



Politechnika Wrocławska

Dziedzina: inżynierjno-techniczna

Dyscyplina: inżynieria mechaniczna

Rozprawa Doktorska

Opracowanie metody symulacji działania obwodów elektromechanicznych serwozaworów i czujników położenia stosowanych w aplikacjach lotniczych z uwzględnieniem wpływu obciążeń mechanicznych oraz temperatury na ich wydajność

Autor: mgr inż. Wojciech Krzysztof Pluciński

Promotor: dr hab. inż. Krzysztof Tomczuk, prof. uczelni

Słowa kluczowe: *Serwonapęd, silnik momentowy, LVDT, magnetoelastyczność*

Wrocław, 2025 r.

Podziękowania

Na wstępie pragnę złożyć serdeczne podziękowania mojemu Promotorowi, dr hab. inż. Krzysztofowi Tomczukowi, za wsparcie, cenne uwagi, dyskusje oraz zaufanie i życzliwość. Wyrazy wdzięczności kieruję również do prof. dr hab. inż. Ziemowita Malechy, za wskazówki dotyczące publikacji oraz pomoc w rozwiązywaniu wielu badawczych wątpliwości. Państwa wspólne wsparcie miało kluczowe znaczenie dla ukończenia tej pracy.

Szczególne podziękowania składam mojej Rodzinie — za cierpliwość, wyrozumiałość i nieustające wsparcie, zarówno emocjonalne, jak i praktyczne, które pozwoliło mi zrealizować ten projekt naukowy oraz wdrożeniowy.

Z całego serca dziękuję Justynie oraz moim Dzieciom, Pawłowi i Michałowi, za radość, jaką wnosicie każdego dnia i za to, że swoim istnieniem przypominacie mi, co jest naprawdę ważne. Wasza obecność była moją największą motywacją.

Dziękuję również firmie Collins Aerospace, w której miałem możliwość zrealizować badania. Uzyskane wsparcie techniczne, dostęp do zasobów oraz otwartość na współpracę były nieocenione dla praktycznego wymiaru tej pracy. Szczególnie doceniam otwartość i ambitne podejście Pani Natalii Khandros, Pana Sergeya Mironets oraz prawdziwego mentora Pana Arnaud de la Chevanserie.

Na koniec, pragnę podziękować wszystkim osobom, które w jakikolwiek sposób przyczyniły się do powstania niniejszej rozprawy. Każde słowo wsparcia i każda pomoc miały dla mnie ogromne znaczenie.

Abstrakt (English version)

This dissertation was carried out within the framework of the “Implementation Doctorate IV” program and focuses on developing a comprehensive methodology for testing and simulating the operation of electromechanical circuits in servo valves and position sensors used in aircraft applications. The primary objective was to evaluate the influence of mechanical loads and temperature variations on the performance, stability, and reliability of these transducers under real operating conditions.

An extensive review of the available literature revealed a significant research gap — the absence of multiphysics models capable of capturing the coupled electromagnetic, mechanical, and thermal phenomena that affect modern aircraft fuel system components. To address this, an integrated multiphysics model was developed, combining electromagnetism, structural mechanics, and thermal conductivity. The model was implemented using ANSYS®, FEMM®, and JMag® environments and coupled with the MATLAB/Simulink® computational toolkit.

It incorporates temperature, stress, and geometry-dependent material properties obtained from experimental measurements, enabling highly accurate simulations of transducers behavior in servo drive systems.

Theoretical models were experimentally validated using dedicated test stands designed and built as part of this research. The experimental results demonstrated a high degree of agreement with the simulations, with a mean error of less than 5%. Additionally, numerical analyses were conducted to evaluate the effects of environmental factors on both the dynamic and static characteristics of torque motors used in servo valves. Based on these findings, design improvements were proposed to enhance the robustness and reliability of EMID components operating within aircraft fuel systems.

This implementation-oriented research addresses a critical demand of the aviation industry for advanced digital design methodologies. The developed simulation framework allows for precise modeling of magnetic circuits by considering the variations in ferromagnetic materials’ properties induced by temperature and mechanical stress. It has been successfully applied to the design of a high-precision position transducer used in an Active Clearance Control system and can be further extended to analyze servo system performance and enable digital condition monitoring of mechatronic components in aviation.

This dissertation contributes to the advancement of engineering practices in the aerospace sector and serves as a valuable reference for specialists in mechanical and mechatronic engineering seeking to deepen their understanding of magnetic materials and their influence on the performance of servo drives and related electromechanical devices.

Streszczenie

Przedstawiona dysertacja powstała w ramach programu „Doktorat Wdrożeniowy IV”. Celem niniejszej rozprawy doktorskiej było opracowanie metody badania oraz symulacji działania obwodów elektromechanicznych serwozaworów i czujników położenia stosowanych w napędach elektrohydraulicznych w aplikacjach lotniczych. W symulacjach uwzględniono wpływ obciążeń mechanicznych oraz temperatury na wydajność i stabilność badanych przetworników.

Prace badawcze poprzedzono szczegółową analizą dostępnej literatury, która wykazała brak opracowanych kompleksowych modeli wielofizycznych dla przetworników elektromechanicznych, uwzględniających rzeczywiste warunki eksploatacyjne w odniesieniu do najnowszej generacji lotniczych instalacji paliwowych. W odpowiedzi na tę lukę, opracowano zintegrowane modele numeryczne dla przetwornika położenia oraz silnika momentowego serwozaworu obejmujące elektromagnetyzm, mechanikę oraz przewodnictwo cieplne. Model teoretyczny został zaimplementowany w środowisku ANSYS®, FEMM®, JMag® z powiązaniem do pakietu narzędzi obliczeniowych MATLAB/Simulink®. W przeprowadzonych symulacjach opisujących pracę przetworników w serwonapędzie uwzględniono wyznaczone na drodze pomiarów zmienne parametry materiałowe zależne od temperatury, stanu naprężenia oraz struktury ferromagnetyka.

Opracowane teoretyczne modele numeryczne przetworników elektromechanicznych zostały potwierdzone eksperymentalnie przy użyciu zbudowanych stanowisk badawczych. Wyniki pomiarów potwierdziły wysoką zgodność wykonanych symulacji numerycznych - błąd średni poniżej 5%. Przeprowadzono również analizę numeryczną określającą wpływ warunków środowiskowych na charakterystyki dynamiczne i statyczne silników momentowych w serwozaworach. Na podstawie otrzymanych wyników badań, zaproponowano rozwiązania konstrukcyjne zwiększające odporność komponentów typu EMID na warunki środowiskowe definiowane dla osprzętu instalowanego w układach paliwowych statków powietrznych.

Praca ma charakter wdrożeniowy i stanowi odpowiedź na potrzeby przemysłu lotniczego w zakresie cyfryzacji procesów projektowania. Opracowana metoda symulacji obwodu magnetycznego z uwzględnieniem zmian właściwości magnetycznych ferromagnetyka pod wpływem temperatury i naprężenia znalazła zastosowanie w projekcie precyzyjnego przetwornika położenia pracującego w systemie Active Clearance Control. Opracowana metoda symulacji może również posłużyć w przyszłości analizie działania projektowanych układów serwomechanizmów oraz cyfrowym monitorowaniu stanu technicznego komponentów mechatronicznych, stosowanych w lotnictwie. Rozprawa może także być wykorzystana jako pomoc dla inżynierów specjalizujących się w problemach inżynierii mechanicznej, chcących uzupełnić swoją wiedzę dotyczącą wykorzystania materiałów magnetycznych w technice serwonapędów i urządzeń pomiarowych oraz wykonawczych.



Wybrane istotne oznaczenia oraz zapożyczenia pojawiające się w rozprawie

Oznaczenie / Akronim	Definicja
ACC	<i>ang. Active Clearance Control</i>
LVDT	<i>ang. Linear Variable Differential Transducer</i>
EMID	<i>Przetwornik E/M, M/E (ang. Electro Mechanical Interface Device)</i>
%FS	<i>Procent pełnej skali (ang. Percent Full Scale)</i>
°C	<i>Stopnie Celsjusza</i>
<i>H</i>	<i>Natężenie pola magnetycznego</i>
<i>B</i>	<i>Indukcja magnetyczna</i>
FEA	<i>ang. Finite Element Analysis</i>
MES	<i>Metoda Elementów Skończonych</i>
FADEC	<i>ang. Full Authority Digital Engine (lub Electronics) Control</i>
FbW	<i>ang. Fly-by-Wire</i>
UAV	<i>ang. Unmanned Aerial Vehicle</i>
SM	<i>Silnik Momentowy (ang. Torque Motor)</i>
SMM	<i>Siła Magnetomotoryczna</i>
FSO	<i>Pełna skala (ang. Full Scale Output)</i>

Wszystkie rysunki i wykresy opisujące wyniki badań eksperymentalnych zostały przygotowane przez autora, jeśli nie zaznaczono inaczej.

INDEKS

Abstrakt (English version)	2
Streszczenie	3
1. WPROWADZENIE	9
1.1. Uzasadnienie wyboru tematu	10
1.2. Definicja problemu badawczego	12
1.3. Definicja warunków pracy dla badanych przetworników	13
1.4. Znaczenie badań dla dyscypliny naukowej	18
1.5. Znaczenie badań dla podmiotu przemysłowego	19
2. ZAGADNIENIA TEORETYCZNE I PRZEGLĄD LITERATURY NAUKOWEJ	21
2.1. Technika serwonapędów w lotnictwie	22
2.2. Określenie luki badawczej	29
2.3. Zjawiska w materiałach magnetycznych	30
2.4. Cel badań i hipotezy	50
3. METODYKA	53
3.1. Metody badawcze	54
3.2. Podstawowe założenia fizyczne	54
3.3. Wybór środowiska obliczeniowego	72
3.4. Podstawy zastosowanych metod obliczeniowych opartych na MES	72
3.5. Analiza wielofizyczna dla problemów magneto-mechanicznych	79
4. PRACA BADAWCZA	82
4.1. Cel badań eksperymentalnych	83
4.2. Badanie eksperymentalne stopu polikrystalicznego 50% Fe-Ni	83
4.3. Badanie przetworników E/M oraz M/E stosowanych w serwonapędzie	114
5. ASPEKT WDROŻENIOWY	134
5.1. Potencjał implementacyjny modelu symulacyjnego	135
5.2. Możliwości komercjalizacji metody	136
5.3. Zwiększenie możliwości przedsiębiorstwa w dziedzinie projektowania, wytwarzania i rozwoju precyzyjnych urządzeń mechatronicznych	136
5.4. Podsumowanie - Wnioski wdrożeniowe	139
6. ZAKOŃCZENIE	141
6.1. Omówienie tez	142
6.2. Wyzwania związane z dalszym rozwojem wielofizycznych metod projektowania	147
6.3. Wytyczenie kierunków do dalszych badań	148
6.4. Literatura	149
ZAŁĄCZNIKI	156

ILUSTRACJE

Rys. 1.1. Obszary stosowania serwonapędów pozycjonujących (kolorowe znaczniki) na przykładzie samolotu	11
Rys. 1.2. Ewolucja silników lotniczych	15
Rys. 1.3. Model atmosfery wzorcowej	16
Rys. 1.4. Kategoryzacja osprzętu lotniczego w zależności od miejsca instalacji i typu statku powietrznego	17
Rys. 1.5. Rozwój metod modelowania z wykorzystaniem sztucznej inteligencji na przestrzeni lat	20
Rys. 1.6. Rozwój metod modelowania wielofizycznego na przestrzeni lat	20
Rys. 2.1. Analogia pomiędzy zasadą działania serwonapędu (a) i aparatu ruchu organizmów żywych (b)	22
Rys. 2.2. Schemat blokowy dla komponentów serwonapędu w pętli regulacji położenia	24
Rys. 2.3. Silnik momentowy w napędzie hydrostatycznym	27
Rys. 2.4. Liniowy przetwornik indukcyjny położenia typu LVDT	29
Rys. 2.5. Wpływ temperatury na punkt pracy obwodu z magnesem	36
Rys. 2.6. Interpretacja procesu magnesowania w odniesieniu do teorii domen magnetycznych	37
Rys. 2.7. Wyidealizowany procesu magnesowania wewnątrz pojedynczego obszaru	38
Rys. 2.8. Kształt pętli magnesowania zależny od amplitudy natężenia zewnętrznego pola magnetycznego	39
Rys. 2.9. Interpretacja graficzna teorii Blocha – wpływ temperatury na M_s dla Ni oraz Fe	46
Rys. 2.10. Interpretacja graficzna zjawiska magnetoelastyczności	48
Rys. 3.1. Uproszczony schemat kinematyczny serwonapędu	55
Rys. 3.2. Schemat funkcyjny serwonapędu w pętli regulacji położenia	56
Rys. 3.3. Model CAD elektrohydraulicznego serwozaworu dwustopniowego	57
Rys. 3.4. System serwozaworu odwzorowany schematem blokowym w programie Matlab®/ Simulink®	58
Rys. 3.5. Silnik momentowy wzmacniacza elektrohydraulicznego	59
Rys. 3.6. System silnika momentowego odwzorowany schematem blokowym w programie Matlab/ Simulink	62
Rys. 3.7. Schemat zastępczy połowy obwodu silnika momentowego	63
Rys. 3.8. Algorytm dla metody iteracyjnej	66
Rys. 3.9. Moment całkowity generowany przez siły magnetyczne, działający na zworę silnika	67
Rys. 3.10. Kluczowe elementy obwodu przetwornika LVDT	68
Rys. 3.11. Schemat obwodu przetwornika LVDT	69
Rys. 3.12. Diagram przedstawiający założenie dla analizy magnetomechanicznej	81
Rys. 4.1. Porównanie struktury krystalicznej badanego materiału	84
Rys. 4.2. Schemat systemu pomiarowego	85
Rys. 4.3. System pomiarowy	85
Rys. 4.4. Prąd wzbudzania	86
Rys. 4.5. Diagram przedstawiający schematycznie zastosowany algorytm pomiaru	87
Rys. 4.6. Charakterystyka namagnesowania – porównanie modelu i krzywych pomierzonych w temp. 30°C	88
Rys. 4.7. Porównanie pierwotnych krzywych namagnesowania	89
Rys. 4.8. Charakterystyka namagnesowania – porównanie modelu i krzywych pomierzonych w temp. -55°C	89
Rys. 4.9. Charakterystyki namagnesowania mierzone w zakresie temperatur od -55 do 195°C	90
Rys. 4.10. Charakterystyki namagnesowania według modelu J-A w zakresie temperatur od -55 do 195°C	90
Rys. 4.11. Krzywe początkowego namagnesowania według modelu J-A	91
Rys. 4.12. Wykres prawdopodobieństwa porównujący rozkłady parametru M_s w zakresie temperatur	92
Rys. 4.13. Wykres prawdopodobieństwa, rozkłady parametru a w zakresie temperatur od -55 do 195°C	92
Rys. 4.14. Wykres prawdopodobieństwa, rozkłady parametru α w zakresie temperatur od -55 do 195°C	92
Rys. 4.15. Wykres prawdopodobieństwa, rozkłady parametru c w zakresie temperatur od -55 do 195°C	93
Rys. 4.16. Wykres prawdopodobieństwa, rozkłady parametru k w zakresie temperatur od -55 do 195°C	93
Rys. 4.17. Krzywe bezhisterezowe magnesowania mierzone w niskich (a) i wysokich (b) temperaturach	93
Rys. 4.18. Krzywe bezhisterezowe namagnesowania stopu 4 ASTM A753, mierzone w zakresie temperatur	95
Rys. 4.19. Liniowa aproksymacja wartości parametrów modelu J-A dla stopu ASTM A753 2	96
Rys. 4.20. Liniowa aproksymacja	97

Rys. 4.21. Krzywe magnesowania pierwotnego $B(H, T)$ wykreślone dla skrajnych badanych temperatur	97
Rys. 4.22. Stanowisko do badań quasistatycznej charakterystyki magnesowania $B(H)$ w temperaturach	98
Rys. 4.23. Podsumowanie właściwości mechanicznych materiału 50% Fe-Ni w stanie wyżarzonym	100
Rys. 4.24. Model MES dla próbki do badania sprzężenia magnetomechanicznego	104
Rys. 4.25. Porównanie charakterystyki magnesowania pierwotnego	107
Rys. 4.26. Schemat stanowiska	107
Rys. 4.27. Stanowisko do pomiaru charakterystyki magnesowania	107
Rys. 4.28. Charakterystyki magnesowania zmierzone dla siły F od 0 do 100[N]	108
Rys. 4.29. Naprężenia zredukowane w próbce pod wpływem siły ściskającej $F=100$ [N]	108
Rys. 4.30. Charakterystyki bezhisterezyowe magnesowania zmierzone dla siły F od 0 do 100[N]	108
Rys. 4.31. Charakterystyki magnesowania pierwotnego zmierzone dla siły F od 0 do 100[N]	108
Rys. 4.32. Naprężenia główne w próbce pod wpływem siły ściskającej $F=100$ [N]	109
Rys. 4.33. Wartości naprężenia efektywnego w elementach modelu MES 3D dla siły $F=100$ [N]	109
Rys. 4.34. Rozkład naprężenia 2D w próbce pod wpływem siły ściskającej $F=100$ [N]	110
Rys. 4.35. Wartości bezwzględne naprężenia efektywnego w elementach modelu MES 3D	111
Rys. 4.36. Wartości indukcji magnetycznej zastępczej w próbce dla $H=100$ [A/m] w funkcji naprężenia σ_{ef}	111
Rys. 4.37. Charakterystyki magnesowania zmierzone dla naprężenia efektywnego	112
Rys. 4.38. Diagram opisujący przebieg eksperymentu przeprowadzonego w celu wyznaczenia parametru k ..	114
Rys. 4.39. Model MES dla silnika momentowego	115
Rys. 4.40. Charakterystyka zależności indukcji magnetycznej od natężenia pola w magnesie trwałym	116
Rys. 4.41. Model MES wykonany na potrzeby analizy typu transient, odmagnesowanie silnika w cewce	116
Rys. 4.43. Algorytm dla MES, analiza typu transient	117
Rys. 4.44. Rozkład wektorów strumienia magnetycznego oraz gęstości strumienia	118
Rys. 4.45. Rozkład wektorów strumienia magnetycznego w modelu połówkowym, w punkcie pracy	118
Rys. 4.46. Przykładowa mapa silnika momentowego w postaci chmury punktów	119
Rys. 4.47. Widok izometryczny przedstawiający przyrząd do pomiaru mapy silnika momentowego	120
Rys. 4.48. Stanowisko do badania charakterystyki statycznej silników momentowych	121
Rys. 4.49. Algorytm pomiaru	122
Rys. 4.50. Wykresy przedstawiające pierwszą i czwartą ćwiartkę mapy momentów	123
Rys. 4.51. Wykresy, pokazujące zbieżność między modelem teoretycznym MES a wynikami	123
Rys. 4.52. Rozkład naprężenia w obwodzie magnetycznym silnika wyznaczony przez MES	125
Rys. 4.53. Schemat przetwornika w wersji do badania wpływu naprężenia ściskającego rdzeń na pomiar	126
Rys. 4.54. Układ pomiarowy zbudowany w celu weryfikacji modelu teoretycznego	127
Rys. 4.55. Model osiowosymetryczny MES indukcyjnego przetwornika położenia	129
Rys. 4.56. Symulacja rozkładu indukcji B w modelu MES dla skrajnej pozycji rdzenia magnetycznego	130
Rys. 4.57. Zestawienie teoretycznej charakterystyki napięciowej wynikającej z modelu MES.	132
Rys. 4.58. Porównanie charakterystyk teoretycznej i eksperymentalnej w RT	133
Rys. 5.1. Turbowentylatorowy silnik serii PW1100 z widocznym systemem ACC [104]	137
Rys. 5.2. Model silnika serii PW1100, na którym pokazano zawór systemu ACC	137
Rys. 5.3. Elektrohydrauliczny (paliwowy) zawór systemu ACC oraz zaprojektowany przetwornik położenia ...	138
Rys. 5.4. Jednoosiowy stan naprężenia ściskającego w rdzeniu przetwornika położenia typu LVDT	139
Rys. 5.5. Postać deformacji rdzenia przetwornika LVDT dla drugiej częstotliwości drgań własnych	139
Rys. 6.1. Porównanie wartości B zmierzonych i obliczonych zgodnie z zależnością (4.15)	144
Rys. 6.2. Wpływ naprężenia i temperatury na charakterystykę LVDT (skalar K_x)	145



TABELE

Tabela 2-1. Magnes, indukcja remanentu, natężenie koercji, temperaturowy współczynnik remanentu	34
Tabela 2-2. Matematyczne modele zjawiska histerezy magnetycznej	44
Tabela 3-1. Zmienne w blokowym modelu układu pozycjonowania suwaka w serwozaworze	58
Tabela 3-2. Zestawienie różnic w podejściu do analizy strukturalnej MES, 2D vs 3D.....	76
Tabela 3-3. Porównanie założeń w analizach numerycznych podzespołów serwonapędu.....	80
Tabela 4-1. Zestawienie wartości uśrednionych modelu J-A	91
Tabela 4-2. Wartości koercji dla różnych temperatur i metod pomiaru	94
Tabela 4-3. Zestawienie parametrów k określających wrażliwość stopu 50% Fe-Ni na naprężenie	111
Tabela 4-4. Porównanie indukcji zmierzonej do obliczonej na podstawie modelu materiału (4.15)	112
Tabela 4-5. Wpływ temperatury na generowany moment nominalny (odmagnesowanie 47 [mT])	124
Tabela 4-6. Wpływ temperatury na parametry K_T oraz K_{MS}	125
Tabela 4-7. Wpływ naprężenia osiowego ~ 50 [MPa] na napięcie różnicowe oraz skalar K_x	128
Tabela 4-8. Wpływ warunków brzegowych na wyniki analizy teoretycznej.....	131
Tabela 6-1. Korelacja modelu opisującego efekt magnetoelastyczności – dane do wykresu Rys. 6.1	143
Tabela 6-2. Podsumowanie hipotez badawczych	146

1. Wprowadzenie

W rozdziale zdefiniowano problem badawczy analizowany w ramach rozprawy naukowej oraz jego znaczenie dla przedsiębiorstwa – Collins Aerospace i dyscypliny naukowej – inżynierii mechanicznej. Zaprezentowano sformułowane hipotezy badawcze, metodykę wykorzystaną do ich naukowej weryfikacji. Ponadto, określono cel pracy badawczej. Wybór hipotez został uargumentowany analizą warunków pracy określanych dla urządzeń wykonawczych w instalacjach paliwowych współczesnych i przyszłościowych silników lotniczych.

Uzasadnienie wyboru tematu odniesiono do przeglądu literatury naukowej.

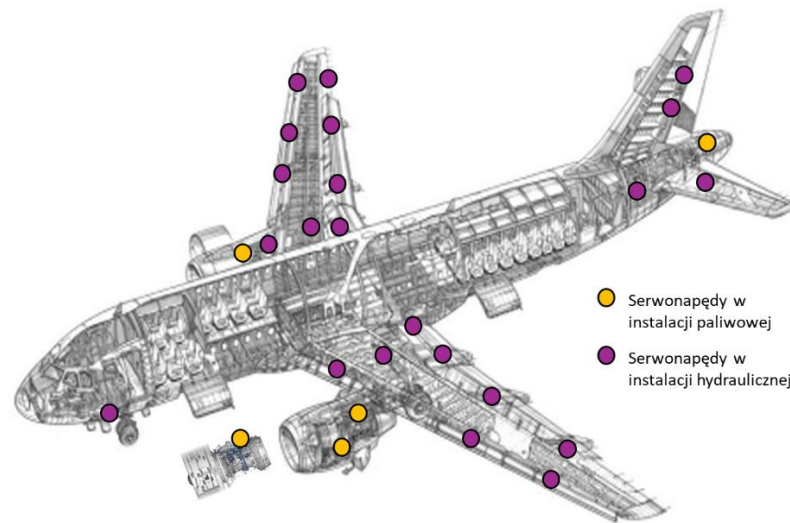
1.1. Uzasadnienie wyboru tematu

Zgodnie z najnowszymi trendami w rozwoju lotnictwa na świecie, ilość wydajnych urządzeń elektromechanicznych oraz elektrohydraulicznych instalowanych jako wyposażenie załogowych oraz bezzałogowych statków powietrznych (z ang. UAV) powinna się zwiększać [1]. Jest to związane między innymi z coraz to bardziej rozbudowaną architekturą systemów: sterowania lotem (FbW), zarządzania silnikami (FADEC), kontroli temperatury w kabinie oraz rozwojem zdalnie sterowanych obiektów latających do zastosowań cywilnych oraz militarnych. Założenia dotyczące zwiększenia znaczenia urządzeń elektromechanicznych w lotnictwie są zgodne z ogólną koncepcją określaną jako „More electric aircraft” [2, 3].

Istotnymi elementami techniki serwonapędów elektrohydraulicznych stosowanych we współczesnych systemach automatyki przemysłowej i lotnictwie są urządzenia umożliwiające przetworzenie elektrycznego sygnału sterującego na sygnał hydrauliczny oraz czujniki położenia generujące analogowy sygnał proporcjonalny do pozycji osiągniętej przez mechanizm. Wyroby te klasyfikowane jako urządzenia wykonawcze i pomiarowe są niezbędne do kontroli serwonapędu w zamkniętej pętli regulacji położenia. W lotniczych elektrohydraulicznych systemach wykonawczych (Rys. 1.1) rolę przetwornika elektrohydraulicznego pełni najczęściej elektrohydrauliczny rozdzielacz proporcjonalny lub elektrohydrauliczny serwozawór, natomiast do pomiaru pozycji wykorzystuje się powszechnie różnicowe czujniki indukcyjne. Ten wybór jest w dużej mierze uwarunkowany niezawodnością oraz trwałością tego typu komponentów i faktem, że wyroby te są odporne na wymagające warunki środowiskowe typowe dla zastosowań lotniczych. Dodatkowo przetworniki E/M mogą być wykonane w architekturze dwukanałowej co dodatkowo zwiększa niezawodność napędów, których działanie jest często krytyczne dla bezpieczeństwa lotu. Redundancja na różnych poziomach architektury systemu jest często wymuszona przez prawo lotnicze, w tym przepisy FAR (Federalne Przepisy Zdatości Lotnej), wytyczne organizacji FAA – Federalnej Administracji Lotnictwa Cywilnego, EASA - Agencja Unii Europejskiej ds. Bezpieczeństwa Lotniczego.

W ostatnich latach istotną staje się również integracja urządzeń wykonawczych z systemami sterowania wykorzystującymi zaawansowane algorytmy diagnostyczne [4, 5]. Diagnostyka w tym przypadku jest w dużej mierze oparta o model wirtualny zreplikowanego systemu, którego odpowiedź może być w czasie rzeczywistym porównywana z monitorowanymi danymi procesowymi. Odstępstwa pomiędzy teoretycznym bliźniaczym modelem wirtualnym a rzeczywistym obiektem wskazujące na zmianę w wydajności lub charakterystykę napędu mogą być interpretowane jako usterka na poziomie komponentu lub układu. Technika diagnostyki i monitorowania określona terminem „*Digital Twin*” wpływa na podniesienie bezpieczeństwa lotu wymaga dokładnego zrozumienia, opisu i interpretacji zjawisk fizycznych oddziałujących na komponenty nadzorowanego systemu. Wymagania stawiane przed konstruktorami systemów lotniczych jak napędy zintegrowane na przykład w systemy FADEC lub FbW dla przyszłościowych zastosowań, pozwoliły na zidentyfikowanie luki do rozważań naukowych. Tą niszą jest opracowanie i uściślenie modeli numerycznych obiektów: serwozaworu oraz przetwornika pozycji typu LVDT uwzględniając zmienność środowiskowych warunków brzegowych oddziałujących na nie w czasie eksploatacji. Ponieważ parametry urządzeń wykonawczych i pomiarowych są w pewnym sensie zależne od warunków pracy a ich stabilna i przewidywalna praca jest kluczowa dla prawidłowego działania całego serwonapędu rozumianego jako system, tematyka do badań wydaje się interesująca.

Dodatkowym argumentem motywującym do pracy badawczej w tematyce serwonapędów jest obserwacja, że wraz z rozwojem techniki lotniczej zmieniają się wymagania środowiskowe definiowane dla poszczególnych systemów co dokładniej opisano w kolejnych rozdziałach.



Rys. 1.1. Obszary stosowania serwonapędów pozycjonujących (kolorowe znaczniki) na przykładzie samolotu Airbus serii A320 NEO

Stosowanie urządzeń elektromechanicznych oraz elektrohydraulicznych w lotnictwie wiąże się z koniecznością rozwiązania wielu problemów technicznych nieistotnych z punktu widzenia automatyki przemysłowej, elektrotechniki czy mechatroniki ogólnego przeznaczenia. Do podstawowych problemów należą duże naprężenia mechaniczne w konstrukcji, wynikające z potrzeby znacznej redukcji masy wyrobu oraz szeroki zakres temperatur pracy urządzenia przy ograniczonej możliwości wymiany ciepła z otoczeniem. Dodatkowo sposobem na zwiększenie stosunku generowanej mocy do masy jest często wykonanie optymalizacji topologicznej pod kątem jego funkcjonalności, co ma wpływ na złożoność kształtów projektowanych komponentów. Konieczność znacznej redukcji masy w porównaniu do produktów oferowanych dla innych gałęzi przemysłu dotyczy również elementów obwodów magnetycznych, będących integralną częścią wyrobu. Ponieważ mechanizm działania współczesnych serwonapędów opiera się o zjawiska w obwodach magnetycznych, istotne wydawało się zatem wykonanie dokładniejszej analizy wpływu obciążeń mechanicznych oraz termicznych na charakterystyki magnetyczne stosowanych materiałów. Pozwoliło to poznać fizyczne ograniczenia konstrukcyjne i umożliwiło w sposób wydajny symulowanie charakterystyki nowej generacji wyrobów lotniczych w warunkach eksploatacji, wykorzystując do tego metody numeryczne.

Bazując na aktualnym stanie wiedzy, uwzględniającym przegląd najnowszej literatury, można wnioskować, że wpływ obciążeń mechanicznych, procesu obróbki oraz temperatury na charakterystyki magnesowania ferromagnetyków polikrystalicznych w tym tzw. miękkich magnetyków jest znanym zjawiskiem, jednak wciąż niedostatecznie opisanym i zgłębnionym [6-11]. Warto mieć na uwadze, że spora część programów badawczych dotyczących materiałów magnetycznych ma charakter typowo komercyjny, co powoduje ograniczony dostęp do danych z przeprowadzonych eksperymentów. W praktyce oznacza to brak

możliwości wykorzystania tego typu danych do dalszych prac badawczych, jak również wdrożeniowych ukierunkowanych na opracowanie nowego komercyjnego produktu.

Dodatkowo, ograniczony transfer wiedzy o zjawiskach magnetomechanicznych do inżynierii mechanicznej wynikający z klasycznie zdefiniowanych dyscyplin naukowych może skutkować pojawieniem się wielu problemów podczas eksploatacji wyrobu mechatronicznego na statku powietrznym. Od pojawienia się błędu w układzie autodiagnostyki do utraty kontroli nad pierwotną funkcją urządzenia. Jednym z rozwiązań pozwalającym na uniknięcie przyszłych problemów eksploatacyjnych może być rozwijanie metod numerycznej analizy wielofizycznej. Wielofizyczna symulacja pozwala w lepszym stopniu badać wpływ losowo wybranych danych wejściowych i określać zależności pomiędzy sygnałem sterującym a odpowiedzią obiektu w symulowanym środowisku pracy. Rozwój elektromechanicznych napędów a szczególnie wykorzystywanych w nich przetwornikach typu EMID, jest wyjątkowo złożonym zagadnieniem wymagającym równoległej analizy zagadnień z wielu dziedzin naukowych. Niezbędne wydaje się połączenie wiedzy typowej dla: inżynierii mechanicznej (wytrzymałość materiałów, materiałoznawstwo, mechanika płynów), elektrotechniki, fizyki, mechaniki precyzyjnej oraz inżynierii lotniczej.

1.2. Definicja problemu badawczego

Problem badawczy rozpatrywany w niniejszej pracy polega na określeniu możliwości opracowania uniwersalnej metody symulacji obwodów elektromechanicznych serwozaworów oraz różnicowych indukcyjnych czujników położenia stosowanych w aplikacjach lotniczych, z uwzględnieniem środowiskowych warunków brzegowych.

Kluczowym zagadnieniem jest opracowanie modelu symulacyjnego umożliwiającego wierne odwzorowanie charakterystyk pracy tych układów z uwzględnieniem wpływu obciążeń mechanicznych oraz zmian temperatury występujących podczas eksploatacji urządzeń. Czynniki te oddziałują na właściwości materiałów ferromagnetycznych, a w konsekwencji na parametry pracy analizowanych przetworników elektromagnetycznych.

W szczególności rozważane są następujące pytania badawcze:

Czy zjawiska fizyczne zachodzące w materiałach magnetycznych, wynikające z oddziaływania warunków środowiskowych, takich jak temperatura oraz naprężenia mechaniczne, wpływają w istotny sposób na charakterystyki pracy przetworników elektromagnetycznych stosowanych w serwonapędach lotniczych?

W jaki sposób należy konstruować modele symulacyjne oraz prowadzić obliczenia numeryczne, aby możliwe było prawidłowe odwzorowanie tych zjawisk oraz wykorzystanie symulacji komputerowych w procesie projektowania tego typu urządzeń?

Z uwagi na wdrożeniowy charakter pracy, skupiono się na zastosowaniu pozyskanej wiedzy w przy opracowaniu przetworników typu E/M oraz M/E mających zastosowanie w systemie kontroli luzu szczelinowego w silniku odrzutowym działającym w technologii *thermal active* [12]. Opisana w rozprawie aplikacja - ACC została wybrana nieprzypadkowo jako platforma do rozwoju techniki, jaką jest wdrożenie urządzeń typu EMID (SV, LVDT) działających w wymagających warunkach środowiskowych. Komponenty systemu ACC są

instalowane wewnątrz gondoli silników turbowentylatorowych, zatem warunki eksploatacji wydają się być najbardziej wymagające spośród wszystkich innych obszarów płatowca w szczególności dla urządzeń elektromagnetycznych [13]. Wielofizyczna metoda symulacji dla obwodów elektromechanicznych ma również szczególne znaczenie dla przyszłych programów wdrożeniowych, ukierunkowanych na zapewnienie rozwiązań technicznych dla nowej generacji układów paliwowych, w tym obsługujących paliwa syntetyczne (SAF – ang. Sustainable Aviation Fuel).

Jednym z celów stawianym przed ośrodkami opracowujących obecnie paliwa syntetyczne jest podniesienie maksymalnej temperatury przetrwania paliwa, co umożliwi w przyszłości zwiększenie sprawności całego systemu silnika poprzez dostarczenie większej ilości ciepła do komory spalania w postaci strumienia cieczy. Odzyskiwanie ciepła przez układ paliwowy, a następnie dostarczenie go do komory spalania jest w znacznym stopniu limitowane przez maksymalną temperaturę pracy paliwa lotniczego. Należy jednak mieć na względzie, że zastosowanie instalacji do zubożenia paliwa w tlen oraz zastosowanie paliw syntetycznych umożliwi najprawdopodobniej podniesienie dotychczasowych limitów [14]. W praktyce dla podmiotów rozwijających akcesoria silnikowe, oznaczać to będzie aktualizację już wysokich wymagań, definiowanych jako warunki brzegowe pracy dla tych urządzeń w instalacji. Możliwość prowadzenia symulacji wielofizycznych oraz poznanie limitów dla dostępnych rozwiązań technologicznych wydaje się mieć fundamentalne znaczenie. Zwłaszcza biorąc pod uwagę ograniczone możliwości testowania wyrobów elektromechanicznych i cieczy łatwopalnych w wysokich temperaturach, uwzględniając jednocześnie wpływ obciążeń mechanicznych. Dodatkowo, rozwijana numeryczna metoda symulacji pracy obwodów magnetyczno-mechanicznych może znaleźć w przyszłości zastosowanie również przy projektowaniu komponentów instalacji wodorowych, które są obecnie badane na poziomie gotowości technologii poniżej TRL6 [15]. Opracowana metoda badania miękkich ferromagnetyków przedstawiona w dalszej części pracy stanowi zatem uniwersalne narzędzie, które może zostać wdrożone nie tylko w przemyśle lotniczym, ale również w branżach pokrewnych, takich jak: motoryzacja, robotyka czy energetyka. Symulacja wielofizyczna może również stanowić podstawę do rozwoju systemów autodiagnostycznych oraz cyfrowych platform testowych dla różnego typu komponentów mechatronicznych.

1.3. Definicja warunków pracy dla badanych przetworników

Projektowanie osprzętu statków powietrznych wymaga uwzględnienia wymagających warunków eksploatacyjnych oraz wymogów bezpieczeństwa na etapie tworzenia wstępnej koncepcji produktu. W zależności od miejsca instalacji wyrobu na statku powietrznym i rodzaju płatowca lub obiektu latającego, warunki środowiskowe definiowane dla analizowanych konstrukcji mogą się od siebie znacznie różnić. W przypadku braku ściśle określonej definicji warunków środowiskowych dla rozwijanego produktu można przyjąć pewne założenia odnosząc się do normy branżowej. Jednym z najczęściej wykorzystywanych standardów określających wymagania środowiskowe dla wyposażenia płatowca oraz sposób realizacji testów środowiskowych jest opublikowany w latach siedemdziesiątych ubiegłego wieku dokument komisji RTCA DO160 [13]. Standard ten oparty na metodach testowania sprzętu militarnego według procedur MIL-STD-210 jest często podstawą do tworzenia dokumentacji certyfikacyjnej wyrobów lotniczych i ma on charakter uniwersalny. Ponadto projektując

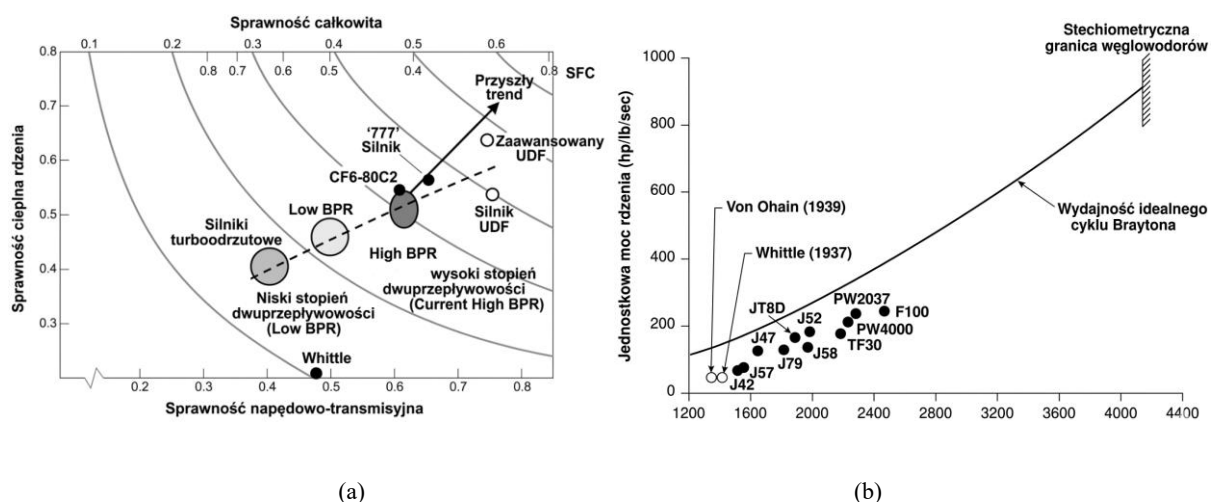
osprzęt lotniczy należy mieć na uwadze, że ograniczenia konstrukcyjne dla omawianych urządzeń wynikają zarówno z fizyki środowiska, w jakim statek powietrzny operuje, jak i ograniczeń związanych z fizyką wykorzystanych materiałów konstrukcyjnych. Problematykę określenia warunków brzegowych dla wyrobów lotniczych omówiono poniżej, odnosząc się do specyficznych wymagań definiowanych dla komponentów działających w instalacji paliwowej, zabudowanych na silniku turbowentylatorowym, umieszczonym wewnątrz gondoli podskrzydłowej. Obszar ten został wybrany z uwagi na duże gradienty temperatury i wysoką amplitudę drgań. Omówione poniżej założenia dotyczące warunków brzegowych, wykorzystano przy opracowywaniu innowacyjnych przetworników będących przedmiotem wdrożenia.

1.3.1. Określenie maksymalnej temperatury pracy

Dla wyrobów mających bezpośredni kontakt z paliwem i przejmujących jego temperaturę można założyć, że czynnikiem ograniczającym maksymalną temperaturę pracy samego urządzenia jest stabilność oksydacyjna paliwa. Jest ono wykorzystywane zarówno jako płyn hydrauliczny dostarczający energię do urządzenia wykonawczego oraz jako czynnik chłodzący. Wysoka stabilność termiczna cieczy jest ważna, ponieważ paliwo lotnicze za pośrednictwem wymienników usuwa ciepło z oleju silnikowego, płynu hydraulicznego i chłodziw. Stabilność oksydacyjna w wysokiej temperaturze opisana na przykład w literaturze [16] oraz ścieżka przepływu ciepła w silniku decydują, czy składniki paliwa ulegną utlenieniu tworząc nierozpuszczalny materiał. Produkty utleniania mogą zanieczyszczać filtry, zatykać drobne otwory lub powodować odkładanie się warstw na gorących powierzchniach instalacji paliwowej generując niepożądane spadki ciśnienia w układzie. Kryterium maksymalnej temperatury jest zatem istotne, ponieważ zanieczyszczenia instalacji na skutek przekroczenia dopuszczalnej temperatury paliwa mogą mieć krytyczny wpływ na bezpieczeństwo lotu. Obszerne prace wykazały, że rozpad paliw pod wpływem temperatury jest wynikiem utleniania ich śladowych składników, a nie rozpadu podstawowej struktury węglowodorów, który to z reguły ma miejsce w wyższych temperaturach. Projektując instalacje paliwowe należy zatem ograniczyć ryzyko przekroczenia temperatury stabilności medium na poziomie wszystkich komponentów układu paliwowego. Silniki w technice wojskowej na ogół wywierają większe obciążenie cieplne niż silniki cywilne. Stabilność termiczna stała się zatem coraz bardziej krytyczna w projektowaniu systemów i osprzętu dla zaawansowanych, wysokowydajnych silników militarnych i cywilnych. Dodatkowo, począwszy od końca dwudziestego wieku siły powietrzne krajów NATO zainicjowały szeroki program mający na celu opracowanie środka poprawiającego stabilność termiczną w celu zmniejszenia zanieczyszczenia układu paliwowego w obecnych silnikach wojskowych oraz zapewnienia dodatkowego zapasu stabilności potrzebnego w przyszłych konstrukcjach napędów lotniczych. Opracowany pakiet dodatków zwiększa maksymalny limit projektowy paliwa wykorzystywanego w lotnictwie wojskowym o 60° (z 160° do 220°C). Paliwo zawierające wspomniany dodatek o oznaczeniu JP-8+100, jest dystrybuowane również jako NATO F-37. Testy laboratoryjne i doświadczenia w lotach wykazały, że dodatek stabilizujący paliwa drastycznie zmniejsza osady powodujące zanieczyszczenie układu paliwowego. Co istotne, wyzwania dla projektantów urządzeń wykonawczych i pomiarowych w związku z rosnącą temperaturą paliwa dotyczą również innowacyjnych i rozwijanych silników cywilnych. W celu osiągnięcia wyższej wydajności i niższej emisji, silniki odrzutowe na przestrzeni lat przechodzą na wyższą kompresję. Dodatkowo, niższe spalanie osiąga się dzięki poprawie wydajności cyklu termodynamicznego Braytona. Obserwując zmiany ewolucyjne w lotnictwie można

przypuszczać, że silniki turbowentylatorowe w przyszłości będą nadal ewoluować, w kierunku wyższego stosunku ciśnienia, wyższej temperatury i ciśnienia na wlocie turbiny, zmniejszenia przepływu powietrza pasożytniczego (chłodzącego), większego odprowadzania ciepła do układu paliwowego oraz stosowania zaawansowanych systemów uszczelnienia turbiny.

