w elektromagnesach 1 i 3 podczas stabilizacji wirnika dla prędkości obrotowej 6 000 obr/min: a) pomiary, b) obliczenia



Rys. 7.38. Przebieg prądów w elektromagnesach 2 i 4 podczas stabilizacji wirnika dla prędkości obrotowej 6 000 obr/min: a) pomiary, b) obliczenia



Rys. 7.39. Zmiana położenia wirnika w osi x oraz y podczas stabilizacji wirnika dla prędkości obrotowej 6 000 obr/min: a) pomiary, b) obliczenia



Rys. 7.40. Trajektoria ruchu środka geometrycznego wirnika podczas stabilizacji wirnika dla prędkości obrotowej 6 000 obr/min: a) pomiary, b) obliczenia

W tabeli 7.5 zestawiono wartości wskaźników oceny stanów przejściowych.

Tabela 7.5. Zestawienie wartości wskaźników oceny stanów dynamicznych 12-biegunowego silownika AEM dla $y = -0,1$ mm

	t_{Rx} [ms]	t_{Ry} [ms]	J_{1x} [mm ² s]	J_{1y} [mm ² s]	J_3 [μm]
Pomiary	28,4	30,8	$3,8 \cdot 10^{-4}$	$2,1 \cdot 10^{-4}$	69,2
Symulacja	33,5	37,3	$5,4 \cdot 10^{-4}$	$3,2 \cdot 10^{-4}$	69,7

Charakterystyki uzyskane w wyniku symulacji, jak również te uzyskane w wyniku pomiarów ukazują dobrą zgodność modelu symulacyjnego z rzeczywistością. Jednak, w obiekcie rzeczywistym zauważalna jest asymetria w przebiegach czasowych pomiędzy osiami x i y . Różnice te mogą być spowodowane m.in.: nierównymi sztywnościami siłownika w osiach x i y , jak również niedokładności geometrycznej ścieżki pomiarowej na tulei pod czujnikami położenia. Nierównomierne sztywności siłownika mogą być skutkiem błędnego ustalenia położenia środka geometrycznego stojana, jak również niedokładnością wykonania stojana siłownika AŁM.

8. PODSUMOWANIE I WNIOSKI

Przeprowadzone badania miały na celu teoretyczną i praktyczną weryfikację tezy, według której analiza polowo-obwodowa umożliwia, na etapie projektowania komputerowego, wyznaczenie charakterystyk pracy aktywnego łożyska magnetycznego (AŁM) oraz pozwala na dobór parametrów jego układu sterowania. Wobec powyższego, w ramach pracy zbudowano model polowo-obwodowy, który zapewnia dobre (dla celów technicznych) odzwierciedlenie zjawisk fizycznych zachodzących w badanych siłownikach aktywnych łożysk magnetycznych. Na podstawie stworzonych modeli numerycznych obliczono parametry oraz charakterystyki statyczne i dynamiczne siłowników AŁM.

W aplikacjach przemysłowych do łożyskowania maszyn obrotowych najczęściej stosowany jest siłownik 8-biegunowy. Dlatego też w pracy (rozdz. 4) przedstawiono wpływ zmian konstrukcyjnych obwodu magnetycznego tego siłownika na jego parametry elektromagnetyczne. Przeanalizowano między innymi warianty z różnymi długościami szczelin powietrznych. Zbadano wpływ sposobów magnesowania obwodu magnetycznego na parametry tego siłownika. Uwzględniając różne materiały i różne kształty nabiegunków elektromagnesów obliczono parametry statyczne siłownika AŁM. Korzystny wpływ na parametry elektromagnetyczne siłownika ma nie tylko zmniejszenie szczeliny powietrznej między stojanem a wirnikiem, lecz także stosowanie materiałów magnetycznych o stosunkowo stromej charakterystyce magnesowania, co zwiększa sztywność prądową. Natomiast separacja magnetyczna poszczególnych elektromagnesów powoduje znaczne obniżenie współczynnika zmienności siły magnetycznej działającej na wał łożyska. Wykonane obliczenia wielowariantowe stanowią wskazówki do dalszych badań optymalizacyjnych mających na celu maksymalizację generowanej siły i minimalizację jej zmian w czasie pracy łożyska.

Metoda polowo-obwodowa, zaproponowana w niniejszej pracy, pozwala na analizę stanów pracy siłownika AŁM dla różnych prądów bazowych, które powodują linearyzację charakterystyki siły generowanej przez siłownik. W rozprawie zbadano charakterystyki pracy zawieszenia magnetycznego dla prądu bazowego równego połowie wartości prądu maksymalnego oraz wariantu, w którym prąd bazowy jest równy zero. W drugim przypadku otrzymano nieliniową charakterystykę siły, co negatywnie wpływa na współpracę regulatora PID z siłownikiem AŁM. Jednakże w rozprawie dowiedziono, że jest możliwa praca siłownika AŁM przy braku prądu bazowego. Taki wariant sterowania jest niekorzystny, bowiem powoduje wydłużenie czasu regulacji, którego przyczyną jest znaczne obniżenie sztywności prądowej oraz przemieszczeniowej siłownika AŁM.

Opracowany model obliczeniowy umożliwia wyznaczenie charakterystyk siłownika AŁM z uwzględnieniem różnego rodzaju sił zakłócających. Uzyskane w ten sposób charakterystyki określają możliwości zastosowania zaprojektowanego łożyska

magnetycznego do konkretnej aplikacji bez potrzeby budowy kosztownych modeli prototypowych. Co więcej, przedstawiona metoda polowo-obwodowa może być pomyślnie wykorzystana do badania innych typów promieniowych siłowników łożysk magnetycznych sterowanych w układzie różnicowym, w tym siłowników hybrydowych.

Do stanów dynamicznych siłownika AŁM, które przeanalizowano w dysertacji, należy podnoszenie wirnika ze stanu spoczynkowego i obciążenie go siłą zakłócającą. Siła ta może występować w postaci skoku jednostkowego lub zmieniać się sinusoidalnie. Charakter sił zakłócających pracę siłownika AŁM odpowiada stanom jakie zwykle występują w maszynach łożyskowanych magnetycznie. Przykładowo, w czasie obróbki skrawaniem jest to siła, z jaką nóż skrawający działa na obrabiany materiał. W czasie pracy maszyn wirujących nieuniknione są niewyważenia wirnika, co właśnie skutkuje siłą o charakterze oscylacyjnym.

Podczas analizy pracy aktywnych łożysk magnetycznych nie można pominąć układu sterowania, gdyż decyduje on o właściwościach dynamicznych całego systemu. Zaimplementowany w modelu fizycznym układ sterowania ma strukturę hierarchiczną, w której nadrzędnymi elementami są regulatory położenia wirnika (w osi x i y). Natomiast podrzędne elementy to impulsowe wzmacniacze mocy sterowane przez regulatory prądu.

W pracy przedstawiono sposób doboru współczynników regulatorów, który bazuje na parametrach samego siłownika, czyli sztywnościach prądowych i przemieszczeniowych oraz indukcyjnościach i rezystancjach uzwojeń. Dzięki temu obliczenia polowe w bezpośredni sposób umożliwiają wyznaczenie współczynników całego układu sterowania łożyskiem magnetycznym.

Przedstawione w rozdziale siódmym wyniki weryfikacji pomiarowej obliczeń pozwalają na stwierdzenie, że zaproponowany model numeryczny odzwierciedla charakterystyki rzeczywistego obiektu z wystarczającą dla celów technicznych dokładnością. Podstawą stanowiska badawczego, które pozwoliło na weryfikację pomiarową wykonanych symulacji komputerowych siłownika AŁM, był zbudowany przez autora dedykowany system mikroprocesorowy.

Podsumowując przedstawione w pracy rozważania można stwierdzić, że założone na wstępie cele pracy zostały osiągnięte, a postawiona teza – udowodniona.

Do najważniejszych rezultatów i wyników uzyskanych w ramach pracy autor zalicza:

- opracowanie modeli polowych oraz wyznaczenie na ich podstawie wartości parametrów elektromagnetycznych siłowników AŁM,
- przeanalizowanie wpływu zmian konstrukcyjnych obwodu magnetycznego na parametry siłownika AŁM,
- opracowanie komputerowego narzędzia do kompleksowej i efektywnej symulacji ustalonych i dynamicznych stanów pracy siłownika AŁM z uwzględnieniem jego układu sterowania,
- opracowanie i wykonanie układu zasilania i regulacji siłownika AŁM umożliwiającego realizację zadań sterowania w czasie rzeczywistym.

BIBLIOGRAFIA

- [1] Abulrub A.-H. G., Sahinkaya M. N., Burrows C. R., Keogh P. S.: *Adaptive Control of Active Magnetic Bearings to Prevent Rotor-Bearing Contact*, ASME International Mechanical Engineering Congress and Exposition 2006, November 5-10, 2006, Illinois, Chicago, pp. 1-7.
- [2] Aeschlimann B.: *Control Aspects of High Precision Active Magnetic Bearings*, Dissertation, Lausanne, 2002.
- [3] Ahmad A. H., Smaït D. A.: *Modeling and Design of a Prototype Radial Magnetic Bearing System*, Proceedings of the 41st International Universities Power Engineering Conference, September 6-8, 2006, Newcastle-Upon-Tyne, England, pp. 679-684.
- [4] Andersson O., Hofecker P.: *Advances in Soft Magnetic Composites – Materials and Applications*, Proceedings of PowderMet 2009, June 28-July 1, 2009, Los Angeles, USA, pp. 1-12.
- [5] Antila M.: *Electromechanical Properties of Radial Magnetic Bearings*, Dissertation, Espoo, 1998.
- [6] Antila M., Lantto E., Arkkio A.: *Determination of Forces and Linearized Parameters of Radial Active Magnetic Bearings by Finite Element Technique*, IEEE Transaction On Magnetics, Vol. 34, No. 3, May 1998, pp. 684-694.
- [7] Arredondo I., Jugo J.: *Stability Analysis and Robust Control Design on an AMB System*, Proceedings of the 46th IEEE Conference on Decision and Control, December 12-14, 2007, New Orleans, USA, pp. 2199-2204.
- [8] Bangcheng H.: *Modeling and Analysis of Novel Integrated Radial Hybrid Magnetic Bearing for Magnetic Bearing Reaction Wheel*, Chinese Journal of Mechanical Engineering, Vol. 23, No. 5, 2010, pp. 1-8.
- [9] Beams J.W., Holmes F. T.: *Suspension of Rotatable Bodies*, U.S.A patent 2256937, September 23, 1941.
- [10] Beniak R., Wach P.: *Zadania z dynamiki układów elektromechanicznych przy zastosowaniu Maple V*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Opolskiej, Opole, 1999.
- [11] Betschon F., Knospe C. R.: *Reducing Magnetic Bearing Currents via Gain Scheduled Adaptive Control*, IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, Vol. 6, No. 4, December 2001, pp. 437-443.
- [12] Bleuler H.: *Decentralized Control of Magnetic Rotor Bearing Systems*, Dissertation, Zurich, 1984.
- [13] Boehm J., Gerber R., Hartley J. R., Whitley S.: *Development of Active Magnetic Bearings for High Speed Rotors*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 26, No. 5, September 1990, pp. 2544-2546.
- [14] Bolkowski S., Stabrowski M., Skoczylas J., Sikora J., Wincenciak S.: *Komputerowe metody analizy pola elektromagnetycznego*, WNT, Warszawa 1993.
- [15] Budig P.: *Magnetic Bearings with DC Bias: Design and Optimum Material Choice*, Proceedings of International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion 2008, 11-13 June 2008, Ischia, Italy.
- [16] Burcan J.: *Łożyska wspomagane polem magnetycznym*, WNT, Warszawa 1996.

- [17] Burcan J., Sławińska A.: *Porównanie parametrów wzdlużnych pasywnych łożysk magnetycznych i łożysk ślizgowych*, Zeszyty Naukowe Politechniki Opolskiej, Mechanika, Nr 270/2001, 2001, s. 143-150.
- [18] Burcan J., Sławińska A.: *Self-Controllable Passive Axial Magnetic Bering*, Tribologia: tarcie, zużycie, smarowanie, Nr 4/2003, 2003, s. 81-98.
- [19] Cao G., Lee Ch.-W.: *Development of PWM Power Amplifier for Active Magnetic Bearings*, Proceedings of the 5th World Congress on Intelligent Control and Automation, June 15-19, 2004, Hangzhou, P.R. China, pp. 3475-3478.
- [20] Chen H.-Ch., Chang S.-H.: *Genetic Algorithms Based Optimization Design of a PID Controller for an Active Magnetic Bearing*, International Journal of Computer Science and Network Security, Vol.6 No.12, November 2006, pp. 95-99.
- [21] Chen K.-Y., Tung P.-Ch., Tsai M.-T., Fan Y.-H.: *A Self-Tuning Fuzzy PID-type Controller Design for Unbalance Compensation in an Active Magnetic Bearing*, Expert Systems with Applications, No. 36, 2009, pp. 8560-8570.
- [22] Chiba A., Fukao T., Ichikawa O., Oshima M., Takemoto M., Dorrell D.: *Magnetic Bearings and Bearingless Drives*, Newnes, Oxford, 2005.
- [23] Ding G., Zhou Z., Hu Y., He D.: *FEA-based Optimal Design of the Radial Magnetic Bearings in Magnetic Suspended Hard Disk Drive*, Proceedings of the 2nd IEEE/ASME International Conference on Mechatronic and Embedded Systems and Applications, August 13-16, 2006, Beijing, China, pp. 1-6.
- [24] Ding Y.: *A Nonlinear PID Controller Based on Fuzzy-Tuned Immune Feedback Law*, Proceedings of the 3rd World Congress on Intelligent Control and Automation, June 28-July 2, 2000, Hefei, P.R. China, pp. 1576-1580.
- [25] Duan G.-R., Howe. D.: *Robust Magnetic Bearing Control via Eigenstructure Assignment Dynamical Compensation*, IEEE Transaction on Control Systems Technology, Vol. 11, No. 2, March 2003, pp. 204-215.
- [26] Earnshaw W.: *On the Nature of the Molecular Forces which Regulate the Constitution of the Luminiferous Ether*, Transactions of the Cambridge Philosophical Society, Vol. 7, March 1842, pp. 97-122.
- [27] Falkowski K.: *Opracowanie laboratoryjnego modelu gioskopu z magnetycznie zawieszonym wirnikiem i jego badanie*, praca doktorska, WAT, Warszawa, 1999.
- [28] Falkowski K.: *Różnicowe pasywne łożysko magnetyczne*, Tribologia: tarcie, zużycie, smarowanie, 2/2007, 2007, s. 163-174.
- [29] Falkowski K.: *The Identification Dynamic Characteristic of the Passive Magnetic Bearing with Halbach Array*, Proceedings of the 6th International Conference Mechatronic Systems and Materials, July 5-8, 2010, Opole, Poland, pp. 60-62.
- [30] Franklin G.: *Feedback Control of Dynamic Systems*, Prentice Hall, 2002.
- [31] Gerlach B., Ehinger M., Raue H. K., Seiler R.: *Gimballing Magnetic Bearing Reaction Wheel with Digital Controller*, Proceedings of 11th European Space Mechanisms and Tribology Symposium, September 21-23, 2005, Lucerne, Switzerland, pp. 35-40.
- [32] Gessing R.: *Podstawy automatyki*, Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, Gliwice, 2001.
- [33] Gosiewski Z.: *Energooszczędne łożyska magnetyczne*, Zeszyty Naukowe Politechniki Białostockiej, Budowa i Eksploatacja Maszyn, Z. 13, 2006, s. 7-24.