Odnosząc się do raportu [14] oraz mając na uwadze oczekiwania operatorów lotniczych dotyczące zwiększanie wydajności i sprawności silników lotniczych do zastosowań cywilnych można zauważyć, że przyszłościowe systemy paliwowe będą musiały zostać dostosowane między innymi do wyższych temperatur pracy. Odzyskanie większej ilości ciepła z gorących powierzchni silnika przez przepływające paliwo a następnie dostarczenie go do komory spalania przyczynia się wprost do poprawienia sprawności w cyklu termodynamicznym. Ewolucja silników lotniczych pod kątem temperatury i sprawności rdzenia została przedstawiona na wykresach poniżej (Rys. 1.2). Dodatkowo, innowacyjne konstrukcje silników są dostosowywane do operowania z paliwami syntetycznymi typu SAF, gdzie również poprawiono stabilność termiczną. W przypadku instalacji paliwowych wyzwaniem jest również odporność wyrobów na wysoką temperaturę niezwłocznie po wygaszeniu silnika. Zjawisko znane jako „soak back”.

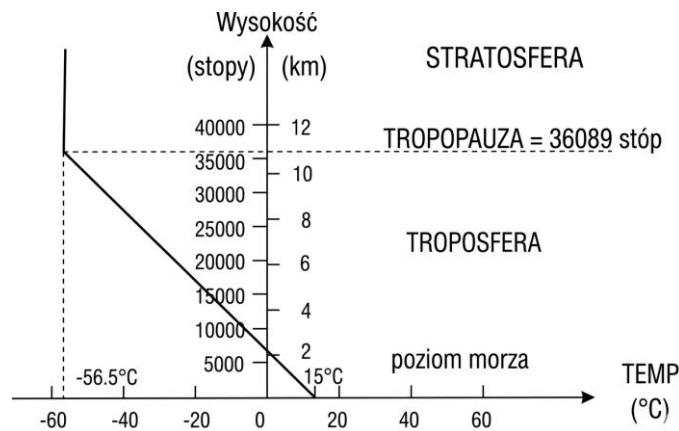


Rys. 1.2. Ewolucja silników lotniczych pod kątem: a) temperatury rdzenia i jego wydajności, b) mocy rdzenia w stosunku do temperatury na wejściu turbiny [17]

1.3.2. Określenie minimalnej temperatury pracy

Minimalna temperatura pracy dla podzespołów instalacji paliwowej płatowców instalowanych w przestrzeniach oznaczonych przez kategorie A, S2 według RTCA DO-160 Section 5.0 [13], można bezpośrednio powiązać ze zmiennością temperatury w funkcji wysokości według opisu fizycznego atmosfery wzorcowej (ISA - ang. International Standard Atmosphere). Model atmosfery został przedstawiony poniżej na rysunku 1.3. W przypadku śmigłowców i większości samolotów cywilnych maksymalny pułap operacyjny ogranicza się do granicy troposfery. Wybrane samoloty militarne są w stanie operować zarówno w obszarze troposfery i dolnej strefie stratosfery. Odnosząc się do badań atmosfery można zakładać, że

w zależności od maksymalnego pułapu, na którym operuje statek powietrzny minimalna temperatura otoczenia nie powinna przekroczyć -56.5°C .



Rys. 1.3. Model atmosfery wzorcowej [18]

W praktyce minimalna temperatura pracy oraz minimalna temperatura magazynowania wyrobów lotniczych i uruchamiania instalacji płatowca może zostać określona uwzględniając warunki występujące na lądzie na różnych szerokościach geograficznych. Niskie temperatury mogą być również wynikiem przemian termodynamicznych, szczególnie jeżeli rozpatrywane są obwody i instalacje pneumatyczne. W ogólnym podejściu należy przyjąć, że osprzęt lotniczy powinien być zdolny do działania w temperaturze minimalnej rzędu -60°C . Dodatkowo przechowywanie i rozruch w tak niskiej temperaturze powinien być możliwy, bez ryzyka uszkodzenia komponentów instalacji statku powietrznego.

1.3.3. Wymagania dotyczące odporności na drgania

Innym istotnymi czynnikami niezależnymi od temperatury otoczenia mogącymi wpływać na prace urządzeń wykonawczych i pomiarowych systemów awioniki, a w skrajnym wypadku ją zakłócić są obciążenia mechaniczne. Do tych obciążeń należy zaliczyć wibracje, wymuszenia udarowe oraz przyspieszenia o charakterystyce ciągłej, działające w różnych kierunkach i zwrotach. Podobnie jak w przypadku określenia temperatury, raport komisji RTCA [13] specyfikuje uogólnione wytyczne do testowania osprzętu lotniczego uwzględniając drgania mechaniczne z rozróżnieniem typów płatowców. Istnieją pewne założenia dotyczące definiowania spektrum wibracji oraz charakteru wymuszeń w zależności od typu płatowca, wybranej aplikacji i lokalizacji urządzenia. Przykładowy podział kategorii wymagań w odniesieniu do typu statku powietrznego pokazano w odniesieniu do skanu (Rys. 1.4). W przypadku projektów komercyjnych, warunki testów wibracyjnych są określane na podstawie wymagań dostarczanych przez zatwierdzoną organizację projektującą według: EASA - Part 21. Dane te są najczęściej chronioną własnością firmy określonej w programie jako organizacja projektująca statek powietrzny. Dane wejściowe do analizy strukturalnej – w przypadku silnika - harmonicznego są często wyznaczane na podstawie charakterystyk określonych przez analizę widmową rejestrowanych drgań podczas lotów testowych. W ujęciu ogólnym wg [13] amplituda drgań może wynieść nawet 20G przy częstotliwościach do 3[kHz] nie wliczając efektu jej wzmocnienia wynikającego z podatności zamocowania komponentu do struktury płatowca.

AIRCRAFT TYPE	TEST CATEGORY	AIRCRAFT ZONE						
		1 FUSELAGE	2 INSTRUMENT PANEL, CONSOLE & EQUIPMENT RACK	3 NACELLE & PYLON	4 ENGINE & GEAR BOX	5 WING & WHEEL WELL	6 LANDING GEAR	7 EMPENNAGE & Fin Tip
1. Helicopters (Reciprocating & Turbojet Engines)	R or U (1)	G	G	II	I			J
	U2 (1)	F & F1	F & F1					
2. Fixed Wing Turbojet or Turbofan Engines (Subsonic & Supersonic)	S	C (3)	B, B2 or B3 (4)	D	W	E	W	E
	H or Z	R	R	P	P	P	P	P
	R	C & C1 (3)	B & B1 or B2 & B12, or B3 & B4 (4)	D & D1	W	E & E1	W	E & E1
3. Fixed Wing Reciprocating & Turboprop Engines Multi Eng over 5,700 KG (12,500 lbs)	S	L(3)	M	T	U	T		
4. Multi Eng Less than 5,700 KG (12,500 lbs)	S	M(3)	M	L	L	L		
5. Single Eng Less than 5,700 KG (12,500 lbs)	S	M	M	M	L	M		
6. Fixed Wing Unducted Turbofan Engines (Propfan)	S	Y (3)	B, B2 or B3 (4)	D	W	E	W	E or Z
	H or Z	R	R	P	P	P	P	P
	R	Y (3)	B & B1 or B2 & B12 or B3 & B4 (4)	D & D1	W	E & E1	W	E & E1 or Z

NOTES:

- U applies to zones 1a and 2 only: (1a is fuselage - 1b is tail boom). U2 is an alternate to U and applies to 1a, 1b and 2 only
- Curves B to E are random; curves G to J are Sine-on-Random; all others are sinusoidal.
- Does not include equipment mounted on structure directly affected by jet efflux.
- Curves B2 and B12 are the same as those found in EUROCAE ED-14C/RTCA DO-160C as B and B', respectively. They are representative of levels expected on many fixed wing aircraft but are not sufficient for many others. Curves B and B1 contain higher levels and reflect the expected environment for all cases. Curves B3 and B4 are representative of large aircraft.

Table 8-1 Categorization and Vibration Tests by Aircraft Types and Equipment Locations

Rys. 1.4. Kategoryzacja osprzętu lotniczego w zależności od miejsca instalacji i typu statku powietrznego wg [13]

1.3.4. Podsumowanie analizy wstępnej dla warunków pracy

Można wnioskować, że urządzenia wykonawcze oraz pomiarowe opracowane do obecnych i przyszłych zastosowań w instalacjach silnikowych powinny być zdolne do ciągłego operowania w temperaturze w zakresie od -60 do 220°C z możliwością zwiększenia maksymalnej temperatury do 260°C przy zachowaniu ich kluczowych charakterystyk. Górną granicę ustalono, biorąc również pod uwagę ograniczenia temperaturowe organicznych materiałów elektroizolacyjnych dla długotrwałej eksploatacji. Założenia te nie dotyczą instalacji pneumatycznych, gdzie z uwagi na zachodzące przemiany termodynamiczne zakres temperatur dla sprężonego gazu może być znacznie rozszerzony bez ryzyka pojawienia się zanieczyszczeń typowych dla instalacji hydraulicznych i paliwowych.

Rozważając hipotetycznie systemy lotnicze przyszłości, należałoby w przypadku określania minimalnych i maksymalnych temperatur rozpatrywać również wymagania instalacji dla paliw alternatywnych SAF oraz H₂. Dużym wyzwaniem w przyszłości mogą okazać się wymagania dla serwowzorów w technice kriogenicznej w instalacjach ciekłego wodoru. Wynikiem zmieniających się temperatur oprócz możliwych zmian w przenikalności magnetycznej i rezystancji komponentów ferromagnetycznych są zmienne naprężenia termiczne w badanej konstrukcji. W przypadku przetworników elektromechanicznych, naprężenia termiczne wynikają z faktu stosowania do ich budowy materiałów o różnych właściwościach fizycznych. Komponenty strukturalne wykonuje się najczęściej ze stopów niemagnetycznych o przenikalności zbliżonej do próżni i możliwie dużej rezystancji, w celu uniknięcia strat związanych ze zjawiskiem prądów wirowych. Elementy składające się na obwód magnetyczny są z uwagi na ich funkcje wykonane z miękkich magnetyków lub stopów ferromagnetycznych twardych. Odmienne właściwości fizyczne tych materiałów są wyzwaniem konstrukcyjnym zarówno pod względem opracowywania metody łączenia części, jak również przeciwdziałania odkształceniom termicznym struktury podczas pracy w dynamicznie zmieniającym się środowisku.

1.4. Znaczenie badań dla dyscypliny naukowej

Odwołując się do przykładów z literatury [19-22], w pewnych przypadkach wpływ, najlepiej odwracalny, czynnika fizycznego takiego jak naprężenie na charakterystykę magnesowania ferromagnetyka jest zjawiskiem znanym, przebadanym i może być wykorzystany jako podstawa do budowy przetwornika analogowego na bazie rdzenia magnetycznego [23]. Zjawisko to (magnetoelastyczność) jest jednak niepożądane w przypadku konstruowania urządzeń wykonawczych i pomiarowych, od których wymaga się stabilnej pracy niezależnie od warunków eksploatacji. Takimi urządzeniami są między innymi silniki momentowe serwozaworów lub liniowe różnicowe czujniki indukcyjne, zwane również przetwornikami LVDT (ang. Linear Variable Differential Transformer). W dotychczasowych symulacjach elektromagnetycznych realizowanych z wykorzystaniem komercyjnych solverów, takich jak JMAG[®] czy Maxwell[®], uwzględnia się wpływ oddziaływań mechanicznych oraz temperatury na geometrię obiektu i wymiary szczelin powietrznych. Dodatkowo w inżynierskich analizach obwodów magnetycznych przyjmuje się, że charakterystyki materiałowe są jednorodne i stałe w skali całego analizowanego komponentu, bez uwzględnienia lokalnej koncentracji naprężeń mechanicznych oraz przestrzennej zmienności rozkładu temperatury. Na podstawie własnych obserwacji oraz dostępnych publikacji, można stwierdzić, że zarówno temperatura jak i naprężenia mechaniczne w magnesach oraz miękkich magnetycznie rdzeniach mają zasadniczy wpływ na przenikalność magnetowodu oraz strumień magnetyczny w pracującym urządzeniu. Wpływ ten jest zauważalny zwłaszcza, gdy urządzenie działa w szerokim zakresie temperatur typowych dla zastosowań lotniczych. Pozyskanie przez badania, szczegółowych danych dotyczących wpływu temperatury i stanu naprężenia na zależność indukcji magnetycznej od natężenia pola magnetycznego $B(H)$ dla wybranych materiałów, w tym stopu 50% Fe-Ni zgodnego z normą [24] typ 2, pozwoliło uzupełnić dostępną wiedzę oraz poprawić jakości symulacji inżynierskich. W analizowanych pozycjach literaturowych np. [6-10], nie udostępniono danych, które mogłyby zostać wykorzystane w miejsce rezultatów wykonanych eksperymentów. Zdefiniowanie luki dla prowadzonej działalności badawczej było ułatwione z uwagi na fakt, że analizowane zagadnienie naukowe leży na pograniczu kilku dyscyplin naukowych: inżynierii mechanicznej (również mechaniki precyzyjnej i hydrauliki), elektrotechniki oraz inżynierii materiałowej.

Można ogólnie stwierdzić, że modelowanie urządzeń typu EMID (ang. Electro Mechanical Interface Device), do których należą wzmacniacze elektrohydrauliczne oraz indukcyjne czujniki położenia, wymaga uwzględnienia wielu aspektów, w tym interakcji pomiędzy budową strukturalną i zjawiskami elektromagnetycznymi. Podejście do modelowania analitycznego zachowania się urządzeń wykonawczych jako zintegrowanego obwodu elektromechanicznego wymaga rozszerzenia podstawowej wiedzy z dziedziny inżynierii mechanicznej o zagadnienia z fizyki, elektrotechniki, automatyki oraz stosowanych zaawansowanych metod obliczeniowych. Rozwój numerycznych metod symulacji wielofizycznych jest zatem zgodny z potrzebami przemysłu i nauki głównie z uwagi na fakt, że rzeczywiste systemy i urządzenia techniczne rzadko działają w ramach jednego zjawiska fizycznego ujętego klasycznie zdefiniowaną dyscypliną. Historycznie, inżynierskie symulacje numeryczne konstrukcji koncentrowały się na analizach wykonywanych w izolowanych domenach naukowych, takich jak analiza strukturalna, magnetyczna lub termiczna. Wraz ze wzrostem mocy obliczeniowej pojawiły się możliwości łączenia tych domen, aby lepiej odzwierciedlać rzeczywistość badanych obiektów. Doprowadziło to do powstania wielofizyki

— jednoczesnej symulacji wielu oddziałujących na siebie procesów fizycznych. Prezentowana rozprawa wpisuje się w ten trend rozwoju dyscyplin inżynierskich.

1.5. Znaczenie badań dla podmiotu przemysłowego

Prowadzenie badań i rozwój metod projektowania oraz analiz w obszarze inżynierii mechanicznej, elektrotechniki, hydrotroniki [25] jest zgodny z oczekiwaniami podmiotu przemysłowego. Wrocławski zakład Collins Aerospace działający w ramach grupy RTX, dziedziczący profil po kombinacie PZL Hydral, został wyznaczony w ramach międzynarodowej korporacji jako centrum doskonałości (ang. COE) specjalizujące się w projektowaniu i wytwarzaniu podzespołów elektrohydraulicznych. Projektowanie i budowanie wydajnych elektromechanicznych urządzeń wykonawczych do zastosowań lotniczych, jest zatem jedną z aktywności firmy Collins / UTC Aerospace Systems Wrocław Sp. z o. o. Dotyczy to wyrobów instalowanych w systemach: paliwowych, hydraulicznych i pneumatycznych dla cywilnych i militarnych statków powietrznych.

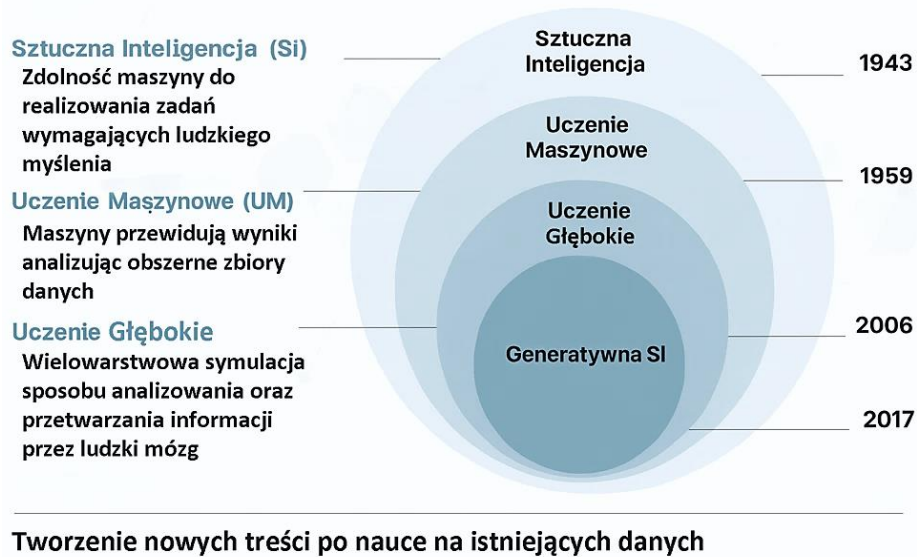
Śledząc obecne trendy w obszarze inżynierii mechanicznej, elektrotechnice, inżynierii materiałowej, informatyce, można wnioskować, że możliwości wytwarzania dowolnych kształtów oraz proces projektowania oparty na wielofizycznej optymalizacji i wiedza o nowoczesnych materiałach będą kluczowe dla przyszłych projektów rozwojowych. Jednostki inżyniersko-badawcze, które będą w stanie opanować te zagadnienia z pewnością uzyskają przewagę konkurencyjną na rynku.

Nie bez znaczenia dla konkurencyjności jest również zdolność centrum inżynierskiego do działania w obszarach znajdujących się na pograniczu lub pomiędzy klasycznie zdefiniowanymi dyscyplinami naukowymi oraz umiejętność łączenia tych dyscyplin w jeden spójny obszar inżynierii lotniczej. Należy podkreślić, że podejście do przemysłowego konstruowania wyrobów z wykorzystaniem symulacji numerycznych przeszło ogromną ewolucję — od prostych modeli analitycznych po zaawansowane, wielowymiarowe symulacje komputerowe. W przeszłości, proces projektowania opierał się głównie na doświadczeniu, obliczeniach w ramach dyscyplin naukowych i kosztownych eksperymentach fizycznych. Modele obiektów były uproszczone, a analiza numeryczna ograniczona do podstawowych zdefiniowanych przypadków.

Obecnie symulacje numeryczne, wykorzystujące MES, są integralną i dominującą częścią procesu projektowania wyrobu. Dzięki nim można:

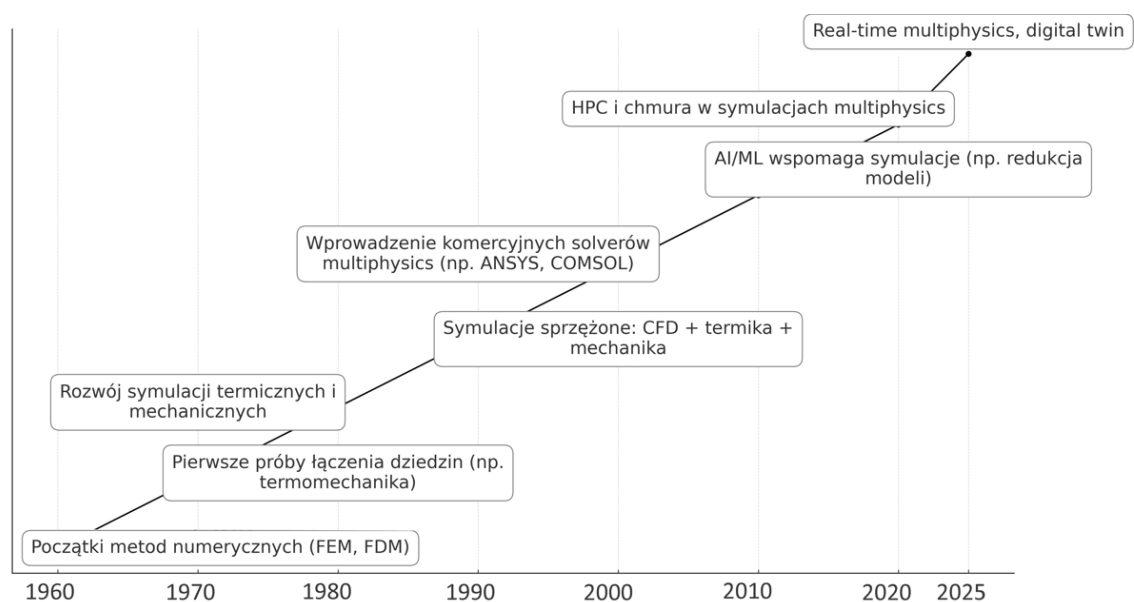
- analizować złożone geometrie i dowolną kombinację warunków brzegowych,
- przewidywać zachowanie materiałów i konstrukcji w różnych scenariuszach,
- optymalizować projekt pod kątem funkcji jeszcze przed wykonaniem wstępnego prototypu.

Dostępność mocy obliczeniowej, rozwój komputerów, klastrów oraz specjalistycznego oprogramowania do analiz wielofizycznych i analiz systemowych (np. Matlab®, COMSOL®, ANSYS®) sprawiły, że zaawansowane symulacje numeryczne stały się precyzyjne, szybsze i tańsze niż tradycyjne rozwojowe testy eksperymentalne. Obecnie, nowym trendem w numerycznych symulacjach inżynierskich jest również wykorzystanie sieci neuronowych. Modelowanie typu „*black box*” opierające się na danych (*data based model*) oraz modelowanie hybrydowe „*grey box*”, gdzie łączenie danych eksperymentalnych z wirtualnymi symulacjami umożliwia opis matematyczny złożonych zjawisk.



Rys. 1.5. Rozwój metod modelowania z wykorzystaniem sztucznej inteligencji na przestrzeni lat

Symulacje numeryczne są również podstawą dla metody optymalizacji topologicznej, która może ułatwić proces projektowania geometrii wyrobu pod kątem jego funkcjonalności. Modelowanie wirtualne produktu umożliwi również w przyszłości wspomaganie procesu projektowania przez rozwijające się dynamicznie rozwiązania sztucznej inteligencji. Kierunek rozwoju narzędzi numerycznych do inżynierskich symulacji wielofizycznych pokazano na diagramach (Rys. 1.5, 1.6). Trend ten motywuje do dalszego doskonalenia narzędzi służących analizie konstrukcji.



Rys. 1.6. Rozwój metod modelowania wielofizycznego na przestrzeni lat

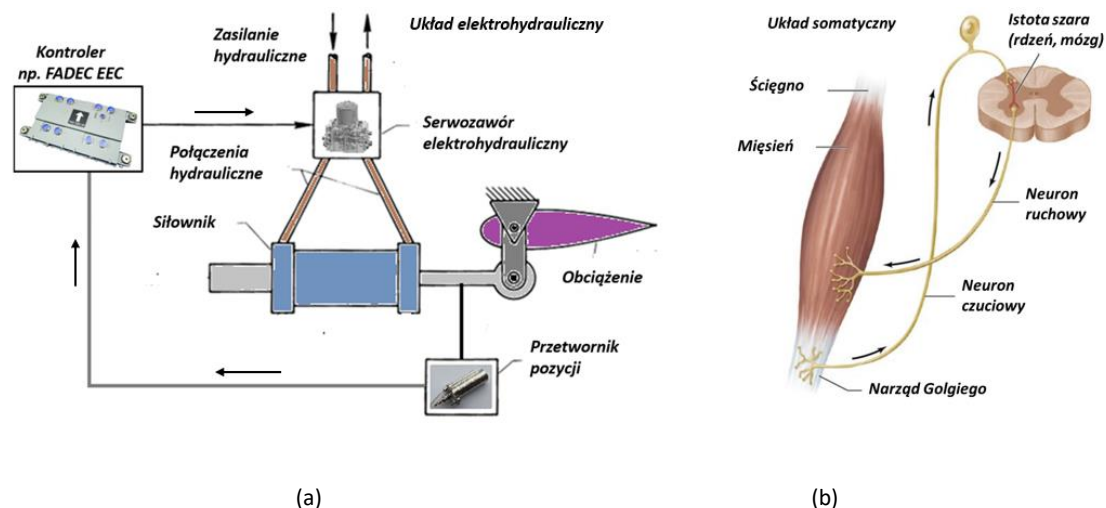
2. Zagadnienia teoretyczne i przegląd literatury naukowej

W rozdziale omówiono technikę serwonapędów hydrostatycznych w zastosowaniach lotniczych. Uwagę poświęcono zagadnieniom związanym z elektromechanicznymi przetwornikami stosowanymi w celu integracji urządzeń hydraulicznych z sygnałami elektrycznymi. Ponieważ zasada działania przetworników opiera się na zjawiskach fizycznych w materiałach magnetycznych, szczególną uwagę zwrócono na teoretyczny opis zjawisk magnetycznych. Kompleksowe podejście do problemu technicznego wykazało potrzebę rozwinięcia metody symulacji wielofizycznej.

2.1. Technika serwonapędów w lotnictwie

Wprowadzenie

Lotnictwo od początku swojego istnienia wymagało rozwijania rozwiązań technicznych, które umożliwiały precyzyjne sterowanie statkami powietrznymi. Jednym z kluczowych obszarów rozwoju techniki lotniczej na przestrzeni lat były i pozostają systemy wykonawcze zintegrowane z urządzeniami pomiarowymi i awioniką takie jak siłowniki elektrohydrauliczne oraz szeroko rozumiane serwonapędy. Można w rozumieniu ogólnym przyjąć, że mechanizmy wykonawcze wykorzystuje się do przetworzenia energii hydraulicznej i elektrycznej na energię mechaniczną. Wyroby te są odpowiedzialne zarówno za pozycjonowanie powierzchni sterowych płatowców jak i za uruchamianie elementów zmieniających swoje położenie w czasie lotu. Od ich pierwotnych form, stosowanych w pionierskich konstrukcjach latających, do współczesnych, zaawansowanych technologii wojskowych i kosmicznych, ewolucja tych urządzeń odzwierciedla postęp w inżynierii mechanicznej, materiałoznawstwie, elektrotechnice oraz awionice.



Rys. 2.1. Analogia pomiędzy zasadą działania serwonapędu (a) i aparatu ruchu organizmów żywych (b) [105]

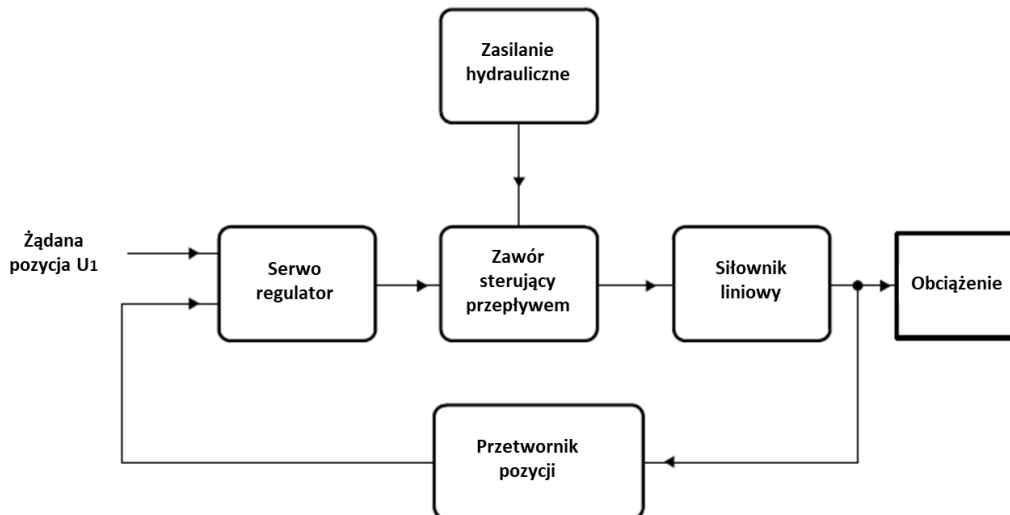
Historyczne tło techniki urządzeń wykonawczych

Pierwsze systemy wykonawcze w lotnictwie pozwalające na podstawową kontrolę maszyny w locie miały charakter czysto mechaniczny i opierały się na pracy ludzkich mięśni. W okresie lat dwudziestych ubiegłego wieku powierzchnie sterujące w samolotach pierwszej generacji były obsługiwane ręcznie i nożnie przez pilotów za pomocą mechanizmów, linek i cięgien. Wraz z pojawieniem się większych i bardziej zaawansowanych statków powietrznych już w latach trzydziestych XX wieku pojawiła się konieczność stosowania urządzeń wspomagających pracę mięśni pilota, których zasada działania opierała się głównie o teorię napędów hydrostatycznych – hydraulicznych wzmacniaczy siły. W latach czterdziestych XX wieku systemy mechaniczne oparte o siłowniki hydrauliczne obsługiwane za pomocą rozdzielaczy zaczęły zastępować w coraz to większym stopniu układy czysto mechaniczne, umożliwiając

sterowanie masywniejszymi statkami powietrznymi, poruszającymi się ze znacznie większymi prędkościami. Wczesne napędy hydrostatyczne w zastosowaniach lotniczych zwiększyły siłę i dynamikę sterowania, ale wciąż brakowało im precyzji i możliwości integracji z systemami elektrycznymi i elektronicznymi.

Współczesne napędy elektrohydrauliczne

W drugiej połowie ubiegłego wieku, rozwój techniki napędów elektrohydraulicznych zrewolucjonizował systemy sterowania w lotnictwie, integrując hydraulikę płatu z techniką sygnałów elektrycznych (Rys. 2.1.a). Pojawienie się elektrohydraulicznych serwonapędów w lotnictwie umożliwiło między innymi zastosowanie zaawansowanych systemów autopilota w samolotach cywilnych i wojskowych oraz optymalne zarządzanie pracą silników poprzez system awioniki (FADEC) [26]. W nowoczesnych samolotach wojskowych serwonapędy są wykorzystywane w systemach Fly-by-Wire (FbW) [27], zapewniając stabilność lotu oraz umożliwiając zdalne sterowanie obiektem latającym (UAV). Obecnie siłowniki elektrohydrauliczne nadal stanowią fundament nowoczesnych systemów lotniczych łącząc precyzję, niezawodność i możliwość integracji urządzeń wykonawczych z systemem awioniki. Ich sposób działania można porównać do układów biologicznych (Rys. 2.1.b). Wysoka niezawodność, możliwość generowania dużej mocy, siły, niewielkie rozmiary, szybka reakcja na sygnały sterujące i zdolność działania w ekstremalnych warunkach oraz odporność na obciążenia dynamiczne są argumentami za nieustającą potrzebą doskonalenia tej techniki. Poza lotnictwem cywilnym i wojskowym, elektro-hydraulika odgrywa również kluczową rolę w sterowaniu raketami oraz mechanizmami w urządzeniach do badania kosmosu. Lekkie serwonapędy o wysokiej precyzji są w ostatnich latach powszechnie stosowane w lotnictwie bezałogowym (dronach). Rozwój technologiczny napędów hydrostatycznych jest wymuszany przez rosnące wymagania dotyczące bezpieczeństwa i optymalizacji systemów sterowania, uwzględniające również algorytmy diagnostyki. Inwestycje w te technologie przyczyniają się do wzrostu innowacyjności w branży oraz poprawy efektywności operacyjnej lotnictwa. Kierunki rozwoju urządzeń wykonawczych i pomiarowych są wyznaczone przez interdyscyplinarne podejście do problemów technicznych oraz ekonomicznych. Projektowanie sterowania siłownikami elektrohydraulicznymi zostało szeroko opisane w literaturze [28, 65, 106-108]. Istnieje wiele sprawdzonych strategii pozwalających przewidywać i kompensować niedoskonałości napędów hydrostatycznych jak na przykład nieliniowości hydromechaniczne, zarówno po stronie elektrycznej (nastawy regulacji), jak i hydraulicznej. Tym samym, możliwe jest skuteczne radzenie sobie niepożądanymi zjawiskami w tej technice już na etapie projektowania układu lub wstępnych symulacji. Klasyczny układ serwonapędu pracujący w pętli położenia można opisać ogólnym schematem funkcyjnym, (Rys. 2.2).



Rys. 2.2. Schemat blokowy dla komponentów serwonapędu w pętli regulacji położenia [28]

Kierunki rozwoju urządzeń wykonawczych i pomiarowych w lotnictwie – perspektywa technologiczna i naukowa

Sterowanie powierzchniami lotek, hamulców aerodynamicznych, podwoziem i przepływem gazów i cieczy w silniku wiąże się z koniecznością nagłego wykorzystania dużej mocy. Projekt napędu hydrostatycznego jest zatem silnie uzależniony od charakteru pracy: ciągłej (np. dla głównych powierzchni sterowych), przejściowej (od kilku sekund do kilku minut, np. dla drugorzędnych powierzchni sterowych, kierownic w silniku, siłowników podwozia, rewersów ciągu) lub impulsowej (kilka sekund, np. blokady podwozia w górnym i dolnym położeniu). Serwomechanizmy muszą spełniać szereg wymagań i ograniczeń charakterystycznych dla systemów pokładowych również tych o znaczeniu krytycznym. Odwołując się do artykułu przeglądowego [29] można wyróżnić szereg podstawowych wymagań stawianych technice serwonapędów w lotnictwie, należą do nich:

- Wysoka gęstość mocy, by zmniejszyć masę i objętość;
- Wysoka sprawność, by ograniczyć zużycie energii i moc szczytową;
- Odporność na trudne warunki klimatyczne, wibracyjne i elektromagnetyczne;
- Wysoka niezawodność;
- Odpowiednia reakcja na uszkodzenia: zablokowanie, swobodne poruszanie się lub tłumienie obciążenia, w przypadku usterki samoistne przesterowanie do pozycji bezpiecznej;
- Długi czas eksploatacji (kilkadziesiąt lat, do 100 000 godzin lotu) przy ograniczonej konserwacji;
- Wysoka wydajność pętli zamkniętej - dokładne śledzenie zadanej pozycji, tłumienie zakłóceń.

Ocena danej techniki urządzenia wykonawczego jest trudna, ponieważ wszystkie powyższe aspekty należy uwzględniać jednocześnie. Ponadto, wybór optymalnych rozwiązań projektowych musi być często dokonywany na poziomie całego statku powietrznego, w odniesieniu do przepisów i regulacji prawnych.

W konwencjonalnym systemie z napędem hydraulicznym energia przekazywana jest w formie hydrostatycznej za pomocą cieczy roboczej między pompą hydrauliczną a siłownikiem. Energia

ta jest najczęściej generowana centralnie i dystrybuowana do wszystkich siłowników pod stałym ciśnieniem. Każdy siłownik zawiera komponenty odpowiedzialne za regulację mocy oraz przekształcanie mocy hydro-mechanicznej na ruch kinetyczny. Główne pompy hydrauliczne i paliwowe są z reguły napędzane bezpośrednio przez silniki samolotu. Ich konstrukcja oparta jest na zasadzie zmiennego wydatku z kompensacją ciśnienia, co pozwala na dostarczanie stałego w granicach narzuconej tolerancji ciśnienia, niezależnie od zapotrzebowania układu na przepływ. Wymaga to jednak ciągłego przecieku pompy, wynikającego z wewnętrznych przecieków powstałych na łożyskach hydraulicznych oraz uszczelnieniach dynamicznych tłoczków lub łopatek wirnika. Pompy hydrauliczne i paliwowe w systemach lotniczych pracują zazwyczaj przy niskim procentowym obciążeniu przepływem, co skutkuje spadkiem sprawności objętościowej. Dla przykładu, w typowym samolocie wąskokadłubowym z dwoma silnikami, całkowity przeciek wewnętrzny układu hydraulicznego wynosi ok. 10% wydatku pompy (na przykładzie A320). W takich warunkach sprawność całkowita pompy hydraulicznej może być mniejsza niż 50%.

Z analizy przeprowadzonej przez Maré'a [29] wynika, że proponuje się dwa główne podejścia do zmniejszenia masy lotniczych systemów hydraulicznych mające związek z rozprowadzaniem mocy. Zwiększenie ciśnienia zasilania systemu hydraulicznego pozwala na ograniczenie objętości cieczy oraz średnicy przewodów powrotnych, co prowadzi do zmniejszenia masy. Z drugiej strony generowanie mocy lokalnie (tzw. hydraulika strefowa) z wykorzystaniem pobliskiej sieci zasilania elektrycznego eliminuje potrzebę stosowania długich przewodów hydraulicznych, szczególnie w przypadku siłowników pracujących sporadycznie i zlokalizowanych daleko od głównych pomp. Oba podejścia zostały zastosowane w samolocie Airbus A380 [29]. Pompy i siłowniki hydrauliczne charakteryzują się znakomitą gęstością mocy. Niestety, ta zaleta często zanika, gdy uwzględni się cały system hydrauliczny. W dużych samolotach, np. w przypadku siłowników steru kierunku oddalonych o kilkanaście metrów od głównej pompy, masa przewodów zasilających, powrotnych, złączy i mocowań może być wielokrotnie większa niż masa samych komponentów hydraulicznych. Masa cieczy hydraulicznej również nie może zostać pominięta w analizie wagi układu. Wymienione powyżej wady wyszczególnione w artykule [29] nie stanowią jednak problemu w wykorzystaniu techniki napędów hydrostatycznych w obszarze systemów zarządzania silnikami lotniczymi. W tych zastosowaniach straty mocy wynikające z wymagania stałego przecieku przez siłownik oraz serwozawór, mogą być wykorzystywane jako korzyść - przepływ chłodzący. Paliwo ma dużą pojemność cieplną i temperaturę znacznie niższą niż korpus silnika. Niewątpliwą zaletą techniki serwonapędów elektrohydraulicznych jest również niska moc sygnałów elektrycznych wykorzystywanych w pętli regulacji. Dodatkowo, postępy w miniaturyzacji i nowe materiały umożliwiają projektowanie bardziej kompaktowych urządzeń, które jednocześnie oferują porównywalną funkcjonalność.

Ponadto, zrównoważony rozwój staje się coraz częściej zauważalnym kryterium oceny konstrukcji również w branży lotniczej. Projektowanie urządzeń o niskim zużyciu energii oraz wykorzystanie materiałów przyjaznych środowisku stają atrakcyjnymi kierunkami rozwoju cywilnej techniki lotniczej. W obliczu rosnących wymagań środowiskowych i technologicznych (REACH), inwestycje w innowacyjne rozwiązania pozostają ważne dla przyszłości branży zwłaszcza w Europie.

Rozwój serwonapędów wymaga ciągłego doskonalenia przetworników umożliwiających integrację hydrauliki z elektronicznymi sterownikami pod kątem ich stabilności, wydajności oraz niezawodności.

2.1.1. Silnik momentowy serwozaworu

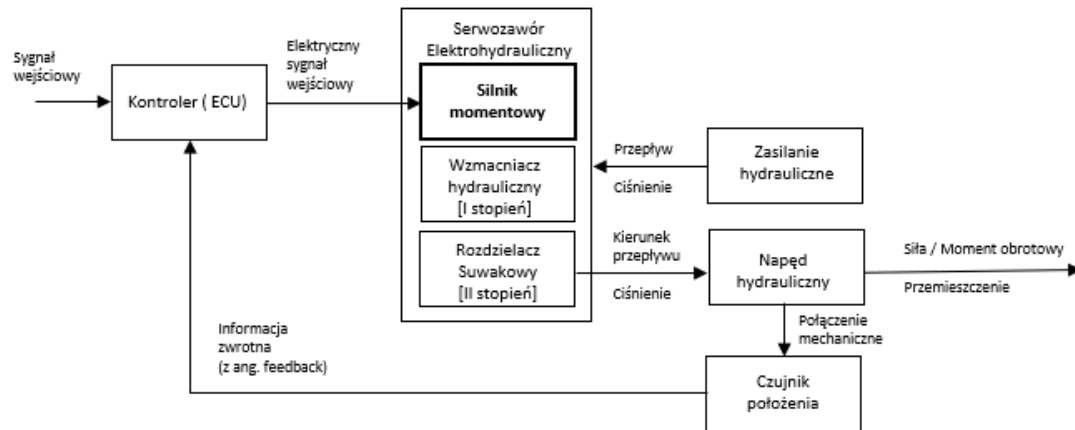
Silniki momentowe wykorzystywane jako niezawodne przetworniki E/M mimo, że rzadko są przedmiotem odrębnych publikacji naukowych lub technicznych, stanowią istotny element układów wykonawczych w technice sterowania proporcjonalnego. Od ich dokładności, niezawodności oraz stabilności zależy w dużym stopniu wynikowa charakterystyka wzmacniacza elektrohydraulicznego, a także całego układu wykonawczego. Rozwinięcie metody badawczej dla obwodu magnetycznego takiego przetwornika miało fundamentalne znaczenie dla obecnych i przyszłych prac rozwojowych skoncentrowanych na technice proporcjonalnych serwozaworów elektrohydraulicznych w przedsiębiorstwie.