- [34] Gosiewski Z.: *Łożyska magnetyczne do maszyn wirnikowych*, Biblioteka Naukowa Instytutu Lotnictwa, Warszawa, 1999.
- [35] Gosiewski Z., Falkowski K.: *Wielofunkcyjne łożyska magnetyczne*, Biblioteka Naukowa Instytutu Lotnictwa, Warszawa, 2003.
- [36] Gosiewski Z., Falkowski K., Tomczuk B., Zimon J.: *Obliczenia elektromagnetyczne i weryfikacja pomiarowa wybranych parametrów aktywnego łożyska magnetycznego*, *Pomiary Automatyka Kontrola*, 10/2005, 2005, s. 12-16.
- [37] Gosiewski Z., Mystkowski A.: *Sterowanie odporne układem łożysk magnetycznych w maszynach wirnikowych*, *Zeszyty Naukowe Politechniki Białostockiej, Budowa i Eksploatacja Maszyn*, Z. 13, 2006, s. 25-40.
- [38] Gosiewski Z., Żokowski M.: *Sterowanie ślizgowe aktywnego łożyska magnetycznego*, *Zeszyty Naukowe Politechniki Białostockiej, Budowa i Eksploatacja Maszyn*, Z. 13, 2006, s. 57-70.
- [39] Guan Y., Liu S., Li H., Fan Y., Zhang Y.: *Study on Magnetic Bearings System in Axial-Flow Blood Pump*, *Proceedings of 2010 International Conference on Mechanic Automation and Control Engineering (MACE)*, June 26-28, 2010, Wuhan, China, pp. 3903-3907.
- [40] Guoqing W., Jingling Z., Xiping W.: *Study of Current and Displacement Stiffness Characteristics of AMB System*, *Proceedings of 2010 International Conference on Electrical and Control Engineering*, June 25-27, 2010, Wuhan, China, pp. 4258-4261.
- [41] Hong S.-K., Langari R.: *Robust Fuzzy Control of a Magnetic Bearing System Subject to Harmonic Disturbances*, *IEEE Transactions On Control Systems Technology*, Vol. 8, No. 2, March 2000, pp. 366-371.
- [42] Hu T., Lin Z.: *Power-Loss Reduction by Optimizing Current Allocation in Magnetic Bearings*, *Proceeding of 8th International Symposium on Magnetic Bearing*, August 26-28, 2002, Mito Japan, pp.169-174.
- [43] Hung. J. Y.: *Magnetic Bearing Control Using Fuzzy Logic*, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 31, No. 6, November/December 1995, pp. 1492-1497.
- [44] Imoberdorf P., Zwyssig C., Round S. D., Kolar J. W.: *Combined Radial-Axial Magnetic Bearing for a 1 kW 500,000 rpm Permanent Magnet Machine*, *Proceedings of the Applied Power Electronics Conference*, February 25-March 1, 2007, Anaheim, California, pp. 1434-1440.
- [45] Jang M.-J., Chen Ch.-L., Tsao Y.-M.: *Sliding Mode Control for Active Magnetic Bearing System with Flexible Rotor*, *Journal of the Franklin Institute*, Vol. 342, No. 4, 2005, pp. 401-419.
- [46] Kameno H., Kubo A., Takahata R., Ueyama H.: *Application of Active Magnetic Bearings for Helium-Cold Compressor*, *KOYO Engineering Journal*, No. 158E, 2001, pp. 15-19.
- [47] Kim H.-J., Kim S.-J.: *An Effective Way to Combine Radial and Axial Magnetic Bearings in a Unit*, *Proceedings of the 10th International Symposium on Magnetic Bearings*, September 21-23, 2006, Martigny, Switzerland, pp. 231-236.
- [48] Kozanecka D.: *Układy wykonawcze systemu aktywnego łożyska magnetycznego*, *Pomiary Automatyka Kontrola*, Nr 9, 2001, s. 18-21.
- [49] Kozanecka D.: *Sterowane cyfrowo łożysko magnetyczne*, *Zeszyty Naukowe Politechniki Łódzkiej*, Nr 842, Łódź, 2000.
- [50] Krakowski M.: *Elektrotechnika teoretyczna*, T. 2, PWM, Warszawa, 1995.

- [51] Kubota M.: *Characteristics of Superconducting Magnetic Bearings for 50kWh-class Flywheel System*, Proceedings of the 19th International Conference on Magnetically Levitated Systems and Linear Drives, September 13-15, 2006, Dresden, Germany, pp. 1-4.
- [52] Lantto E.: *Robust Control of Magnetic Bearings in Subcritical Machines*, Dissertation, Espoo, 1999.
- [53] Lanzon A., Tsiotras P.: *Robust Control Of Energy Momentum Wheels Supported On Active Magnetic Bearings Using H_∞ Loop-Shaping And μ -Synthesis*, Proceedings of the 15th IFAC World Congress, July 21-26, 2002, Barcelona, Spain, pp. 1-6.
- [54] Lee K.-Ch., Jeong Y.-H., Koo D.-H., Ahn H. J.: *Development of a Radial Active Magnetic Bearing for High Speed Turbo-Machinery Motor*, Proceedings of SICE-ICASE International Joint Conference 2006, October 18-21, 2006, Busan, Korea, pp. 1543-1548.
- [55] Lewis A. S., Sinha A., Wang K. W.: *Sliding Mode Output Feedback Control of a Flexible Rotor Supported by Magnetic Bearings*, International Journal of Rotating Machinery, Vol. 7, No. 2, 2001, pp. 117-129.
- [56] Lim T.M., Cheng S.B., Zhang D.S.: *A Compact Magnetic Bearing System for Axial Flow Blood Pump*, The International MultiConference of Engineers and Computer Scientists 2007, March 21-23, 2007, Hong Kong, pp. 1-11.
- [57] Lindlau J., Knospe C.: *Feedback Linearization of an Active Magnetic Bearing With Voltage Control*, IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 10, No.1, January 2002, pp. 21-31.
- [58] Łukaniszyn M., Wróbel R., Jagieła M.: *Komputerowe modelowanie bezszczotkowych silników tarczowych wzbudzanych magnesami trwałymi*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Opolskiej, Opole, 2002.
- [59] Marinescu M., Marinescu N.: *A New Improved Method for Computation of Radial Stiffness of Permanent Magnet Bearings*, IEEE Transaction On Magnetics, Vol. 30, No 5, September 1994, pp. 3491-3494.
- [60] Marinescu M., Marinescu N.: *Passive Axial Stabilization of a Magnetic Radial Bearing by Supercconductors*, IEEE Transaction On Magnetics, Vol. 25, No. 5, September 1989, pp. 3233-3235.
- [61] Maslen E.: *Magnetic Bearing*, Department of Mechanical, Aerospace and Nuclear Engineering, Charlottesville, Virginia, 2000.
- [62] Matsuda K., Kanemitsu Y., Kijimoto S.: *Optimal Number of Stator Poles for Compact Active Radial Magnetic Bearings*, IEEE Transaction On Magnetics, Vol. 43, No. 8, August 2007, pp. 3420-3427.
- [63] Matsumura F., Fujita M., Oida C.: *Theory and Experiment of Magnetic Bearing Combining Radial Control and Thrust Control*, IEEE Transaction On Magnetics, Vol. 23, No. 5, September 1987, pp. 2581-2583
- [64] McMullen P., Huynh C., Hayes R.: *Combination Radial-Axial Magnetic Bearing*, Proceedings of the 7th International Symposium on Magnetic Bearings, August 23-25, 2000, Zurich, Switzerland, pp. 473-478.
- [65] Meeker D.: *Finite Element Method Magnetics Version 4.2*, User's Manual, University of Virginia, USA, 2009.
- [66] Meeker D.: *Optimal Solutions to the Inverse Problem in Quadratic Magnetic Actuators*, Dissertation, University of Virginia, USA, 1996.

- [67] Meeker D., Maslen E., Noh M.: *An Augmented Circuit Model for Magnetic Bearings Including Eddy Currents, Fringing, and Leakage*, IEEE Transaction On Magnetics, Vol. 32, No. 4, July 1996, pp. 3219-3227.
- [68] Mohamed A. M., Emad F. P.: *A Comparison Between Current and Flux Control in Magnetic Bearing Systems*, Proceedings of the 1993 American Control Conference, June 02-04, 1993, San Francisco, USA, pp. 2356-2362.
- [69] Moser R., Sandtner J., Bleuler H.: *Optimization of Repulsive Passive Magnetic Bearings*, IEEE Transaction On Magnetics, Vol. 42, No. 8, August 2006, pp. 2038-2042.
- [70] Mystkowski A.: *Sterowanie odporne drganiem wirnika łożyskowanego magnetycznie*, praca doktorska, AGH, Kraków, 2007.
- [71] Mystkowski A., Gosiewski Z.: *The Robust Control of Magnetic Suspension with Rapidly Changing of Rotor Speed*, Solid State Phenomena, Mechatronic Systems and Materials III, January 2009, pp. 302-306.
- [72] Na U.: *Fault Tolerance of Magnetic Bearings with Material Path Reluctances and Fringing Factors*, Transaction On Magnetics, Vol. 36, No. 6, November 2000, pp.3939-3946.
- [73] Ni M., Xiaoming F., Yan Z., Suyuan Y.: *Study on EMI of Power Amplifiers in Active Magnetic Bearing Systems*, Proceedings of the 12th International Symposium on Magnetic Bearings, September 22-25, 2010, Wuhan, China, pp. 361-366.
- [74] Pawluk K., Sikora R., Turowski J., Zakrzewski K., pod redakcją J. Turowskiego: *Analiza i synteza pól elektromagnetycznych*, PAN Ossolineum, Wrocław, 1989.
- [75] Piłat A.: *Feedback Linearization Control of AMB System*, Proceedings of the 8th International Symposium on Magnetic Bearing, August 26-28, 2002, Mito, Japan, pp. 465-470.
- [76] Piłat A.: *FEMLab Software Applied to Active Magnetic Bearing Analysis*, International Journal of Applied Mathematics and Computer Science, Vol. 14, No. 4, 2004, pp. 497-501.
- [77] Piłat A.: *Sterowanie układami magnetycznej lewitacji*, praca doktorska, AGH, Kraków 2002.
- [78] Polajžer B., Ritonja J., Štumberger G., Dolinar D., Lecointe J.-P.: *Decentralized PI/PD Position Control for Active Magnetic Bearings*, Electrical Engineering, Vol. 89, No. 1, 2005, pp. 53-59.
- [79] Polajžer B., Štumberger G., Dolinar D.: *Design and Analysis of Radial Active Magnetic Bearings*, ICS Newsletter, Vol. 13, No. 2, July 2006.
- [80] Polajžer B., Štumberger G., Ritonja J., Tezak O., Dolinar D., Hameyer K.: *Impact of Magnetic Nonlinearities and Cross-Coupling Effects on Properties of Radial Active Magnetic Bearings*, IEEE Transaction On Magnetics, Vol. 40, No. 2, March 2004, pp.798-801.
- [81] Pollanen R., Nerg J., Pyrhonen O.: *Reluctance Network Method Based Dynamic Model of Radial Active Magnetic Bearings*, Proceeding of Intermag 2005, April 04-08, 2005, Nagoya, Japan, pp. 1429-1430.
- [82] Puchała A.: *Dynamika maszyn i układów elektromagnetycznych*, PWM, Warszawa, 1977.
- [83] Reddy J. N.: *An Introduction to the Finite Element Method*, McGraw-Hill Book Company, New York, 1984.
- [84] Ritonja J., Polajžer B., Dolinar D., Grcar B., Cafuta P.: *Active Magnetic Bearings Control*, Proceedings of the 29th Chinese Control Conference, July 29-31, 2010, Beijing, China, pp. 5604-5609.
- [85] Sarma M. S., Yamamura A.: *Computer-Aided Analysis of Magnetic Fields in Nonlinear Magnetic Bearings*, IEEE Transactions On Magnetics, Vol. MAG-14, No. 5, August 1978, pp. 551-553.

- [86] Schaefer F.: *Passive Magnetic Bearings with Mantelfeld-Structure*, Proceedings of 7th International Symposium on Magnetic Suspension Technology, October 27-30, 2003, Fukuoka, Japan.
- [87] Schmidt E., Gersem H., Weiland T.: *Application of a Computationally Efficient Air-Gap Element Within the Finite Element Analysis of Magnetic Bearings*, IEEE Transaction On Magnetics, Vol. 42, No.6, April 2006, pp. 1263-1266.
- [88] Schmit E., Hofer M.: *Inductances and Forces of a Three Phase Permanent Magnet Biased Radial Active Magnetic Bearing in Dependence on the Rotor Eccentricity*, International Electric Machines and Drives Conference 2009, May 3-6, 2009, Miami, Florida, pp. 1788-1794.
- [89] Schmidt E., Hofer M.: *Parameter Evaluation of a Hybrid Magnetic Bearing by Using 3D Finite Element Analyses*, Proceedings of the 2008 Australasian Universities Power Engineering Conference, December 14-17, 2008, Sydney, pp. 1-6.
- [90] Schweitzer G., Maslen H.: *Magnetic Bearings, Theory, Design, and Application to Rotating Machinery*, Springer, Berlin, 2009.
- [91] Shen J.-Ch.: *H_∞ and Sliding Mode Control of Magnetic Levitation System*, Asian Journal of Control, Vol. 4, No. 3, September 2002, pp. 333-340.
- [92] Shi L., Zhao L., Yang G., Gu H., Diao X., Yu S.: *Design and Experiments of the Active Magnetic Bearing System for the HTR-10*, Proceedings of the 2nd International Topical Meeting on High Temperature Reactor Technology, August 22-24, Beijing, China, paper D04.
- [93] Sikora J.: *Algorytmy numeryczne w tomografii impedancyjnej i wiropądowej*, Oficyna wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa, 2000.
- [94] Sikora J.: *Nmeryczne metody rozwiązywania zagadnień brzegowych*, Wydawnictwa Uczelniane Politechniki Lubelskiej, Lublin, 2009.
- [95] Sikora J.: *Podstawy metody elementów skończonych*, Wydawnictwo Książkowe Instytutu Elektrotechniki, Warszawa, 2008.
- [96] Sławińska A.: *Badanie charakterystyk statycznych i dynamicznych wzdłużnych magnetycznych łożysk pasywnych w aspekcie cech konstrukcyjnych i materiałowych*, praca doktorska, Politechnika Łódzka, Łódź, 2005.
- [97] Song L., Gao J., Zhu W., Zeng Q.: *Finite Element Analysis and Experimental Studies on Hybrid Magnetic Bearing*, Proceedings of the 2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, September 1-3, 2010, Lille, France, pp. 1-5.
- [98] Sortore Ch., Allaire P., Maslen E., Humpris R., Studer P.: *Permanent Magnet Biased Magnetic Bearings – Design, Construction And Testing*, Proceedings of the 2nd International Symposium on Magnetic Bearings, July 12-14, 1990, Tokyo, Japan, pp. 175-182.
- [99] Spirig M., Schmied J., Jenckel P., Kanne U.: *Three Practical Examples of Magnetic Bearing Control Design Using A Modern Tool*, Journal of Engineering for Gas Turbines and Power, Vol. 124, No. 4, December 2002, pp. 1025-1032.
- [100] Stumberger G., Dolinar D., Pahner U., Hameyer K.: *Optimization of Radial Active Magnetic Bearings Using the Finite Element Technique and the Differential Evolution Algorithm*, IEEE Transactions On Magnetics, Vol.36, No.4, July 2000, pp. 1009-1013.
- [101] Su Y., Li X., Zhou Z., Chen Y., Zhang D.: *Fuzzy-Immune PID Control for AMB Systems*, Wuhan University Journal of Natural Sciences, Vol. 11, No. 3, 2006, pp. 637-641.
- [102] Tomczuk B.: *Metody numeryczne w analizie pola układów transformatorowych*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Opolskiej, Opole, 2007.