W najczęściej stosowanych rozwiązaniach konstrukcyjnych proporcjonalnych rozdzielaczy elektrohydraulicznych i serwozaworów pierwszy stopień hydrauliczny – wzmacniacz hydrauliczny w układzie dzielnika ciśnienia jest kontrolowany przez silnik momentowy, który jest spolaryzowanym przetwornikiem elektromechanicznym (Rys. 2.3). Umożliwia on przetworzenie sygnału prądowego małej mocy na reakcję mechaniczną w postaci generowanego momentu obrotowego oraz przemieszczenie przesłony, kierownicy albo rurki strumieniowej w serwozaworze i wygenerowanie sygnału hydraulicznego.

Silniki momentowe na przestrzeni lat ewoluowały zarówno pod względem architektury, jak i rozwiązań technologicznych stosowanych przy ich wytwarzaniu. W rozprawie skupiono się na silniku o zmiennej reluktancji z magnesami trwałymi, czyli wariacie wykorzystywanym między innymi przez firmę Collins Aerospace (Rys. 3.5).

Odwołując się do literatury [30-38], wielu autorów opisywało zasadę działania silnika momentowego w układach elektrohydraulicznych. „Merritt [30] szczegółowo wyjaśnił wpływ niektórych nieliniowości SM spowodowanych histerezą magnetyczną i nasyceniem na charakterystykę przepływową serwozaworu. W artykule [31] Arafa i Rizk opisali wpływ sił elektromagnetycznych na wypadkowy moment obrotowy oddziałujący na zworę. W pracy [32] opracowano nieliniowy model matematyczny przetwornika oparty na wielkościach fizycznych. Model ten obejmuje nieliniowe zależności z uwzględnieniem zjawisk dynamicznych.

Na podstawie danych eksperymentalnych i analizy MES w [33-35] Urata szczegółowo przeanalizował dynamikę silnika i wpływ nierówności w szczelinach powietrznych.” Kontynuacją badań w obszarze serwozaworów skupionych na silniku momentowym jest publikacja Grodic’a [36]. Przedstawiono i omówiono w niej wpływ zmienności parametrów silnika momentowego na charakterystykę dynamiczną przemysłowego serwozaworu dwustopniowego. Jedną z najnowszych pozycji dotyczących zagadnienia modelowania SM jest praca [37] prezentująca uściślony model silnika zastosowany w komercyjnym lotniczym serwozaworze. Co istotne detaliczne symulacje numeryczne prezentowane przez wymienionych wyżej autorów opierają się na założeniu, że materiał z którego zbudowano obwód magnetyczny silnika ma stałe właściwości w całej objętości magnetowodu. Oznacza to, że wpływ temperatury i stanu naprężenia w materiale na jego charakterystykę magnetyczną został w analizach pominięty. Takie założenie może wprowadzić rozbieżności pomiędzy numerycznym modelem a rzeczywistym obiektem eksploatowanym w wymagających warunkach środowiskowych.



Rys. 2.3. Silnik momentowy w napędzie hydrostatycznym [38]

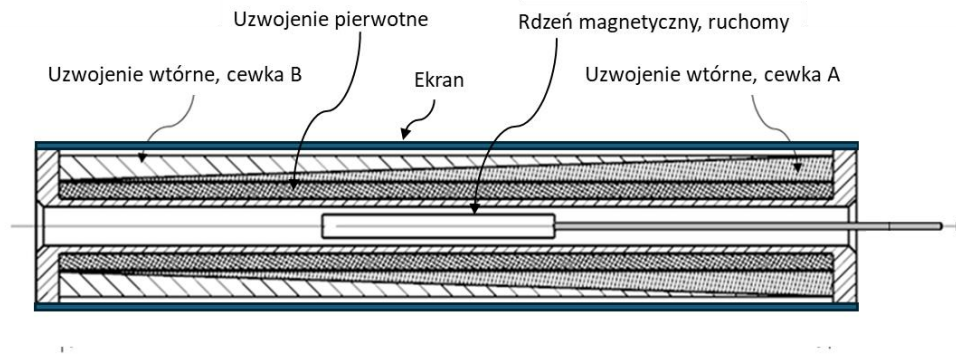
Mimo że koncepcja silnika momentowego współpracującego z elementem hydrauliki siłowej ma już kilkadziesiąt lat, nadal stanowi optymalne rozwiązanie spełniające wymagania typowe dla układów elektrohydraulicznych przeznaczonych do zastosowania na statkach powietrznych. Dodatkowo wraz z pojawieniem się nowych wymagań i wyzwań, jak: podwyższenie temperatury pracy, zmniejszenie gabarytów, poprawa dynamiki czy większa dokładność działania, pojawiła się potrzeba rozwinięcia narzędzi wspomagających wdrożenie przetworników nowej generacji. Wszystkie te nowe wymagania mobilizują producentów i badaczy do nieustannych prac prowadzonych nad poprawą właściwości opisywanego podzespołu, a także nad rozwojem i wprowadzaniem nowych materiałów ferromagnetycznych umożliwiających tworzenie coraz to doskonalszych produktów. W odpowiedzi na te wyzwania rozwinięto między innymi eksperymentalną metodę badania charakterystyki statycznej silników w formie mapy momentów.

Rozważania dotyczące modelowania silników momentowych serwowzorów, przedstawione w sekcjach 2.1.1 oraz 3.2.3, a także wyniki badań eksperymentalnych zawarte w punkcie 4.3.1, zostały uprzednio opublikowane w formie skróconej przez autora na łamach czasopisma Wydziału Mechaniczno-Energetycznego Politechniki Wrocławskiej [38]. Niniejsza rozprawa stanowi rozszerzenie oraz aktualizację wspomnianej publikacji, uwzględniając nowe wyniki, pogłębioną analizę oraz szerszy kontekst teoretyczny.

2.1.2. Przetwornik położenia

Jak pokazano na schemacie (Rys. 2.2), przetwornik położenia pełni kluczową rolę w zapewnieniu prawidłowej pracy serwonapędu przekazując w czasie rzeczywistym informację o pozycji monitorowanego obiektu do regulatora. W przypadku systemów lotniczych dużym wyzwaniem przy konstruowaniu przetworników położenia jest obecność zakłóceń i zmienność warunków brzegowych dla pomiaru podczas pracy układu serwonapędu. Popularnym rozwiązaniem pozwalającym na dokładny pomiar położenia w pętli sprzężenia zwrotnego w technice lotniczych urządzeń wykonawczych są czujniki indukcyjne działające na zasadzie transformatorów różnicowych: liniowe (ang. LVDT) lub obrotowe (ang. RVDT). Niewątpliwą zaletą tych konstrukcji jest ich trwałość, liniowość charakterystyki (proporcjonalność) w ustalonym zakresie pracy oraz analogowy sposób działania. Nie bez znaczenia jest również brak fizycznego kontaktu pomiędzy rdzeniem przetwornika

a uzwojeniem w korpusie czyli pomiar bezstykowy. Od precyzyjnych przetworników wymaga się zwykle dokładności pomiaru pozycji na poziomie błędu poniżej 2% zakresu mierzalnego (FS) oraz błąd liniowości poniżej 1% w pełnym specyfikowanym zakresie temperatury i dla przyjętej zmienności sygnału wzbudzenia. W zastosowaniach krytycznych dla bezpieczeństwa lotu, gdzie położenie obiektu sterowanego na przykład lotek lub rozdzielacza sterującego przepływem paliwa do silnika, pomiar realizowany przez przetwornik musi być precyzyjny i jednoznaczny również po chwilowej utracie zasilania. Dodatkowo dla krytycznych zastosowań stosuje się często redundancje sprzętową – dodanie drugiego przetwornika i porównanie wartości mierzonych w niezależnych kanałach w czasie rzeczywistym. Niewątpliwą zaletą przetworników indukcyjnych jest możliwość ich diagnostyki w czasie rzeczywistym przez kontrolę sumarycznego napięcia wzbudzanego w uzwojeniach wtórnych. Suma napięć wzbudzanych w transformatorach różnicowych jest zwykle stała oraz niezależna od pozycji rdzenia. Zwiększenie stabilności pomiaru za pomocą przetworników indukcyjnych było w przeszłości tematem prac badawczych [39, 40]. Ciekawym rozwiązaniem proponowanym w celu zmniejszenia wpływu zmieniającej się temperatury na pomiar położenia jest zastosowanie miedzianego rdzenia w miejscu ferromagnetyka [41]. Rozwiązanie takie nie może być jednak stosowane jako zamiennik klasycznego LVDT z uwagi na mniejszą czułość przetwornika na zmianę pozycji jego rdzenia. Prace badawcze rozwinięte w ramach programu wdrożeniowego zostały zatem skoncentrowane na opracowaniu optymalnej struktury rdzenia na bazie materiału ferromagnetycznego i dopracowanie konstrukcji strukturalnej oraz metod symulacji pracy obwodu magnetycznego. Podobnie jak w przypadku wcześniej omawianych silników momentowych, zasada działania indukcyjnych przetworników położenia (LVDT, RVDT) opiera się na teorii obwodów magnetycznych. Model fizyczny obwodu magnetycznego dla transformatora jest znany i opisany w literaturze, na przykład [42]. Dodatkowo analiza obwodu magnetycznego była wykonywana przy użyciu MES [43, 44]. Można zauważyć, że w pracach tych opisano problemy elektrotechniczne z pominięciem zjawisk magnetomechanicznych. W praktyce projektowanie i rozwój precyzyjnych przetworników przeznaczonych do pracy w ekstremalnie wymagającym środowisku wymaga często wnikliwej analizy zjawisk zachodzących w materiałach magnetycznych. Istotne okazuje się również prawidłowe zdefiniowanie struktury mechanicznej wyrobu (Rys. 2.4). Zarówno naprężenia termiczne w rdzeniu jak i zmiana rezystancji w uzwojeniu oraz zmiany w szczelinach powietrznych pomiędzy rdzeniem a cewką mogą wpływać istotnie na sygnał wyjściowy z przetwornika położenia. W skrajnych przypadkach błędne rozwiązanie konstrukcyjne czujnika, może skutkować wywołaniem nieintencjonalnego ruchu krytycznych elementów płatowca na przykład pod wpływem zmieniającej się temperatury w obszarze przetwornika, drgań lub zakłócenia typu EMI (ang. Electro Magnetic Interferences). Fundamentalnym wymaganiem dla przetworników położenia w systemach lotniczych jest zatem niezmienność charakterystyki napięcia względem pozycji, w zdefiniowanym zakresie i warunkach przewidzianych podczas eksploatacji, uwzględniając również pojawienie się zakłócenia elektromagnetycznego w torze zasilania oraz w otoczeniu.



Rys. 2.4. Liniowy przetwornik indukcyjny położenia typu LVDT [102]

Rozwinięcie metod symulacji wykorzystywanych do opracowania przetworników położenia oraz silników momentowych wymagało zatem usystematyzowania oraz uzupełnienia wiedzy dotyczącej zjawiska magnesowania materiałów ferromagnetycznych z uwzględnieniem zmiennych warunków brzegowych: temperatury oraz wrażliwości na naprężenie. Rozważania te opisano w dalszej części pracy. Intencją autora było zwrócenie uwagi na konieczność rozpatrywania problemu modelowania lotniczych przetworników elektromechanicznych w ujęciu interdyscyplinarnym, uwzględniając wielofizyczne podejście do modelowania MES.

2.2. Określenie luki badawczej

Analiza kierunków rozwoju techniki serwonapędów w kontekście ich obecnych i przewidywanych zastosowań w lotnictwie, przedstawiona w rozdziale pierwszym, a także przeprowadzony przegląd literatury umożliwiły identyfikację luki badawczej. Dotyczy ona braku narzędzi symulacyjnych wspierających proces projektowania przetworników położenia oraz serwozaworów nowej generacji, wykorzystujących zjawiska elektromagnetyczne i przeznaczonych do pracy w bardziej wymagających warunkach środowiskowych niż dotychczas przewidywane.

Zidentyfikowana luka badawcza koncentruje się w szczególności na braku opracowanej metody analizy predykcyjnej umożliwiającej symulację działania urządzeń EMID w warunkach skrajnych temperatur (od $-55\text{ }^{\circ}\text{C}$ do około $200\text{ }^{\circ}\text{C}$, z możliwością zwiększenia górnej granicy do $260\text{ }^{\circ}\text{C}$), z uwzględnieniem wpływu naprężeń strukturalnych, obciążeń wynikających z drgań oraz oddziaływań związanych z procesami wytwórczymi.

Dodatkową luką jest ograniczony dostęp do danych materiałowych definiujących właściwości magnetyczne i charakterystyki magnesowania miękkich magnetyków, wykorzystywanych jako rdzenie. Brak wiarygodnych źródeł danych znacząco utrudnia wykonanie dokładnych symulacji, co w konsekwencji ogranicza możliwość efektywnego projektowania nowej generacji przetworników i serwozaworów działających w ekstremalnych warunkach środowiskowych.

Można wnioskować, że w systemach sterowania lotem (ang. Primary oraz Secondary Flight Control Systems) urządzenia wykonawcze typu PbW (ang. Power by Wire) mogą, zwłaszcza w lotnictwie cywilnym, stopniowo wypierać klasyczne napędy elektrohydrauliczne. Natomiast w systemach sterujących pracą silnika możliwość wykorzystania energii hydrostatycznej paliwa

jako nośnika mocy wydaje się nadal optymalnym i korzystnym rozwiązaniem technicznym. Niewątpliwie argumentem przemawiającym za przyszłością techniki serwonapędów w systemach paliwowych jest możliwość wykorzystania kerozyny również jako chłodziwa dla osprzętu montowanego na silniku. Wewnętrzne przecieki wynikające z działania wzmacniaczy hydraulicznych pomagają w utrzymaniu niższej temperatury urządzeń przez odprowadzenie nadmiaru ciepła. Ponadto, systemy paliwowe są naturalnie zwarte a odległość między pompą hydrauliczną a siłownikiem jest na tyle mała, że ciężar przewodów paliwowych jest najczęściej nieistotny. Jednocześnie, równoległe do prac koncepcyjnych nad samymi wyrobami, kluczowe dla konkurencyjności przedsiębiorstwa jest opracowanie metod symulacji przyspieszających proces rozwoju nowego produktu. Wyzwaniem naukowym jest natomiast opracowanie metod projektowania lotniczych komponentów z coraz to szerszym wykorzystaniem analiz numerycznych. Z uwagi na specyfikę branży, wielofizyczne podejście do problemów technicznych symulacji wydaje się właściwie obranym kierunkiem badań i rozwoju. Równie ważne wydaje się usystematyzowanie wiedzy z dyscyplin pokrewnych, w tym fizyki technicznej niezbędne do prawidłowego opisu zjawisk w materiałach ferromagnetycznych. Należy podkreślić, że zjawiska te determinują w dużym stopniu zachowanie się konstrukcji serwonapędu jako złożonego systemu.

2.3. Zjawiska w materiałach magnetycznych

Zjawiska występujące w materiałach ferromagnetycznych umożliwiają konwersję sygnałów elektrycznych na odpowiedź mechaniczną oraz realizację procesu odwrotnego. W silniku momentowym, przepływ prądu elektrycznego przez uzwojenie cewki prowadzi do wygenerowania pola magnetycznego, którego intensywność determinuje poziom indukcji w szczelinach powietrznych, umożliwiając tym samym wykonanie pracy mechanicznej (2.1.1). Zmiany geometryczne w obwodzie magnetycznym mogą powodować zakłócenia w rozkładzie strumienia magnetycznego, co stanowi podstawę działania czujników indukcyjnych położenia, omawianych we wcześniejszych podrozdziałach (2.1.2). Skuteczność tych procesów pozostaje w silnym związku z właściwościami magnetycznymi zastosowanych materiałów. W ramach niniejszego studium dokonano zatem analizy właściwości użytkowych materiałów magnetycznych pod kątem ich klasyfikacji technicznej oraz przydatności w zastosowaniach lotniczych. Szczególną uwagę poświęcono charakterystyce miękkich i twardych materiałów ferromagnetycznych, oceniając ich potencjał aplikacyjny w konstrukcji serwozaworów oraz indukcyjnych przetworników położenia. Na podstawie danych literaturowych [45] wytypowano materiały spełniające wymagania konstrukcyjne, umożliwiające ich eksploatację w środowisku operacyjnym określonym w paragrafie (1.3) niniejszej rozprawy. Odnosząc się do przeglądu literatury naukowej [6, 9, 46] przedstawiono i poddano dyskusji teoretyczne zależności pomiędzy temperaturą otoczenia, deformacjami w zakresie odkształceń sprężystych a przenikalnością magnetyczną względną ferromagnetyka. Ponadto, omówiono sposoby definiowania właściwości magnetycznych wybranych ferromagnetyków pod kątem przygotowania danych wejściowych do analiz inżynierskich. Szczególną uwagę skupiono na problemie sprzężenia magnetomechanicznego oraz magnesowania w zmiennej temperaturze stopu 50% Fe-Ni. Choć wiele problemów inżynierskich dotyczących techniki przetworników E/M można rozwiązać za pomocą symulacji numerycznych, analiza eksperymentalna elementów i materiałów magnetycznych pozostaje niezastąpiona.

Wpływ warunków brzegowych na właściwości magnetyczne ferromagnetyków, ze względu na złożoność tego problemu, był przedmiotem wielu publikacji i artykułów naukowych

[46, 47]. Szczegółowe dyskusje naukowe na temat materiałów magnetycznych można znaleźć również w literaturze [46, 48]. Ponadto, modelowanie histerezy magnetycznej zostało omówione i podsumowane w ostatnich pracach przeglądowych [49]. Aby uzupełnić tę wiedzę, zaproponowano skuteczną metodę określania właściwości magnetycznych stopu 50% Fe-Ni, które mogą być wykorzystane jako dana wejściowa do analizy magneto-termicznej wykonanej metodą elementów skończonych (MES) [50].

Dokładne zdefiniowanie właściwości magnetycznych materiałów ma kluczowe znaczenie dla efektywnego rozwoju teoretycznych modeli magnetyzmu. Należy zauważyć, że katalogowe dane materiałowe publikowane przez producentów stopów ferromagnetycznych odnoszą się do właściwości magnetycznych samego materiału, a nie do rdzeni magnetycznych z niego wykonanych [51]. Co więcej, dane te są zazwyczaj weryfikowane w ściśle określonych warunkach testowych. W praktyce, oprócz składu stopu, zmienne takie jak struktura, technologia przetwarzania, naprężenia strukturalne, temperatura i inne czynniki determinują charakterystykę indukcji magnetycznej B generowanej w obwodzie magnetycznym pod wpływem zewnętrznego pola magnetycznego H . Ważne jest również uwzględnienie charakteru i szybkości zmian natężenia pola magnetycznego H . Prawidłowa ocena wpływu warunków brzegowych na krzywe namagnesowania ma zatem kluczowe znaczenie dla zapewnienia wysokiej dokładności analiz numerycznych zjawisk wielofizycznych, które stały się standardem w dzisiejszej praktyce inżynierskiej.

Powszechnie wiadomo, że wzrost temperatury powoduje zmniejszenie namagnesowania nasycenia, zwężenie pętli histerezy, łatwiejszy proces przemagnesowania oraz zmniejszenie asymetrii pętli histerezy. Dlatego też istotne jest uwzględnienie tych zmian podczas dokładnego modelowania i symulacji zachowania materiałów ferromagnetycznych w różnych warunkach temperaturowych. Warto również zauważyć, że wpływ temperatury na namagnesowanie w podejściu klasycznym dla temperatur znacznie poniżej temperatury przejścia jest często definiowany za pomocą równania prawa Blocha. Opis ten jest również przybliżony i odnosi się do poziomu namagnesowania technicznego. Niemniej jednak wydaje się interesujące stworzenie dokładniejszych równań empirycznych opisujących badany materiał w oparciu o podejście J-A, rozszerzając ten model o parametry zależne od temperatury.

Obecnie najczęściej stosowanymi metodami analitycznymi opisującymi zachowanie domen w ferromagnetyku pod wpływem pola magnetycznego są modele Stonera–Wohlfartha, Preisacha, Chua–Stromsmoe i J-A [52, 53]. Ten ostatni jest szczególnie zalecany jako wygodny sposób definiowania danych wejściowych w teoretycznych analizach inżynierskich, metodą elementów skończonych (MES). Model J-A jest również wspierany przez producentów oprogramowania, takich jak COMSOL, ANSYS oraz MathWorks. Jest on zaimplementowany m.in. w środowisku obliczeniowym MATLAB oraz w pakiecie Simscape [54]. W świetle krytyki dotyczącej wiarygodności teorii J-A jako fizycznego opisu pętli histerezy magnetycznej, na potrzeby pracy wdrożeniowej pięcioparametrowy model J-A wykorzystano przede wszystkim jako narzędzie matematyczne do odtworzenia trajektorii pętli histerezy i krzywej początkowego namagnesowania uzyskanej z pomiaru w warunkach wzbudzenia quasi-statycznego. Nowatorskim podejściem do modelowania zjawisk magnetycznych jest określenie charakterystyki namagnesowania stopu Fe-Ni z wykorzystaniem podstawowego modelu Jilesa-Athertona (J-A), zintegrowanego z układem równań liniowych opisujących zależność jego parametrów w funkcji temperatury. Zostało to zaprezentowane w części badawczej rozprawy.

Pomimo niedoskonałości teorii J-A, prostota notacji modelu i jego status jednego z powszechnych narzędzi do charakteryzacji materiałów w komercyjnych programach symulacji inżynierskich były kluczowymi czynnikami przy jej wyborze. Ponadto, jak wykazali S. E. Zirka i in. [55], popularny model Jilesa-Athertona lepiej odzwierciedla kształt histerezy statycznej niż dynamicznej. W związku z tym uwagę skupiono na charakterystykach namagnesowania stałego i quasi-statycznego. Niemniej jednak charakterystyka magnesowania statycznego jest często wykorzystywana jako podstawa do konstruowania krzywych magnesowania rdzeni w problemach prądu przemiennego.

Oprócz omówienia danych pomiarowych, w rozprawie przedstawiono metodę post-processingu, która umożliwia opracowanie sparametryzowanego modelu teoretycznego ferromagnetyka miękkiego w oparciu o przetwarzanie zarejestrowanej quasistatycznej pętli histerezy. Proponowany algorytm umożliwia skalowanie pętli histerezy $B(H)$, uzyskanych z pomiarów wykonanych zgodnie z metodą A według normy [56], do statycznych krzywych DC wyznaczonych punktowo (przez komutowanie) zgodnie z metodą B. Na przykładach pomiarów i analiz zaprezentowanych w rozdziale czwartym, omówiono argumenty za i przeciw stosowaniu modelu J-A oraz wielowymiarowych tablic interpolacji liniowej do opisu właściwości magnetycznych materiałów miękkich [57].

2.3.1. Dobór materiałów magnetycznych

2.3.1.1. Analiza stosowalności materiałów ferromagnetycznych miękkich

Materiały ferromagnetyczne, które znalazły liczne zastosowanie w technice przetworników magnetycznych i napędów to głównie pierwiastki niklu (Ni), żelaza (Fe) oraz kobaltu (Co) i ich stopy. Wynika to z faktu, że dla innych pierwiastków ferromagnetycznych temperatury Curie są zbyt niskie dla praktycznych zastosowań inżynierskich. Nikiel jest pierwiastkiem najbardziej „podatnym” magnetycznie osiągając nasycenie w polach magnetycznych o natężeniu rzędu 0.5 [A/m]. Niestety poziom indukcji nasycenia dla Ni wynosi jedynie około 0.6 [T]. Z tego powodu znacznie częściej w zastosowaniach technicznych wykorzystuje się jego stopy z żelazem (Fe-Ni) o zawartościach Ni od 35% do 80%. Dodanie żelaza jako pierwiastka stopowego do niklu umożliwia uzyskanie lepszego stosunku pomiędzy natężeniem pola H a indukcją nasycenia B_s w materiale ferromagnetycznym. Dla stopów 50% Fe-Ni indukcja nasycenia wzrasta do wartości rzędu 1.4 – 1.6 [T] przy zachowaniu małych wartości pola koercji, natomiast jeszcze większą gęstość strumienia magnetycznego są zdolne „przenosić” w stanie nasycenia stopy polikrystaliczne składające się z żelaza i kobaltu (Fe-Co).

Pierwiastki Fe, Ni, Co w stanie uporządkowanym tworzą różne typy sieci krystalograficznych czego konsekwencją są różne właściwości anizotropowe ich stopów. Materiały na bazie trzech wymienionych pierwiastków tworzą struktury polikrystaliczne, a ich właściwości magnetyczne silnie zależą od składu procentowego pierwiastków, wielkości ziarna oraz techniki wytwarzania i obróbki materiału.

Ponieważ żelazo i nikiel posiadają ten sam typ sieci krystalograficznej (Fe - regularna przestrzennie centrowana, Ni - regularna płasko centrowana), łatwo jest formować właściwości magnetyczne tych stopów – modyfikować kształt pętli magnesowania. W przypadku kobaltu o heksagonalnej sieci dąży się w procesie technologicznym do wykorzystania właściwości magnetycznych materiału wzdłuż krawędzi komórki elementarnej

[45]. Krawędź ta powinna pokrywać się z kierunkiem strumienia magnetycznego w urządzeniu elektrotechnicznym. Stopy kobaltu i żelaza, które znalazły częste zastosowanie w jakościowych wyrobach optymalizowanych pod kątem ich wydajności jak na przykład stop 50% Fe-Co składa się podsięci sześciennych. Stopy te cechują się bardzo dużą indukcją nasycenia B_s do 2.4[T] ale również dużą gęstością (8.15 g/cm^3) i twardością. Materiały na bazie pierwiastków Fe, Co, cechuje również najwyższa dopuszczalna temperatura pracy wynikająca z wysokiej temperatury Curie dla tych pierwiastków. Stopy Fe-Co, które wydają się wyjątkowo atrakcyjnym materiałem elektrotechnicznym i konstrukcyjnym jak materiały oferowane komercyjnie na przykład AFK502[®] mogą nie być jednak optymalnym wyborem z powodów ekonomicznych. Pewnym ograniczeniem może być również mniejsza przenikalność magnetyczna względna stopów Fe-Co w porównaniu do dwufazowych stopów Fe-Ni.

Analizując dostępne na rynku materiały ferromagnetyczne miękkie pod kątem ich przydatności do budowy magnetowodów w przetwornikach lotniczych skupiono zatem główną uwagę na dwóch typach stopów elektrotechnicznych: Fe-Ni oraz Fe-Co.

Często, pierwszym wyborem jako optymalne rozwiązanie materiałowe pod kątem doboru parametrów magnetycznych, maksymalnej dopuszczalnej temperatury pracy, parametrów mechanicznych oraz ceny są stopy żelaza i niklu o zawartości stopowej żelaza od 20 do 50%. Odnosząc się do norm branżowych materiały te zostały opisane przez normy ASTM. Stop 50% Fe-Ni charakteryzuje się wysoką indukcją nasycenia i przenikalnością. Jego wysoka wydajność i czystość chemiczna sprawiają, że jest on odpowiedni do zastosowań wymagających wysokiej dokładności i czułości. Ze względu na swoją popularność i optymalne właściwości magnetyczne, dwufazowe miękkie stopy magnetyczne na bazie Fe i Ni są często pierwszym wyborem przy projektowaniu przetworników i precyzyjnych siłowników [58]. Jednakże dane dla tego materiału, uwzględniające niestandardowe warunki brzegowe, były rzadko publikowane. Ferromagnetyki te są najczęściej dostarczane w stanie utwardzonym. Ponadto, materiały o strukturze nieorientowanej wykazują się właściwościami izotropowymi [51]. Jest to szczególnie istotne w przypadku projektowania komponentów serwozaworów, gdzie strumień magnetyczny jest kierunkowany przez nabiegunniki w przestrzeni trójwymiarowej. Ponieważ właściwości fizyczne, magnetyczne i mechaniczne, tych stopów w dużej mierze zależą do zastosowanego technologicznego procesu obróbki zdecydowano o ich szczegółowej charakteryzacji na drodze pomiarów. Argumentem przemawiającym za takim podejściem jest fakt, że dane dostępne w literaturze nie odnoszą się do procesu technologicznego wytwarzania komponentów serwozaworów i czujników indukcyjnych opracowanego dla prototypowych przetworników będących obiektem badań w ramach wdrożenia.

W przypadku, gdy priorytetem stawianym przed konstruktorem projektującym urządzenie wykonawcze lub pomiarowe jest zapewnienie jak największej wydajności liczonej jako moc z jednostki objętości i zmniejszenie gabarytu wyrobu właściwym wyborem materiału, może okazać się stop 50% Fe-Co lub modyfikowane stopy kobaltu i żelaza na przykład materiał o nazwie handlowej AFK502 sklasyfikowany jako permendur. Wybór ten będzie optymalny, jeśli kryterium ceny jednostkowej wyrobu nie jest nadrzędne. Co istotne stosując stopy żelaza i kobaltu, magnetowód może pracować w temperaturach rzędu 500°C, co stanowi ważny argument przy zastosowaniach w lotnictwie lub technice militarnej. Problemem może być jednak znacznie większe pole koercji w porównaniu z materiałami na bazie niklu.

2.3.1.2. Analiza stosowalności materiałów ferromagnetycznych twardych

Materiały magnetycznie twarde różnią się od opisanych w paragrafie 2.3.1.1 ferromagnetyków miękkich zarówno niższymi wartościami indukcji saturacji B_s oraz remanencji B_r ale przede wszystkim znacznie szerszą pętlą histerezy opisaną parametrem H_c . Analizując rozwój techniki magnesów trwałych na przestrzeni ostatnich stu lat [45], można wywnioskować, że prace w laboratoriach przemysłowych, zajmujących się problematyką ferromagnetyków twardych były głównie ukierunkowane na opracowanie substancji o jednorodnej strukturze magnetycznej i dużej wartości stałej anizotropii magnetycznej. Taki stan umożliwia magazynowanie potencjalnej energii magnetycznej w substancji wyrażonej jako iloczyn BH . Porównanie na podstawie literatury [45] gęstości energii dla różnych typów twardych magnetyków rozwiniętych na przestrzeni wieku zaprezentowano w tabeli 2-1. Zastosowanie ferromagnetyków o dużych gęstościach energii w technice umożliwiło znaczne zwiększenie sprawności elektromechanicznych urządzeń wykonawczych oraz ich miniaturyzację. Dla zastosowań w lotnictwie niezwykle istotne było zwiększenie stosunku generowanej mocy na jednostkę masy wyrobu. Można założyć, że materiał przeznaczony do wykonania magnesu powinien posiadać następujące cechy:

- Duża wartość koercji zapewniająca odporność na zjawisko od magnesowania własnego oraz na skutek działania zewnętrznego pola. Duża wartość H_c oznacza również, że stan uporządkowania magnetycznego jest stabilny;
- Duża wartość indukcji remanentu B_r umożliwiającą wykorzystanie ferromagnetyka jako źródła strumienia magnetycznego bez konieczności stosowania koncentratorów strumienia magnetycznego w obwodzie;
- Wpływ temperatury pracy na krzywe od magnesowania opisany temperaturowym współczynnikiem remanencji musi mieć charakter odwracalny;
- Odporność materiału na warunki zewnętrzne, w tym odporność korozyjna.

Odnosząc się do tych założeń, w tabeli 2-1 przedstawiono i porównano właściwości magnesów ziem rzadkich i twardych ferromagnetyków, które mogą być wykorzystywane w wyrobach lotniczych.

Tabela 2-1. Magnes, indukcja remanentu, natężenie koercji, temperaturowy współczynnik remanentu [45]

Magnes	SmCo ₅	Sm ₂ (CoFeCuZr) ₁₇	(NdDy)-Fe-B	AlNiCo (anizotropowy)
Indukcja remanentu B_r [T]	0,85 – 1,0	0,95 – 1,15	1,0 – 1,41	1,25
Max. gęstość energii $(BH)_{max}$ [kJ/m ³]	145 – 200	180 – 250	200 – ok. 420	50
Natężenie koercji magnetyzacji H_c [kA/m]	> 1600	800 – 2000	1300 – 3000	55
Temperaturowy współczynnik remanencji TK(Br) [%/K]	-0,04	-0,03	-0,11	-0,02

Maksymalna temp. pracy T_{max} [°C]	250	350	80 – 200	450 – 500
---------------------------------------	-----	-----	----------	-----------

Dobór punktu pracy magnesu przez odmagnesowanie w zewnętrznym polu magnetycznym

W przypadku silnika momentowego wykorzystywanego jako przetwornik elektryczno-mechaniczny w systemie serwozaworu elektrohydraulicznego, możliwość modyfikacji punktu pracy obwodu magnetycznego przez celowe działanie zewnętrznym polem na magnes umożliwi precyzyjne ustawienie charakterystyki przetwornika czyli stosunku generowanego przez silnik momentu obrotowego T do sygnału wejściowego i oraz kąta obrotu zwory θ . Mechanizm odmagnesowania twardego magnetyka polega najczęściej na wymuszonym chwilowym przesunięciu punktu pracy obwodu w nieliniowy zakres krzywej $B(H)$ za pomocą zewnętrznego pola magnetycznego, generując w ten sposób straty energii w magnesie o charakterze nieodwracalnym. Źródłem zewnętrznego pola magnetycznego o znacznej wartości natężenia Ha może być cewka powietrzna umieszczona wokół magnesu lub rzadziej uzwojenie będące integralną częścią wyrobu. Odwołując się do danych z tabeli 2-1. można zauważyć, że materiały ferromagnetyczne o małym polu koercji są bardziej podatne na zjawisko odmagnesowania zewnętrznym strumieniem niż magnesy ziem rzadkich. Dobierając materiał magnetycznie twardy pod konkretne zastosowanie inżynierskie należy mieć na względzie, że punktu pracy układu magnes-rdzeń powinien znajdować się w pobliżu zakresu dla którego iloczyn BH , odpowiadający zgromadzonej maksymalnej gęstości energii, przyjmuje największe wartości. Zapewnia się wówczas poprawną pracę układu przy wydajnym wykorzystaniu objętości magnesu. W praktyce nominalny punkt pracy określa się nieco powyżej tego obszaru zapewniając tym samym przestrzeń dla odwracalnych strat remanencji na skutek działania wysokiej temperatury. Zdefiniowanie geometrii magnesu pod kątem optymalnego punktu pracy układu jest zagadnieniem trywialnym jedynie w przypadku obiektów 2.5D. Dla obwodu o stałym przekroju można wtedy wykorzystać uogólnioną zależność:

$$H = -\delta \cdot \left(\frac{B}{\mu_0} \right), \quad (2.1)$$

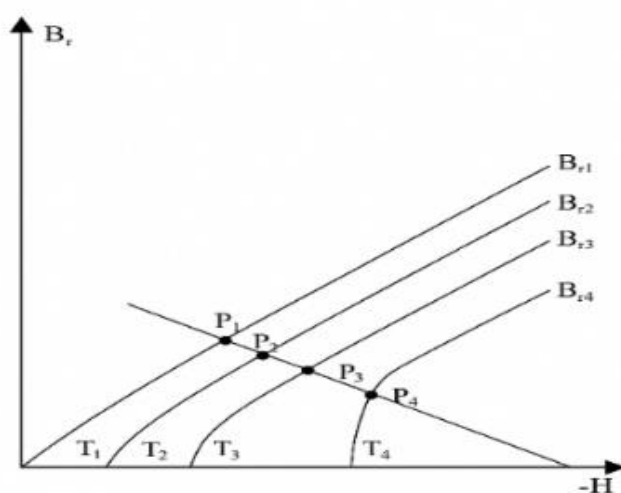
gdzie δ oznacza szczelinę w obwodzie. W przypadku silnika momentowego z uwagi na kompleksowość kształtu jego elementów w celu ustalenia punktu pracy obwodu magnetycznego najczęściej wymagane jest przeprowadzenie analizy rozkładu indukcji MES. Przykład takiej analizy przedstawiono w części rozprawy podsumowującej prace badawcze.

Wpływ temperatury na krzywe odmagnesowania magnesów trwałych

Z uwagi na specyficzne wymagania środowiskowe zdefiniowane dla osprzętu lotniczego opisane w paragrafie (1.3), analizując obwód z magnesem trwałym, oprócz uwzględnienia temperaturowego współczynnika remanencji należy ocenić również ryzyko odmagnesowania wskutek strat nieodwracalnych, mogących wystąpić w zakresie maksymalnych temperatur pracy magnesu. Wpływ temperatury na wartość indukcji remanencji ($TK(Br)$) oraz punkt pracy zilustrowano na wykresie poniżej (Rys. 2.5). Projektując obwód magnetyczny z magnesem

trwałym należy więc zwrócić szczególną uwagę, aby punkt pracy „P” leżący na przecięciu prostej B_r znajdował się poza obszarem nieliniowym krzywej odmagnesowania, określonej dla maksymalnej temperatury pracy urządzenia. Analogicznie do szacowania ustawienia punktu pracy obwodu przez odmagnesowanie w zewnętrznym polu magnetycznym, zmiany poziomu namagnesowania na skutek działania temperatury mają najczęściej charakter odwracalny, gdy punkt pracy przemieszcza się w liniowym zakresie krzywej $B_r(H)$. Ponieważ z reguły magnesy trwałe są oferowane i dostarczane jako ukształtowane komponenty w stanie obrobionym cieplnie, ich właściwości magnetyczne są dokładnie przebadane i zdefiniowane przez producenta.

W praktyce umożliwia to zastosowanie jako danych wejściowych do analiz inżynierskich krzywych odmagnesowania w funkcji temperatury zdefiniowanych przez dostawców magnesów. Szczegółowe dane opisujące magnesy trwałe są też często dostępne w formie biblioteki standardowych materiałów w komercyjnych programach do analiz wielofizycznych pola magnetycznego. Na potrzeby analiz przeprowadzonych w ramach prac wdrożeniowych i badawczych wykorzystano dane publikowane w literaturze [45, 59]. Jak wynika z tabeli podsumowującej podstawowe parametry wybranych twardych magnetyków wykorzystywanych w technice, magnesy ziem rzadkich NdFeB są najbardziej narażone na działanie temperatury co często eliminuje je z zastosowań w osprzęcie lotniczym instalowanym w obszarach niekontrolowanej temperatury. Najbardziej stabilnie zachowują się natomiast stopy metali AlNiCo oraz magnesy typu SmCo_5 i $\text{Sm}_2(\text{CoFeCuZr})_{17}$. Magnesy z grupy AlNiCo zdecydowanie są polecane do zastosowań w układach narażonych na działanie wysokich temperatur rzędu nawet 450 stopni Celsjusza natomiast droższe stopy SmCo umożliwiają miniaturyzację konstrukcji przy jednoczesnym zapewnieniu prawidłowej pracy w temperaturze do 250 a nawet 300 stopni Celsjusza. Należy zauważyć, że jest to również temperatura powyżej maksymalnej temperatury pracy ciągłej dla izolacji elektrycznej organicznej, wykonanej z poliimidów w klasie H, która często wykorzystywana jest jako zabezpieczenie mechaniczne i termiczne uzwojenia.

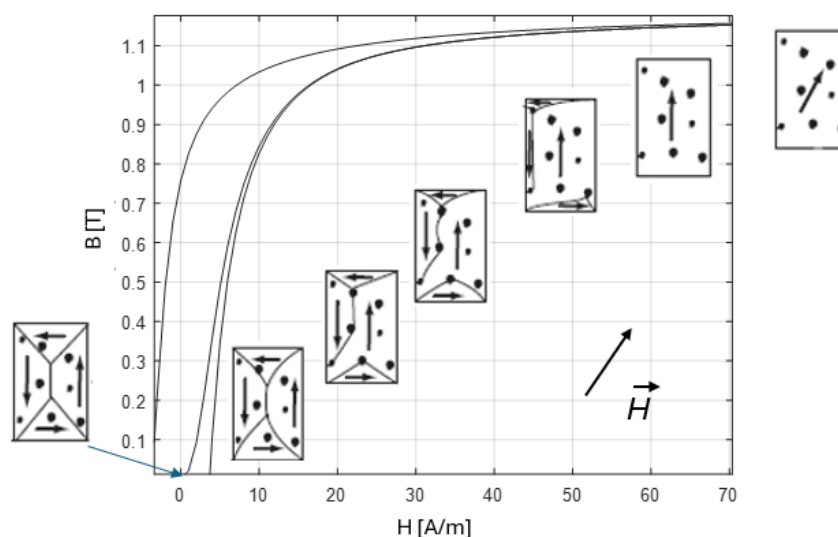


Rys. 2.5. Wpływ temperatury na punkt pracy obwodu z magnesem

Zmiana punktu pracy od P_1 do P_4 zależna od temperatury (od niskiej (T_1) do wysokiej (T_4)). Mając na uwadze, że odmagnesowanie ferromagnetyków przebiega po linii prostej, istnieje ryzyko trwałej utraty poziomu namagnesowania obwodu w wysokich temperaturach powyżej T_3 . Należy dążyć zatem do utrzymania punktu pracy P w liniowym zakresie krzywej $B(H)$ dla wszystkich warunków brzegowych. Punkt pracy P_4 obwodu w wysokiej temperaturze T_4 znajduje się w obszarze nieliniowym $B(H)$.

2.3.2. Opis makroskalowy procesów magnesowania

Opisując proces pierwotnego magnesowania materiału można założyć, że substancja ferromagnetyczna w stanie odmagnesowanym składa się z dużej ilości obszarów namagnesowania spontanicznego. W przypadku, gdy na taką substancję zadziała zewnętrzne pole magnetyczne, następuje przegrupowanie momentów magnetycznych obszarów, co skutkuje wzrostem poziomu namagnesowania całego ciała. Analizując zjawiska zachodzące w ferromagnetyku można zauważyć, że mają one charakter złożony i mogą być rozpatrywane na różnych poziomach szczegółowości analizy fizycznej. Przy opisie fizycznym w makroskali, istotnym z punktu widzenia zastosowań inżynierskich, obszary namagnesowania spontanicznego określono terminem domen magnetycznych. Korzystając z tego uproszczenia, przebieg magnesowania typowy dla ferromagnetyków umieszczonych w środowisku poniżej temperatury przemiany Curie, można opisać w odniesieniu do schematycznej krzywej magnesowania pierwotnego przedstawionej jako przykład na rysunku 2.6. Taką krzywą w odniesieniu do wartości natężenia pola można podzielić na trzy zakresy odpowiadające charakterystycznemu procesowi zachodzącemu w materiale ferromagnetycznym. Opis zjawiska magnesowania pierwotnego przedstawiono odwołując się do właściwości stopu 50% Fe-Ni, krzywa magnesowania pierwotnego dzieli się na poszczególne obszary:



Rys. 2.6. Interpretacja procesu magnesowania w odniesieniu do teorii domen magnetycznych

- Zakres słabych pól magnetycznych (zakres przesuwania).