- [103] Tomczuk B., Koterak D., Zimon J., Waindok A.: *Porównanie metod numerycznego wyznaczania prądu transformatorów nieobciążonych*, Zeszyty Problemowe-Maszyny elektryczne, Nr 92, 2011, s. 145-150.
- [104] Tomczuk B., **Wajnert D.**: *Porównanie analizy pola w przestrzeni 2D i 3D w aktywnym łożysku magnetycznym*, Prace Instytutu Elektrotechniki, Zeszyt 248, 2010, s. 61-73.
- [105] Tomczuk B., **Wajnert D.**, Zimon J.: *Modelling of Control System for an Active Magnetic Bearing*, Prace Instytutu Elektrotechniki (w druku).
- [106] Tomczuk B., Zimon J.: *Field Determination and Calculation of Stiffness Parameters in an Active Magnetic Bearing (AMB)*, Solid State Phenomena, Mechatronic Systems and Materials III, January 2009, pp. 125-130.
- [107] Tomczuk B., Zimon J.: *Trójwymiarowe modelowanie pola w łożysku magnetycznym*, Śląskie Wiadomości Elektryczne, Nr 5, 2008, s. 9-12.
- [108] Tomczuk B., Zimon J.: *Wykorzystanie kombinacji potencjałów $T - \Omega$ do wyznaczania parametrów sztywności siłownika łożyska magnetycznego*, Zeszyty Problemowe-Maszyny Elektryczne, Nr 83, 2009, s. 89-94.
- [109] Tomczuk B., Zimon J., Waindok A.: *Effects of the Core Materials on Magnetic Bearing Parameters*, Proceedings of the 17th Conference on the Computation of Electromagnetic Fields, Florianopolis, Brasilien, November 22-26, 2009, pp. 39-40.
- [110] Tomczuk B., Zimon J., Waindok A.: *Połowe obliczanie parametrów elektromagnetycznych silników liniowych i łożysk magnetycznych*, Przegląd Elektrotechniczny, R. 85, Nr 3, 2009, s. 111-114.
- [111] Tomczuk B., Zimon J., **Wajnert D.**: *Influence of the Magnetic Linkage Between the Electromagnets in the Active Magnetic Bearings (AMB) on the Field Distribution*, Proceedings of the 6th International Conference Mechatronic Systems and Materials, Opole, July 5-8, 2010, pp. 207-208.
- [112] Tomczuk B., Zimon J., **Wajnert D.**: *Numerical Analysis of Non Typical 12 Poles Active Magnetic Bearing (AMB) including a Digital Control System*, 6th International Conference On Electrical And Control Technologies, Kaunas, Lithuania, May 5-6, 2011, pp. 239-244.
- [113] Tomczuk B., Zimon J., **Wajnert D.**: *Wpływ połączeń uzwojeń biegunów w aktywnym łożysku magnetycznym na jego parametry elektromagnetyczne*, Zeszyty Problemowe-Maszyny Elektryczne, Nr 93, 2011, s. 65-69.
- [114] Trent V., Greene M., Flowers G.: *Full State Feedback Control of a Magnetic Bearing System Using Optimal Estimation*, Proceedings of the 20th International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, September 05-09, 1994, Bologna, Italy, pp. 2069-2073.
- [115] Turowski J.: *Elektrodynamika techniczna*, WNT, Warszawa, 1993.
- [116] **Wajnert D.**: *Przegląd konstrukcji łożysk magnetycznych*, I Studenckie Sympozjum Naukowe Elektrodynamika, 10-12 V 2007, Opole, s. 59-62
- [117] **Wajnert D.**: *Determination of Mesh Density for Finite Elements Analysis of Magnetic Bearing*, Zeszyty Naukowe Politechniki Opolskiej, Elektryka, Nr 335/2010, 2010, pp. 57-58.
- [118] Wang D., Changsheng Z., Ming T., Bin Z.: *The Effect of Controllers on the Dynamic Behaviour of a Rotor Supported on Active Magnetic Bearings*, Proceedings of the International Conference on Electrical and Control Engineering 2010, June 25-27, 2010, Wuhan, China, pp. 2336-2339.

- [119] Wu H.: *Magnetic Field Analysis and Optimal Design of Magnetic Bearing*, Proceedings of the 2009 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation, August 09-12, 2010, Changchun, China, pp. 1666-1670.
- [120] Wu H., Wang X., Hu Y.: *Development of Small Wind Generator Based on Hybrid Magnetic Bearing*, Proceedings of the Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference 2009, March 28-31, 2009 Wuhan, China, pp. 1-4.
- [121] Yang H., Zhao R., Yang S.: *New Analytical Solution for the Analysis and Design of Permanent Magnet Thrust Bearings*, Journal of Zhejiang University, Vol. 10, No. 8, 2009, pp. 1199-1204.
- [122] Yanliang X., Yueqin D., Xiuhe W., Yu K.: *Analysis of Hybrid Magnetic Bearing With a Permanent Magnet in the Rotor by FEM*, IEEE Transaction On Magnetics, Vol. 42, No. 4, April 2006, pp. 1363-1366.
- [123] Yonnet J.: *Passive Magnetic Bearings With Permanent Magnets*, IEEE Transaction On Magnetics, Vol. 14, No. 5, September 1978, pp. 803-805.
- [124] Yonnet J.: *Permanent Magnet Bearing And Couplings*, IEEE Transaction On Magnetics, Vol. 17, No. 1, January 1981, pp. 1169-1173.
- [125] Yoshimoto T.: *Eddy Current Effect in a Magnetic Bearing Model*, IEEE Transaction On Magnetics, Vol. 19, No. 5, September 1983, pp. 2097-2099.
- [126] Zhang W., Hu Y.: *A Prototype of Flywheel Energy Storage System Suspended by Active Magnetic Bearings with PID Controller*, Power and Energy Engineering Conference 2009, March 27-31, 2009, Wuhan, China, pp. 1-4.
- [127] Zhang J., Karrer N.: *IGBT Power Amplifiers for Active Magnetic Bearings of High Speed Milling Spindles*, Proceedings of the 21st International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, Vol.1, November 06-10, 1995, pp. 596-601.
- [128] Zhilichev Y.: *Analysis of a Magnetic Bearing Pair with a Permanent Magnet Excitation*, IEEE Transaction On Magnetics, Vol. 36, No. 5, September 2000, pp. 3690-3690.
- [129] Zhu L., Hawkins L.: *A Model Based Digital PI Current Loop Control Design for AMB Actuator Coils*, Proceedings of the 12th International Symposium on Magnetic Bearings, August 22-25, 2010, Wuhan, China, pp. 395-401.
- [130] Zhuravlyov Y. N.: *On LQ-control of Magnetic Bearing*, IEEE Transactions On Control Systems Technology, Vol. 8, No. 2, March 2000, pp. 344-355.
- [131] Zimon J.: *Analiza pola i obliczanie parametrów aktywnego łożyska magnetycznego*, praca doktorska, Politechnika Opolska, Opole, 2008.
- [132] Zimon J., Tomczuk B., **Wajnert D.**: *Eddy Current Influence on the Parameters of the Active Magnetic Bearing*, Proceedings of the 12th International Symposium on Magnetic Bearings, August 22-25, 2010, Wuhan, China, pp. 267-272.
- [133] Zimon J., Tomczuk B., **Wajnert D.**: *The Discretization Mesh Design for a Magnetic Bearing in the 3D Field Analysis*, Proceedings of the 12th International Symposium on Magnetic Bearings, August 22-25, 2010, Wuhan, China, pp. 279-285.
- [134] Zimon J., **Wajnert D.**: *Mesh Density Influence on Eddy Current Calculation in the Magnetic Bearing*, Proceedings of the 3rd International Students Conference on Electrodynamics and Mechatronics, October 6-8, 2011, Opole, Poland, pp.133-138.