Dla małych wartości natężenia pola poniżej $0.4 H_c$, czyli w zakresie stosowalności prawa Rayleigha, magnesowanie następuje przez odwracalne przesunięcia „180 stopniowych” ścian domen szerokich. Dla zakresu słabych pól od $0.1-0.4 H_c$ do nawet $5 H_c$ (wg [45]) następuje również nieodwracalne przesunięcie ścian domen szerokich. Przy dokładnym pomiarze można zaobserwować, że zmiany te mają charakter skokowy. Krokowy przyrost indukcji jest znany jako efekt Barkhausena i pozwala wytłumaczyć obserwowane nieciągłości podczas rejestracji wartości $B(H)$ na drodze pomiarów quasistatycznych. W obszarze słabych pól, namagnesowane zostają obszary odpowiadające szerokim domenom, zatem większa część próbki ferromagnetycznej. Mechanizm zjawiska magnesowania na skutek przesuwania granic domen określa się w literaturze jako proces przesuwania. Obszar ten jest interesujący dla techniki przetworników M/E (Mechaniczno-Elektrycznych) jak na przykład indukcyjne czujniki

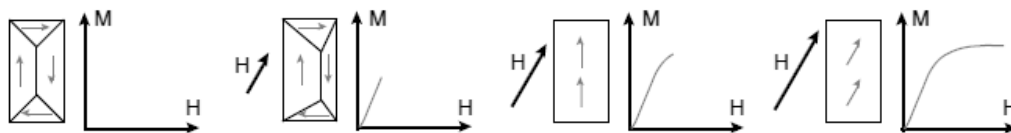
położenia. W obszarze tym charakterystyka $B(H)$ typowego materiału ferromagnetycznego ma zazwyczaj duży gradient.

- Zakres obrotów magnetycznych poszczególnych obszarów.

Obszar ten może pokrywać się początkowo z zakresem przesuwania. Uważa się, że dla wartości natężenia pola magnetycznego powyżej H_c dochodzi do przesunięcia granic w domenach zamykających, o kierunku wektora S-N 90 stopni [45]. Następnie w obszarze tym wektory magnetyzacji domen wąskich obracają się dążąc do ustawienia się równoległe do wektorów magnetycznych przyłożonego pola zewnętrznego H . Odchylenia kątowe pomiędzy tymi wektorami są nadal obserwowane, jest to spowodowane przez wady budowy krystalicznej magnesowanego ciała. Dalszy wzrost pola powoduje obroty momentów w mikroobszarach, co skutkuje już tylko nieznacznym przyrostem wartości indukcji magnetycznej wewnątrz substancji. Zakres obrotów jest istotny dla zastosowań stopów ferromagnetycznych w technice napędów i przetworników E/M, ponieważ w tym obszarze przenikalność względna przyjmuje największą wartość. Wartość indukcji osiąga również poziom bliski nasyceniu. Dodatkowo obszar ten cechuje się liniowością w pewnym zakresie, co jest między innymi wykorzystywane w procesie optymalizacji obwodów silników momentowych serwozaworów o liniowej charakterystyce momentu względem sygnału prądowego.

- Zakres paraprocesu.

Ostatni etap w klasycznym opisie fizycznym procesu magnesowania domeny ferromagnetyka przebiega w polu magnetycznym o wartości większej niż nasycenie techniczne. Zakres ten nazwano paraprocesem. Przyjmuje się, że w skali makroskopowej próbka jest już jednorodnie namagnesowana. Paraproces nie jest z reguły istotny dla typowych zastosowań technicznych z uwagi na bardzo mały przyrost namagnesowania względem zmiany natężenia pola magnetycznego ośrodka. W stanie nasycenia przenikalność względna materiału ferromagnetycznego przyjmuje małe wartości. Mechanizm magnesowania powyżej stanu nasycenia technicznego nazywany procesem Hollsteina – Primaffa jest związany z termicznymi wzbudzeniami fal spinowych [60].



Rys. 2.7. Wyidealizowany procesu magnesowania wewnątrz pojedynczego obszaru [61]

2.3.3. Właściwości quasi-statyczne i statyczne ferromagnetyków

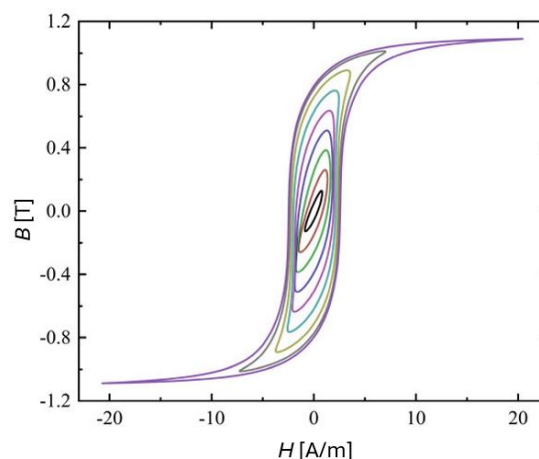
Na podstawie analizy technicznych właściwości statycznych ferromagnetyków, stopy wykorzystywane w przetwornikach typu EMID możemy podzielić na materiały „miękkie” i „twarde” magnetycznie. Rozróżnienie to ma związek z kształtem pętli histerezy, która określa zależność indukcji pola magnetycznego wewnątrz magnetyka B od natężenia zewnętrznego pola H oddziałującego na materiał przy powolnych zmianach H , lub dla ustalonych statycznych wartości H w przedziale od H_{min} do H_{max} . Wykres pętli histerezy wykreślony dla arbitralnie wyznaczonego przedziału od H_{min} do H_{max} , z reguły pozwalającego osiągnąć poziom namagnesowania technicznego dla badanego materiału, umożliwia przeprowadzenie oceny kluczowych parametrów definiujących i rozróżniających typ ferromagnetyka. Tymi parametrami są: indukcja nasycenia B_s , indukcja remanencji B_r oraz natężenie koercji H_c . Na

wykreście (Rys. 2.8.) pokazano przykładowe pętle histerezy magnetyczne dla stopu Fe-Ni, których kształt zależy od wartości parametru H_{max} . Jak można zauważyć, dla wysokich wartości zewnętrznego pola magnetycznego przyrost indukcji magnetycznej jest stosunkowo niewielki i dąży on do poziomu pełnego nasycenia – technicznej saturacji. Natomiast dla małych wartości H_{max} (poniżej H_c) charakterystyka $B(H)$ przybiera postać elipsy (Rys. 2.8.). Obserwując wpływ parametrów H_{min} , H_{max} na otrzymany kształt pętli histerezy należy mieć na uwadze, że w celu poprawnej definicji właściwości ferromagnetyków technicznych parametry jak H_c i B_r oraz indukcja nasycenia powinny być wyznaczone dla właściwie dobranego zakresu H_{max} . Osobliwość ta będąca naturalną cechą ferromagnetyków może być wykorzystywana, do osiągnięcia pełnego odmagnesowania materiału, który jest stanem wyjściowym do pomiaru krzywej magnesowania pierwotnego lub współczynnika *względnej przenikalności początkowej*.

Poza wartością H_{max} kształt pętli $B(H)$ jest również zależny od innych czynników, w tym pochodnej natężenia zewnętrznego pola magnetycznego po czasie, temperatury substancji, stanu naprężenia mechanicznego w materiale oraz objętości próbki. W praktyce, na potrzeby analiz inżynierskich wyznacza się najczęściej właściwości statyczne ferromagnetyka opisane jako krzywe DC lub quasistatyczne, gdzie pochodna dH/dt przyjmuje zwykle małe wartości. Wyznaczenie parametrów H_c , B_r , B_s w wyniku pomiaru quasistatycznego metodą techniczną jest często dużo łatwiejsze z powodów ograniczeń aparatury pomiarowej niż zdefiniowanie krzywych DC. Taki sposób wykonania pomiarów często lepiej odzwierciedla również zjawiska magnesowania

w pracującym urządzeniu technicznym. W praktyce oznacza to, że wpływ różniczki dH/dt powinien być znany i uwzględniony w analizach teoretycznych. Sposób wyznaczenia właściwości magnetycznych dla badanych ferromagnetyków miękkich może zostać oparty przykładowo na standardzie technicznym [56].

Klasyfikując typ ferromagnetyka można przyjąć, że wąskie pole koercji oznacza małe straty energii przy przemagnesowaniu i jest pożądane jako cecha rdzeni silników, transformatorów i przewodników strumienia. Materiały magnetycznie twarde wyróżniają się szeroką histerezą, czyli dużą wartością H_c , natomiast B_r jest często nieco mniejsza niż w przypadku magnetyka miękkiego. Duże pole koercji jest pożądane z uwagi na fakt, że wpływa pozytywnie na iloczyn BH_{max} proporcjonalny do gęstości energii mogącej być zmagazynowanej w magnesie, będącym źródłem siły magneto motorycznej.



Rys. 2.8. Kształt pętli magnesowania zależy od amplitudy natężenia zewnętrznego pola magnetycznego H_{max}

2.3.4. Parametry opisujące materiał ferromagnetyczny

Analizując przebiegi indukcji magnetycznej w domenie natężenia pola dla ustalonych warunków pomiaru $B(H)$, można zauważyć, że najistotniejszym parametrem opisujących materiał ferromagnetyczny traktowany jako przewodnik jest magnetyczna przenikalność względna zdefiniowana jako: (μ_r) .

$$\mu_r = \frac{\partial B}{\partial H} \cdot \mu_0^{-1}, \quad (2.2)$$

gdzie przez μ_0 oznaczono przenikalność magnetyczną próżni. Przenikalność względna jest parametrem zależnym nie tylko od chwilowej wartości natężenia pola H , zdefiniowanych dla pomiaru warunków brzegowych ale również od przyrostu amplitudy i kierunku zmian wektora H . Szczególną wartością przenikalności względnej jest maksymalna wartość μ_r występująca w pobliżu H_c . Maksymalna przenikalność jest często kluczowym parametrem definiującym właściwości magnetyczne stopu ferromagnetycznego miękkiego określanym w kartach charakterystyki materiału. Natomiast wpływ częstości zmian natężenia pola H w zależnościach μ_r , wg (2.2) został dość szczegółowo zbadany, zdefiniowany i opisany między innymi modelem Jilesa-Athertona-Sabluka (J-A-S) [53]. Wyznaczenie graficzne oraz interpretacja wartości maksymalnej przenikalności względnej została jako przykład pokazana na wykresie dodanym w formie załącznika.

Poza najprostszą definicją własności magnetycznych, która ogranicza się do zakresu liniowego $B(H)$, interpretowanej jako maksymalna przenikalność magnetyczna względna lub bezwzględna, przebieg magnesowania można opisać także znacznie dokładniej krzywą magnesowania pierwotnego. Krzywa ta jest zależnością $B(H)$ wyznaczoną dla jednoosiowego magnesowania od stanu całkowicie rozmagnesowanego do wybranego punktu magnesowania technicznego lub najczęściej poziomu pełnego namagnesowania – obszaru występowania para procesu. Co istotne, prawidłowy pomiar krzywej magnesowania pierwotnego jest trudny z uwagi na konieczność odmagnesowania materiału i powolne lub statyczne zadawanie parametru natężenia pola. Metoda techniczna pomiaru krzywej magnesowania pierwotnego bazując na standardzie technicznym [56] została rozwinięta i opisana w ramach prac badawczo-wdrożeniowych opisanych w rozdziale (4.2). Krzywa magnesowania pierwotnego jest często formą definicji właściwości magnetycznych materiałów magnetycznie miękkich w zastosowaniach inżynierskich, w analizach elektrotechnicznych oraz mechatronice. Jest to popularna forma definicji wykorzystywana do określenia właściwości materiałów w analizach numerycznych MES stosowanych do symulowania rozkładu strumienia magnetycznego w badanym obiekcie lub układzie magnetycznym. Analizując fizykę procesu magnesowania w odniesieniu do krzywej magnesowania pierwotnego przedstawionej na wykresie (Rys. 2.6), można wyznaczyć również przenikalność względną początkową definiowaną jako:

$$\mu_p = \lim_{H \rightarrow 0} \frac{\partial B}{\partial H} \cdot \mu_0^{-1}. \quad (2.3)$$

Przyjęto, że dla miękkich ferromagnetyków przenikalność ta jest wyznaczana dla wektora natężenia pola zwykle nieprzekraczających około 0,4 [A/m].

Dodatkowo, w przypadku gdy materiał nie został w pełni odmagnesowany, można rozpatrywać również inny istotny parametr jak przenikalność powrotna (rewersyjna) [62]. Jest ona stosowana, gdy zmienność pola ogranicza się do niewielkich odchyłeń w stosunku do wstępnego namagnesowania. Praktycznym zastosowaniem parametru przenikalności rewersyjnej może być zmiana namagnesowania nabiegunków silnika momentowego serwozaworu proporcjonalnego pod wpływem modulowanego sygnału wejściowego podawanego na uzwojenie cewki.

Istnieją również alternatywne opisy charakterystyki ferromagnetyków, w którym gęstość strumienia magnetycznego B jest zastąpiona magnetyzacją M , lub pętla histerezy jest przedstawiana jako zależność indukcji magnetycznej B oraz magnesowania M . Ten sposób definicji jest często spotykany w literaturze poświęconej naukom ścisłym, w tym fizyce teoretycznej. Termin magnetyzacji w takim przypadku odnosi się wprost do określenia momentów magnetycznych wytworzonych w jednostce objętości badanego materiału umieszczonego w polu magnetycznym. Składnikami magnetyzacji w ferromagnetykach są zatem orbitalne i spinowe momenty magnetyczne elektronów badanej substancji. Do celów symulacji inżynierskich zastosowanie znalazły uproszczone modele zjawiska magnesowania w makro skali. Współczesne programy symulujące zjawiska magnetyzmu (JMag®, Ansys®, Maxwell®, COMSOL®) korzystają najczęściej z definicji charakterystyk magnesowania w postaci definiowanej przez wektory nieliniowej krzywej magnesowania pierwotnego, przebiegów bezhisterezowych lub modeli uwzględniających straty przy przemagnesowaniu - pełna pętla $B(H)$.

2.3.5. Przegląd modeli matematycznych zjawiska histerezy magnetycznej

Kształt histerezy magnetycznej $B(H)$ można odtworzyć również za pomocą znanych modeli empiriczno-matematycznych i fizycznych. Do popularnych modeli histerezy magnetycznej stosowanych w analizach inżynierskich można zaliczyć:

1. Model Preisacha

- Jeden z najbardziej znanych modeli makroskopowych.
- Opiera się na założeniu, że materiał można traktować jako zbiór elementarnych jednostek histerezy (tzw. histeronów).
- Umożliwia opis pętli histerezy oraz zjawisk, takich jak kongruencja pętli cząstkowych.

Według Preisacha, magnetyzację M można wyrazić jako sumę wkładów od wszystkich histeronów:

$$M(t) = \iint_{\alpha \geq \beta} \mu(\alpha, \beta) \gamma_{\alpha, \beta} [H(t)] d\alpha d\beta, \quad (2.4)$$

gdzie:

$\gamma_{\alpha,\beta}[H(t)] \in \{-1, +1\}$ – stan histeronu,
 $\mu(\alpha, \beta)$ – funkcja rozkładu gęstości histeronów.

Model Preisacha pozwala na opis pętli histerezy oraz zjawisk, takich jak kongruencja pętli cząstkowych.

2. Model Jilesa-Athertona

- Fenomenologiczny model oparty na fizycznych podstawach magnetyzacji;
- Uwzględnia takie zjawiska jak pole efektywne, procesy odwracalne i nieodwracalne oraz krzywą bezhisterezową;
- Jest stosunkowo prosty matematycznie, ale ma ograniczenia w dokładnym odwzorowaniu eksperymentalnych danych.

Model Jilesa-Athertona jest fenomenologicznym podejściem, które uwzględnia procesy odwracalne i nieodwracalne w substancji ferromagnetycznej. Aby opisać teoretyczną zależność $B(H,T)$ dla materiału 50% Fe-Ni, przedstawionego w niniejszej rozprawie, charakterystyki namagnesowania zostały wykreślone jako funkcja temperatury, wykorzystując pięcioparametrowy model podstawowy J-A (2.7). Podstawą teoretyczną modelu J-A są teorie Weissa i Langevina. Model J-A opiera się na bezhisterezowej krzywej namagnesowania [63]. W przypadku materiałów izotropowych bezhisterezową krzywą namagnesowania wyznacza się za pomocą krzywej Langevina (2.5).

$$M_{ah} = M_s \left[\coth\left(\frac{H_{ef}}{a}\right) - \frac{a}{H_{ef}} \right], \quad (2.5)$$

gdzie M_s to stan nasycenia namagnesowania, a opisuje gęstość ścianek domenowych, a H_{ef} to efektywne natężenie pola. Równanie to można porównać z modelem Blocha, który opisuje zależność między zewnętrznym polem magnetycznym H , całkowitym namagnesowaniem M i sprzężeniem międzydomenowym α . Zgodnie z modelem Blocha [52],

$$M_{ef} = H + \alpha M, \quad (2.6)$$

W modelu J-A wartość M jest wyznaczana za pomocą następującego równania różniczkowego:

$$\frac{dM}{dH} = \frac{\delta_M}{(1+c)} \frac{(M_{ah} - M)}{(\delta k - \alpha(M_{ah} - M))} + \frac{c}{(1+c)} \frac{dM_{ah}}{dH}, \quad (2.7)$$

gdzie c jest parametrem określającym odwracalność namagnesowania, δ jest równe 1 dla rosnącego pola magnetycznego H i -1 dla malejącego, a δ_M uwzględnia niefizyczny przypadek, w którym wzmocnienie przenikalności magnetycznej dB/dH staje się ujemne. To ostatnie δ_M wynosi zero w dwóch przypadkach: gdy $(M_{ah}-M)>0$ dla malejącego natężenia pola

magnetycznego H i gdy $(M_{ah}-M)<0$ dla rosnącego natężenia pola H . W pozostałych przypadkach δ_M jest równe 1 i jest pomijalne. Warto zauważyć, że dokładne rozwiązanie równania (2.7) wymaga użycia algorytmu Runge-Kutty czwartego rzędu. Wspomniana powyżej teoria i skrypt MATLAB/Octave do rozwiązywania odpowiadających jej równań zostały opisane wcześniej [64].

Jak wskazują niektórzy badacze [55, 66], teorii Jilesa-Athertona nie można interpretować jako idealnego opisu fizyki. Niemniej jednak, fundamentalna koncepcja, oparta na teorii J-A, jest szeroko stosowana przez komercyjnych twórców oprogramowania, jako jedna z metod definiowania właściwości magnetycznych materiału.

Parametry M_s , a , α oraz c , k są dobierane eksperymentalnie.

3. Model Stonera-Wohlfartha

- Model opisuje zachowanie się pojedynczych domen magnetycznych w zewnętrznym polu magnetycznym;
- Zakłada, że domeny są jednorodne i mają określoną orientację.

W opisie tym magnetyzację M można wyrazić jako funkcję kąta θ między polem zewnętrznym a osią domeny.

Model zakłada jednorodność domen i uwzględnia energię magnetyczną:

$$A = K \sin^2 \theta - \mu_0 M_s H \cos(\theta - \phi), \quad (2.8)$$

gdzie:

K - stała anizotropii jednoosiowej,
 H - zewnętrzne pole magnetyczne,
 ϕ - kąt między osią anizotropii a kierunkiem pola,
 M_s - nasycenie magnetyczne.

4. Model Chuy-Stromsmoe'a:

- Opis ten jest rozszerzeniem modelu Preisacha, uwzględniającym dodatkowe efekty, takie jak brak kongruencji pętli cząstkowych.

(2.9)

$$\frac{dM}{dt} + \frac{1}{\tau} M = \frac{1}{\tau} M_s \tanh\left(\frac{H}{H_0}\right),$$

gdzie:

τ – stała relaksacji,

H_0 - parametr skali natężenia pola magnetycznego.

Powszechnie stosowane modele histerezy były wielokrotnie przedmiotem badań i prac naukowych. Zostały one poddane przeglądowi i krytyce w literaturze technicznej i akademickiej pod kątem ich przydatności w rozwiązywaniu zagadnień związanych z analizą teoretyczną pola magnetycznego. Do najnowszych publikacji w tym zakresie można zaliczyć

kompleksowy przegląd metod symulacji zjawiska magnesowania spontanicznego [47, 49]. Powołując się na wyniki tych prac oraz zestawiając krytykę autorów z potrzebą inżynierską, jaką jest opracowanie metody symulacji wielofizycznej skupiono się na podstawowym modelu J-A jako uniwersalnym modelem opartym na zjawiskach fizycznych w ferromagnetykach. Podstawowe modele histerezy magnetycznej zostały w przeszłości również rozwinięte do bardziej złożonej postaci co umożliwiło między innymi badanie wpływu warunków brzegowych na charakterystyki $B(H)$. Jednak pomimo intensywnych badań dotyczących modelowania materiałów magnetycznych, nadal mają one charakter empiryczny. W przypadku stopów ferromagnetycznych analizy numeryczne zjawisk magnetycznych i mechanicznych nadal opierają się w dużej mierze na danych pozyskanych metodą pomiaru. Modele matematyczne i fenomenologiczne opisujące materiał w wąskim zakresie są najczęściej dostosowane do pozyskanych danych zmierzonych dla szczególnych przypadków przez dopasowanie zastosowanych empirycznych współczynników korekcyjnych. Przykładem takiego podejścia jest symulowanie efektu poszerzania i pochylania pętli histerezy wraz ze zmianą częstotliwości. Zjawisko to było modelowane na różne sposoby a jednym z nich jest dynamiczny model Jilesa [53] będący modyfikacją podstawowego modelu tego autora bez uwzględnienia przewodnictwa substancji ferromagnetycznej [67].

Modele przebiegu magnesowania przedstawione powyżej są traktowane najczęściej jako wyjściowa definicja określająca ferromagnetyk, która może zostać modyfikowana w celu dostosowania jej do warunków brzegowych definiowanych w symulacjach inżynierskich. Większość komercyjnych programów do analiz pola magnetycznego MES, posiada zaimplementowane funkcje, które umożliwiają konwertowanie krzywych $B(H)_{DC}$ na charakterystyki $B(H)$ dla przemiennego pola H . Opisane podstawowe modele zjawiska magnesowania zestawiono i porównano w tabeli 2-2.

Tabela 2-2. Matematyczne modele zjawiska histerezy magnetycznej

Model	Typ	Zastosowania	Dokładność	Koszty obliczeniowe	Łatwość implementacji	Uwagi specjalne
Preisacha	Empiryczno-matematyczny	Ferromagnetyki twarde, rdzenie	Wysoka	Wysokie	Średnia – złożony rozkład hysteronów	Wysoka dokładność, złożona implementacja
Stonera-Wohlfartha	Mikroanalityczny	Cząstki jednoobszarowe	Średnia (dla cząstek jednoobszarowych)	Niskie	Wysoka – równanie energii	Opis anizotropii, brak efektów demagnetyzacji
Chuy-Stromsmoe'a	Empiryczno-dynamiczny	Ferromagnety miękkie	Średnia	Niskie	Wysoka – proste równanie różniczkowe	Prosty, dobry dla analizy dynamicznej

Termodynamiczny (np. J-A)	Fizyczny, fenomenologiczny	Szerokie zastosowanie	Wysoka	Średnie	Średnia – wymaga iteracji i dopasowania parametrów	Fizyka procesu, nadaje się do symulacji MES
------------------------------	-------------------------------	--------------------------	--------	---------	--	---

2.3.6. Wpływ temperatury na zachowanie ferromagnetyków wg teorii Blocha.

Odnosząc się do literatury [46, 68], w temperaturach poniżej przemiany Curie ($T < T_c$) zachowanie ferromagnetyków można opisać w ramach teorii spinowych fal Blocha. Teoria ta zakłada, że wzrost temperatury prowadzi do termicznego wzbudzenia fal spinowych (magnonów), które zaburzają uporządkowanie spinów magnetycznych w sieci krystalicznej, a tym samym osłabiają spontaniczne namagnesowanie materiału. Zgodnie z teorią Blocha, spontaniczne namagnesowanie $M_S(T)$ w funkcji temperatury opisuje zależność:

$$M_S(T) = M_S(0) \cdot \left(1 - bT^{\frac{3}{2}}\right), \quad (2.10)$$

gdzie:

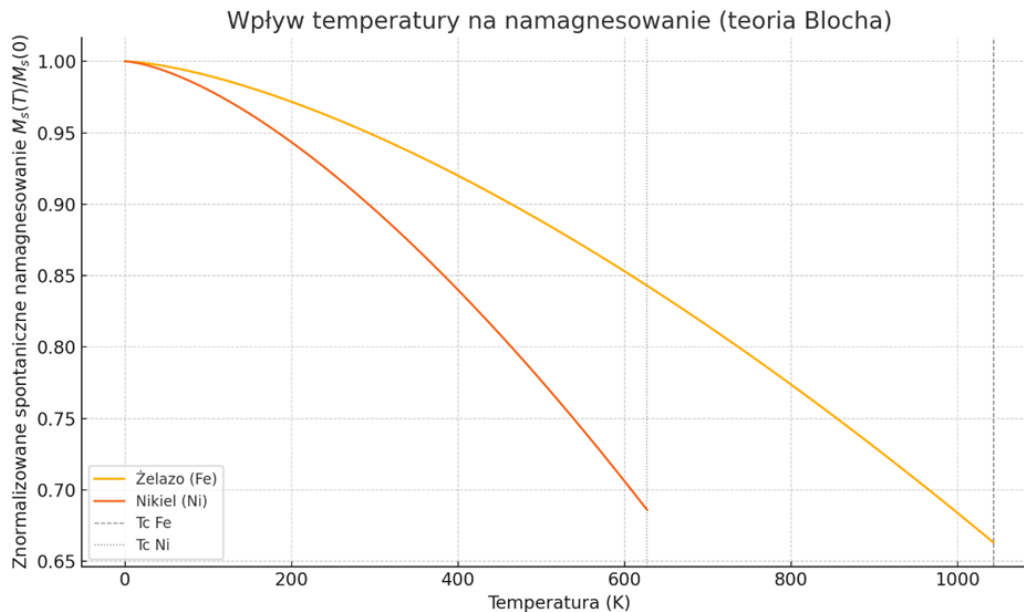
$M_S(0)$ – spontaniczne namagnesowanie w temperaturze zera bezwzględnego,
 b – stała zależna od właściwości materiału (m.in. struktury krystalicznej i sztywności wymiany spinowej). Stała jest najczęściej wyznaczana empirycznie, w literaturze określana jako stała Blocha,
 T – temperatura bezwzględna.

Ponieważ przenikalność magnetyczna względna $\mu_r(T)$ ferromagnetyka w zakresie słabych pól magnetycznych jest wprost proporcjonalna do nachylenia krzywej magnesowania, a więc pośrednio do $M_S(T)$, otrzymujemy:

$$\mu_r(T) \propto M_S(T) \approx \mu_r(0) \cdot \left(1 - bT^{\frac{3}{2}}\right). \quad (2.11)$$

Oznacza to, że wraz ze wzrostem temperatury w niskim zakresie ($T < T_c$), μ_r maleje zgodnie z prawem potęgowym o wykładniku 3/2, co jest bezpośrednią konsekwencją wzrastającej populacji magnonów i związanej z tym dezintegracji uporządkowanego stanu magnetycznego. Na podstawie literatury [69], można przyjąć, że stała b wynosi: dla niklu $2.1 \cdot 10^{-5}$ oraz $2.9 \cdot 10^{-6}$ [$K^{-3/2}$] dla czystego żelaza. W przypadku stopów dwufazowych, szacunkowo można wyznaczyć zastępczą wartość stałej Blocha jako średnia ważoną zależną od składu procentowego metali stopowych, na przykład dla 50% Fe-Ni będzie to $1.195 \cdot 10^{-5}$ [$K^{-3/2}$].

Co ważne, w okolicach temperatury Curie zachowanie μ_r staje się nieliniowe i wymaga zastosowania bardziej zaawansowanych modeli krytycznych, ponieważ w punkcie T_c spontaniczne namagnesowanie zanika, a materiał przechodzi w stan paramagnetyczny. Zmiany poziomu namagnesowania w funkcji temperatury dla pierwiastków żelaza i niklu przedstawiono poniżej na wykresie (Rys. 2.9).



Rys. 2.9. Interpretacja graficzna teorii Blocha – wpływ temperatury na M_s dla Ni oraz Fe

W pobliżu temperatury Curie (linie przerywane) następuje gwałtowne osłabienie spontanicznego namagnesowania i przejście materiału w stan paramagnetyczny. W przypadku stopu ferromagnetycznego miękkiego 50% Fe-Ni porównanie pomiędzy krzywymi namagnesowania w temperaturach wyznaczone na drodze pomiaru i na podstawie teorii Blocha przedstawiono na wykresie (Rys. 4.20).

2.3.7. Wpływ naprężenia w zakresie odkształceń sprężystych na przenikalność magnetyczną

Jak wykazano w przywołanej wcześniej literaturze [6, 46, 60] i pracach naukowych [70, 71] poświęconych zjawiskom magneto-mechanicznym, podatność magnetyczna oraz przenikalność względna polikrystalicznego materiału ferromagnetycznego jest również zależna od naprężenia strukturalnego. Poziom namagnesowania spontanicznego M_s materiału można powiązać ze zmianami energii krystalicznej anizotropii magnetycznej E_k , energii pochodzącej od zewnętrznego pola magnetycznego E_H oraz energii magnetosprężystej E_σ . Zmiany namagnesowania spontanicznego M_s spowodowane przez deformacje sprężyste są często określane w literaturze jako efekt Villariego i mają one ścisły związek z bilansem wewnętrznej energii potencjalnej w analizowanej substancji ferromagnetycznej:

$$\frac{\partial(E_k + E_\sigma + E_H)}{\partial\alpha} = 0, \quad (2.12)$$

gdzie α oznacza kąt między wektorem namagnesowania M_s a wektorem natężenia pola H .

W nawiązaniu do rozważań teoretycznych przedstawionych między innymi przez Bielowa [6], można przyjąć, że różniczka sumy energii magnetycznej względem pochodnej kąta α pomiędzy

wektorem zewnętrznego pola magnetycznego H a wypadkowym wektorem namagnesowania M pozwala określić minimum energii potencjalnej momentów obszarów w ferromagnetyku. Dodatkowo, w przypadku gdy energia krystalicznej anizotropii magnetycznej E_k ma małą wartość lub energia magnetoelastyczna E_σ wynikająca z naprężenia wewnątrz substancji będzie duża w stosunku do E_k , składowa E_k może być pominięta. Oznacza to w praktyce, że przebieg krzywej magnesowania $B(H)$ w zakresie obrotów będzie głównie zależał od energii zewnętrznego pola magnetycznego oraz od naprężenia mechanicznego w badanym materiale.

Składowe magnetycznej energii potencjalnej E_H oraz E_σ dla materiałów o właściwościach izotropowych mogą być ponadto teoretycznie wyznaczone na podstawie ogólnych zależności przedstawionych w uproszczonej formie poniżej [6].

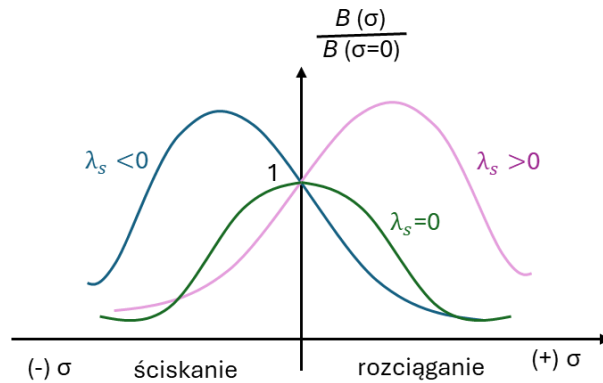
$$E_H = M_s \cdot H \cos \alpha, \quad (2.13)$$

$$E_\sigma = \frac{3}{2} \sigma \lambda_s, \quad (2.14)$$

gdzie: σ - naprężenie osiowe, λ_s - magnetostrykcja nasycenia.

Należy mieć na uwadze, że w przypadku wzoru (2.14) zależność ta dotyczy przypadku czystego rozciągania lub ściskania próbki i materiału o izotropowej magnetostrykcji. Efekt Villariego nazywany również magnetoelastycznością jest zatem w bliskiej relacji z magnetostrycją czyli zjawiskiem fizycznym polegającym na zmianie wymiarów kryształu lub domeny magnetycznej na skutek działania zewnętrznego pola magnetycznego. Można przyjąć, że zjawiska te mają charakter odwrotny. Zmiany energii potencjalnej w materiale ferromagnetycznym można zatem obserwować w sposób pośredni, badając eksperymentalnie różnice w indukcji magnetycznej wewnątrz obciążonego strukturalnie rdzenia umieszczonego w zewnętrznym polu magnetycznym w odniesieniu do stanu wolnego od naprężenia. Wpływ naprężenia rozciągającego oraz ściskającego na zmiany indukcji dla materiału o dodatniej, zerowej oraz ujemnej magnetostrykcji saturacji λ_s przedstawiono na poglądowym wykresie (Rys. 2.10).

W ramach konwencji przyjęto, że dla materiałów o ujemnej magnetostrykcji λ_s w ograniczonym zakresie rozciągania obserwuje się spadek indukcji magnetycznej B . Dla materiału o zerowej λ_s niezależnie od kierunku działania wektora naprężenia obserwuje się spadek przenikalności magnetycznej względnej pod wpływem deformacji. Natomiast dla przypadku dodatniej λ_s rozciąganie w początkowym zakresie powoduje zwiększenie indukcji magnetycznej. Ekstremum charakterystyk przedstawionych na wykresie poniżej (Rys. 2.10), $(dB/d\sigma)_H=0$ jest nazywane w literaturze punktem Villariego.



Rys. 2.10. Interpretacja graficzna zjawiska magnetoelastyczności [72]

Efekt magnetoelastyczny może istotnie wpływać na charakterystykę i zachowanie się urządzeń zarówno pomiarowych jak i wykonawczych w technice lotniczej, wprowadzając zakłócenia w układzie regulacji. Należy mieć na uwadze, że modulowanie wartości strumienia magnetycznego w urządzeniach typu EMID powinno być wynikiem celowych zmian sygnału sterującego, a nie być powodowane wpływem środowiska zewnętrznego, w szczególności zmian temperatury i amplitudy wibracji. Efekt Villariego nie powinien zatem zdaniem autora być pomijalny w analizach inżynierskich wspierających proces projektowania wyrobów eksploatowanych w wymagającym środowisku, co zostało zbadane i potwierdzone w ramach analizy hipotez naukowych.

Wyniki analiz i badań wpływu odkształcenia sprężystego w metalach Fe, Ni, Co na przenikalność magnetyczną zostały dokładnie opisane w połowie ubiegłego wieku [46]. Jednak, w przypadku stopów obrabianych w niestandardowych procesach technologicznych analizy mechaniczno-magnetyczne nadal opierają się o dane opisujące właściwości materiału zebrane na drodze pomiarów wykonanych na prototypowych wyrobach. Wielofizyczne podejście do analiz magnetomechanicznych z uwagi na złożoność zagadnienia nadal nie jest standardem oferowanym przez dostawców oprogramowania komercyjnego.

Analiza zależności pomiędzy charakterystyką magnesowania a naprężeniem została opisana szerzej w rozdziale pracy poświęconej zrealizowanym badaniom, co w pewnym stopniu wypełnia lukę badawczą. W rozdziale czwartym przedstawiono również praktyczne wykorzystanie zależności magneto-mechanicznych opisanych w publikacji [71] dla złożonego stanu naprężenia i przypadku, w którym kierunek wektora strumienia magnetycznego nie pokrywa się z wypadkowym wektorem zredukowanego naprężenia strukturalnego. Teoria sprzężenia magnetomechanicznego opisana w literaturze [71, 72] została wykorzystana również w pracach wdrożeniowych przedstawionych w rozdziale piątym.

2.3.8. Podsumowanie

Można przyjąć, że do opisu zależności pomiędzy natężeniem pola magnetycznego w materiale rdzenia ferromagnetycznego a gęstością strumienia magnetycznego w analizach inżynierskich wykorzystuje się wyznaczone na podstawie pomiarów empiryczne krzywe magnesowania $B(H)$ lub $M(H)$. Sposób przeprowadzenia pomiaru przenikalności B/H jest często wykonywany zgodnie ze standardem branżowym np. IEC. W praktyce ułatwia to prawidłową interpretację otrzymanych wyników. Normy te nie określają jednak precyzyjnie warunków wykonania testu a jedynie pewne założenia wynikające z tak zwanej dobrej praktyki

inżynierskiej lub badawczej. W przypadku normy IEC próbki materiałowe są najczęściej mierzone w temperaturze pokojowej (z ang. RT) i w stanie wolnym od deformacji oraz naprężenia. Oznacza to, że zarówno prawidłowe określenie warunków brzegowych dla pomiarów, geometria próbki oraz dobór aparatury pomiarowej i metoda pomiaru mogą mieć istotny wpływ na rezultaty badań. W zależności od sposobu prezentacji wyników pomiaru, możemy wyróżnić charakterystyki magnesowania $B(H)$ w postaci krzywych magnesowania pierwotnego, krzywych bezhisterezowych, pętli histerezy magnesowania statycznego oraz pętli magnesowania dynamicznego określanych dla arbitralnie przyjętej częstotliwości pulsacji pola. Dla przypadku, gdy materiał jest przemagnesowany w wąskim zakresie pola koercji możemy dodatkowo otrzymać w wyniku pomiaru jedynie charakterystykę przenikalności rewersyjnej. Dodatkowo na mierzoną przenikalność magnetyczną wpływ mogą mieć zakłócenia w postaci energii termicznej i energii mechanicznej sprężystości, które są trudne do wyeliminowania w działającym urządzeniu mechatronicznym.

Rozwijając metodę wielofizycznej symulacji działania komponentów serwonapędów w oparciu o teorię obwodów magnetycznych uzupełniono dane wejściowe przez zdefiniowanie właściwości magnetycznych wybranych materiałów:

Stop magnetycznie miękkie Fe-Ni o zawartości niklu i żelaza 50% oraz 80% Ni do 20% Fe.

W dysertacji koncentrowano uwagę na:

- Opisie statycznym i quasistatycznym określając krzywe magnesowania pierwotnego DC.
- Odwzorowaniu pętli histerezy za pomocą parametrycznego modelu fenomenologicznego przedstawionego przez J-A.

Takie podejście umożliwiło przygotowanie danych wejściowych do analizy FEM zarówno opisujących działanie obwodu magnetycznego w indukcyjnym czujniku położenia jak i w silniku momentowym. Metoda wyznaczenia danych opisujących ferromagnetyk oraz opis modelu J-A zostały szczegółowo przedstawione w części badawczej pracy.

Ponadto, modelując działanie obwodu magnetycznego silnika momentowego istotne okazało się zrozumienie ograniczeń stosowalności magnesów trwałych zapewniających źródło energii magnetycznej w sprężynie magnetycznej. Ograniczenia te zostały obszernie opisane w literaturze [45, 46].

Zagadnienia dotyczące modelowania i definiowania właściwości magnetycznych oraz mechanicznych materiałów ferromagnetycznych były wspólnym obszarem rozważań dla techniki urządzeń wykonawczych i pomiarowych w serwonapędach.

Właściwości mechaniczne stopów metali są łatwe do wyznaczenia na drodze pomiarów bezpośrednich. Takim pomiarem jest popularna statyczna próba rozciągania. Wytrzymałość materiału można wyznaczyć również stosując metody pośrednie na przykład przez zbadanie twardości próbki. Zdefiniowanie wpływu warunków brzegowych na właściwości magnetyczne ferromagnetyków jest zagadnieniem nieporównywalnie bardziej złożonym wymagającym często rozwinięcia dedykowanych metod badawczych. Pozyskanie na drodze pomiaru zależności $B(H, T, \sigma)$ ma jednak kluczowe znaczenie dla uzyskania zgodności wielofizycznych modeli teoretycznych z rzeczywistością.

2.4. Cel badań i hipotezy

Nadrzędnym celem pracy było opracowanie metody numerycznej umożliwiającej symulację działania obwodów elektromechanicznych serwozaworów oraz różnicowych indukcyjnych czujników położenia stosowanych w paliwowych systemach lotniczych. Metoda ta powinna uwzględniać wzajemne sprzężenia pomiędzy zjawiskami elektromagnetycznymi, elektrycznymi i mechanicznymi.

Opracowana metoda powinna również umożliwiać odwzorowanie rzeczywistych charakterystyk pracy serwozaworów i czujników położenia z dokładnością wystarczającą do prowadzenia analiz projektowych oraz diagnostycznych na wczesnym etapie projektowania tych urządzeń.

Realizacja sformułowanego celu głównego wymagała osiągnięcia następujących celów szczegółowych:

- zaprojektowanie i budowa dedykowanych stanowisk badawczych oraz przeprowadzenie serii pomiarów eksperymentalnych w celu wyznaczenia charakterystyk materiałowych stopów ferromagnetycznych oraz charakterystyk funkcjonalnych przetworników;
- opracowanie modeli matematycznych obwodów elektromagnetycznych oraz elektromechanicznych serwozaworów, a także modeli różnicowych indukcyjnych czujników położenia stosowanych w systemach lotniczych;
- opracowanie metody sprzężenia modeli elektromagnetycznych, elektrycznych i mechanicznych w jednolitym środowisku symulacyjnym, umożliwiającej odwzorowanie wzajemnych oddziaływań pomiędzy poszczególnymi zjawiskami fizycznymi;
- uwzględnienie w modelach symulacyjnych wpływu temperatury w zakresie -55 °C do 200 °C na charakterystyki magnesowania wybranych materiałów ferromagnetycznych stosowanych w konstrukcji analizowanych urządzeń;
- uwzględnienie wpływu naprężeń mechanicznych poniżej granicy sprężystości na właściwości magnetyczne miękkich materiałów ferromagnetycznych oraz wynikające z nich zmiany parametrów pracy układów elektromagnetycznych;
- przeprowadzenie weryfikacji analiz poprzez porównanie wyników teoretycznych uzyskanych w badaniach symulacyjnych z wynikami badań eksperymentalnych dla wybranych obiektów rzeczywistych.

Ponadto, na podstawie wstępnej analizy problemu badawczego przedstawionej w punkcie 1.2 oraz warunków brzegowych opisanych w punkcie 1.3, sformułowano następujące hipotezy badawcze:

Hipoteza główna H0:

Opracowanie wielofizycznej metody symulacji, uwzględniającej wpływ temperatury i naprężeń mechanicznych, umożliwia odwzorowanie działania obwodów elektromechanicznych serwozaworów i czujników położenia w warunkach eksploatacyjnych z błędem nieprzekraczającym $\pm 5\%$ w stosunku do wyników eksperymentalnych.

Hipoteza szczegółowa H1 (wpływ temperatury):

Zakłada się, że parametry modelu energetycznego według teorii Jiles–Athertona opisującego magnetyzację ferromagnetyka Fe–Ni zgodnego z normą ASTM A753 typ 2 wykazują liniową zależność od temperatury w zakresie roboczym -55 do 195 °C. Taka zależność powinna umożliwiać ilościowe przewidzenie zmian kształtu krzywych $B(H)$ w tym zakresie temperatur.

Komentarz metodyczny:

Zakres temperatur od -55 do 195 °C wyznaczono na podstawie analizy warunków brzegowych typowych dla urządzenia typu EMID instalowanego w rdzeniu silnika turbowentylatorowego, a następnie ograniczono do zakresu roboczego dostępnej aparatury badawczej.

Hipoteza szczegółowa H2 (efekt magnetoelastyczny):

Przyjmuje się hipotezę, że wpływ efektywnego naprężenia mechanicznego o wartości nieprzekraczającej 20 [MPa] na przenikalność magnetyczną stopu Fe–Ni spełniającego wymagania normy ASTM A753 (typ 2) może być ilościowo opisany poprzez wprowadzenie do wektorowego opisu charakterystyki $B(H)$ dodatkowego parametru $k(H)$, określającego wrażliwość magnetyczną materiału na naprężenie efektywne. Parametr ten może zostać wyznaczony na podstawie eksperymentalnych krzywych magnesowania.

Komentarz metodyczny:

Zakres dopuszczalnego naprężenia ograniczono na podstawie limitu wytrzymałości trwałej na zmęczenie dla stopu A753 typ 2 oraz krzywej zmęczeniowej dla podobnego stopu Invar 36[®] modyfikowanej o wpływ temperatury (ang. TCF). Dane z literatury potwierdzono w statycznej próbie rozciągania.

Hipoteza szczegółowa H3 (aplikacyjna):

Zakłada się, że konstrukcja przetwornika położenia typu LVDT o zakresie pomiarowym ± 1 [mm], z rdzeniem ferromagnetycznym ze stopu ASTM A753 Typ 2, zaprojektowana w sposób minimalizujący wpływ naprężeń osiowych ściskających w rdzeniu (0 – 50 [MPa]), pozwala utrzymać liniowość charakterystyki napięciowej w granicach ± 2 % pełnej skali sygnału wyjściowego (FSO) w całym zakresie pomiarowym. Stan odniesienia przyjęto jako temperaturę 20 ° ± 5 °C oraz brak naprężeń mechanicznych i termicznych. Weryfikacja tej właściwości będzie możliwa zarówno eksperymentalnie, jak i za pomocą symulacji numerycznych.



Komentarz metodyczny:

Zakres naprężenia został arbitralnie ustalony na podstawie limitów wytrzymałościowych materiału zgodnego z ASTM A753 typ2.

Kryterium weryfikacji hipotezy głównej

Weryfikacja hipotezy głównej zostanie przeprowadzona poprzez porównanie wyników symulacji numerycznych z wynikami badań eksperymentalnych dla wybranych urządzeń elektromechanicznych stosowanych w systemach lotniczych, w szczególności silnika momentowego serwozaworu oraz indukcyjnego różnicowego przetwornika położenia.

Ocena zgodności wyników zostanie dokonana na podstawie analizy błędu odwzorowania wybranych charakterystyk statycznych tych urządzeń.

Hipoteza zostanie uznana za potwierdzoną w przypadku uzyskania zgodności wyników symulacyjnych i eksperymentalnych w granicach przyjętego błędu modelowania.

3. Metodyka

W rozdziale opisano zagadnienia teoretyczne oraz sposób numerycznego modelowania podzespołów działających w systemie serwonapędu elektrohydraulicznego.

3.1. Metody badawcze

Zastosowana w pracy metodyka łączy modelowanie wielofizyczne, symulacje numeryczne oraz walidację eksperymentalną. Opracowywana metoda numerycznej symulacji ma umożliwić predykcyjną ocenę działania komponentów elektromechanicznych w warunkach eksploatacyjnych. W szczególności uwzględniono:

- Odniesienie problemu technicznego do literatury branżowej i naukowej;
- Stworzenie i omówienie modeli matematycznych opisujących pracę obwodów elektromagnetycznych dedykowanych do sterowania siłownikami w aplikacjach lotniczych na przykładzie silnika momentowego i przetwornika położenia typu LVDT;
- Stworzenie modeli wielofizycznych opartych na elementach skończonych;
- Eksperymentalne wyznaczenie charakterystyk magnesowania $B(H)$ dla materiałów miękkich magnetycznie o strukturze polikrystalicznej nieorientowanej;
- Opracowanie statystyczne wyników pomiarów, w celu potwierdzenia lub odrzucenia hipotez naukowych dotyczących istotności wpływu warunków środowiskowych definiowanych dla produktów lotniczych na charakterystyki magnesowania badanych materiałów;
- Walidacja opracowanej metody symulacji działania produktu typu EMID, przez zbadanie fizycznego prototypu i porównanie wyników testów z modelem numerycznym.

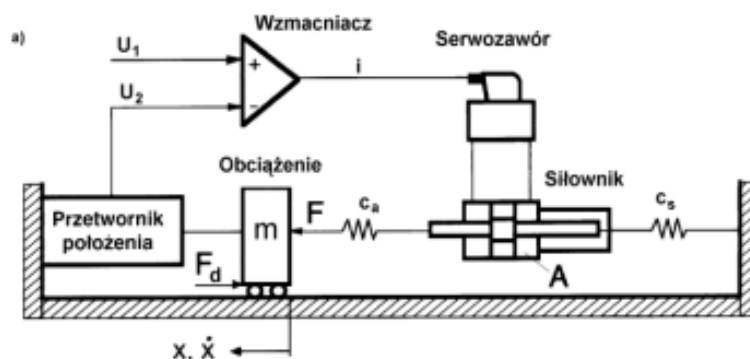
3.2. Podstawowe założenia fizyczne

Modelowanie serwozaworu i czujnika położenia oparto na podejściu zintegrowanym - wielofizycznym, gdzie uwzględniono następujące założenia:

- Układ traktowany jest jako system rozproszony, ale aproksymowany przez modele dyskretne (MES);
- Zjawiska elektromagnetyczne opisane są równaniami z uwzględnieniem nieliniowości (zależność $\mu = f(H)$);
- Mechanika uwzględnia deformacje sprężyste;
- Właściwości materiałowe ferromagnetyków są funkcją temperatury oraz naprężenia: $\mu(T), \sigma(T), \mu(\sigma)$.

3.2.1. Model serwomechanizmu działającego w pętli regulacji położenia

W popularnych systemach serwonapędu elektrohydraulicznego, spełniających kryteria poziomu gotowości technologicznej TRL 9 [73], zastosowanie znajduje serwozawór dwustopniowy współpracujący z siłownikiem hydraulicznym dwustronnego działania oraz czujnik położenia wraz z regulatorem. Mechanizm ten umożliwia precyzyjne pozycjonowanie obciążenia w sposób proporcjonalny do wartości zadanego sygnału wejściowego U_1 . Zasada działania całego układu może zostać przedstawiona w sposób uproszczony za pomocą schematu kinematycznego, przedstawionego poniżej (Rys. 3.1).



Rys. 3.1. Uproszczony schemat kinematyczny serwonapędu [74]

Serwowawór dwustopniowy oraz siłownik hydrauliczny, mogą być modelowane jako szeregowo człony inercyjne drugiego rzędu. Jak wynika z analizy przeprowadzonej przez Pawelskiego [74], przekształcenie sygnału prędkości tłoczyska siłownika w przemieszczenie wykazuje właściwości całkujące, co jest typową cechą układów z integracją sygnału wejściowego w czasie. Jedną z istotnych cech charakterystycznych dla serwonapędu elektrohydraulicznego z regulatorem położenia jest zatem obecność oscylacji własnych wynikających z właściwości fizycznych medium roboczego, tj. masy i sprężystości cieczy. Objętość cieczy oraz jej parametry zależne od warunków brzegowych wpływają zatem bezpośrednio na dynamikę oraz stabilność układu regulacji.

Można przyjąć, że stan ustalony układu przedstawionego na schemacie (Rys. 3.1) opisuje zależność [74]:

$$x = U_1 \cdot (K_x^{-1}), \quad (3.1)$$

gdzie: x — przemieszczenie tłoczyska, K_x — wzmacnienie statyczne układu, U_1 — sygnał przesterowania.

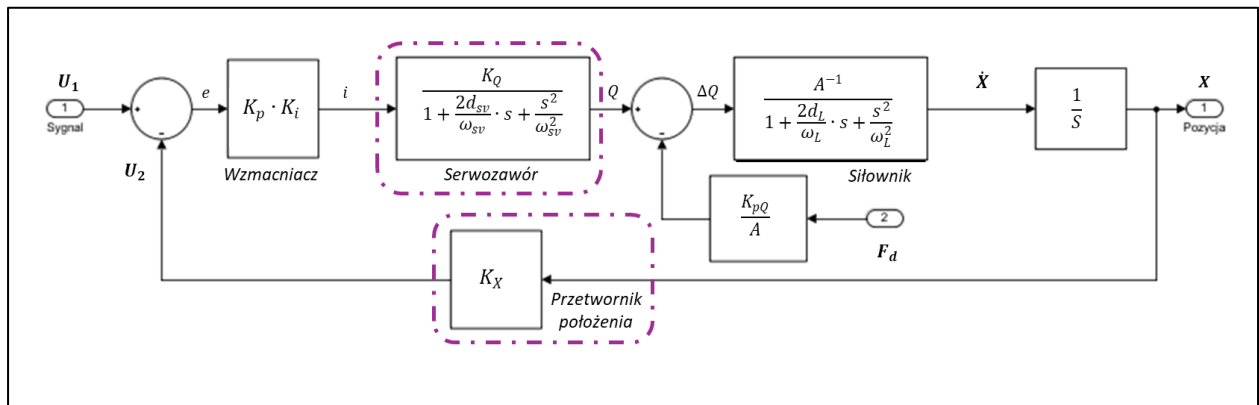
Zatem, właściwości dynamiczne pętli regulacji pozycji są determinowane przez iloczyn wzmoceń poszczególnych elementów układu (K_{PI} – regulatora, K_x – przetwornika położenia, K_Q – wzmacnienie natężenia przepływu, A – powierzchni czynnej siłownika), określanych sumarycznie jako wzmacnienie prędkości pętli i oznaczone symbolem:

$$K_{VX} = \frac{K_{PI} \cdot K_x \cdot K_Q}{A}. \quad (3.2)$$

W przypadku chwilowego zakłócenia stanu równowagi przez siłę F_d , wartość K_{VX} stanowi ponadto miarę efektywności dynamicznej serwomechanizmu w procesie redukcji uchybu U_1 - U_2 , zgodnie z proporcjonalną zależnością $V = K_{VX} \cdot x$, gdzie V jest generowaną prędkością tłoczyska. Analizując schemat przedstawiony na rysunku 3.1 można stwierdzić, że nawet nieznaczący sygnał uchybu (e) prowadzi do uruchomienia siłownika, przy czym wartość sygnału sprzężenia zwrotnego narasta, aż do momentu wyzerowania prędkości ruchu tłoczyska.

Schemat funkcyjny serwomechanizmu działającego w pętli położenia może zostać dokładniej opisany schematem blokowym jak pokazano na rysunku 3.2. Należy zwrócić uwagę, że nośnikiem informacji o położeniu oraz pozycji nastawnej jest analogowy sygnał elektryczny, przesterowania serwozaworu U_1 a sygnał sprzężenia U_2 jest zawsze proporcjonalny do osiągniętej pozycji. Możliwość realizacji funkcji regulacji pozycji przy wykorzystaniu stosunkowo prostej architektury systemu pozytywnie wpływa na współczynnik niezawodności serwoaktuatora, który jest liczony jako wskaźnik MTBF (ang. Mean Time Between Failures).

W zależności od nastaw regulatora najczęściej PID, układ napędu może być czuły na pojawienie się nawet minimalnego uchybu (e). Różnica pomiędzy sygnałem zadaniem U_1 a procesowym U_2 może w przypadku napędów hydrostatycznych wykorzystywanych powszechnie w systemach lotniczych wynikać nieintencjonalnie z oddziaływania zmiennych warunków środowiska na wykorzystane przetworniki E/M, których podstawą działania są zjawiska magnetyczne.

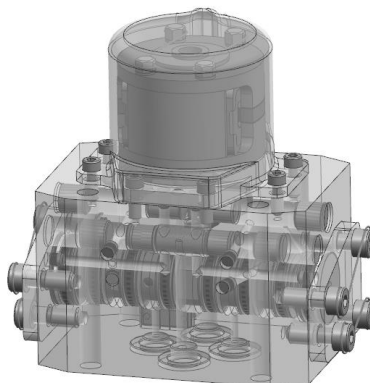


Rys. 3.2. Schemat funkcyjny serwonapędu w pętli regulacji położenia [74]

Dla pogłębionej analizy problematyki stabilności układu regulacji, w kolejnych rozdziałach pracy dokonano szczegółowego opisu mechanizmu funkcjonowania omawianych przetworników.

3.2.2. Model serwowaworu

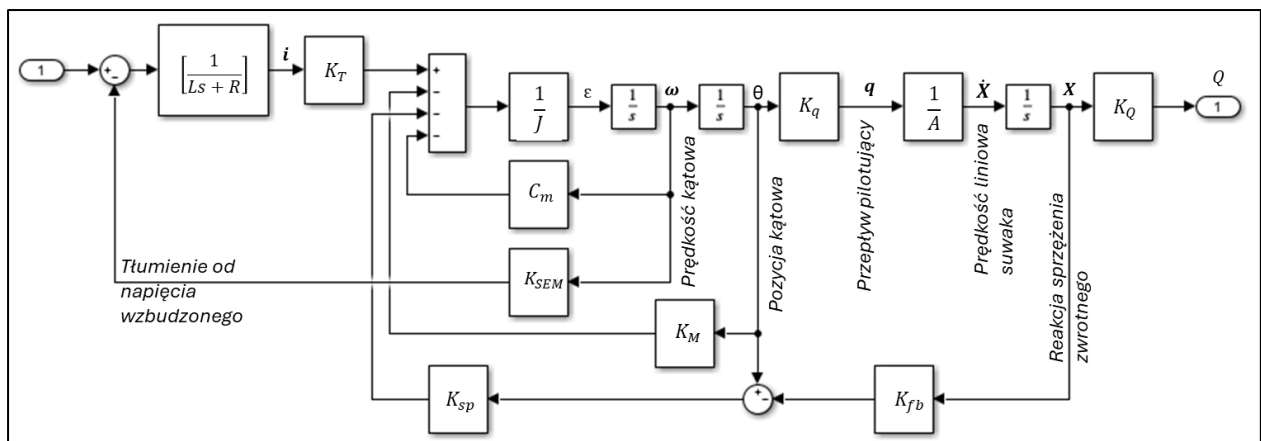
Odnosząc się do schematu (Rys. 3.2) należy zauważyć, że zamiana sygnału elektrycznego na sygnał hydrauliczny jest realizowana najczęściej poprzez wykorzystanie serwowaworu elektrohydraulicznego (Rys. 3.3) lub elektrozaworu proporcjonalnego.



Rys. 3.3. Model CAD elektrohydraulicznego serwowaworu dwustopniowego

Klasyczny dwustopniowy serwowawór elektrohydrauliczny z wewnętrznym sprzężeniem zwrotnym pozwala na kontrolowanie prędkości wysuwu tłocznika siłownika przez modulowanie przepływu cieczy do siłownika oraz generowanie ciśnienia oddziałującego na tłok. Porty wyjściowe, są wewnątrz serwowaworu połączone z zasilaniem hydraulicznym i zlewem za pośrednictwem pary suwakowej [32]. Drugi stopień hydrauliczny serwowaworu jest klasycznym czterodrogowym rozdzielaczem hydraulicznym. Z punktu widzenia teorii automatyki serwowawór dwustopniowy może być traktowany jako człon inercyjny drugiego rzędu a jego dynamika jest w dużej mierze zależna od charakterystyki użytego silnika momentowego, wzmacniacza hydraulicznego traktowanego jako pierwszy stopień hydrauliczny oraz średnicy i skoku suwaka hydraulicznego rozdzielającego przepływ na wyjściach zaworu. W odróżnieniu od siłowników sterowanych przez serwowawory jednostopniowe, charakterystyka narostu ciśnienia w komorach siłownika kontrolowanego przez serwowawór dwustopniowy jest stroma a maksymalna siła wyjściowa F wg schematu (Rys. 3.1) może być generowana przez napęd hydrostatyczny niezwłocznie po przekroczeniu przez sygnał U_1 amplitudy czułości układu regulacji. Szczegółowy opis działania serwowaworów został pokazany i omówiony między innymi w literaturze [4, 32, 36]. Technika serwowaworów była również opisana w postaci biuletynów technicznych [28, 75]. Analizując te publikacje można wnioskować, że z uwagi na symetryczną konstrukcję i architekturę serwowaworu zmiany przenikalności magnetycznej rdzenia w silniku momentowym mogą powodować osłabienie lub wzmocnienie momentu obrotowego generowanego przez silnik, co przekłada się jedynie na zmiany dynamiki systemu bez ryzyka przesterowania pozycji napędu. Dodatkowo redukcja wartości momentu w wysokich temperaturach może być kompensowana w naturalny sposób przez układ hydrauliczny za sprawą zmiany lepkości i gęstości cieczy roboczej w wysokich i niskich temperaturach. Problem związany ze stabilnością pracy serwowaworu może jednak pojawić się w przypadku stosowania zaworów sterujących z przesuniętą charakterystyką hydrauliczną (tzw. zera hydraulicznego) względem sygnału elektrycznego (tzw. zera elektrycznego). Większość serwowaworów stosowanych w systemach lotniczych zapewnienia w razie utraty zasilania lub uszkodzenia mechanicznego sprzężenia zwrotnego przejście do pozycji bezpiecznej. W praktyce oznacza to, że suwak rozdzielacza

hydraulicznego jest utrzymywany w pozycji neutralnej - zamkniętej przy pewnej niezerowej wartości sygnału elektrycznego U_1 . Sygnał ten generuje za pośrednictwem silnika moment obrotowy, proporcjonalny, którego wartość powinna być niezmienna niezależnie od warunków środowiskowych. Przesunięcie charakterystyki hydraulicznej względem zerowego sygnału prądowego najczęściej o wartość nie przekraczającą 50% prądu znamionowego określa się angielskim terminem „null bias”. Odwołując się do schematu działania silnika momentowego (Rys. 3.6) można stwierdzić, że zmiany obydwu parametrów K_T oraz K_M (wg 3.6) wywołane przez oddziaływanie środowiska na obwód magnetyczny silnika w przypadku zaworu z przesuniętą charakterystyką $Q=f(i)$ mogą powodować nieintencjonalny proporcjonalny ruch siłownika. Badanie zmian współczynników reprezentujących wypadkową sztywność silnika (K_M) oraz moment proporcjonalny do wektora prądu K_T w analizie wielofizycznej na poziomie silnika momentowego jest zatem jednym z problemów, który był analizowanych w ramach pracy doktorskiej. Aby lepiej zobrazować zależności pomiędzy współczynnikami K_M , K_T a dynamiczną pozycją suwaka rozdzielacza, zasadę działania mechaniki serwowaworu przedstawiono za pomocą modelu blokowego w programie Simulink® (Rys. 3.4) uzupełnionego opisem zmiennych w tabeli 3-1. Wartości parametrów umożliwiającą przekształcenie sygnałów elektrycznych na reakcje mechaniczne mogą być określane na podstawie analizy wielofizycznej silnika momentowego. Parametry główne: K_M , K_T wynikają z konstrukcji silnika momentowego, jego wymiarów geometrycznych, konstrukcji uzwojenia oraz użytych materiałów magnetycznych i sprężystości elementów pozycjonujących.



Rys. 3.4. System serwowaworu odwzorowany schematem blokowym w programie Matlab®/ Simulink®

Tabela 3-1. Zmienne w blokowym modelu układu pozycjonowania suwaka w serwowaworze

Parametr	Definicja
L	Indukcyjność cewki [H]
R	Rezystancja cewki [Ohm]
K_T	Moment od prądu w elektromagnesie [mNm/mA]
J	Inercja silnika [$\text{kg} \cdot \text{mm}^2$]
C_m	Tłumienie kinematyczne [%]
K_m	Sztywność sprężyny skrętnej silnika [mNm/mRad]
K_{sp}	Sztywność sprężyny sprzężenia zwrotnego [mNm/Rad]

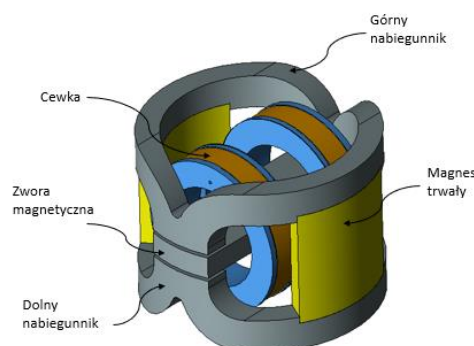
K_{SEM}	Tłumienie elektryczne EMF [V·sec/Rad]
K_q	Stała przepływu sterującego suwakiem [$\text{mm}^3/(\text{sec} \cdot \text{Rad})$]
A	Powierzchnia boczna suwaka [mm^2]
K_{fb}	Sztywność sprzężenia zwrotnego [mNm/mm]
K_Q	Wzmocnienie przepływu na wyjściu zaworu [mm^2/sec]

3.2.3. Model silnika momentowego

Klasyczny silnik momentowy serwozaworu składa się z elementów obwodu magnetycznego z magnesami trwałymi, elektromagnesu i elementów sprężystych. Obwód magnetyczny z magnesami tworzy sprężynę magnetyczną. Elementy sprężyste np. mostek skrętny pozycjonujący zworę oraz sprężyna sprzężenia zwrotnego tworzą z kolei sprężynę mechaniczną balansującą reakcje sił pochodzenia magnetycznego i tym samym zapewniają stabilność asymptotyczną całego układu kinematycznego silnika. Dodatkowo, na złożenie silnika momentowego składają się elementy strukturalne oraz uszczelniające, które świadomie zostały pominięte w analizach.

Obwód elektromagnetyczny silnika momentowego w badanym przypadku został zbudowany z pary jednakowych nabiegunków, zwory magnetycznej, uzwojenia w postaci dwóch cewek i magnesów trwałych. Taka konstrukcja umożliwia dwukierunkowe działanie przetwornika. Kierunek obrotu jest określony biegunowością prądu. Praca w układzie różnicowym ułatwia zapewnienie liniowej zależności pomiędzy wartością generowanego momentu, który wywołuje przemieszczenie kątowe a sygnałem prądowym w użytecznym zakresie pracy. Wykorzystanie dwóch niezależnych cewek połączonych równolegle, a także dwukanałowe sterowanie sygnałem prądowym znacznie podnosi niezawodność przetwornika.

Konstrukcja silnika momentowego zapewnia stabilne i powtarzalne pozycjonowanie elementu wykonawczego. Wyeliminowanie wpływu zakłóceń wynikających ze środowiska pracy, np. wibracji o amplitudzie do kilkuset metrów na sekundę do kwadratu w przedziale częstotliwości od kilku do kilkuset herców, było możliwe ponieważ położenie środka ciężkości ruchomych elementów pokrywa się z osią obrotu zwory.



Rys. 3.5. Silnik momentowy wzmacniacza elektrohydraulicznego [38,100]

Na potrzeby badań skonstruowano i zbudowano prototyp silnika momentowego o zmiennej reluktancji (Rys. 3.5), umożliwiającą weryfikację opracowanych modeli teoretycznych.

Aby ułatwić opis matematyczny, w badanym silniku momentowym zachowano stały przekrój poprzeczny na długości magnetowodu. Ograniczono w ten sposób ryzyko pojawienia się lokalnych obszarów saturacji magnetycznej znacznie utrudniających symulację przy wykorzystaniu MES. Proponowana metoda symulacji oraz badania silnika momentowego była skoncentrowana na zjawiskach fizycznych w materiałach magnetycznych. Dodatkowo, jako wprowadzenie do zagadnienia symulowania działania obwodu magnetycznego silnika, podstawowy opis fizyczny został znacznie uproszczony względem analogicznego modelu zaprezentowanego w publikacji [37]. Celem opisu analitycznego było ogólne przedstawienie sposobu działania obwodu magnetycznego oraz jego zmienność w punkcie pracy. Detaliczny opis fizyczny silnika MES został zaprezentowany w części badawczej rozprawy (podrozdział 4.3).

W ramach realizowanych prac wdrożeniowych rozwinięto metody badania i analizy silników momentowych o następujące zagadnienia:

- Model układu bazujący na równaniach algebraicznych dla obwodu elektromagnetycznego przetwornika;
- Modelowanie obwodu silnika z wykorzystaniem MES;
- Badanie charakterystyki zbudowanego prototypu na opracowanym w tym celu stanowisku badawczym.

W ramach walidacji modele matematyczne MES opisujące działanie silnika momentowego uwzględniające proces kalibracji poprzez częściowe odmagnesowanie magnesów trwałych do wyznaczonego punktu pracy zostały zestawione i porównane z charakterystyką wykonanego prototypu.

Obwód elektromechaniczny dla systemu silnika może być reprezentowany przez funkcję wielu zmiennych w ujęciu statycznym:

$$f(i, X) = \theta, \quad (3.3)$$

gdzie:

i – prąd [mA],

X – zbiór parametrów geometrycznych oraz materiałowych, które są stałe dla wykonywanej analizy statycznej,

θ – kąt obrotu zwory [rad].

Podsystem serwozaworu jakim jest silnik momentowy należy traktować jako obiekt zachowujący stabilność asymptotyczną w całym ustalonym zakresie pracy. Silnik momentowy działa dwukierunkowo, zwrot momentu oraz kierunek obrotu zależą od polaryzacji napięcia – wektora prądu w uzwojeniu cewki. Zasada działania przetwornika opiera się na równowadze w równaniu momentów obrotowych generowanych przez siły magnetyczne działające na zworę magnetyczną oraz reakcji sprężyny skrętnej lub zginanej.

Podstawowe równanie kinematyczne opisujące silnik momentowy można zapisać w ogólnej postaci jako:

$$\Sigma T = T_{MS} + T_{KT} - T_{Mch} , \quad (3.4)$$

gdzie:

T_{MS} - moment obrotowy generowany przez sprężynę magnetyczną (magnesy trwałe),
 T_{KT} - moment obrotowy generowany przez prąd w uzwojeniu,
 T_{Mch} - moment obrotowy generowany przez sprężynę mechaniczną (ustalającą).

Równanie (3.4) można również przedstawić w następujący sposób:

$$\Sigma T = (K_{MS} - K_{Mch}) \cdot \theta + K_T \cdot i, \quad (3.5)$$

lub stosując alternatywny zapis zastępując wektory sprężyny magnetycznej i mechanicznej wektorem wypadkowym wprowadzając zastępczą sztywność układu $K_M = (K_{MS} - K_{Mch})$:

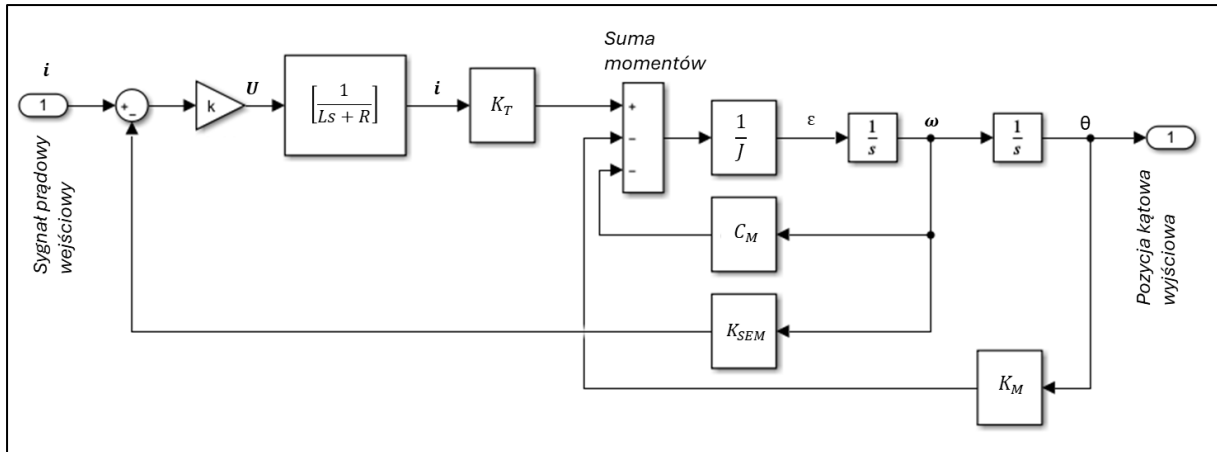
$$\Sigma T = K_M \cdot \theta + K_T \cdot i, \quad (3.6)$$

gdzie:

K_{MS} - współczynnik sprężystości magnetycznej (sztywność magnetyczna),
 θ - kąt obrotu zwory,
 K_T - współczynnik momentu obrotowego od elektromagnesu,
 i - prąd,
 K_{Mch} - współczynnik sprężystości mechanicznej (sztywność mechaniczna).

Na potrzeby analizy dynamicznej charakterystyka podsystemu silnika momentowego może zostać dodatkowo opisana przy użyciu ogólnego równania ruchu (3.7), uzupełnionego o transmitancję pierwszego rzędu (3.9), która uwzględnia wpływ impedancji uzwojenia na właściwości dynamiczne układu. Model blokowy opisujący silnika jako system dynamiczny opracowano w środowisku symulacyjnym Simulink® i przedstawiono na rysunku 3.6.

Parametry K_T i K_M mogą być wyznaczone na podstawie mapy momentów charakteryzującej silnik symulacją rozkładu indukcji magnetycznej MES. Parametr K_T odczytywany jest na osi prądów w mapie, do wyznaczenia parametru K_M konieczne jest wcześniejsze wyznaczenie sztywności skrętniej elementów pozycjonujących zworę w szczelinach powietrznych.



Rys. 3.6. System silnika momentowego odwzorowany schematem blokowym w programie Matlab/ Simulink®, oznaczenia są zgodne z Tabelą 3-1

W analizie dynamicznej przyjęto założenie, że przesunięcie fazowe i tłumienie amplitudy spowodowane są następującymi czynnikami wynikającymi z konstrukcji silnika serwozaworu: indukcyjność cewki, bezwładność armatury, napięcie indukowane w uzwojeniu cewki (SEM) oraz tłumienie mechaniczne spowodowane siłą hydrodynamiczną działającą na klapkę poruszającą się w cieczy (od 2 do 6%).

Ogólne mechaniczne równanie dynamiczne silnika momentowego przedstawiono poniżej:

$$K_T \cdot i(t) = K_M \cdot \theta(t) + \left(C_M \cdot \frac{\partial \theta(t)}{\partial t} \right) + \left(K_T \cdot \left(K_{SEM} \cdot \frac{\partial \theta(t)}{\partial t} \right) \cdot R^{-1} \right) + \left(J \cdot \frac{\partial^2 \theta(t)}{\partial t^2} \right), \quad (3.7)$$

gdzie:

- K_{SEM} – współczynnik siły elektromotorycznej indukowanej,
- C_M – współczynnik tłumienia mechanicznego,
- J - bezwładność zespołu zwory,
- R - rezystancja.

Natomiast, zmienność prądu i napięcia w cewce w czasie można dokładniej opisać równaniem różniczkowym pierwszego rzędu:

$$U_{input} = R \cdot i(t) + L \frac{\partial i(t)}{\partial t}, \quad (3.8)$$

gdzie:

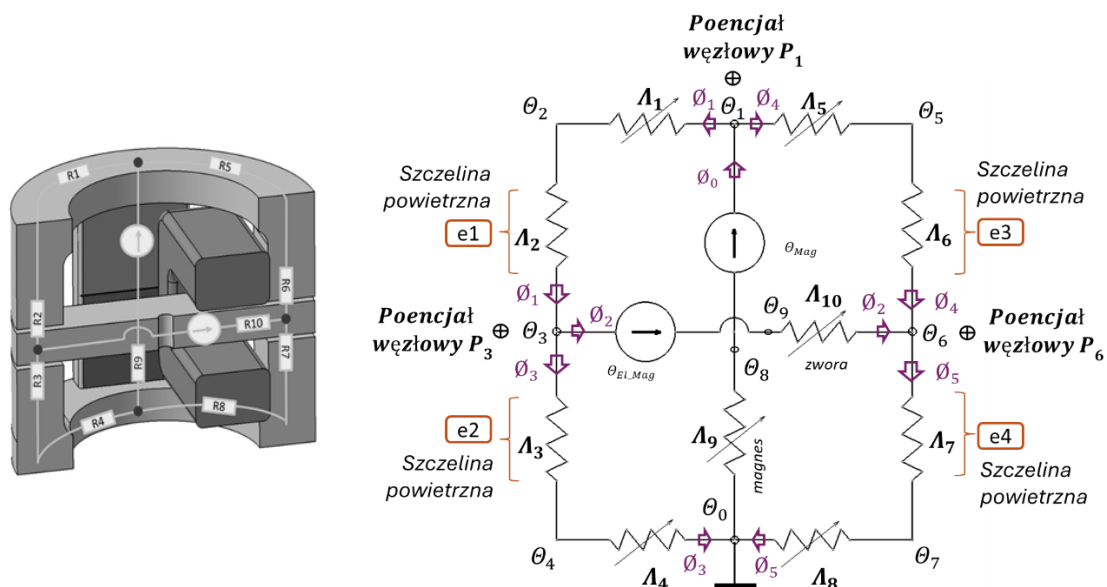
- R - rezystancja obwodu,
- L - indukcyjność obwodu,
- U_{input} - napięcie wejściowe.

Ponadto, w opisie dynamicznym w środowisku Simulink® wykorzystano transformatę Laplace'a dla powyższego równania (3.8) integrując model dynamiczny cewki z modelem mechaniki silnika (Rys. 3.6).

$$\frac{i(s)}{U_{input}(s)} = G(s) = \left[\frac{1}{Ls + R} \right] \quad (3.9)$$

Model teoretyczny obwodu magnetycznego

Na podstawie analogii teorii obwodu magnetycznego do obwodu elektrycznego [10] zastosowano reguły i przekształcenia umożliwiające wyznaczenie wartości sił magnetomotorycznych (SMM, θ) i strumieni magnetycznych (ϕ) w silniku momentowym zgodnie z prawami Ohma i Kirchhoffa. Za metodę na wyprowadzenie układu równań niezależnych posłużyła metoda potencjałów węzłowych. Ponieważ silnik momentowy jest obiektem symetrycznym, skupiono się na zamodelowaniu połowy obwodu magnetycznego (Rys. 23).



Rys. 3.7. Schemat zastępczy połowy obwodu silnika momentowego

Formułowanie układu równań niezależnych i schemat rozwiązania nieliniowego problemu przebiegał następująco [38]:

Z definicji przewodności magnetycznej przyjęto oznaczenia

$$\Lambda = R^{-1}, \quad (3.10)$$

gdzie: Λ – permeancja (przewodność magnetyczna), R – reluktancja.

Układ równań niezależnych wyznaczony metodą potencjałów węzłowych dla problemu przedstawionego na rysunku 3.7 po uporządkowaniu i pogrupowaniu zmiennych został opisany wzorem (3.12) w notacji macierzowej, co znacznie uprościło jego rozwiązanie metodą



iteracyjną i umożliwiło zastosowanie jako aparatu matematycznego solwera nieliniowego na przykład w środowisku MATLAB®:

(3.11)

$$\begin{aligned} P_1 \cdot (\Lambda_9 + \Lambda_{12} + \Lambda_{56}) + P_3 \cdot (-\Lambda_{12}) + P_6 \cdot (-\Lambda_{56}) &= \theta_{Mag} \cdot \Lambda_9, \\ P_1 \cdot (\Lambda_{12}) + P_3 \cdot (-\Lambda_{12} - \Lambda_{10} - \Lambda_{34}) + P_6 \cdot (\Lambda_{10}) &= \theta_{EL_Mag} \cdot \Lambda_{10}, \\ P_1 \cdot (\Lambda_{56}) + P_3 \cdot (\Lambda_{10}) + P_6 \cdot (-\Lambda_{56} - \Lambda_{10} - \Lambda_{78}) &= -\theta_{EL_Mag} \cdot \Lambda_{10}. \end{aligned}$$

W zapisie macierzowym:

$$\begin{bmatrix} (\Lambda_9 + \Lambda_{12} + \Lambda_{56}) & (-\Lambda_{12}) & (-\Lambda_{56}) \\ (\Lambda_{12}) & (-\Lambda_{12} - \Lambda_{10} - \Lambda_{34}) & (\Lambda_{10}) \\ (\Lambda_{56}) & (\Lambda_{10}) & (-\Lambda_{56} - \Lambda_{10} - \Lambda_{78}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} P_1 \\ P_3 \\ P_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \theta_{Mag} \cdot \Lambda_9 \\ \theta_{EL_Mag} \cdot \Lambda_{10} \\ -\theta_{EL_Mag} \cdot \Lambda_{10} \end{bmatrix}, \quad (3.12)$$

gdzie: $P_{1,2,3}$ – potencjał SMM w węzłach, natomiast zmienne:

$$(\Lambda_{12}) = \frac{1}{R_1 + R_2}; (\Lambda_{56}) = \frac{1}{R_5 + R_6}; (\Lambda_{34}) = \frac{1}{R_3 + R_4}; (\Lambda_{78}) = \frac{1}{R_7 + R_8} \quad (3.13)$$

to przewodności magnetyczne.

W rzeczywistym obwodzie elektromagnetycznym połowy silnika momentowego dla permeancji i reluktancji nieliniowych układ równań przybrał uogólnioną postać (3.14), gdzie:

- [A] – uogólniona macierz przewodności,
- [B] – macierz potencjałów węzłowych (SMM),
- [C] – macierz źródeł strumieni magnetycznych.

Szukany rozwiązaniem dla układu równań (3.12) i (3.14) jest macierz [B], czyli wektor potencjałów sił magnetomotorycznych (θ) w węzłach P_1, P_3, P_6 wyznaczana zgodnie z (3.14) względem odniesienia P_0 :

$$[A] \cdot [B] = [C] \quad (3.14)$$

$$[B] = [A^{-1}] \cdot [C]. \quad (3.15)$$

Założono, że pole przekroju poprzecznego magnesu jest stałe na całej jego długości (l) i rozkład natężenia pola magnetycznego H jest równomierny w objętości magnesu, przyjęto, że różnica potencjałów siły magnetomotorycznej (θ) między dwoma biegunami magnesu jest równa:

$$\theta = \oint_l H \cdot dl. \quad (3.16)$$

Dla analizowanych przypadków uśredniona indukcja magnetyczna w magnesie mieściła się w przedziale od 0,85 do 1,1316 [T].

Reluktancję rdzenia wyrażono funkcją nieliniową zależną od trzech argumentów: długości (l), strumienia magnetycznego (\emptyset), przekroju poprzecznego magnetowodu (S), zakładając jednorodny rozkład indukcji:

$$R = f(\emptyset, S, l). \quad (3.17)$$

Z definicji reluktancji magnetycznej wynika, że:

$$R = \frac{l}{\mu_r \cdot \mu_0 \cdot S}. \quad (3.18)$$

Zatem możliwe jest przekształcenie wzorów (3.17), (3.18) do postaci (3.19).

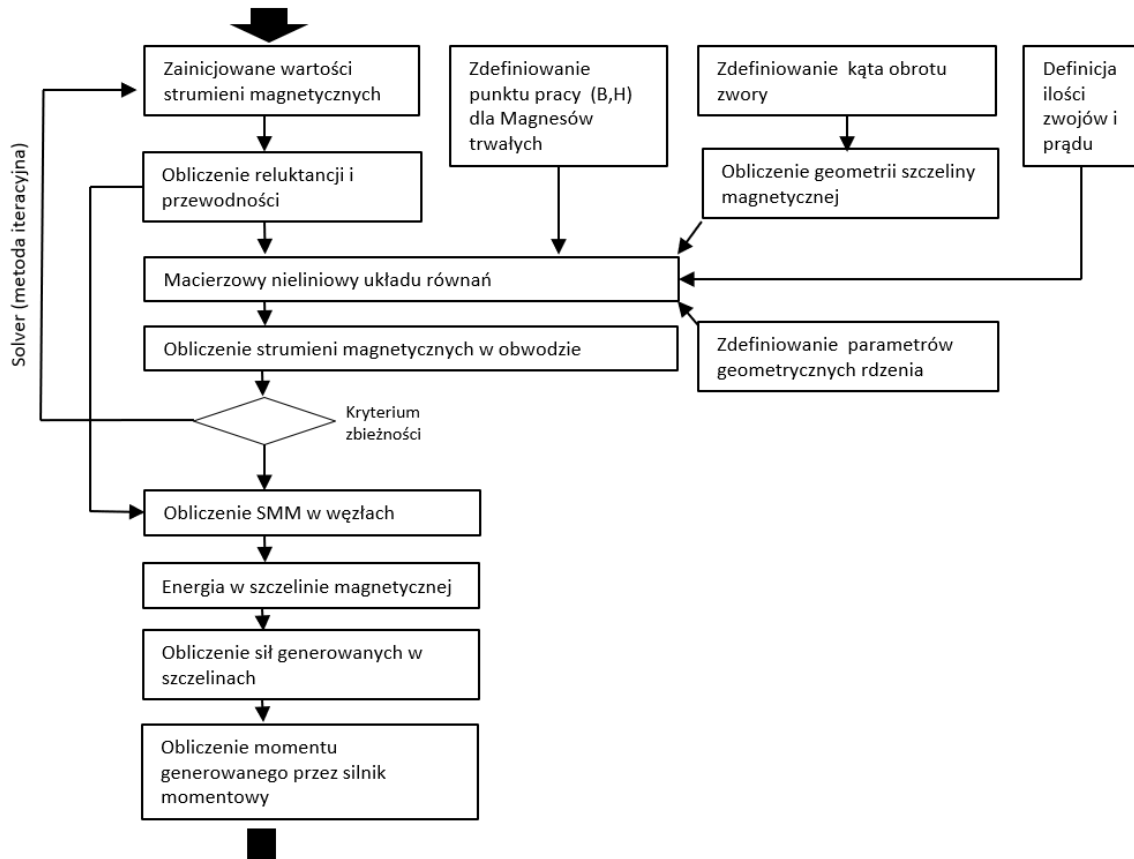
$$\mu_r \cdot \mu_0 = f(B) = f\left(\frac{\emptyset}{S}\right) \quad (3.19)$$

A zależność reluktancji od geometrii magnetowodu i strumienia magnetycznego w ograniczonym zakresie natężenia pola może być w uproszczeniu opisana wielomianem trzeciego stopnia:

$$R_{\text{gen}} = \frac{l}{a \cdot \frac{\emptyset^3}{S^2} - b \cdot \frac{\emptyset^2}{S} + c \cdot \emptyset + d \cdot S}, \quad (3.20)$$

gdzie R_{gen} opisuje uogólnioną reluktancję dla odcinka magnetowodu o stałym przekroju S , stałe a, b, c określają współczynniki wielomianu wyznaczone empirycznie na podstawie znanej krzywej $B(H)$. Ponieważ wartości przenikalności względnej μ_r odcinków magnetowodu uwikłanych

w macierzowy układ równań zależą od wynikowego strumienia magnetycznego, do rozwiązania układu równań (3.14) można zastosować metodę iteracyjną według algorytmu przedstawionego na rysunku 3.8.