Strony internetowe (stan z dnia 20.11.2011r.):

- [135] <http://resonance-technology.com/en/node/23>

-
- [136] <http://www.ansoft.com/products/em/maxwell/>
- [137] <http://www.cantonigroup.com/pl/motors/besel/product/8/sh-71-2b/>
- [138] <http://www.cedrat.com/en/software-solutions/flux.html>
- [139] <http://www.cimne.com/emant/default.htm>
- [140] <http://www.cobham.com/about-cobham/aerospace-and-security/about-us/antenna-systems/kidlington.aspx>
- [141] <http://www.cs.cmu.edu/~quake/triangle.html>
- [142] <http://www.designworldonline.com/articles/6490/243/New-Levels-of-Performance-with-Magnetic-Bearings.aspx>
- [143] <http://www.femm.info/wiki/HomePage>
- [144] <http://www.grc.nasa.gov/WWW/RT/2003/5000/5930trudell.html>
- [145] http://www.levitronix.com/CentriMag_Disposables.html
- [146] <http://www.lua.org/>
- [147] http://www.metglas.com/products/page5_1_2_4.htm
- [148] http://www.mecos.com/en/applications/turbo_blower.php
- [149] <http://www.motech-europe.com/html/mt4090.htm>
- [150] <http://quickfield.com/>
- [151] http://www.sura.se/Sura/hp_main.nsf/startupFrameset?ReadForm
- [152] <http://www.turck.pl/689.htm>

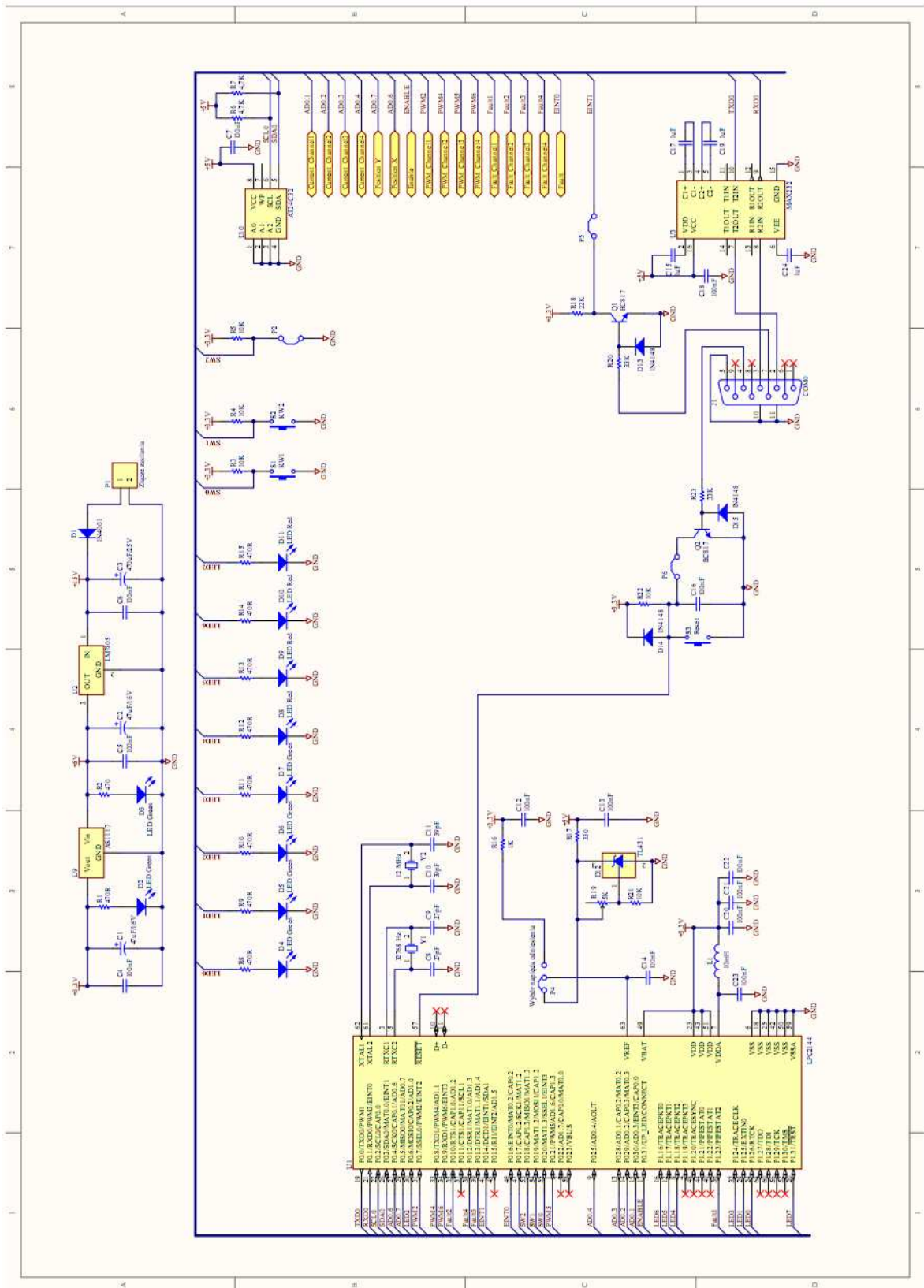
PUBLIKACJE Z UDZIAŁEM AUTORA ROZPRAWY DOKTORSKIEJ

- [X1] Wajnert D.: *Przegląd konstrukcji łożysk magnetycznych*, I Studenckie Sympozjum Naukowe Elektrodynamika, Opole, 10-12 V 2007, s. 59-62.
- [X2] Wajnert D., Zimon J.: *Control System Design for Active Magnetic Bearing*, Proceedings of 2nd International Students Conference on Electrodynamics and Mechatronics, Góra Św. Anny, May 19-21, 2009, pp. 35-37.
- [X3] Wajnert D.: *Control Circuit of Active Magnetic Bearing*, Zeszyty Naukowe Politechniki Opolskiej, Elektryka, Nr 329/2009, 2009, pp. 69-71.
- [X4] Wajnert D.: *Projekt i wykonanie układu sterowania aktywnym łożyskiem magnetycznym*, Innowacyjne rozwiązania w obszarze automatyki, robotyki i pomiarów, pod red. J. Kacprzyka, Oficyna Wydawnicza PIAP, Warszawa 2009.
- [X5] Wajnert D.: *Determination of Mesh Density for Finite Elements Analysis of Magnetic Bearing*, Zeszyty Naukowe Politechniki Opolskiej, Elektryka, Nr 335/2010, pp. 57-58.
- [X6] Tomczuk B., Wajnert D.: *Porównanie analizy pola w przestrzeni 2D i 3D w aktywnym łożysku magnetycznym*, Warsztaty Doktoranckie WD2010, Lublin, 24-27 VI 2010, wydane na CD (plik tomczuk.pdf).
- [X7] 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, s. 79-84.
- [X8] Tomczuk B., Koterka D., Zimon J., Wajnert D.: *Wykorzystanie potencjałów magnetycznych $A-V$ i $T-\Omega$ do 3-wymiarowej analizy pola w układach transformatorowych z uwzględnieniem prądów wirowych*, Zeszyty Problemowe-Maszyny Elektryczne, Nr 88/2010, s. 1-5.
- [X9] Tomczuk B., Karolczuk A., Waindok A., Wajnert D.: *Fatigue Tests of Materials with the Electromagnetic Actuator Application*, Proceedings of the 6th International Conference Mechatronic Systems and Materials, Opole, July 5-8, 2010, pp. 203-204.
- [X10] Tomczuk B., Waindok A., Koterka D., Wajnert D.: *Determination of Selected Parameters for the Mechatronic System Based on Modern Magnetic Materials*, Proceedings of the 6th International Conference Mechatronic Systems and Materials, Opole, July 5-8, 2010, pp. 205-206.
- [X11] Tomczuk B., Zimon J., Wajnert D.: *Influence of the Magnetic Linkage Between the Electromagnets in the Active Magnetic Bearings (AMB) on the Field Distribution*, Proceedings of the 6th International Conference Mechatronic Systems and Materials, Opole, July 5-8, 2010, pp. 207-208.
- [X12] Tomczuk B., Zimon J., Wajnert D.: *The Discretization Mesh Design for a Magnetic Bearing in the 3D Field Analysis*, Proceedings of the 12th International Symposium on Magnetic Bearings, August 22-25, 2010, Wuhan, China, pp. 279-285.
- [X13] Tomczuk B., Zimon J., Wajnert D.: *Eddy current influence on the parameters of the active magnetic bearing*, Proceedings of the 12th International Symposium on Magnetic Bearings, August 22-25, 2010, Wuhan, China, pp. 267-272.
- [X14] Tomczuk B., Wajnert D.: *Porównanie analizy pola w przestrzeni 2D i 3D w aktywnym łożysku magnetycznym*, Prace Instytutu Elektrotechniki, Zeszyt 248, 2010, s. 61-73.