Rys. 3.8. Algorytm dla metody iteracyjnej [38]

Po wyznaczeniu wartość strumienia magnetycznego przepływającego przez szczelinę powietrzną, np. e_1 według schematu przedstawionego na rysunku 3.7, określono spadki siły magnetomotorycznej w szczelinie:

$$\theta_{e1} = \emptyset_{e1} \cdot R_{e1}. \quad (3.21)$$

Energię w szczelinie powietrznej można szacować z wykorzystaniem prawa zachowania energii magnetycznej:

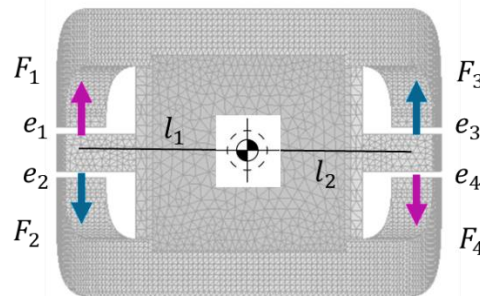
$$E_{\text{air gap}} = \oint \theta \cdot \emptyset \, dh. \quad (3.22)$$

Następnie, przyjęto na podstawie prawa zachowania energii, że energia pochodząca od strumienia magnetycznego w szczelinie powietrznej jest równa mechanicznej energii potencjalnej. Na podstawie tej hipotezy można było zapisać zależność (3.23):

$$E_{\text{air gap}} = \int_{h_2}^{h_1} \vec{F} \cdot d\vec{h}, \quad (3.23)$$

gdzie h oznacza wysokość szczeliny powietrznej.

Zależności (3.22) oraz (3.23) sugerują, że możliwe jest wyznaczenie sił pochodzenia magnetycznego oddziałujących na zworę umieszczoną pomiędzy koncentratorami nabiegunków. Można również obliczyć całkowity moment generowany przez silnik, który jest wypadkową działania czterech momentów pochodzących od sił magnetycznych w szczelinach: $e_{1,2,3,4}$ (F_1, F_2, F_3, F_4) według rysunku 3.9.



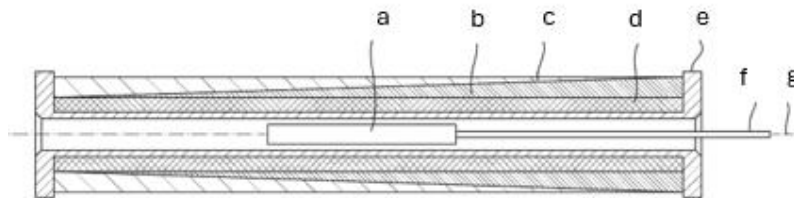
Rys. 3.9. Moment całkowity generowany przez siły magnetyczne, działające na zworę silnika

W celu wykreślenia pełnej charakterystyki statycznej silnika momentowego opisaną mapą momentów obrotowych, przedstawioną na rysunku 3.8 algorytm obliczeń należy zastosować dla każdego badanego punktu pracy przetwornika. Punktem pracy silnika momentowego nazwano stan obwodu magnetycznego dla ustalonego prądu zasilania oraz kąta obrotu (wychylenia kąтового) zwory. Wartości momentu dla dowolnego punktu pracy mogą być interpolowane liniowo w określonym zakresie tworząc mapę momentu. Przedstawiony algorytm po uwzględnieniu parametrów empirycznych może być wykorzystany do obliczeń wstępnych w fazie tworzenia nowej koncepcji przetwornika.

Praktyczne wykorzystanie teorii działania SM wymaga jednak najczęściej zastosowanie bardziej zaawansowanych metod obliczeniowych umożliwiających między innymi dokładne odwzorowanie kształtów elementów składających się na rzeczywisty obwód magnetyczny. Model fizyczny silnika momentowego przedstawiony na rysunku 3.7 pozwala na uzyskanie zadowalającej zbieżności pomiędzy algebraicznym równaniem a rzeczywistością dla przypadku zastosowania uproszczenia kształtu nabiegunków i powiększenia szczelin powietrznych w badanym wzorcu. Osiągnięcie zadowalającej korelacji dla wysiłonych przetworników E/M stosowanych w lotnictwie jest znacznie utrudnione i wymaga zdecydowanie dokładniejszych metod modelowania fizycznego, w tym uwzględnienia strat spowodowanych rozproszeniem strumienia w szczelinach powietrznych. Silnik momentowy oraz przetwornik położenia są wrażliwe zarówno na modyfikacje geometrii, w szczególności objętości szczelin powietrznych, jak i na właściwości magnetyczno-mechaniczne zastosowanych materiałów, które mogą się różnić w zależności od warunków środowiskowych. Precyzyjne odwzorowanie geometrii magnetowodów i określenie ich przewodności magnetycznej jest możliwe i rekomendowane za pomocą metody elementów skończonych opisaną szerzej w rozdziale czwartym. Analiza MES pozwala również na wyznaczenie stanu naprężenia rdzeniach i symulowanie odkształceń w badanej konstrukcji pod wpływem sił zewnętrznych oraz wyznaczeniu reakcji pochodzenia magnetycznego. Analiza deformacji strukturalnej w zakresie sprężystym przy jednoczesnym modelowaniu rozkładu strumienia magnetycznego są przykładem wielofizycznego podejścia do symulacji inżynierskich i naukowych.

3.2.4. Model przetwornika położenia

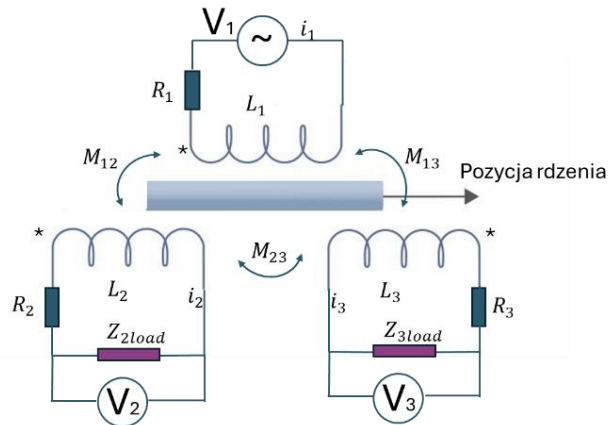
Indukcyjny przetwornik położenia może być analizowany jako transformator różnicowy zbudowany z trzech obwodów elektrycznych: cewki pierwotnej i dwóch cewek wtórnych oraz trzech niezależnych obwodów zasilania lub obciążenia: cewki pierwotnej, cewki wtórnej „A” i cewki wtórnej „B”. Dwie cewki wtórne „A”, „B” mogą być analizowane jako obwody równoległe odseparowane elektrycznie lub obwody połączone szeregowo, sprzężone magnetycznie z obwodem wzbudzenia.



Rys. 3.10. Kluczowe elementy obwodu przetwornika LVDT [102]

Spadek napięcia w transformatorze różnicowym może być symulowany metodą MES, co pozwala na obliczenie sygnału wyjściowego – napięcia indukowanego - dla każdej cewki oraz wyznaczenia przesunięcia fazowego sygnału wyjściowego względem napięcia pierwotnego. Symulacja numeryczna pracy obwodu opiera się na analizie harmonicznej dla problemów przewodności magnetycznej. Zastosowanie metody MES umożliwia dokładne odwzorowanie geometrii obwodu niezbędne do obliczenia wartości paramentów równania (3.24), w szczególności wyznaczenia indukcyjności własnej uzwojeń L_1 , L_2 , L_3 . Określenie sygnału wyjściowego LVDT, jako różnicy napięć indukowanych, jest również możliwe poprzez algebraiczne obliczenie wartości napięcia indukowanego w obwodach sprzężonych magnetycznie, które reprezentują dwie cewki wtórne. Analizując obwód magnetyczny przetwornika LVDT w podejściu MES, w układzie osiowosymetrycznym 2.5D względem osi (g) – (Rys. 3.10), wymiary: rdzenia (a), uzwojeń wtórnych (b, c), cewki pierwotnej (d) i elementy podporowe (e, f) są odwzorowane elementami o zdefiniowanych własnościach istotnych z punktu widzenia analizy magnetycznej. Do tych właściwości należą przewodność elektryczna σ , przenikalność magnetyczna μ w funkcji pola H, reprezentowana przez charakterystykę $B(H)$, ilość i rozkład zwojów w cewkach. Na podstawie tych parametrów fizycznych i geometrycznych możliwe jest zbudowanie reprezentatywnego modelu fizycznego dla badanego obiektu opartego o układ równań (3.24).

Model klasycznego transformatora z uzwojeniem pierwotnym i wtórnym opracowany w otwartym środowisku FEMM został przedstawiony w formie publikacji [76] przez Mekкера. Równania przedstawione w publikacji [76] zostały na potrzeby badań indukcyjnego przetwornika położenia rozwinięte i przekształcone do postaci umożliwiającej przeprowadzenie symulacji działania obwodu magnetycznego transformatora różnicowego dla nastawnej pozycji rdzenia.



Rys. 3.11. Schemat obwodu przetwornika LVDT

Poniżej przedstawiono ogólne równania fizyczne dla obwodu transformatora różnicowego dla jednego punktu pracy (ustalonego położenie rdzenia ferromagnetycznego względem uzwojenia). Z praw Ohma i Kirchhoffa:

$$\begin{cases} j\omega L_1 i_1 + j\omega M_{12} i_2 + j\omega M_{13} i_3 + R_1 i_1 = V_1 \\ j\omega M_{12} i_1 + j\omega L_2 i_2 + j\omega M_{23} i_3 + (R_2 + Z_{2load}) i_2 = 0 \\ j\omega M_{13} i_1 + j\omega M_{23} i_2 + j\omega L_3 i_3 + (R_3 + Z_{3load}) i_3 = 0, \end{cases} \quad (3.24)$$

gdzie:

- ω - pulsacja sygnału wzbudzenia (częstość),
- L_1 – Indukcyjność własna cewki pierwotnej,
- L_2 – Indukcyjność własna cewki wtórnej A,
- L_3 – Indukcyjność własna cewki wtórnej B,
- M_{12} –Wzajemna indukcyjność między cewką pierwotną i wtórną A,
- M_{13} –Wzajemna indukcyjność między cewką pierwotną i wtórną B,
- M_{23} –Wzajemna indukcyjność między cewką wtórną A i B,
- R_1 – rezystancja cewki pierwotnej,
- R_2 – rezystancja cewki wtórnej A,
- R_3 – rezystancja cewki wtórnej B,
- V_1 – wartość napięcia wzbudzenia przyłożonego do uzwojenia pierwotnego (RMS),
- Z_{2load} –Impedancja obciążenia na cewce wtórnej A,
- Z_{3load} –Impedancja obciążenia na cewce wtórnej B.

Aby rozwiązać układ równań, należy zdefiniować wartości dla indukcyjności własnej i wzajemnej cewek. W tym celu można wykorzystać zależność:

$$\frac{L_1}{n_1^2} \approx \frac{L_2}{n_2^2} \approx \frac{L_3}{n_3^2} \approx \frac{M_{12}}{n_1 \cdot n_2} \approx \frac{M_{13}}{n_1 \cdot n_3} \approx \frac{M_{23}}{n_2 \cdot n_3}, \quad (3.25)$$

gdzie: n_1 - liczba zwojów cewki pierwotnej, n_2 - liczba zwojów cewki wtórnej A, n_3 - liczba zwojów cewki wtórnej B. Rozwiązanie algebraicznego równania (3.25) jest możliwe, ponieważ

dostępne programy do symulacji pola magnetycznego metodą elementów skończonych umożliwiają wyznaczenie całkowitego strumienia magnetycznego skojarzonego z obwodem lub cewką (ψ), wynikającego z natężenia prądu płynącego w analizowanym obwodzie (i). Indukcyjności własne L_1, L_2, L_3 mogą być wprost wyznaczone z zależności:

$$L = \frac{d\psi}{di}. \quad (3.26)$$

Różnica między tymi wielkościami (3.25) jest związana ze stratami w obwodzie spowodowanymi przez rozproszenie strumienia magnetycznego.

Ponadto, równania (3.24) można zapisać zwięźle w notacji macierzowej i wektorowej zgodnej z notacją wcześniej zaproponowaną [76] w następujący sposób:

$$(Z_{\text{trans}} + Z_{\text{load}})\mathbf{i} = \mathbf{v}, \quad (3.27)$$

gdzie macierz impedancji wewnętrznej transformatora Z_{trans} została rozszerzona do postaci:

$$Z_{\text{trans}} = \begin{bmatrix} j\omega L_1 + R_1 & j\omega M_{12} & j\omega M_{13} \\ j\omega M_{12} & j\omega L_2 + R_2 & j\omega M_{23} \\ j\omega M_{13} & j\omega M_{23} & j\omega L_3 + R_3 \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

macierz impedancji obciążenia Z_{load} jest zdefiniowana jako:

$$Z_{\text{load}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & Z_{2\text{load}} & 0 \\ 0 & 0 & Z_{3\text{load}} \end{bmatrix}. \quad (3.29)$$

Natomiast, wektor napięcia wynosi:

$$\mathbf{v} = \begin{Bmatrix} v_1 \\ 0 \\ 0 \end{Bmatrix}, \quad (3.30)$$

a wektor prądu to:

$$\mathbf{i} = \begin{Bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{Bmatrix}. \quad (3.31)$$

Finalnie, można zdefiniować wektor spadku napięcia \bar{v}_t w cewkach transformatora różnicowego o impedancji Z_{trans} dla wektora \mathbf{i} :

$$\mathbf{v}_t = Z_{\text{trans}} \cdot \mathbf{i}. \quad (3.32)$$

Równania (3.28) i (3.29) można dodać do siebie, aby uzyskać:

$$(Z_{trans} + Z_{load}) \cdot \mathbf{i} = \mathbf{v} - \mathbf{v}_t + Z_{trans} \cdot \mathbf{i}. \quad (3.33)$$

Ogólna postać równania wektorowego (3.33) dla przetwornika położenia jest podobna do równania przedstawionego w pracy Mekkera poświęconej transformatorowi z dwoma obwodami, co pozwala na wykorzystanie wcześniej opracowanej i opublikowanej metody numerycznej do iteracyjnego znalezienia rozwiązania problemu sprzężonych magnetycznie obwodów [76].

Powyższy opis fizyczny dotyczy jednej pozycji rdzenia ferromagnetycznego, a rozwiązanie układu równań (3.24) nazwano punktem pracy. W celu wykreślenia pełnej charakterystyki napięciowej przetwornika typu LVDT należy obliczenia (3.24) do (3.33) powtórzyć dla innych warunków początkowych. Rozwiązanie równania (3.24) dla wielu pozycji rdzenia ferromagnetycznego pozwala również wyznaczyć sygnał wyjściowy z przetwornika w postaci charakterystyki liniowej $v=f(x)$, co z kolei umożliwi wyznaczenie współczynnika proporcjonalności K_x zgodnie ze schematem (Rys. 3.2). Ponadto, Mekker w swojej pracy zaproponował metodę iteracyjnego poszukiwania rozwiązania równania (3.33). Proponowana metoda wykorzystuje iteracyjne wyznaczania wektora prądów \mathbf{i}_n w równaniu:

$$\mathbf{i}_n = \mathbf{i}_k + (Z_{trans} + Z_{load})^{-1} \cdot (\mathbf{v} - (\mathbf{v}_t(\mathbf{i}_k) + Z_{load}(\mathbf{i}_k))), \quad (3.34)$$

gdzie \mathbf{i}_n jest wektorem prądów w n-tej iteracji, $\mathbf{v}_t(\mathbf{i}_k)$ jest wektorem spadków napięcia uzwojenia uzyskany w wyniku przetwarzania końcowego analizy FEMM, a \mathbf{i}_k jest prądem uzwojenia.

Ponieważ model transformatora składa się z materiałów o nieliniowych właściwościach magnetycznych, macierzy impedancji Z_{trans} nie jest początkowo znana. Zamiast tego, na potrzeby iteracji, używana jest ustalona, przybliżona macierz. Dobrym wyborem jako punkt wyjściowy jest macierz impedancji transformatora bez obciążenia (tj. z otwartym uzwojeniem wtórnym)

z uzwojeniem pierwotnym zasilanym znamionowym napięciem.

Przybliżona impedancja Z_{trans} jest zasadniczo wykorzystywana do skalowania błędu między napięciem żądanym a obliczonym, aby uzyskać nowe przybliżenie wektora prądu. Warto zauważyć, że gdyby problem był liniowy, a przybliżenie Z_{trans} było dokładne, iteracja zbiegałaby się w jednym kroku. Jeśli problem jest nieliniowy, wymagane będą wielokrotne iteracje.

Warunkiem gwarantującym zbieżność jest, aby moduły wszystkich wartości własnych macierzy:

$$1 = (Z_{trans} + Z_{load})^{-1} \cdot (Z_{trans,exact} + Z_{load}) \quad (3.35)$$

były mniejsze od jedności. Metoda rozwiązywania iteracyjnego równania (3.34), zaproponowana przez Mekkera dla uproszczonego przypadku dwóch cewek została eksperymentalnie potwierdzona dla obwodu złożonego z trzech obwodów sprzężonych magnetycznie.

3.3. Wybór środowiska obliczeniowego

Do realizacji obliczeń przyjęto architekturę dzieloną:

- model fizyczny oraz strukturalny (MES): środowisko ANSYS, JMAG v21, FEMM 4.2,
- model systemowy: MATLAB®/Simulink®,
- wymiana danych oraz eksport parametrów poprzez pliki .txt.

3.4. Podstawy zastosowanych metod obliczeniowych opartych na MES

3.4.1. Metoda elementów skończonych w obliczeniach strukturalnych

Analiza deformacji oraz wyznaczenie stanu naprężenia w konstrukcji jest zagadnieniem znanym i dojrzałym z punktu widzenia inżynierii mechanicznej. Symulowanie numeryczne zależności pomiędzy warunkami brzegowymi a stanem naprężenia i odkształcenia konstrukcji sztywnej o złożonych kształtach jest możliwe za pomocą popularnej metody elementów skończonych (MES), [77]. W przypadku analizy wpływu warunków eksploatacji na charakterystyki przetworników elektryczno-mechanicznych (silnik momentowy) oraz mechaniczno-elektrycznych (czujnik położenia) obliczenia strukturalne skupiają się przede wszystkim na wykonaniu statycznej analizy liniowej zakładając izotropowe właściwości mechaniczne materiału. Podejście nieliniowe do analizy nie jest z reguły wymagane z uwagi na minimalne dopuszczalne odkształcenia geometrii rdzeni magnetycznych, wymagane w celu zachowania ich stabilnej charakterystyki magnesowania podczas pracy. Liniowa analiza statyczna opiera się na kilku fundamentalnych założeniach upraszczających rzeczywiste zachowanie konstrukcji:

- **Liniowość materiału (wynikająca z prawa Hooke'a)**

Zakłada się, że materiał zachowuje się w sposób liniowo sprężysty. Zależność między naprężeniami i odkształceniami można opisać prawem Hooke'a. Po usunięciu obciążenia materiał wraca do pierwotnego kształtu.

- **Małe przemieszczenia i odkształcenia**

Analiza uwzględnia tylko przemieszczenia i odkształcenia na tyle małe, że można zaniedbać zmiany geometrii elementów w trakcie obciążenia. Dzięki temu założeniu równania równowagi mogą być zapisane w układzie nieodkształconym (konfiguracja początkowa).

- **Stałe właściwości materiałowe**

Właściwości mechaniczne materiału, takie jak moduł Younga (E) i współczynnik Poissona (ν), są uznawane za stałe w całej objętości materiału. Przyjmuje się, że w analizowanym punkcie pracy są one niezależne od czasu, temperatury i stanu naprężenia.

- **Obciążenia statyczne**

Obciążenia działają w sposób powolny i stały, co pozwala pominąć wpływ masy i bezwładności analizowanego obiektu. Przyjmuje się, że konstrukcja znajduje się w stanie równowagi statycznej.

- **Warunki brzegowe i jednoznaczność**

Konstrukcja jest odpowiednio zamocowana i spełnia warunki brzegowe zapewniające jednoznaczność rozwiązania. Elementy siatki mają ciągłość geometryczną i funkcjonalną (ciągłość przemieszczeń na granicach elementów).

Dzięki powyższym założeniom, analiza statyczna liniowa metodą MES pozwala na efektywne i dokładne wyznaczanie:

- przemieszczeń w konstrukcji,
- odkształceń i naprężeń w poszczególnych elementach,
- reakcji podporowych.

▪ Równania statyczne w analizie strukturalnej MES

W analizie statycznej strukturalnej obliczenia opierają się na równaniu równowagi bryły sztywnej w postaci macierzowej:

$$[K] \cdot \{u\} = \{F\}, \quad (3.36)$$

gdzie:

- $[K]$ – macierz sztywności globalna, złożona z lokalnych macierzy elementów,
- $\{u\}$ – wektor przemieszczeń w węzłach,
- $\{F\}$ – wektor sił zewnętrznych działających na węzły.

Macierz sztywności jest budowana w oparciu o macierz pochodnych funkcji kształtu $[B]$ oraz macierz materiałową $[D]$. Wyznaczenie macierzy sztywności $[K]$ dla danego elementu jest możliwe wykorzystując założenia:

na podstawie przemieszczeń $\{u\}$ przez macierz pochodnych funkcji kształtu $[B]$ można wyznaczyć odkształcenia $\{\varepsilon\}$

$$\{\varepsilon\} = [B] \cdot \{u\}, \quad (3.37)$$

odkształcenia $\{\varepsilon\}$ są przeliczane na naprężenia $\{\sigma\}$ przez macierz materiałową $[D]$,

$$\{\sigma\} = [D] \cdot \{\varepsilon\}, \quad (3.38)$$

z tego wynika macierz sztywności elementu $[K_e]$:

$$[K_e] = \int_V [B]^T [D] [B] dV. \quad (3.39)$$

Po wyznaczeniu wektora odkształcenia $\{\varepsilon\}$ oraz macierzy materiałowej $[D]$ możliwe jest również obliczenie energii odkształcenia sprężystego elementu:

$$U = \frac{1}{2} \int_V \{\varepsilon\}^T [D] \{\varepsilon\} dV. \quad (3.40)$$

Dla obiektów płaskich obciążonych w jednej płaszczyźnie uniwersalne podejście w układzie trójwymiarowym 3D może i powinno być znacznie uproszczone do przypadku płaskiego stanu naprężenia 2D. Dodatkowo na podstawie przekształceń geometrycznych układów



współrzędnych obiekty osiowosymetryczne mogą być analizowane w układzie biegunowym. Obydwa podejścia do symulacji znalazły zastosowania w prezentowanej pracy. Różnice w podejściu do modelowania 2D i 3D pokazano poniżej na przykładzie relacji pomiędzy odkształceniem a naprężeniem (3.41), (3.42).

Plaski stan naprężenia 2D (próbka pierścieniowa)

Składowe:

naprężenia: $\sigma_x, \sigma_y, \tau_{xy}$,

odkształcenia: $\varepsilon_x, \varepsilon_y, \gamma_{xy}$.

Prawo Hooke'a w notacji macierzowej:

$$\begin{bmatrix} \sigma_x \\ \sigma_y \\ \tau_{xy} \end{bmatrix} = \frac{E}{1-\nu^2} \begin{bmatrix} 1 & \nu & 0 \\ \nu & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1-\nu}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_x \\ \varepsilon_y \\ \gamma_{xy} \end{bmatrix}, \quad (3.41)$$

gdzie:

E – moduł Younga,

ν – współczynnik Poissona.

Przestrzenny układ współrzędnych 3D (dowolny obiekt trójwymiarowy)

naprężenia: $\sigma_x, \sigma_y, \sigma_z, \tau_{xy}, \tau_{yz}, \tau_{zx}$,

odkształcenia: $\varepsilon_x, \varepsilon_y, \varepsilon_z, \gamma_{xy}, \gamma_{yz}, \gamma_{zx}$.

Prawo Hooke'a (macierz postaci Voigta):

$$\begin{bmatrix} \sigma_x \\ \sigma_y \\ \sigma_z \\ \tau_{xy} \\ \tau_{yz} \\ \tau_{zx} \end{bmatrix} = \mathbf{D}_{3D} \begin{bmatrix} \varepsilon_x \\ \varepsilon_y \\ \varepsilon_z \\ \gamma_{xy} \\ \gamma_{yz} \\ \gamma_{zx} \end{bmatrix},$$

gdzie macierz materiałowa \mathbf{D}_{3D} dla izotropowego materiału ma postać:

$$\mathbf{D}_{3D} = \frac{E}{(1+\nu)(1-2\nu)} \begin{bmatrix} 1-\nu & \nu & \nu & 0 & 0 & 0 \\ \nu & 1-\nu & \nu & 0 & 0 & 0 \\ \nu & \nu & 1-\nu & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1-2\nu}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1-2\nu}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1-2\nu}{2} \end{bmatrix}. \quad (3.42)$$

Równania statyczne (3.36-3.40) umożliwiają zdefiniowanie macierzowego układu równań niezależnych opisujących obiekt w punkcie pracy dla którego istnieje pojedyncze rozwiązanie. Analiza strukturalna MES jest wykonywana etapowo a większość operacji wymaganych w celu

stworzenia siatki, przetwarzania macierzy i interpretacji wyników jest silnie wspierana przez specjalistyczne oprogramowanie na przykład środowisko ANSYS.

Etapy analizy wytrzymałościowej opartej na MES

- a. Modelowanie geometrii (CAD lub ręczne);
- b. Podział na siatkę elementów skończonych (meshowanie) – np. elementy liniowe, powierzchniowe, objętościowe;
- c. Definicja właściwości materiałowych – moduł Younga, współczynnik Poissona, izotropowość w macierzy materiałowej $[D]$;
- d. Zadanie warunków brzegowych – modelowanie zamocowania, relacje pomiędzy komponentami;
- e. Zadanie obciążeń – siły, ciśnienia, przyspieszenia itp.
- f. Rozwiązanie układu równań – macierz sztywności, metoda;
- g. Interpretacja wyników – przemieszczenia, naprężenia, czynniki bezpieczeństwa;
- h. Weryfikacja i walidacja modelu.

W przypadku analizy strukturalnej podejście statyczne do obliczeń może być dodatkowo uzupełnione przez modelowanie mechanicznych zjawisk dynamicznych. Analizę dynamiczną MES można wykonać w celu określenia drgań własnych obiektu oraz odpowiedzi konstrukcji na obciążenia zmienne w czasie. Dla urządzeń instalowanych na statkach powietrznych, wymuszenia o charakterze dynamicznym mają najczęściej charakter oscylacyjny lub przypadkowy (ang. random). Drgania oscylacyjne wynikają z ruchu obrotowego podzespołów silnika, pomp hydraulicznych, generatorów, itp. Drgania o przebiegu randomowym w czasie, opisane najczęściej profilem gęstości energii PSD (ang. Power Spectral Density) [78] są typowe dla osprzętu instalowanego wewnątrz płatów nośnych i stateczników. Amplituda drgań dla częstotliwości krytycznych i symulacja odkształceń dynamicznych jest wykorzystywana jako dana wejściowa do analizy stanu naprężenia w ramach analizy harmonicznej. Stabilność struktury silnika momentowego, bada się pod kątem rozkładu naprężenia wynikającego z reakcji termicznych, sił pochodzenia magnetycznego oraz przyspieszenia na skutek wibracji. Badany obiekt najlepiej opisać trójwymiarowym liniowym modelem statycznym, zaniebując siły wynikające z bezwładności komponentów. Modelowanie stanu naprężenia w komponentach silnika momentowego w układzie 3D wymaga dostępu do znacznych zasobów obliczeniowych. Dlatego dla symetrycznych wariantów przetwornika zaleca się ograniczenie liczby elementów skończonych i węzłów przez zastosowanie modelu symetrycznego.

Strukturalny model teoretyczny MES, oparty na rachunku macierzowym może zostać uproszczony w przypadku analizy stanu naprężenia w konstrukcjach, gdzie występuje płaski stan naprężenia i odkształcenia. Do takich obiektów można przykładowo zaliczyć pierścień o stałym przekroju ściskany lub rozciągany stałą siłą działającą w kierunku poprzecznym do jego osi. Model ten odzwierciedla próbkę pierścieniową wykorzystaną do oceny wrażliwości materiału miękkiego magnetycznie na naprężenia strukturalne. Analiza płaskiego stanu naprężenia i odkształcenia odbywa się w sposób analogiczny do pełnej analizy metodą elementów skończonych 3D, jednak pozwala na znaczna redukcję kosztów i często ułatwia interpretacje oraz przetwarzanie otrzymanych wyników. W modelowaniu 2D, macierz postaci Voigta upraszcza się do postaci (3.41).

Podsumowanie różnic wynikających z podejścia do analizy strukturalnej jako problemu 3D oraz 2D zaprezentowano w tabeli 3-2, poniżej.

Tabela 3-2. Zestawienie różnic w podejściu do analizy strukturalnej MES, 2D vs 3D

	Plaski stan naprężenia (2D)	Przestrzenny stan naprężenia (3D)
Liczba składowych naprężenia:	3	6
Macierz materiałowa:	3x3	6x6
Zastosowanie:	Płyty, cienkie tarcze, pierścienie, belki	Bryły, obiekty przestrzenne
Złożoność obliczeniowa:	Niska	Wyższa

Komercyjne programy obliczeniowe: ANSYS, NASTRAN, ALGOR, itp. zapewniają dużą precyzję obliczeń zarówno na etapie przygotowania modelu - dyskretyzacji geometrii jak i samych przekształceń macierzy oraz przetwarzania wyników - postprocessingu. Wyniki z analizy są najczęściej interpretowane przez algorytm programu a następnie prezentowane użytkownikowi w formie macierzy liczbowej oraz ilustracji obrazujących: rozkład naprężeń głównych, zredukowanych, odkształcenia konstrukcji.

3.4.2. Interpretacja wyników z analizy strukturalnej

Dla szacowania zapasu wytrzymałości konstrukcji w odniesieniu do poziomu naprężenia strukturalnego wyniki obliczeń strukturalnych są prezentowane często w postaci naprężenia zredukowanego. Kryterium maksymalnego naprężenia zredukowanego według założeń opracowanych przez von Misesa-Hencky'ego, jest znane w mechanice jako teoria energii ścinania lub teoria maksymalnego odkształcenia. Według tej teorii, dla naprężeń głównych σ_1 , σ_2 , σ_3 , naprężenie zredukowane wg Misesa jest określone jako:

$$\sigma_{\text{vonMises}} = \{[(\sigma_1 - \sigma_2)^2 + (\sigma_2 - \sigma_3)^2 + (\sigma_1 - \sigma_3)^2]/2\}^{(1/2)} . \quad (3.43)$$

Teoria wytrzymałości materiałów stwierdza, że materiał zaczyna ustępować w miejscu, gdzie naprężenie zredukowane wg Misesa staje się równe granicy naprężenia uplastycznienia. W większości przypadków jako granica naprężenia wykorzystywana jest granica plastyczności [79]. Podejście do jakościowej i ilościowej oceny wyników z analizy strukturalnej typowe dla problemów inżynierii mechanicznej w szczególności wyznaczania wytrzymałości materiałów nie jest szczególnie przydatne w symulowaniu sprzężenia magneto-mechanicznego w precyzyjnych urządzeniach mechatronicznych. Z punktu widzenia teorii magnetyzmu znacznie istotniejsze wydaje się w miejsce naprężenia zredukowanego wyznaczenie tak zwanego naprężenia efektywnego. Definicja i teoria naprężenia efektywnego w jednorodnych materiałach magnetycznych o izotropowych właściwościach została opisana między innymi

przez Szewczyka [71]. Wyznaczenie tensora naprężenia efektywnego jest możliwe na etapie postprocessingu, algorytm ten omówiono w części pracy poświęconej badaniom.

3.4.3. Metoda elementów skończonych w obliczeniach rozkładu indukcji magnetycznej

3.4.3.1. Symulacje statyczne

Do symulowania teoretycznego rozkładu indukcji magnetycznej w silniku momentowym oraz obwodzie magnetycznym przetwornika położenia wykorzystano metodę elementów skończonych, bazującą na równaniach potencjału wektorowego. Do zdefiniowania równań macierzowych MES i znalezienia rozwiązania dla punktu pracy obwodów magnetycznych zastosowano solver udostępniony w ramach otwartej licencji GNU [80] oraz oprogramowanie do analiz inżynierskich rozkładu pola i indukcji magnetycznej JMag®. W przypadku symulacji działania silnika momentowego można założyć, że w pojedynczym punkcie pracy obwodu pole magnetyczne jest niezmiennie w czasie, co sugeruje statyczne podejście do symulacji. Przetwornik położenia jest natomiast typowym przykładem problemu harmonicznego.

W przypadku, gdy gęstość prądu w ferromagnetyku J oraz natężenie pola H jest niezmiennie w czasie, relacja natężenia pola magnetycznego H i gęstość strumienia magnetycznego B spełniają równania (3.44), (3.45).

$$\nabla \cdot B = 0, \quad (3.44)$$

$$\nabla \times H = J. \quad (3.45)$$

Jak wykazano wcześniej [80], stosunek indukcji magnetycznej do natężenia pola w ośrodku określa parametr przenikalności magnetycznej:

$$B = \mu H. \quad (3.46)$$

W przypadku materiałów nieliniowych, do których zalicza się stopy ferromagnetyczne, przenikalność, μ jest w rzeczywistości funkcją opisaną krzywymi magnesowania.

W celu rozwiązania układu równań dla problemu magnetyzmu, solver zajmuje się znalezieniem pola magnetycznego, które spełnia zależności (3.44)-(3.46) za pomocą podejścia wektorowego - Metody Potencjałów Węzłowych. Wektor indukcji jest zapisywany w równaniach potencjału wektorowego, A :

$$B = \nabla \times A. \quad (3.47)$$

W tym przypadku (3.47) definicja B zawsze spełnia (3.45) Następnie (3.44) można zapisać jako:

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu(B)} \nabla \times A \right) = J. \quad (3.48)$$

Dla liniowego materiału izotropowego, zakładając że $\nabla \times A = 0$, równanie (3.48) sprowadza się do uproszczonej postaci:

$$\frac{-1}{\mu} \nabla^2 A = J. \quad (3.49)$$

W ogólnym przypadku 3D, $\{A\}$ jest wektorem z trzema składowymi. Jednak w przypadku 2D planarnym i osiowosymetrycznym, dwa z tych trzech składników wektora są zerowe. Zaletą stosowania formuły potencjału wektorowego jest to, że wszystkie warunki, które mają zostać spełnione, są spełnione przez jedno macierzowe równanie. Jeśli $\{A\}$ zostanie znalezione, B i H można następnie wyznaczyć przez różniczkowanie A . Postać (3.48), równania różniczkowego cząstkowego, pojawia się w badaniu wielu różnych typów zjawisk fizycznych. Istnieje zatem wiele narzędzi, które zostały opracowane na przestrzeni lat w celu rozwiązania tego konkretnego problemu. Powyższy algorytm został opracowany i udostępniony w formie opracowania [80].

3.4.3.2. Symulacje harmoniczne

Modelując obwód elektromagnetyczny MES, gdzie pole magnetyczne oscyluje z zadaną częstotliwością, należy zastosować równania harmoniczne (ang. Time-Harmonic Magnetic Problems).

Jeśli pole magnetyczne w obiekcie jest zmienne w czasie, to prądy wirowe mogą być indukowane w materiałach o niezerowej przewodności elektrycznej generując straty w postaci ciepła. W obliczeniach, należy zatem uwzględnić dodatkowe równania Maxwella związane z rozkładem pola elektrycznego. Jak wykazali twórcy oprogramowania do symulacji magnetycznych dla problemów harmonicznym MES FEMM [80], oznaczając przewodność elektryczną symbolem σ , natężenie pola elektrycznego jako E , a gęstość prądu w ferromagnetyku jako J , zależności E i J są następujące:

$$J = \sigma E. \quad (3.50)$$

Natomiast indukowane pole elektryczne wynosi:

$$\nabla \times E = -\partial B / \partial t. \quad (3.51)$$

W wyniku podstawienia wektorowej formy potencjału B (3.47) do (3.51) otrzymano równanie:

$$\nabla \times E = -\nabla \times A' \quad (3.52)$$

W przypadku problemów 2D, zależność (3.52) można przekształcić, aby uzyskać:

$$E = -A' - \nabla V, \quad (3.53)$$

a zależność (3.50) zastosowano, aby uzyskać:

$$J = -\sigma A' - \sigma \nabla V. \quad (3.54)$$

Podstawienie (3.54) do (3.48) pozwala wyznaczyć równanie różniczkowe cząstkowe w postaci:

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu(B)} \nabla \times A \right) = -\sigma \frac{\partial A}{\partial t} + J_{scr} - \sigma \nabla V, \quad (3.55)$$

gdzie J_{src} oznacza źródła prądów przyłożonych (src - ang. *Source*).

W analizie dwuwymiarowej zastosowano uproszczenie wynikające z założenia, że geometria jest definiowana w płaszczyźnie $x-y$, a pole magnetyczne ma dwie składowe B_x, B_y . W równaniach pola elektromagnetycznego pojawia się również składnik ∇V , będący gradientem potencjału elektrycznego. Przyjmuje się, że w obrębie jednorodnego przewodnika gradient ten jest stały, co umożliwi analizyczne uwzględnienie przepływu prądów w obszarach przewodzących.

Przykładowo według twórców ogólnodostępnego oprogramowania FEMM 4.2, opracowany przez nich aparat matematyczny opisany wzorami od (3.50) do (3.57) używa gradientu napięcia w problemach harmonicznym do wymuszania ograniczeń na prąd przenoszony przez obszary przewodzące.

W praktyce solver, FEMM 4.2, rozważa równanie (3.55) dla przypadku, w którym pole oscyluje z jedną ustaloną częstotliwością. W tym przypadku transformacja energetyczna analizowana w publikacjach [80, 81] daje równanie stanu ustalonego, które jest rozwiązywane dla amplitudy i fazy A . Ta transformacja jest następująca:

$$A(\hat{t}) = \text{Re} [a(\cos(\omega\hat{t}) + j\sin(\omega\hat{t}))] = \text{Re} [ae^{j\omega\hat{t}}], \quad (3.56)$$

gdzie symbol a oznacza moduł liczby zespolonej potencjału wektorowego.

Podstawienie (3.56) do (3.55) i podzielenie złożonego wyrazu wykładniczego daje równanie, które program FEMM rozwiązuje dla magnetycznych problemów harmonicznym:

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu_{ef}(B)} \nabla \times a \right) = -j\omega\sigma a + J_{src} - \sigma \nabla V. \quad (3.57)$$

W równaniu (3.57) J_{src} reprezentuje transformatę fazową zastosowanych źródeł prądu. Uściślając, przenikalność μ powinna być stała dla problemów harmonicznym. Jednak FEMM zachowuje nieliniową zależność w sformułowaniu harmonicznym, umożliwiając przybliżenie efektów nasycenia na fazę i amplitudę. Postać krzywej $B(H)$ nie jest dokładnie taka sama jak w przypadku DC. Zamiast tego wybiera się „efektywną przenikalność” μ_{ef} , aby uzyskać prawidłową amplitudę magnesowania przy wzbudzeniu sinusoidalnym.

3.5. Analiza wielofizyczna dla problemów magneto-mechanicznym

Symulacje inżynierskie dotyczące zjawiska sprzężenia magnetomechanicznego oparto na podejściu zintegrowanym (wielofizycznym). Z uwagi na brak rozwiniętych i zwalidowanych narzędzi do analiz wielofizycznych zaproponowano podejście umożliwiające wykorzystanie modeli oraz wyników z analizy strukturalnej do wyznaczenia danych wejściowych dla symulacji rozkładu indukcji magnetycznej w pracującym urządzeniu. Jak wykazano w pracy, pomimo znaczących różnic w działaniu przetworników elektromechanicznym położenia i silników

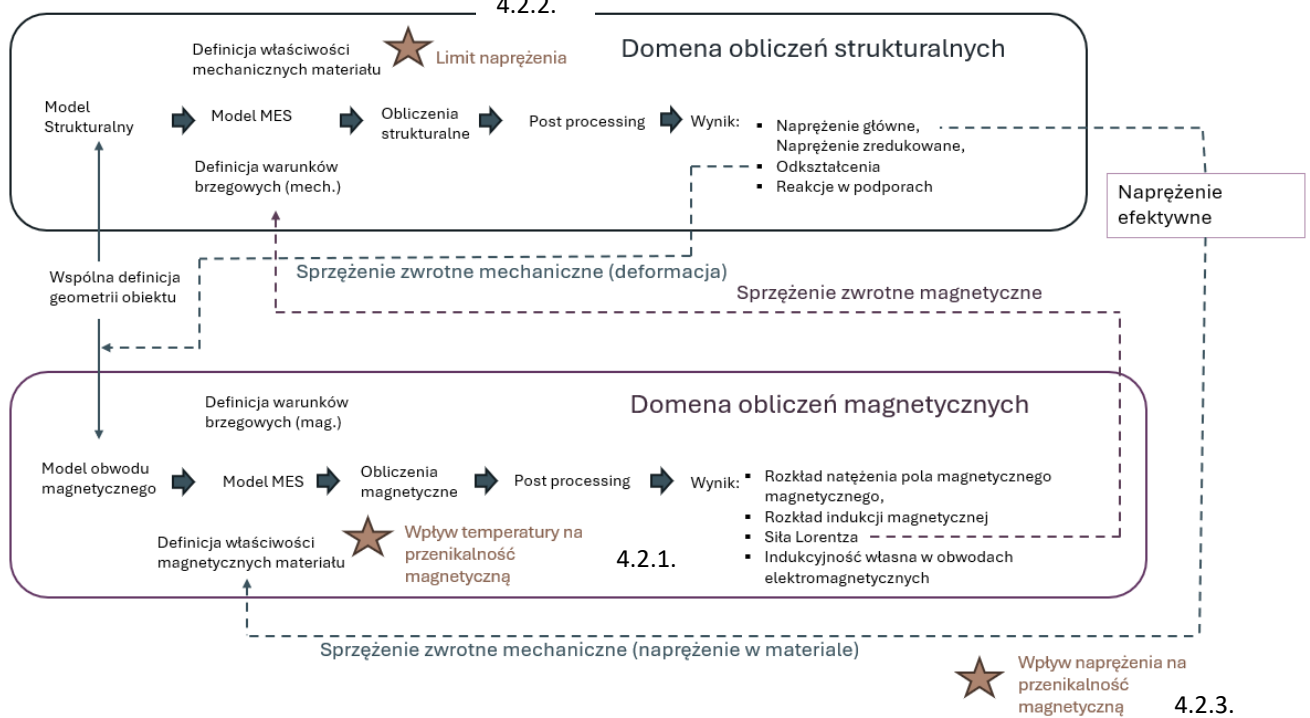
momentowych w układzie serwonapędu możliwe jest zastosowanie uniwersalnego podejścia do oceny wpływu warunków brzegowych na obwód magnetyczny tych urządzeń. Porównanie założeń dla analizy wielofizycznej dla silnika momentowego oraz przetwornika położenia zaprezentowano w formie tabeli (Tabela 3-3)

Tabela 3-3. Porównanie założeń w analizach numerycznych podzespołów serwonapędu elektrohydraulicznego

Kryterium / Właściwość	Silnik momentowy	Liniowy przetwornik położenia
Złożoność geometrii	Model przestrzenny 3D	Model osiowosymetryczny 2D
Stan naprężenia	Złożony, dominują naprężenia termiczne oraz wynikające z generowanej siły Lotentza	W zależności od budowy, złożony stan naprężenia wynikający z odkształceń sprężystych pod wpływem drgań lub naprężenia jednoosiowe od odkształceń termicznych
Wykorzystanie magnesów trwałych	Tak	Nie
Natężenie pola magnetycznego w rdzeniu	Duże >200 [A/m]	Małe <200 [A/m]
Pole magnetyczne	Stałe DC, modulowane	Przemienne AC, oscylujące
Typ analizy strukturalnej	Model przestrzenny 3D MES	Model 2D, MES rekomendowane
Typ analizy magnetycznej	Transient, analiza statyczna	Analiza harmoniczna
Model magnetyczny materiału	Krzywe magnesowania pierwotnego jako wektor, uwzględniające szeroki zakres natężenia pola magnetycznego	Krzywe magnesowania pierwotnego ograniczone do 200 [A/m], Model materiału według teorii J-A
Mechanizm kompensacji	Kompensacja przez układ hydrauliczny w serwozaworze	Przez kontrolę naprężenia w rdzeniu
Kryterium doboru materiału miękkiego magnetycznie	Duża przenikalność, Wysoki próg saturacji, liniowość $B(H)$, mała wrażliwość na warunki środowiskowe	Małe pole koercji H_c , liniowość $B(H)$, mała wrażliwość na warunki środowiskowe

Analiza pola magnetycznego oparta na teorii opisanej w punkcie 3.4.3 może być sprzęgnięta z analizą mechaniczną strukturalną opisaną w podrozdziale 3.4.1. Połączenie symulacji przeprowadzonych w dwóch domenach jest możliwe w oparciu o bilans energetyczny w materiałach magnetycznych (2.12). Stan naprężenia zdefiniowanych na etapie postprocessingu w postaci tensorów naprężenia efektywnego σ_{ef} jest daną wejściową umożliwiającą poprawne zdefiniowanie charakterystyki materiału rdzenia magnetycznego. Dodatkowo, symulacja deformacji struktury może być użyta, aby lepiej zdefiniować geometrię magnetowodu w analizowanym punkcie pracy. Siła pochodzenia magnetycznego (Lorentza) będąca daną wyjściową z analizy rozkładu magnetycznego uzupełnia natomiast definicję warunków brzegowych w modelu strukturalnym. Zależności pomiędzy modelami MES przygotowanymi w dziedzinach: mechaniki, magnetyzmu i ich złożenie w analizę wielofizyczną przedstawiono na schemacie blokowym poniżej (Rys. 3.12).

Symulacja wielofizyczna



Rys. 3.12. Diagram przedstawiający założenie dla analizy magnetomechanicznej, obszary badań eksperymentalnych oznaczono kolorem pomarańczowym

Wykonanie wielofizycznej analizy numerycznej według (Rys. 3.12) wymaga przygotowania szczegółowych danych materiałowych uwzględniających wpływ naprężenia oraz temperatury na przenikalność magnetyczną wykorzystanych materiałów. W przypadku analizowanych obwodów brakujące dane dla stopu 50% Fe-Ni zostały wyznaczone na drodze pomiarów laboratoryjnych. Metoda pomiaru krzywych $B(H)$ opracowana w ramach programu badań została opisana w rozdziale czwartym

Wyniki tych badań pozwoliły zrealizować cel nadrzędny. Jest nim rozwinięcie nowej metody numerycznej umożliwiającej symulację pracy serwozaworów oraz czujników położenia, w warunkach eksploatacji na statku powietrznym, ustalonych na podstawie wymagań wg [13] oraz specyfikacji produktowej.

4. Praca badawcza

W niniejszej części rozprawy zaprezentowane zostały raporty z przeprowadzonych eksperymentów. Prace badawcze koncentrowały się na wyznaczeniu brakujących danych materiałowych oraz weryfikacji modeli teoretycznych i symulacji numerycznych opisanych w części drugiej. Celem działalności badawczej był również rozwój metod i narzędzi pomiarowych. Wyniki przeprowadzonych badań zostały zebrane w formie artykułów a część z nich była recenzowana i publikowana w czasopismach naukowych.

Teoria opisana w rozdziale pierwszym oraz opracowane w wyniku badań modele materiałowe zostały zweryfikowane przy wykorzystaniu prototypowych wersji przetworników, wykorzystywanych w systemach napędów hydrostatycznych. Prototyp czujnika indukcyjnego z modulowanym (nastawianym) napięciem osiowym w rdzeniu jest przykładem wielofizycznej analizy harmonicznej. Natomiast budowa prototypowego silnika momentowego pozwoliła na weryfikację statycznych symulacji magneto-mechanicznych typu transient.

4.1. Cel badań eksperymentalnych

Badania eksperymentalne koncentrowały się na następujących zadaniach:

- Zbadanie eksperymentalne wpływu temperatury na właściwości magnetyczne stopu ASTM A753-08 (stop 2);
- Zbadanie eksperymentalne wpływu naprężenia efektywnego na właściwości magnetycznych stopu ASTM A753-08 (stop 2);
- Badania charakterystyki statycznej silnika momentowego serwozaworu, w tym rozwinięcie metody pomiarowej, metody symulacji numerycznej oraz budowa prototypu przetwornika;
- Badania i rozwój prototypowego przetwornika położenia LVDT oraz jego optymalizacja pod specyfikowaną aplikację lotniczą ACCV (ang. Active Clearance Control Valve). Rozwój technologii do poziomu gotowości TRL6. (ang. Technology Readiness Level).

Szczególną uwagę w badaniach eksperymentalnych poświęcono ferromagnetykom na bazie pierwiastków niklu i żelaza w proporcji 50% o strukturze polikrystalicznej, nieorientowanej i właściwościach izotropowych. Wybór materiału 50% Fe-Ni został uargumentowany faktem, że stop ten zapewnia kompromis pomiędzy wysoką przenikalnością magnetyczną względną oraz wysokim progiem saturacji magnetycznej (do 1.4 [T]). Ferromagnetyk ten jest również wymieniony na liście zatwierdzonych materiałów w zastosowaniach lotniczych. Umożliwia to zastosowanie go w wyrobach przeznaczonych do montażu na statku powietrznym, bez konieczności realizowania kosztownego i czasochłonnego procesu certyfikacji nowego materiału.

W badaniach eksperymentalnych celowo pominięto zagadnienia dotyczące materiałów ferromagnetycznie twardych. Dostęp do danych materiałowych opisujących stopy z rodziny AlNiCo lub SmCo, często wykorzystywanych w technice urządzeń wykonawczych, jest powszechny. Stopy te są z reguły dostarczane przez producentów w stanie obrobionym cieplnie i kształtowo.

4.2. Badanie eksperymentalne stopu polikrystalicznego 50% Fe-Ni

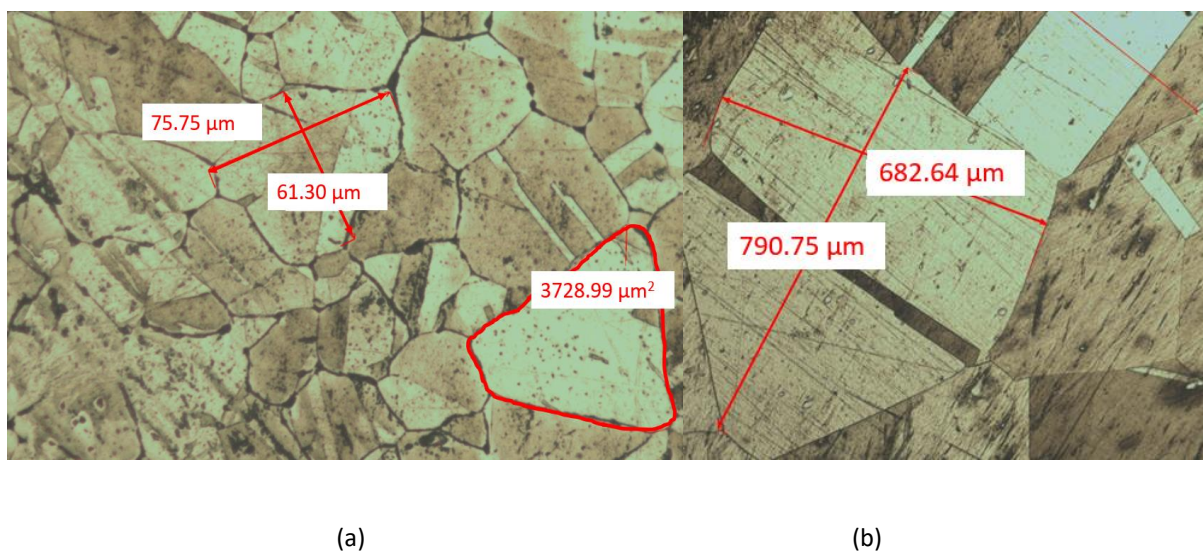
4.2.1. Określenie wpływu temperatury na krzywe magnesowania

Podrozdział pracy opisujący wpływ temperatury na przebieg procesu magnesowania ferromagnetyka polikrystalicznego został opublikowany w formie artykułu [50]. Na potrzeby eksperymentu miękki magnetyk o strukturze nieorientowanej 50% Fe-Ni [24] został poddany wyżarzaniu magnetycznemu, procesowi obróbki cieplnej. Proces przeprowadzono bez atmosfery redukującej H_2 w piecu próżniowym. Temperaturę i czas wyżarzania ustawiono odpowiednio na 1170°C, 4 h; parametry te zdefiniowano zgodnie z wytycznymi branżowymi [45, 51]. Celem procesu wyżarzania magnetycznego było uzyskanie struktury i wielkości ziarna (ok. 0.7 [mm]), które pozwoliłyby na niewielką redukcję względnej przenikalności μ_r w zakresie pośredniego namagnesowania, przy minimalnej redukcji wartości indukcji dla stanu nasycenia technicznego, w porównaniu z maksymalnymi parametrami magnetycznymi stopu określonymi przez hutę (do 95%). W praktyce uzyskanie optymalnej wartości μ_r ma pozytywny wpływ na charakterystykę elektromechaniczną przetwornika analogowego,

takiego jak elektrozawór. Pomiary $B(H,T)$ przeprowadzono na próbkach pierścieniowych o przekroju litym i następujących wymiarach: średnica zewnętrzna $\varnothing 36$ [mm], średnica wewnętrzna $\varnothing 30$ [mm] i szerokość 5 [mm]. Uzwojenie wzbudzenia (20 zwojów) i uzwojenie pomiarowe (60 zwojów) wykonano z drutu w izolacji poliimidowej. Właściwości magnetyczne $B(H,T)$ zmierzono w 10 reprezentatywnych próbkach.

Dodatkowo, w celu ułatwienia weryfikacji zastosowanej metody przetwarzania danych, przetestowano próbki wykonane ze stopu 20% Fe–80%Ni (materiał zgodny ze składem stopu 4 zgodnie z [24]) o tej samej geometrii i konfiguracji uzwojenia. Charakterystyki $B(H)$ mumetalu, opisane wcześniej przez model J-A, wykorzystano jako odniesienie. Parametry permalloyu J-A zostały podane w artykule [64]; jednak bez uwzględnienia czynnika temperatury.

Badany materiał charakteryzował się optymalną wielkością ziarna ($0,5\pm 0,8$ [mm]), co jest kluczowe dla uzyskania wysokiej przenikalności magnetycznej i małej koercji. Obecność mniejszych ziaren (struktura przed wyżarzaniem, (Rys. 4.1.a)) zwiększa liczbę granic ziaren, co z kolei utrudnia ruch ścianek domen i w konsekwencji zmniejsza przenikalność μ materiału. Obecność większych ziaren (Rys. 4.1.b) powoduje zmniejszenie gęstości granic ziaren, ułatwiając tym samym ruch ścianek domen i w konsekwencji zwiększając przenikalność magnetyczną ośrodka. W celu określenia wielkości ziarna badanych próbek pierścieni, powierzchnie badanych próbek pierścieni były wielokrotnie polerowane sukniem polerskim zawierającym zawiesinę diamentową przy użyciu polerki metalograficznej. Powierzchnia próbki była trawiona wodnym roztworem kwasu azotowego i solnego. Ujawnione mikrostruktury materiału próbek przed i po wyżarzaniu magnetycznym, obserwowane za pomocą mikroskopu Keyence® VHX 2000, przedstawiono na rysunku poniżej.

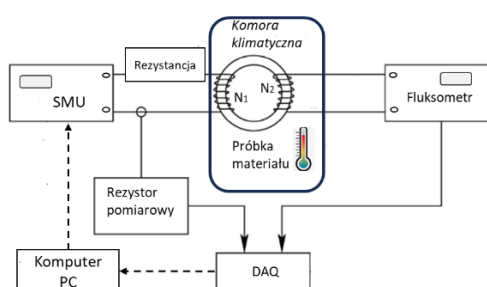


Rys. 4.1. Porównanie struktury krystalicznej badanego materiału przed (a) i po (b) obróbce cieplnej magnetycznej [50]

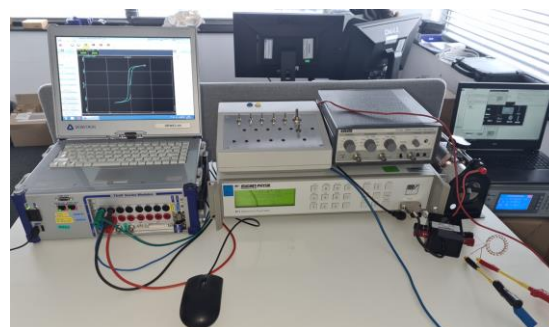
System pomiarowy

Pętle magnesowania rejestrowano za pomocą specjalnie zbudowanego modułowego systemu pomiarowego; opracowany schemat blokowy przedstawiono na rysunku 4.2.

Nietypowym, nowatorskim rozwiązaniem zastosowanym w niniejszym badaniu było użycie źródła prądu SMU2450 (Keithley, Wielka Brytania) do generowania dowolnych przebiegów prądu magnesującego. Zastosowanie zasilacza sterowanego komputerowo za pomocą algorytmu zdefiniowanego w środowisku LABview® eliminuje wpływ czynnika ludzkiego na pomiary. Dodatkowy rezystor dużej mocy (8[W]) został włączony szeregowo w obwodzie wzbudzenia, aby zapewnić stabilność pętli sterowania w SMU. Do pomiaru indukowanego strumienia magnetycznego użyto elektronicznego miernika strumienia EF5 (Magnet-Physik, Niemcy). Przygotowane próbki umieszczono w komorze klimatycznej. Prąd magnesujący został przekształcony na sygnał napięciowy na rezystorze pomiarowym, a analogowy sygnał napięciowy 0-10 [Vdc] proporcjonalny do strumienia magnetycznego z wyjścia elektronicznego miernika strumienia był zarejestrowany za pomocą wielokanałowego systemu akwizycji danych (Dewetron, USA).



Rys. 4.2. Schemat systemu pomiarowego [50]

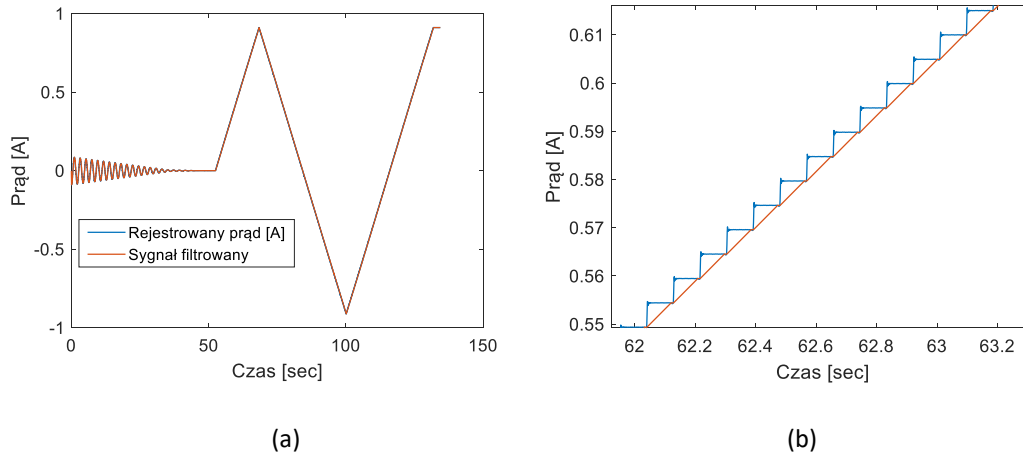


Rys. 4.3. System pomiarowy [50]

Metoda pomiaru

Zależność $B(H, T)$ mierzono zgodnie ze standardami przemysłowymi [56]. Zastosowano metodę ciągłą A; strumień magnetyczny mierzono przy monotonicznie rosnącym/malejącym natężeniu pola magnetycznego w próbce rdzenia. W badaniu zdecydowano się na zastosowanie quasi-statycznej metody pomiaru, która symuluje warunki pracy rdzenia magnetycznego

w serwozaworach sterowanych ciągłym sygnałem prądowym. Pochodna natężenia pola wynosiła $dH/dt = 5 \text{ [A/(m}\cdot\text{s)]}$. Pomiary ciągłe zmniejszyły wpływ ewentualnego dryftu wskazania miernika strumienia (fluksometru) na wyniki testów i ich późniejszą interpretację. Pomiary wykonywano w trybie automatycznym, a dane testowe rejestrowano w dziedzinie czasu z częstotliwością próbkowania 1 [kHz]. Jak pokazano poniżej, każdy cykl namagnesowania był poprzedzony procedurą rozmagnesowania z wykorzystaniem sinusoidalnego sygnału prądowego o okresowo malejącej amplitudzie (Rys. 4.4.a,b). Zarejestrowane dane testowe przetworzono w programie MATLAB 2020a.



Rys. 4.4. Prąd wzbudzenia (a) rzeczywisty przebieg (nieb.) i filtrowany w ramach procesingu danych (brąz), (b) powiększenie widoku [50]

Dodatkowo, do wygładzenia zaszumionych danych zastosowano filtr średniej ruchomej. Rozwiązało to problem szumu spowodowany cyfrowym źródłem sygnałów pobudzających. Poniższe równanie różnicowe opisuje zastosowany filtr średniej ruchomej:

$$y(n) = \frac{1}{ws} (x(n) + x(n-1) + \dots + x(n - (ws - 1))), \quad (4.1)$$

gdzie ws (rozmiar okna z ang. *window size*) został ustawiony na 80 rekordów.

Następnie, wartości indukcji magnetycznej B i natężenia pola magnetycznego H w rozpatrywanym przykładzie obwodu magnetycznego obliczono w oparciu o następujące założenia:

$$H = \frac{N_1 \cdot I}{l}, \quad (4.2)$$

gdzie H jest natężeniem pola magnetycznego, N_1 jest liczbą zwojów cewki wzbudzającej, I jest prądem w uzwojeniu pierwotnym, a l jest długością rdzenia magnetycznego.

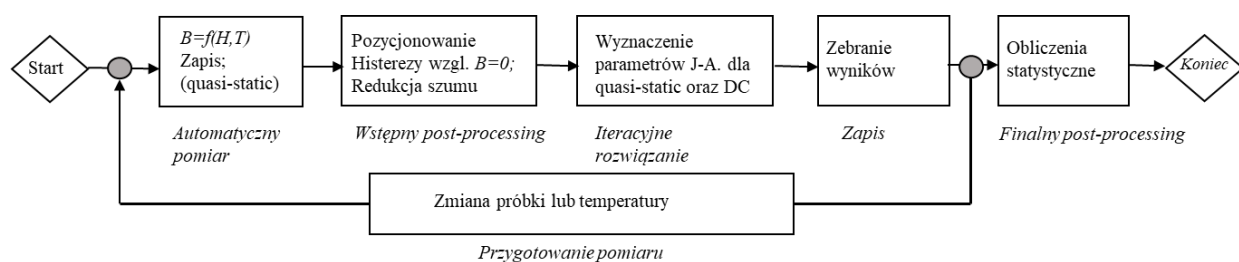
$$\Delta B = \frac{K_B \cdot \alpha_B}{N_2 \cdot A}, \quad (4.3)$$

gdzie B to indukcja magnetyczna, α_B to wskazanie miernika strumienia, K_B to stała miernika strumienia, N_2 to liczba zwojów cewki pomiarowej, a A to powierzchnia przekroju poprzecznego próbki.

Na podstawie tych równań możliwe jest wykreślenie zależności $B=f(H,T)$. Dane w tej postaci (pętla histerezy jako wektor) mogą jednak nie być wystarczające jako dane wejściowe dla teoretycznych modeli wielofizycznych w narzędziach, takich jak Simscape, COMSOL i ABAQUS.

Dlatego zaproponowano przekształcenie wyznaczonych wektorów B i H względem T na opis parametryczny za pomocą metody J-A. Proponowany algorytm pomiaru przedstawiono na rysunku 4.5. Wyniki pomiarów przedstawiono na rysunku 4.6, 4.8. Niebieskie krzywe, będące zapisami pomiarów, wykorzystano do wykreślenia krzywych bezhisterezowych, stanowiących podstawę modelu J-A, oraz do określenia wartości koercji H_c i remanencji B_r . Na podstawie tych danych, za pomocą iteracyjnej metody simpleks, wybrano wartości parametrów teoretycznych modeli J-A, które pasują do rzeczywistej pętli histerezy. Pętla $B(H)$ odtworzona przez model J-A została przekształcona w statyczną charakterystykę stałoprądową. W tym celu porównano charakterystyki namagnesowania zmierzone w temperaturze 30°C z pętlą histerezy zmierzoną w warunkach RT, stosując metodę punkt-punkt zgodnie z [56] (przerywana różowa linia, (Rys. 4.6)) Pozwoliło to na ustalenie zależności między parametrem k w równaniu J-A a natężeniem pola magnetycznego na podstawie pochodnej czasowej. Współczynnik k efektywnie opisuje straty magnetyczne. Jak wykazano w [47, 64, 66], metoda J-A pozwala również na dokładną rekonstrukcję pierwotnej krzywej namagnesowania, której kształt jest trudny do określenia dla materiałów miękkich magnetycznie – w obszarze początkowego magnesowania.

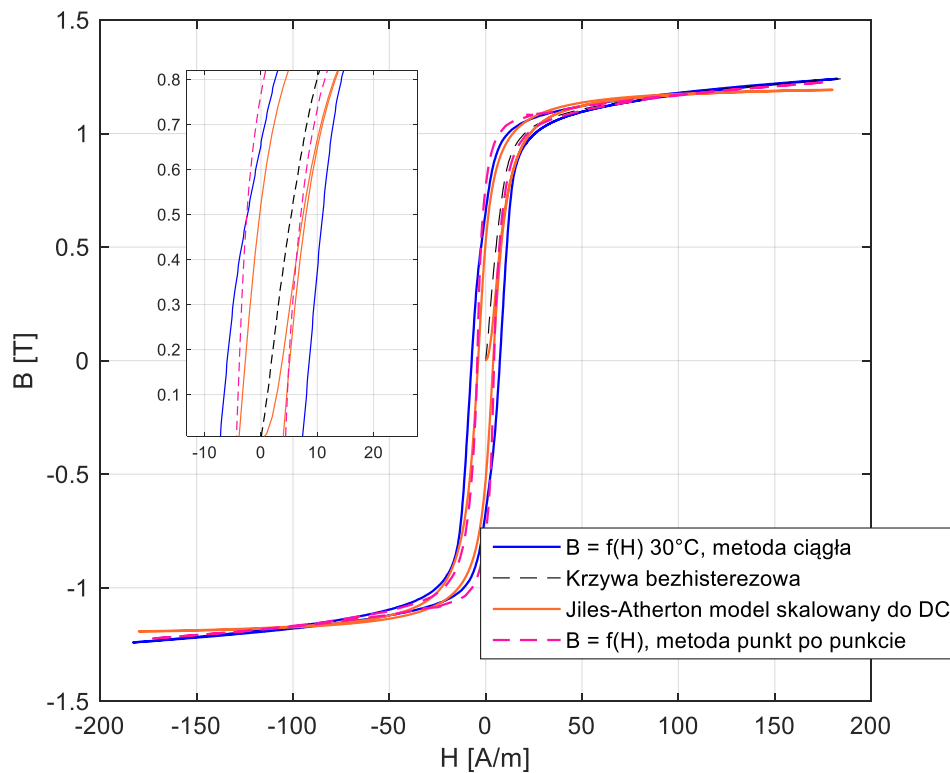
Kształt pętli histerezy rejestrowano po ustabilizowaniu temperatury wewnątrz komory. Za warunek osiągnięcia stanu quasi-ustalonego przyjęto moment, w którym różnica pomiędzy temperaturą powietrza w komorze a temperaturą rdzenia referencyjnego, umieszczonego w najdalszym punkcie od źródła ciepła, była mniejsza niż 2 °C przez okres co najmniej jednej minuty. Po spełnieniu tego kryterium wprowadzano dodatkowy czas stabilizacji temperaturowej wynoszący co najmniej 30 minut, po upływie którego rozpoczynano pomiar pętli histerezy dla pierwszej z badanych próbek. Bezpośredni pomiar temperatury z wykorzystaniem termopar umieszczonych w badanych rdzeniach lub na ich powierzchni pod uzwojeniem pomiarowym mógłby wprowadzać zakłócenia w rozkładzie pola magnetycznego. Z tego względu dodatkową termoparę umieszczono na powierzchni rdzenia referencyjnego, nieposiadającego uzwojenia pomiarowego, oraz odizolowano ją od temperatury otoczenia za pomocą izolacji poliimidowej. Pojemność cieplna rdzenia referencyjnego była zbliżona do pojemności cieplnej badanych rdzeni.



Rys. 4.5. Diagram przedstawiający schematycznie zastosowany algorytm pomiaru [50]

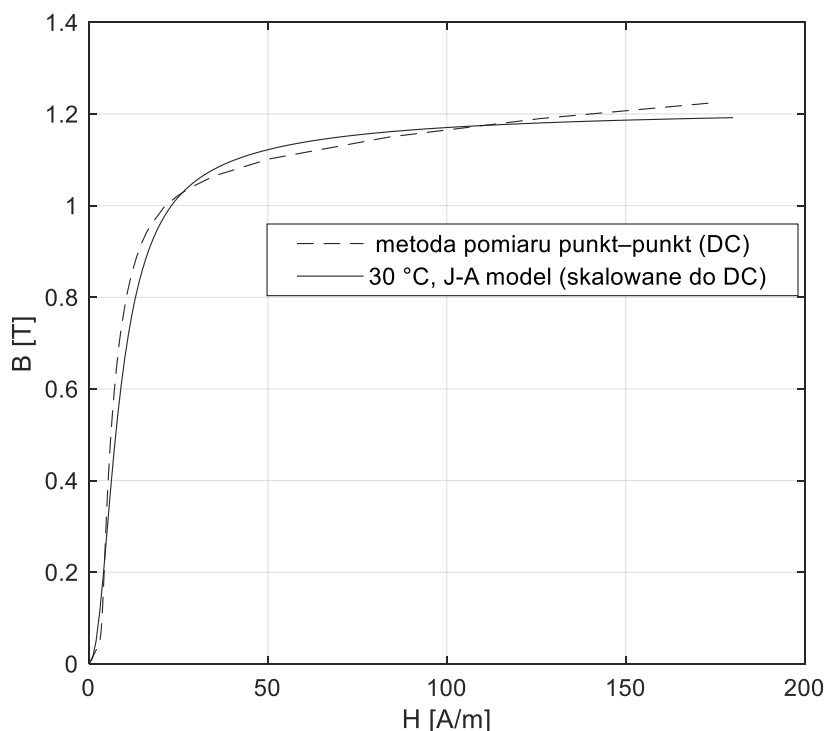
Wyniki

Przykładowo poniżej przedstawiono charakterystyki namagnesowania badanego stopu 50% Fe-Ni wyznaczone w wybranych temperaturach – przyjętych jako typowe warunki pracy urządzeń elektromagnetycznych klasyfikowanych jako czujniki i przetworniki lotnicze. Pomiary w zdefiniowanych punktach pracy stanowiły podstawę do opracowania parametrycznego modelu J-A, który również przedstawiono i omówiono. Zarówno zmierzone charakterystyki (Rys. 4.9), jak i zrekonstruowane krzywe (Rys. 4.10) przedstawiono poniżej.



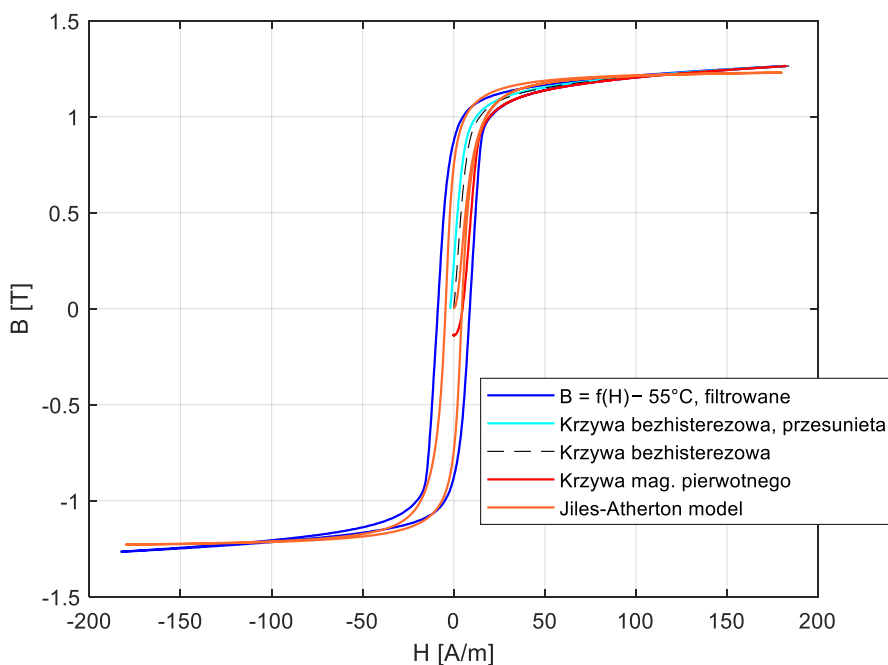
Rys. 4.6. Charakterystyka namagnesowania – porównanie modelu i krzywych pomierzonych w temp. 30°C [50]

Uzyskane krzywe teoretyczne (pomarańczowa linia ciągła, (Rys. 4.8)), pokrywające się ze stanem rzeczywistym (Rys. 4.7), mogą być z powodzeniem wykorzystane jako uniwersalna definicja właściwości magnetycznych ferromagnetyka w analizie numerycznej (MES). Przykład porównania zrekonstruowanej krzywej namagnesowania początkowego z krzywą zmierzoną w warunkach RT metodą B zgodnie z normą [56] przedstawiono na poniższym wykresie:



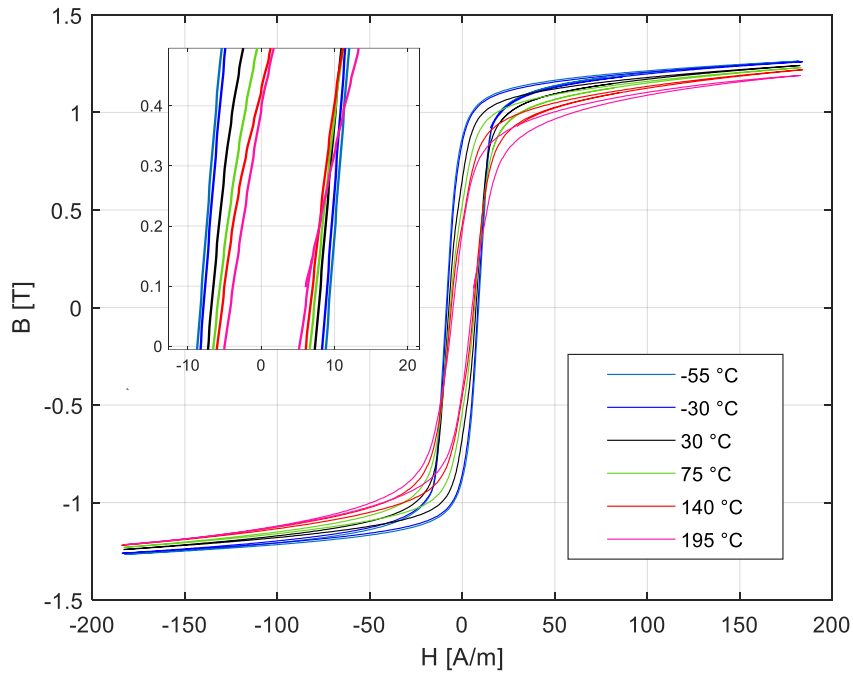
Rys. 4.7. Porównanie pierwotnych krzywych namagnesowania – modelowych i zmierzonych w temperaturze 30°C [50]

Na przykład, zmierzone charakterystyki namagnesowania $B(H, T)$ w niskich temperaturach:



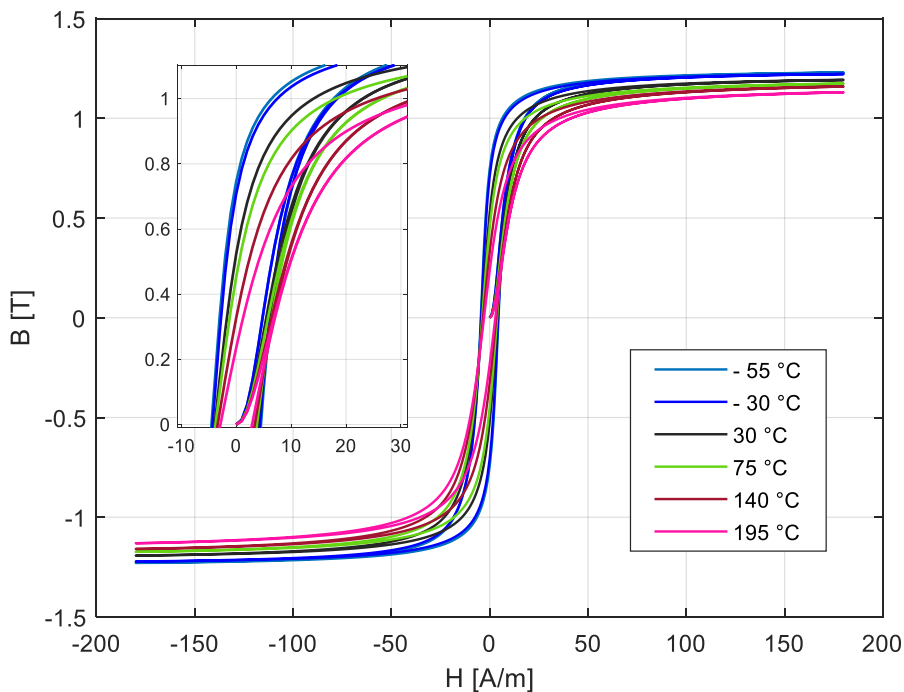
Rys. 4.8. Charakterystyka namagnesowania – porównanie modelu i krzywych pomierzonych w temp. -55°C [50]

Aby lepiej zilustrować wpływ temperatury na wybrane krzywe namagnesowania, przedstawiono również podsumowania zmierzonych quasistatycznych pętli histerezy (Rys. 4.9).

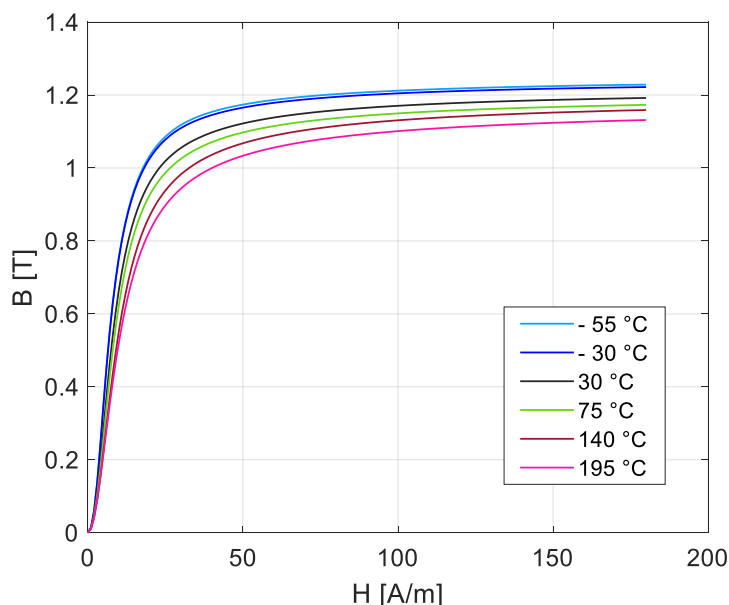


Rys. 4.9. Charakterystyki namagnesowania mierzone w zakresie temperatur od -55 do 195°C [50]

Dodatkowo, zbiór teoretycznych pętli histerezy namagnesowania zrekonstruowanych i przeskalowanych do stanu krzywych DC metodą J-A przedstawiono poniżej (Rys. 4.10). Natomiast, krzywe pierwotnego namagnesowania przedstawiono na rysunku 4.11.



Rys. 4.10. Charakterystyki namagnesowania według modelu J-A w zakresie temperatur od -55 do 195°C [50]



Rys. 4.11. Krzywe początkowego namagnesowania według modelu J-A w zakresie temperatur od -55 do 195°C [50]

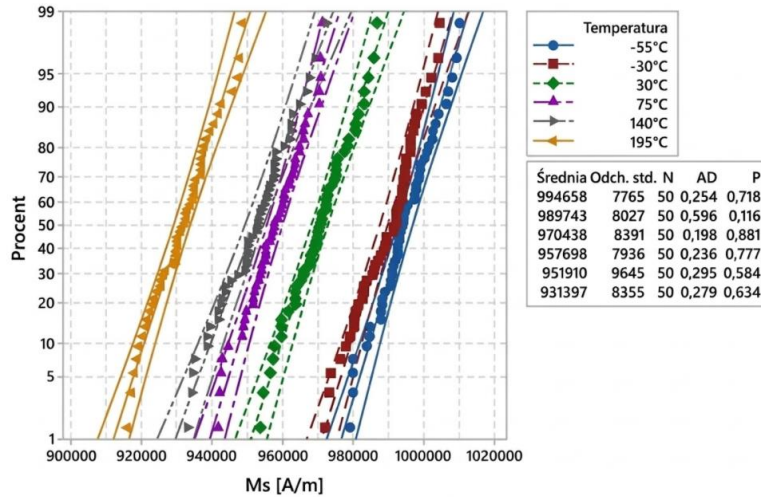
Parametry modelu J-A wyznaczone eksperymentalnie podano w tabeli 4-1. Parametry te należy interpretować następująco: M_s – namagnesowanie nasycenia materiału; a – gęstość ścianek domenowych; α – sprzężenie międzydomenowe Blocha; k – średnia energia/sprężystość domeny; c – odwracalność namagnesowania [64].

Tabela 4-1. Zestawienie wartości uśrednionych modelu J-A [50]

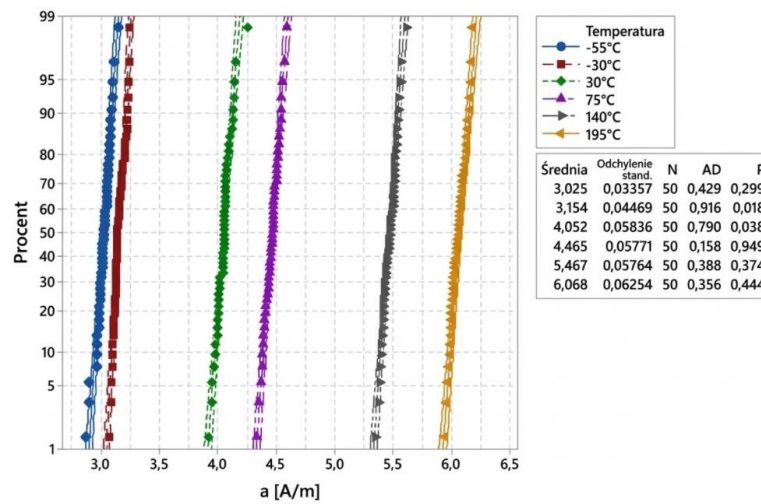
T [°C]	Parametry modelu J-A				
	a [A/m]	k [A/m]	c	M_s [A/m]	α
-55	3,030	5,040	$4 \cdot 10^{-5}$	$9,94 \cdot 10^5$	$6 \cdot 10^{-6}$
-30	3,151	4,788	$4 \cdot 10^{-5}$	$9,89 \cdot 10^5$	$6 \cdot 10^{-6}$
30	4,040	4,200	$4 \cdot 10^{-5}$	$9,70 \cdot 10^5$	$6 \cdot 10^{-6}$
75	4,444	3,990	$4 \cdot 10^{-5}$	$9,57 \cdot 10^5$	$6 \cdot 10^{-6}$
140	5,454	3,497	$4 \cdot 10^{-5}$	$9,51 \cdot 10^5$	$6 \cdot 10^{-6}$
195	6,060	2,940	$4 \cdot 10^{-5}$	$9,31 \cdot 10^5$	$6 \cdot 10^{-6}$

W badanych przypadkach wpływ temperatury (T [°C]) na magnesowanie można odtworzyć, używając 3 z 5 parametrów podstawowego modelu J-A; parametry te to: a , k , M_s . Stałe c i α pozostają statystycznie niezmiennie lub ich zmienność jest niższa od czułości układu pomiarowego.