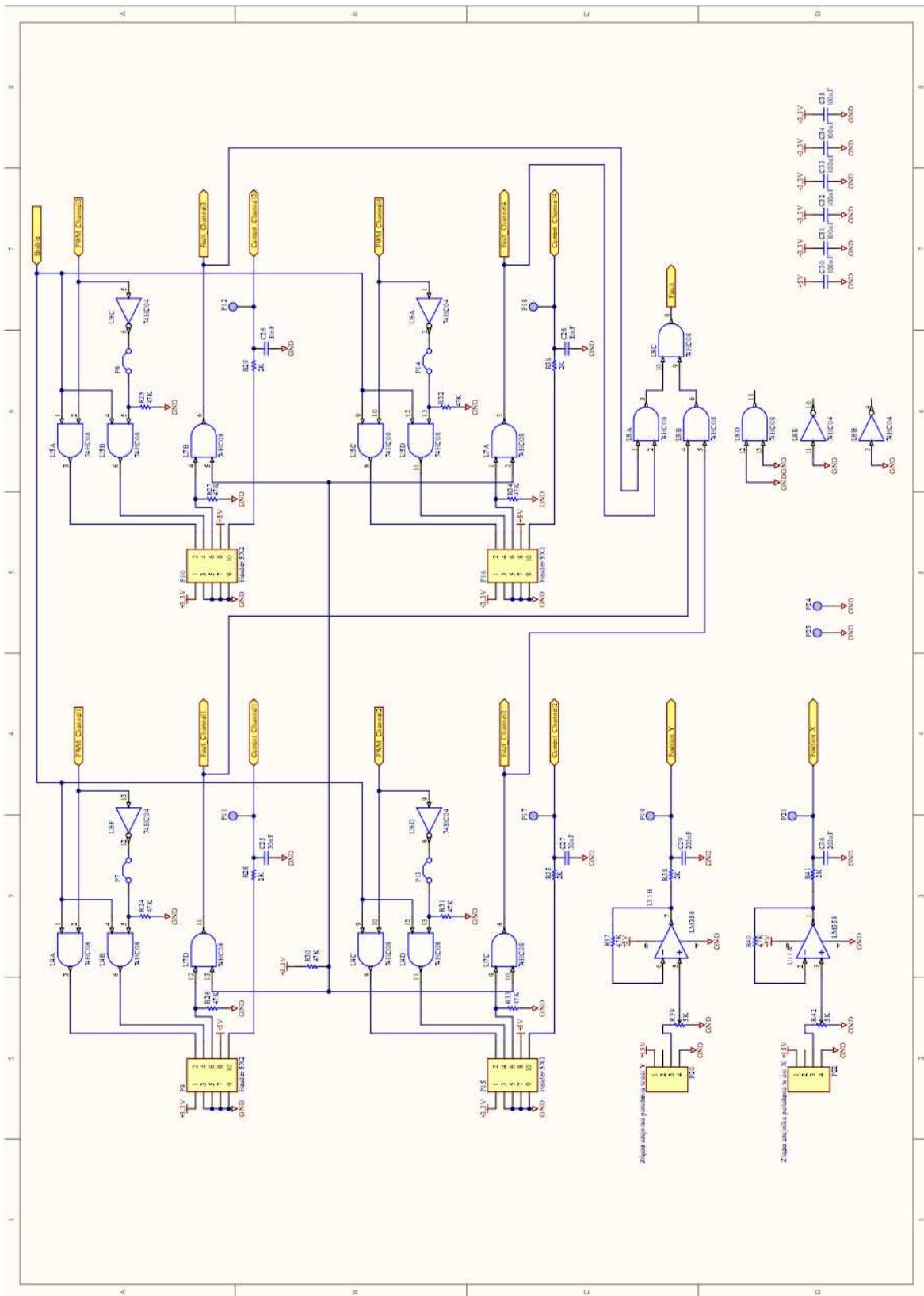
- [X15] Tomczuk B., Waindok A., Wajnert D.: *Analiza pola magnetycznego w silniku liniowym oscylacyjnym oraz obliczanie jego parametrów elektromagnetycznych*, Napędy i Sterowanie, Nr 4, 04.2011, s. 10-14.
- [X16] Wajnert D.: *A Current Control Loop for AMB Actuator Coils*, Zeszyty Naukowe Politechniki Opolskiej, Elektryka, Nr 342/2011, pp. 85-86.
- [X17] Tomczuk B., Zimon J., Wajnert D.: *Numerical Analysis of Non Typical 12 Poles Active Magnetic Bearing (AMB) Including a Digital Control System*, Proceedings of the 6th International Conference On Electrical And Control Technologies, Kaunas, Lithuania, May 5-6 2011, pp. 239-244.
- [X18] Tomczuk B., Zimon J., Wajnert D.: *Wpływ połączeń uzwojeń biegunów w aktywnym łożysku magnetycznym na jego parametry elektromagnetyczne*, Zeszyty Problemowe-Maszyny Elektryczne, Nr 93, 5/2011, s. 65-69.
- [X19] Tomczuk B., Waindok A., Wajnert D.: *Transients in the Electromagnetic Actuator with the Controlled Supplier*, Proceedings of the 7th International Conference Mechatronic Systems and Materials, Kowno, Litwa, July 6-9, 2011, pp. 65-69.
- [X20] Tomczuk B., Zimon A., Wajnert D.: *Field Circuit Modelling of AMB System under Various Rotational Speed of the Rotor*, Proceedings of the 7th International Conference Mechatronic Systems and Materials, Kowno, Litwa, July 6-9, 2011, pp. 133-134.
- [X21] Tomczuk B., Wajnert D., Zimon J.: *Modelling of Control System for an Active Magnetic Bearing*, Proceedings of the International Interdisciplinary PhD Workshop, Zielona Góra, Poland, August 28-31, 2011, pp. 159-160.
- [X22] Zimon J., Wajnert D.: *Mesh Density Influence on Eddy Current Calculation in the Magnetic Bearing*, Proceedings of the 3rd International Students Conference on Electrodynamics and Mechatronics, October 6-8, 2011, Opole, Poland, pp. 133-138.
- [X23] Tomczuk B., Wajnert D., Zimon J.: *Modelling of Control System for an Active Magnetic Bearing*, Prace Instytutu Elektrotechniki (w druku).
- [X24] Tomczuk B., Zimon J., Wajnert D.: *Porównanie konfiguracji połączeń biegunów w aktywnym 12-biegunowym łożysku magnetycznym*, Przegląd Elektrotechniczny, R. 87, Nr 12/2011 (w druku).
- [X25] Tomczuk B., Zimon J., Wajnert D.: *Polowe wyznaczanie parametrów łożyska magnetycznego w przypadku różnych uzwojeń stojana*, Napędy i sterowanie (w druku).

ZALĄCZNIKI

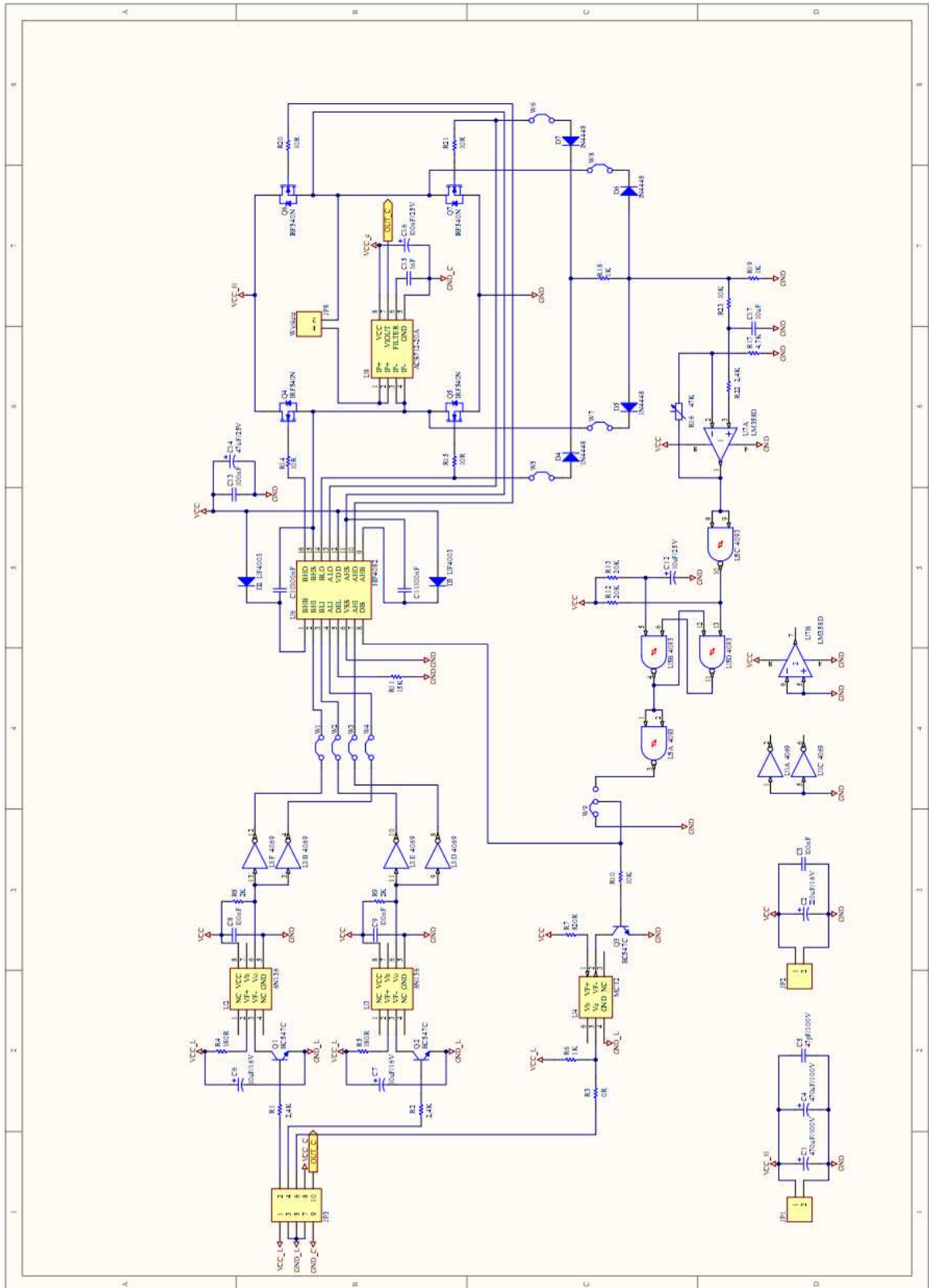
Z1. SCHEMATY UKŁADU STEROWANIA SIŁOWNIKIEM AŁM



Rys. Z1.1. Schemat sterownika siłownika AŁM

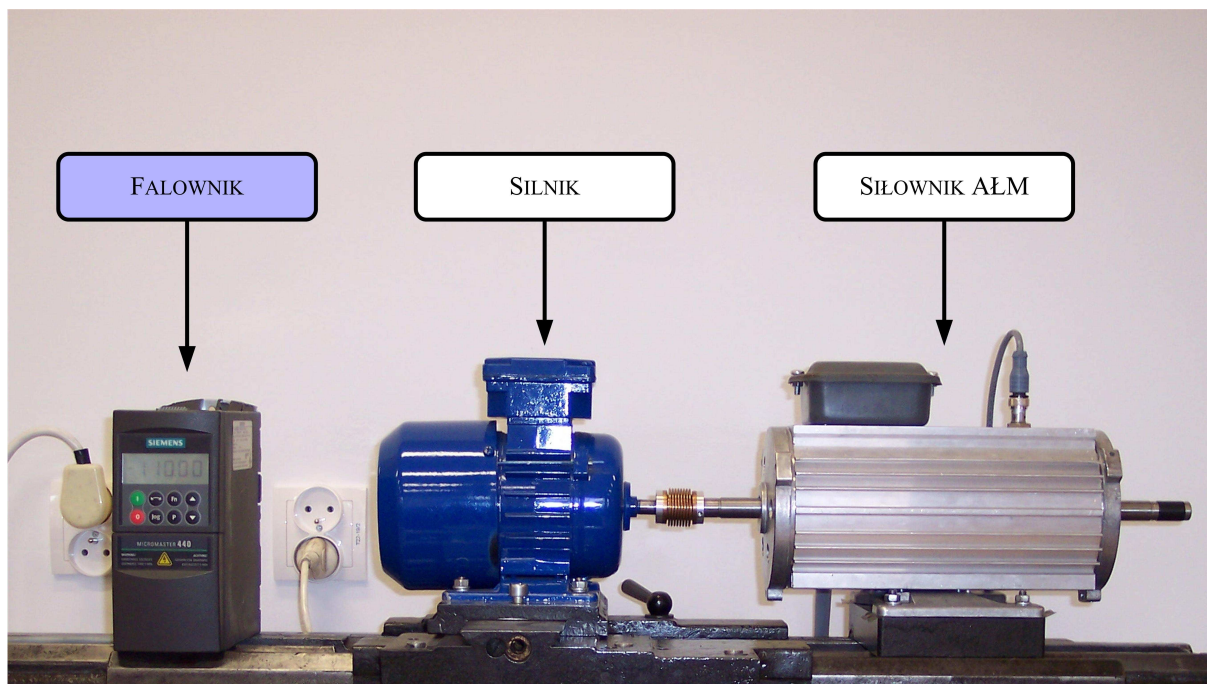


Rys. Z1.2. Schemat sterownika silownika AEM

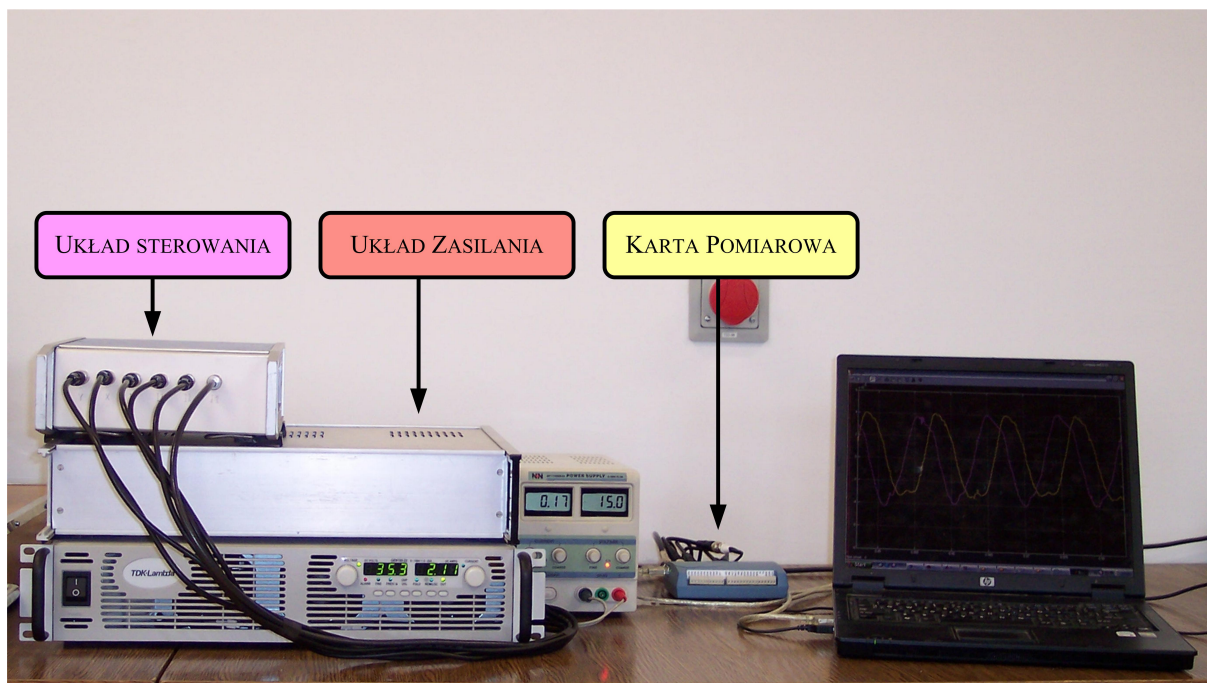


Rys. Z1.3. Schemat pojedynczego kanału impulsowego wzmacniacza mocy

Z2. STANOWISKO BADAWCZE



Rys. Z2.1. Stanowisko badawcze (falownik, silnik, siłownik 12-biegunowego aktywnego łożyska magnetycznego)



Rys. Z2.2. Stanowisko badawcze (układ zasilania, układ sterowania, karta pomiarowa)