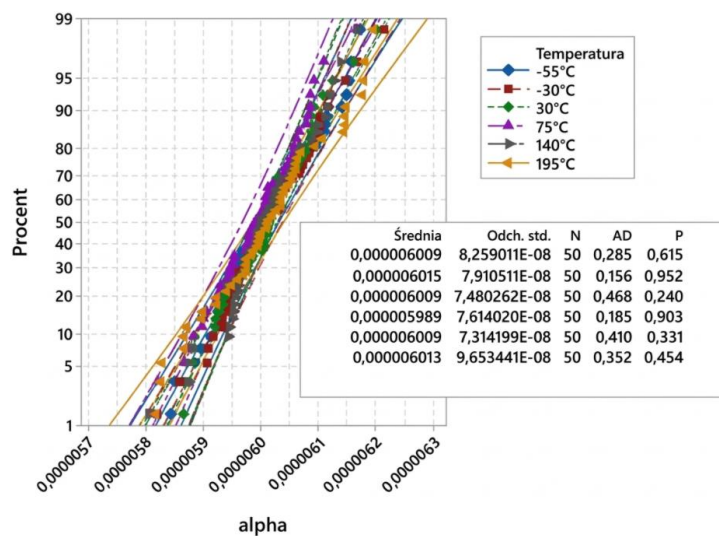
Powyższe wnioski uzyskano poprzez statystyczne opracowanie wyników badań. W wyniku pomiarów uzyskano rozkłady normalne dla wszystkich parametrów modelu J-A w badanych punktach pracy. Przeprowadzono również test Levene'a w celu weryfikacji jednorodności wariancji wartości parametrów. Natomiast istotność wpływu temperatury na poszczególne parametry modelu J-A oceniono na podstawie wykresów prawdopodobieństwa przedstawionych poniżej (Rys. 4.12- 4.16.). Testy statyczne uzupełniono testem mediany Mooda.



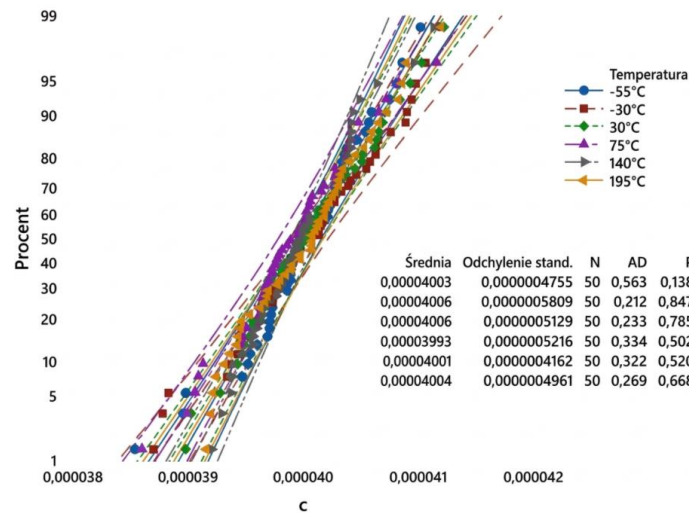
Rys. 4.12. Wykres prawdopodobieństwa porównujący rozkłady parametru M_s w zakresie temperatur od -55 do 195°C [50]



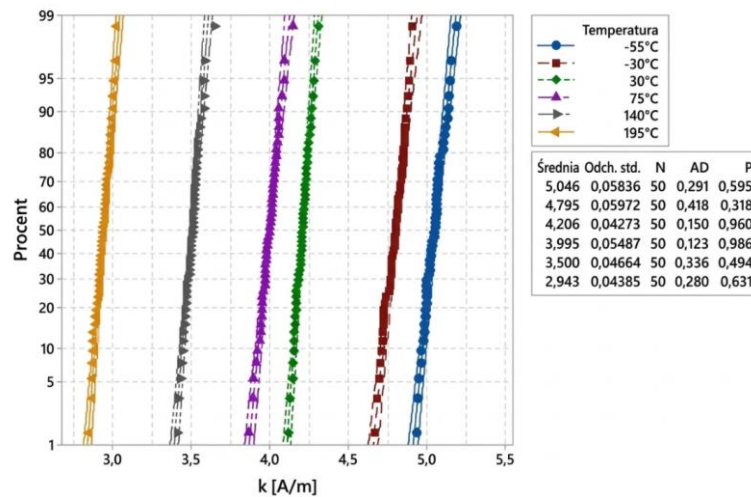
Rys. 4.13. Wykres prawdopodobieństwa, rozkłady parametru a w zakresie temperatur od -55 do 195°C [50]



Rys. 4.14. Wykres prawdopodobieństwa, rozkłady parametru α w zakresie temperatur od -55 do 195°C [50]

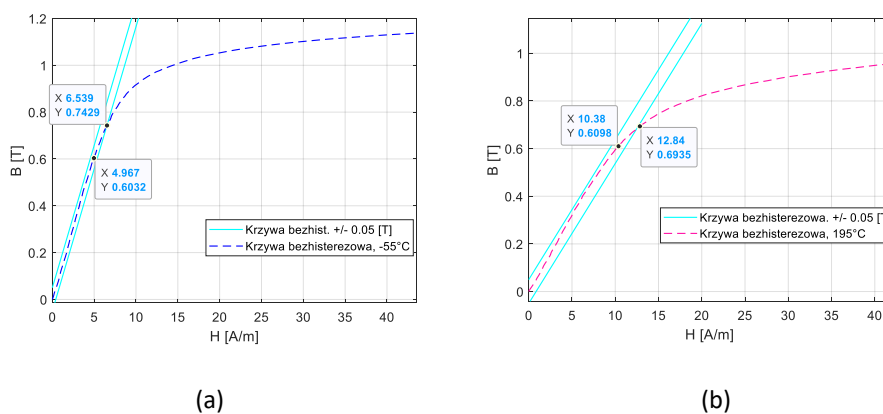


Rys. 4.15. Wykres prawdopodobieństwa, rozkłady parametru c w zakresie temperatur od -55 do 195°C [50]



Rys. 4.16. Wykres prawdopodobieństwa, rozkłady parametru k w zakresie temperatur od -55 do 195°C [50]

Ponadto stwierdzono wpływ temperatury na liniowy zakres ± 0.05 [T] dla mierzonych krzywych bezhisterezowych (Rys. 4.17). Warto zauważyć, że charakterystyki te w dużym stopniu pokrywają się z początkową krzywą namagnesowania wyznaczoną metodą B zgodnie z [56] (w niniejszym eksperymencie wartość H_c dla pomiarów ciągłych wynosiła około $2 \cdot H_c$ DC).



Rys. 4.17. Krzywe bezhisterezowe magniesowania mierzone w niskich (a) i wysokich (b) temperaturach [50]

Dyskusja

Na podstawie danych testowych i przeprowadzonej analizy można stwierdzić, że zmiana temperatury otoczenia ma istotny wpływ zarówno na zmianę względną przenikalności magnetycznej μ_r , jak i na poziom namagnesowania dla stanu nasycenia technicznego. Wartość siły koercji H_c również zmieniała się w funkcji temperatury, co objawiało się wzrostem strat rdzenia pracującego w niskich temperaturach (tabela). Wraz ze wzrostem temperatury, zakres quasi-liniowy $B(H)$ maleje.

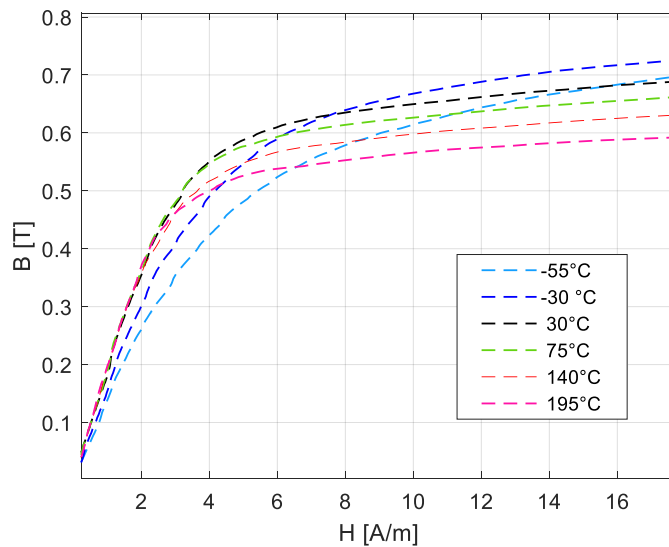
W omawianych przypadkach zmiana temperatury od -55 do 195°C spowodowała zmianę wartości indukcji magnetycznej o około 6% (z 1,263 [T] do 1,189 [T] wg krzywych początkowego namagnesowania modelu J-A) dla natężenia pola magnetycznego 182 [A/m]. Zmiana temperatury otoczenia miała jeszcze większy wpływ na wartości siły koercji H_c . Zmiany mieściły się w zakresie od około 70 do 120% wartości odniesienia $3,21 \pm 0,2$ [A/m], określonej w temperaturze 30°C . Wyniki podsumowano w tabeli 4-2.

Tabela 4-2. Wartości koercji dla różnych temperatur i metod pomiaru [50]

Stop 50% Fe-Ni - ASTM A753 alloy type 2			
T [$^\circ\text{C}$]	H_c [A/m] dla $dH/dt=5$ [A/ms]	H_c [%] względem pomiaru w 30°C	H_c [A/m] skalowane do metody DC
-55	8,78	120,5	3,86
-30	8,30	113,9	3,65
30	7,29	100,0	3,21
75	6,60	90,5	2,90
140	6,07	83,3	2,67
195	5,11	70,1	2,25

Jak wspomniano powyżej, metoda J-A jest preferowaną metodą opisu charakterystyk magnetycznych elementów indukcyjnych w modelowaniu MES lub symulacjach MATLAB. Jednak wadą podstawowego modelu J-A jest jego ograniczona zdolność do reprezentowania kształtu krzywej namagnesowania w obszarze bliskim saturacji technicznej [46, 47]. Jest to szczególnie widoczne w przypadku krzywych $B(H, T)$ rejestrowanych w wysokich temperaturach. Problem odtworzenia pełnej krzywej namagnesowania można rozwiązać za pomocą definicji tablic, takich jak tablice odnośników (typu *look-up*). Interpolacja liniowa jest najprostszą i najskuteczniejszą metodą przygotowywania danych materiałowych do analizy inżynierskiej; jednak nie jest ona odpowiednia, jeśli początkowa krzywa namagnesowania musi zostać zrekonstruowana na podstawie zmierzonej pętli histerezy lub jeśli modelowana krzywa namagnesowania jest dynamiczna. Użycie tablic nie jest również optymalnym rozwiązaniem, jeśli opisywany materiał wykazuje silnie nieliniowe zachowanie w funkcji temperatury. Takim przykładem może być mumetal (stop ASTM A753 typu 4), w którym, jak pokazano na poniższym diagramie (Rys. 4.18), wektor przenikalności magnetycznej w dziedzinie temperatury zmienia swój kierunek, gdy temperatura przekroczy około -30°C w początkowym zakresie krzywej magnesowania pierwotnego (Rys. 4.18). Modele oparte na sieciach neuronowych mogą być alternatywnymi narzędziami do aproksymacji pętli histerezy.

To podejście nie wymaga znajomości modelowanego zjawiska, a jedynie importu danych uczących [82].



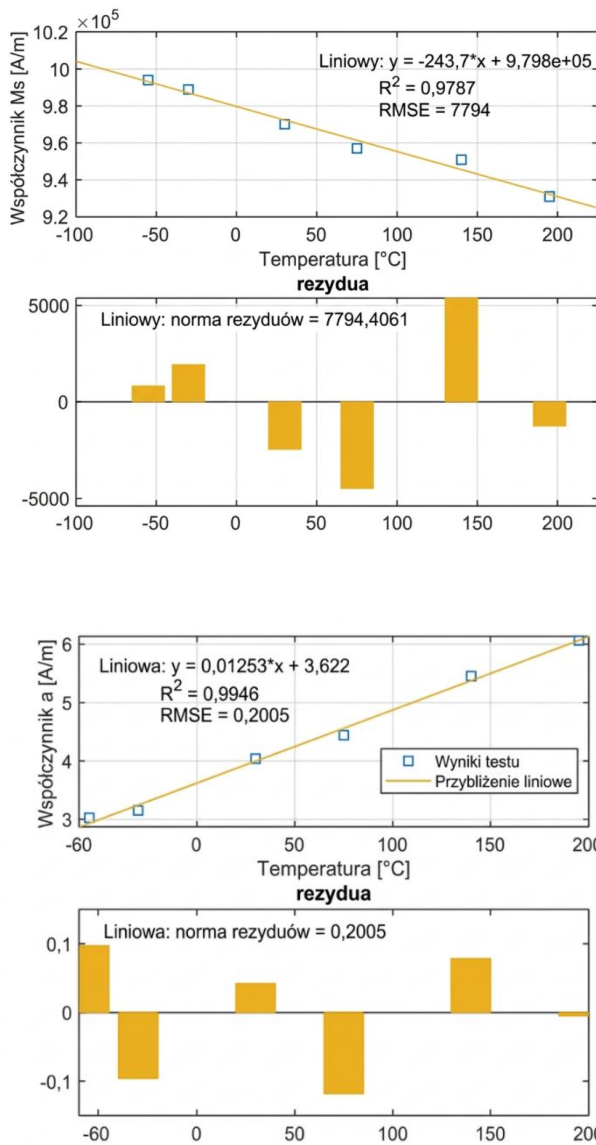
Rys. 4.18. Krzywe bezhisterezyowe namagnesowania stopu 4 ASTM A753, mierzone w zakresie temperatur od -55 do 195°C [50]

W przeciwieństwie do tabeli przeglądowej, model J-A, oparty na opisie fizycznym, można interpolować lub ekstrapolować na inne przypadki, co jest zaletą. Funkcje liniowe użyte do określenia wartości parametrów J-A jako funkcji temperatury dla warunków brzegowych zdefiniowanych w niniejszym badaniu metodą regresji (Rys. 4.19) są następujące:

$$\begin{cases} a = 0,01253T + 3,622 \\ k = -80,62 \cdot 10^{-4}T + 4,553 \\ M_s = -243,70T + 9,798 \cdot 10^5 \\ \alpha = 6 \cdot 10^{-6} \\ c = 4 \cdot 10^{-5} \end{cases} ,$$

(4.4)

gdzie T jest temperaturą w stopniach Celsjusza.

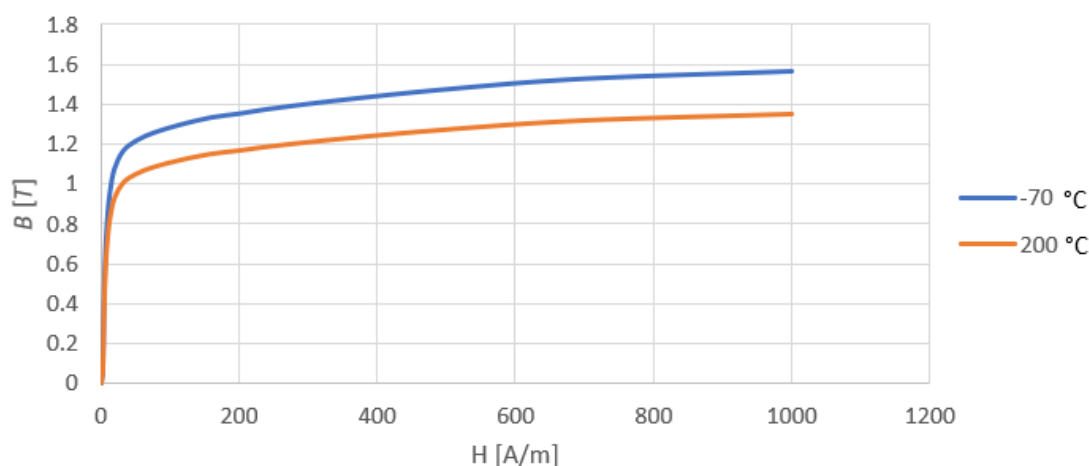


Rys. 4.19. Liniowa aproksymacja wartości parametrów modelu J-A dla stopu ASTM A753 2 w zakresie temperatur od -55 do 195°C [50]

W praktyce, dla analizowanego przypadku, definiując parametry modelu J-A na podstawie trzech funkcji liniowych (4.4), można wygenerować dowolną liczbę pętli histerezy stałego magnesowania i krzywych początkowego magnesowania dla badanego zakresu temperatur i natężenia pola. Ponadto, dla zastosowań inżynierskich wpływ temperatury na namagnesowanie spontaniczne można szacować stosując liniową zależność skalowania poziomu indukcji B w ferromagnetyku umieszczonym w polu magnetycznym H . Przykład zlinearyzowanej zależności B do T pokazano na wykresach (Rys. 4.20, 4.21).



Rys. 4.20. Liniowa aproksymacja stosunku indukcji zmierzonej w temperaturze do indukcji określonej w temperaturze RT, dla $H=200$ [A/m]



Rys. 4.21. Krzywe magnesowania pierwotnego $B(H, T)$ wykreślone dla skrajnych badanych temperatur -70 oraz 200 [°C], dla rozszerzonego zakresu natężenia pola magnetycznego H

Wnioski

Wyniki pomiarów i późniejszej analizy wskazują, że wykorzystanie podstawowego modelu Jilesa-Athertona jako aparatu matematycznego i modyfikacja jego parametrów w oparciu o konkretne zależności empiryczne przedstawione w postaci funkcji liniowej stanowi wygodną metodę definiowania krzywych namagnesowania dla badanych przypadków. Ograniczenie zakresu stosowalności modelu magnetyzacji J–A do przedziału, w którym proces magnetyzacji jest zdominowany przez ruch ścian domenowych, pozwala również zredukować wpływ asymptotycznych ograniczeń funkcji Langevina. Należy podkreślić, że klasyczna postać modelu J–A nie uwzględnia jednak zjawiska paraprocesu występującego w obszarze dużych pól magnetycznych. W przypadku konieczności odwzorowania tego zakresu charakterystyki $B(H)$ model może zostać rozszerzony o dodatkowy liniowy składnik opisujący przyrost magnetyzacji związany z paraprocesem. W takim przypadku całkowita indukcja magnetyczna może być zapisana jako suma indukcji wyznaczonej na podstawie modelu J–A

oraz składnika liniowego postaci $\mu_0\chi_p H$, gdzie χ_p oznacza podatność paraprocesu. Pomimo tych ograniczeń, wpływ temperatury na przebieg krzywych namagnesowania został opisany z większą dokładnością niż w przypadku wykorzystania równania prawa Blocha (2.10). W ujęciu ogólnym, wzrost temperatury prowadzi do zmniejszenia namagnesowania nasycenia, węższych pętli histerezy i łatwiejszego ponownego namagnesowania.

Wpływ temperatury na charakterystyki $B(H)$ badanego materiału ferromagnetycznego w analizowanym zakresie może być opisany przy wykorzystaniu podstawowego modelu J–A. Stwierdzono, że parametry a , k oraz M_s wykazują liniową zależność od temperatury, natomiast parametry α i c nie wykazują istotnej zależności od temperatury w granicach czułości zastosowanej metody pomiarowej. Należy zauważyć, że parametry modelu powinny być rozpatrywane łącznie. Temperatura stanowi istotny czynnik determinujący charakterystyki $B(H)$ w analizowanych warunkach, dlatego nie powinna być pomijana podczas projektowania urządzeń mechatronicznych przeznaczonych do pracy w trudnych warunkach środowiskowych; urządzenia te mogą również obejmować akcesoria lotnicze.



Rys. 4.22. Stanowisko do badań quasistatycznej charakterystyki magnesowania $B(H)$ w temperaturach

Przedstawione wyniki badań można wykorzystać podczas tworzenia modeli teoretycznych obwodów magnetycznych opartych na metodzie elementów skończonych (MES) opracowanych dla przetworników elektromechanicznych. Przedstawione przybliżenie charakterystyki $B(H)$ jest w pełni satysfakcjonujące dla zastosowań inżynierskich. Co więcej, przedstawiony model można w przyszłości łatwo rozszerzyć o wpływ dodatkowych czynników, takich jak częstotliwość wzbudzenia i wpływ naprężeń mechanicznych lub zwiększony zakres natężenia pola magnetycznego H . W przyszłości podobny empiryczny model własności materiału będzie mógł zostać opracowany wykorzystany do opisu nowych stopów magnetycznych o niekonwencjonalnej strukturze, na przykład dla tych wytwarzanych metodami addytywnymi.

4.2.2. Określenie limitu maksymalnego naprężenia zredukowanego

Dostęp do danych szczegółowo opisujących właściwości mechaniczne elektrotechnicznych stopów ferromagnetycznych jest często ograniczony z uwagi na fakt, że stopy klasyfikowane jako miękkie i twarde magnetyki nie są powszechnie traktowane jako materiały konstrukcyjne. Definicja właściwości mechanicznych rzadko obejmuje inne dane niż: granica plastyczności, wytrzymałości na rozciąganie, moduł E, G oraz ν . Pewien wyjątek stanowią stopy inwarowe, których szczególną cechą jest duża stabilność kształtu w funkcji temperatury czyli mały współczynnik rozszerzalności cieplnej (CTE- ang. Coefficient of Thermal

Expansion). Osobliwość ta jest wykorzystywana między innymi w technice pomiarowej i mechanice precyzyjnej. Najkorzystniejszy współczynnik CTE osiągnięto dla stopu o zawartości niklu (36%) i żelaza (64%) w popularnym stopie polikrystalicznym oferowanym pod handlową nazwą Invar 36®. Stop ten, nie jest jednak optymalny pod kątem uzyskania maksymalnej podatności magnetycznej oraz poziomu saturacji technicznej. Dlatego jest on rzadko wykorzystywany na elementy obwodów magnetycznych urządzeń mechatronicznych.

W przypadku ferromagnetycznych stopów polikrystalicznych, do których można zaliczyć materiał 50% Fe-Ni, istotny wpływ na właściwości mechaniczne ma zarówno struktura jak i wielkość ziarna będąca wynikiem zastosowanego procesu wytwarzania części. Materiały magnetyczne miękkie przetwarzane metodą obróbki skrawaniem posiadają w stanie dostawy najczęściej strukturę rozdrobnionego ziarna (Rys. 4.1.a). Ułatwia to znacznie formowanie detalu metodą obróbki skrawaniem z uwagi na ograniczenie ciągliwości materiału. W typowym procesie wytwarzania magnetowodów metodą obróbki mechanicznej, gotowe elementy wykonane ze stopu magnetycznego poddawane są dodatkowo obróbce cieplnej – rekrytalizacji - w celu uzyskania optymalnych właściwości magnetycznych. Rozrost ziarna w przypadku materiału zgodnego z normą ASTM A753 typ 2 (Rys. 4.1.b) jest korzystny dla uzyskania małej wartości koercji H_c , jednak znacząco pogarsza jego właściwości mechaniczne. Dodatkowo w przypadku pominięcia procesu wyżarzania magnetycznego, naprężenie szczątkowe w materiale będące wynikiem obróbki skrawaniem lub plastycznej mogą powodować znaczne pogorszenie kluczowych parametrów magnetycznych wykonanych magnetowodów.

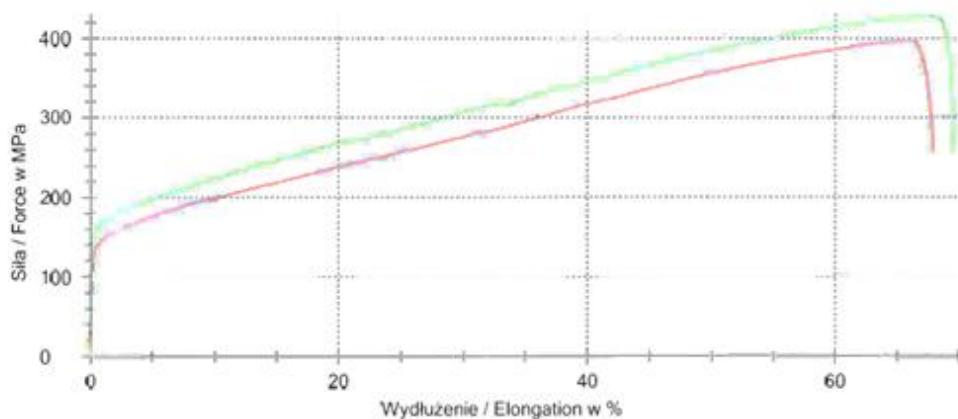
Badanie zależności pomiędzy rozmiarem ziarna a wytrzymałością materiałów w przeszłości było przedmiotem badań inżynierskich [83, 84]. Zjawisko to zostało opisane przez regułę Hall-Petcha, która mówi, że im mniejsze ziarna, tym większa wytrzymałość materiału na rozciąganie i twardość. Dzieje się tak, ponieważ granice ziaren działają jak bariery dla ruchu dyslokacji – głównego mechanizmu odkształcania plastycznego. Reguła Halla-Petcha nie powinna być jednak stosowana dla materiałów o bardzo drobnych ziarnach klasyfikowanych jako stopy nanokrystaliczne, o wielkości ziarna poniżej ~ 10 [nm], gdzie może nastąpić efekt odwrotny (ang. softening grain-size effect).

Właściwości mechaniczne jak: granica sprężystości, plastyczności, wytrzymałość na zrywanie dla ferromagnetyka 50% Fe-Ni po wyżarzaniu magnetycznym zostały wyznaczone na drodze pomiaru zrealizowanego zgodnie z normą ASTM E8 (ang. *Standard Test Methods for Tension Testing*

of Metallic Materials). Pomiar statycznego rozciągania (Rys. 4.23) uzupełniła ocena struktury materiału wykonana poprzez analizę wielkości ziarna na zgrądach metalograficznych (Rys. 4.1.b). Na podstawie otrzymanych wyników i oceny przebiegu krzywych rozciągania ustalono arbitralnie limity dla maksymalnego naprężenia rozciągającego i ściskającego oraz wytrzymałości trwałej na zmęczenie zakładając liczbę cykli obciążenia równą 10^7 . Z uwagi na brak dokładniejszych danych materiałowych przyjęto konserwatywne założenie, że przebieg krzywej zmęczeniowej Wöhlera opartej o hipotezę Minera dla badanego materiału będzie zgodny z charakterystykami dostępnymi w literaturze. Ustalono, że graniczna wartość zdefiniowanego dopuszczalnego naprężenia nie przekroczy również 50% granicy plastyczności $Y_{0.1}$ wg rysunku 4.23. Współczynnik definiujący wpływ temperatury na wytrzymałość zmęczeniową (TCF) zdefiniowano również na podstawie literatury [85] i wynosi on szacunkowo od 0.84 do 0.86. Ustalono arbitralnie limity dla naprężenia zredukowanego

posłużyły również do wyznaczenia geometrii próbek wykorzystanych do badania efektu sprzężenia magnetomechanicznego w materiale 50%Fe-Ni. Wyniki pomiarów dotyczących wpływu naprężenia na magnesowanie szerzej opisano w punkcie 4.2.3.

Norma badawcza / Test specification	: ASTM E 8
Typ i oznaczenie / Type and designation	:
Materiał / Material	:
Obróbka cieplna próbki / Specimen heat treatment	:
Uwagi / Remarks	:
Dane maszyny / Machine data	: Zwick/Roell Z100 serial no. 715428, extensometer serial no. 218619, load cell serial no. 760179
Kontrola prędkości badania / Control of testing speed	: Metoda B
Siła wstępna / Preliminary force	: 2,068 MPa
Prędkość dla wyznaczenia modułu E / Speed to determine Young's modulus	: 0,005 1/min
Prędkość dla wyznaczenia granicy plastyczności / Speed to determine yield point	: 0,015 1/min
Prędkość w zakresie płynięcia / Speed during discontinuous yielding	: 0,015 1/min
Prędkość do chwili zerwania / Speed till fracture	: 0,07 1/min



Statystyka:

Seria	Próba nr	L _c mm	R _{low} MPa	m _E GPa	Y _{0.1} MPa	Y _{0.2} MPa	Y _{0.5} MPa	EUL _{0.5} MPa	Y _{c2/R_m} %	UYS MPa	UYS/R _m %	LYS MPa	YPE %
n = 2													
x	3	64	30,000	100	132,4	143,6	150,5	146,2	34,85	-	-	-	-

Rys. 4.23. Podsumowanie właściwości mechanicznych materiału 50% Fe-Ni w stanie wyżarzonym magnetycznie

4.2.3. Badanie eksperymentalne wpływu naprężenia na przenikalność magnetyczną

Eksperymentalna analiza sprzężenia magnetomechanicznego w materiałach ferromagnetycznych o charakterystyce izotropowej i anizotropowej stanowi przedmiot licznych publikacji naukowych i technicznych. Pomimo szerokiego zainteresowania tym zagadnieniem, złożoność zjawiska powoduje, że wiele badań koncentruje się jedynie na wybranych szczególnych relacjach pomiędzy tensorem naprężenia mechanicznego a indukcją magnetyczną. W przypadku naprężeń jednoosiowych, przykładem są między innymi historyczne prace [46, 86-88]. Wpływ naprężenia dwuosowego na magnesowanie ferromagnetyków technicznych był również tematem badań przeprowadzonych między

innymi przez Maurela, [89] oraz Schneidera i in., [90]. Zdecydowana większość wymienionych wyżej publikacji dotyczy analizy właściwości fizycznych blach elektrotechnicznych – transformatorowych, powszechnie wykorzystywanych w urządzeniach elektroenergetycznych. Zjawiska magnetostrykcji oraz magnetoelastyczność są najczęściej badane pod kątem ich udziału w generowaniu strat energii w układach urządzeń energetycznych. Studiując artykuły naukowe, można zauważyć, że w większości wcześniejszych publikacji autorzy skupiali się na matematycznym opisie zależności pomiędzy namagnesowaniem spontanicznym a naprężeniem strukturalnym, działającym na kierunkach równoległym lub prostopadłym do tensora natężenia pola magnetycznego. Działanie naprężenia na kierunkach głównych było również często odniesione do parametrów magnetycznych materiałów o właściwościach anizotropowych, do których można zaliczyć walcowane kierunkowo blachy transformatorowe. W przypadku pakietów elektrotechnicznych wykonywanych z materiału 50% Fe-Ni o parametrach zgodnych z ASTM A753 typ 2 [24], wytwarzanych z walcowanych blach o właściwościach anizotropowych, zależności naprężenia i indukcji magnetycznej zostały opisane przez Liu [91]. Dane te ograniczają się jednak do bardzo wąskiego zakresu naprężenia strukturalnego poniżej 4[MPa]. W odniesieniu do tematu rozprawy, wyniki te [91] mają głównie charakter poglądowy i umożliwiają jedynie porównanie ilościowe danych w wąskim zakresie naprężenia efektywnego. Brak szczegółowych modeli dotyczących zależności pomiędzy wektorem naprężenia a przenikalnością magnetyczną dla wybranego stopu typ 2 wg [24], w układzie przestrzennym był argumentem za wyznaczeniem tych zależności na drodze eksperymentu.

Szczególnie interesujące i przydatne pod kątem niniejszej rozprawy wydały się prace Instytutu Metrologii Politechniki Warszawskiej. Zaprezentowano tam między innymi uogólniony model efektu magnetoelastycznego [71], czyli opis zależności pomiędzy naprężeniem i tensorem przenikalności magnetycznej w materiałach magnetycznie miękkich o właściwościach izotropowych w układzie trójosiowym - kartezyjańskim. W odniesieniu do wymienionych prac, jako ich rozwinięcie zaproponowano zdefiniowanie modelu materiału 50%Fe-Ni, na podstawie opisanego zjawiska sprzężenia magnetomechanicznego. Ponadto, poprzez wykorzystanie próbki w formie pełnego pierścienia rozwiązano również problem braku dostępu do stanowiska badawczego umożliwiającego wykonanie pomiarów zależności magnetomechanicznych w układzie jedno, dwu i trój osiowym. Należy podkreślić, że wcześniejsze modele przedstawionej przez Moriego [20] i Szewczyka [71] zostały sprawdzone eksperymentalnie.

Model sprzężenia magnetomechanicznego w materiale o właściwościach izotropowych

Teoria opisująca zjawisko sprzężenia magnetomechanicznego w materiale ferromagnetycznym o właściwościach izotropowych została przedstawiona w odniesieniu do ogólnego przypadku [71]. Według modelu zaproponowanego w cytowanej publikacji, wpływ naprężenia mechanicznego na krzywą bezhisterezową namagnesowania może być szacowany, bazując na bilansie energetycznym w materiale (2.12). Analizując efekt magneto-mechaniczny, można przyjąć, że zmiana całkowitej energii swobodnej ferromagnetyka jest związana z pojawieniem się dodatkowej energii magnetosprężystej [46] opisanej równaniem (2.14). W przypadku, gdy materiał ferromagnetyczny ma właściwości izotropowe, zakłada się, że dodatkowa energia $E\sigma$ powoduje jego anizotropię osiową.

Odnosząc się do teorii Jilesa–Athertona przywołanej w publikacji [71], zależność pomiędzy naprężeniem a bezhisterezową krzywą magnesowania może zostać opisana równaniem (4.5):

$$M(H) = M_S \left(\frac{\int_0^\pi e^{\frac{(4.6)+(4.7)}{2}} \cdot \sin\theta \cdot \cos\theta \, d\theta}{\int_0^\pi e^{\frac{(4.6)+(4.7)}{2}} \cdot \sin\theta \, d\theta} \right). \quad (4.5)$$

Wyrażenia występujące w równaniu (4.5), zależne od energii magnetosprężystej (2.14), zgodnie z [92] można zapisać w postaci:

$$\frac{He}{a} \cos\theta - \frac{E_\sigma}{M_S \cdot \mu_0 \cdot a} \sin^2(\varphi - 0), \quad (4.6)$$

$$\frac{He}{a} \cos\theta - \frac{E_\sigma}{M_S \cdot \mu_0 \cdot a} \sin^2(\varphi + 0), \quad (4.7)$$

gdzie M_S to spontaniczne namagnesowanie do saturacji, μ_0 oznacza przenikalność magnetyczną próżni, φ oznacza kąt pomiędzy wektorem natężenia pola efektywnego He a kierunkiem działania osiowego naprężenia. Analogicznie do podstawowego modelu J-A omówionego w punkcie 4.2.1, efektywne natężenie pola He jest równe (4.8) [53, 71]:

$$He = H + \alpha M, \quad (4.8)$$

gdzie α jest sprzężeniem międzydomenowym Blocha, H oznacza zewnętrzne pole magnetyczne.

W modelu zaprezentowanym przez J–A parametr (a) opisujący gęstość ścian domenowych jest zdefiniowany równaniem (4.9) [53,71].

$$a = \frac{N \cdot k_B \cdot T}{\mu_0 \cdot M_S}, \quad (4.9)$$

gdzie: k_B - stała Boltzmanna, T - temperatura, natomiast N definiuje gęstość domen magnetycznych.

Natomiast, przenikalność względna $\mu_r(H)$ jest definiowana jako (4.10):

$$\mu_r(H) = \frac{M(H)}{H}. \quad (4.10)$$

Przez $M(H)$ oznaczono magnetyzację materiału w jednostce [A/m].

Ponadto, wcześniejsze analizy numeryczne [71] wskazują, że zależność względnej przenikalności magnetycznej μ_r od naprężenia osiowego σ można w określonym przedziale H opisać za pomocą liniowego przybliżenia równaniem (4.11):

$$\mu_r(\sigma_{ef}) = \mu_r + k \cdot \sigma_{ef}, \quad (4.11)$$

gdzie parametrem k określono osiową wrażliwość na naprężenia ferromagnetyka.

W zależności od rodzaju badanego materiału, parametr k może przyjmować różne znaki. Dodatnie dla ferromagnetyka o dodatniej magnetostrykcji saturacji λ_s lub ujemne dla przypadków ujemnej λ_s np. dla niklu. Zależność pomiędzy indukcją magnetyczną a kierunkiem działania naprężenia została omówiona między innymi w pracy [72]. Należy mieć na uwadze, że empiryczne równanie (4.11) może być jedynie stosowane dla małych wartości naprężeń rozciągających i ściskających σ_{ef} , gdzie magnetostrykcję nasycenia λ_s można uznać za stałą [71]. Wrażliwość na naprężenia zmienia się również w funkcji natężenia pola magnetycznego, dlatego współczynnik k powinien być wyznaczony dla zdefiniowanego zakresu krzywej $B(H)$.

W dokładnym opisie zależności pomiędzy magnetostrykcją λ_s a energią anizotropii należy mieć na względzie, że λ_s jest zależna również od naprężenia mechanicznego szczególnie jeśli jego wartości są bliskie granicy plastyczności [71].

Dla problemów 3D, w przestrzennym układzie kartezjańskim, naprężenie efektywne na kierunkach głównych P_x , P_y , P_z , wyznaczonych względem tensora natężenia pola magnetycznego $H = [H_x, H_y, H_z]$ ma postać wektorową $\sigma_{ef} = [\sigma_{X_{ef}}, \sigma_{Y_{ef}}, \sigma_{Z_{ef}}]$ i jest opisane trzema składowymi:

$$\begin{aligned} \sigma_{X_{ef}} &= \sigma_{P_x} - \nu \cdot \sigma_{P_y} - \nu \cdot \sigma_{P_z} \\ \sigma_{Y_{ef}} &= \sigma_{P_y} - \nu \cdot \sigma_{P_x} - \nu \cdot \sigma_{P_z} \\ \sigma_{Z_{ef}} &= \sigma_{P_z} - \nu \cdot \sigma_{P_x} - \nu \cdot \sigma_{P_y}, \end{aligned} \tag{4.12}$$

gdzie: σ_{P_x} , σ_{P_y} , σ_{P_z} oznaczają naprężenia główne w osi x,y oraz z, ν – współczynnik Poissona.

Równania (4.12) dla problemów 2D w układzie kartezjańskim w płaszczyźnie X-Y mogą zostać uproszczone do postaci układu dwóch równań niezależnych:

$$\begin{aligned} \sigma_{X_{ef}} &= \sigma_{P_x} - \nu \cdot \sigma_{P_y}, \\ \sigma_{Y_{ef}} &= \sigma_{P_y} - \nu \cdot \sigma_{P_x}. \end{aligned} \tag{4.13}$$

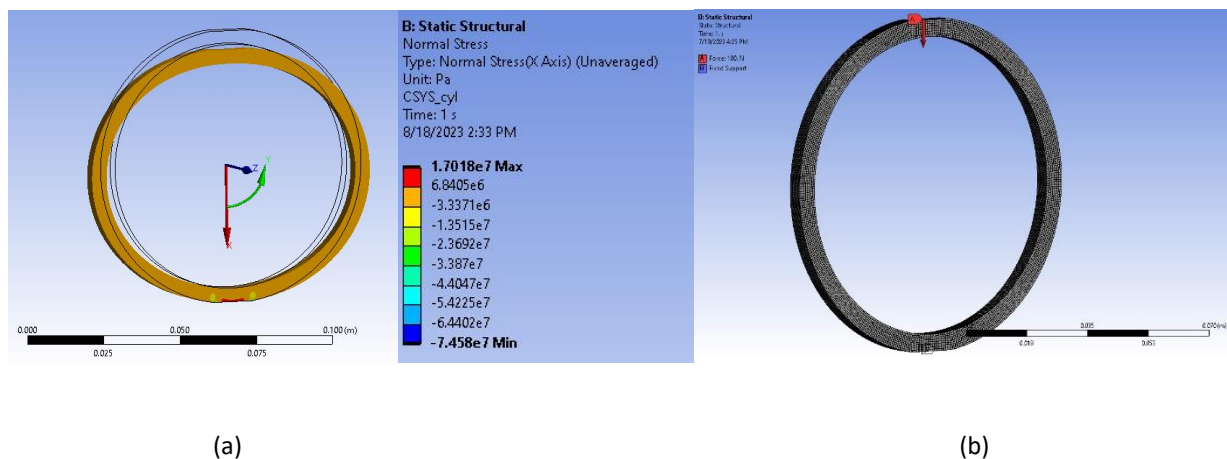
W odróżnieniu do obliczeń zależności magnetomechanicznych opisanych na przykładzie magnetoelastycznego czujnika siły w publikacji [23] oraz [93], analiza numeryczna wykonana na potrzeby niniejszej rozprawy dla badanego przypadku próbki pierścieniowej została wykonana

w biegunowym układzie współrzędnych. Można przyjąć, że dla geometrii próbki pokazanej na rysunku 4.24, wektor natężenia pola magnetycznego w próbce jest zgodny z osią Y. Takie założenie pozwala zredukować układ równań (4.13) do pojedynczego równania liniowego (4.14) opisującego naprężenie efektywne w węzłach i elementach reprezentatywnego modelu MES

w układzie biegunowym (ortogonalnym).

$$\sigma_{ef(orto_y)} = \sigma_{P_y(orto)} - \nu \cdot \sigma_{P_x(orto)}. \tag{4.14}$$

Dodatkowo spełniając wytyczne normy [56] dotyczące geometrii próbki zapewniono, że natężenie pola magnetycznego H jest jednorodne w całej objętości litego pierścienia i równoległe do osi Y. Wartości naprężenia σ_{ef} w węzłach oraz elementach na kierunkach głównych po zdefiniowanej ścieżce wytyczonej przez linie pola mogą być określone i wyeksportowane na przykład w programie ANSYS. Wyznaczona wartość naprężenia $\sigma_{ef(orto_y)}$ wg (4.14) może być zatem podstawiona do równania (4.11) w celu wyznaczenia przenikalności magnetycznej materiału w obszarze pojedynczego elementu pod wpływem naprężenia σ_{ef} oraz reluktancji. Parametr $\mu(\sigma_{ef})$ może zostać wyznaczony dla każdego elementu oddzielnie lub dla grupy elementów znajdujących się w polu H , reprezentujących porównywalny stan naprężenia.



Rys. 4.24. Model MES dla próbki do badania sprzężenia magnetomechanicznego, (a) naprężenie w osi , (b) model strukturalny 3D z zagęszczoną siatką do 60 000 elementów

W ramach eksperymentu przeprowadzonego w celu oceny wrażliwości materiału na naprężenie zastosowano również uproszczenie, wynikające z braku możliwości wykonania dodatkowych badań w celu wyznaczenia wpływu zwrotu tensora σ_{ef} na wartość współczynnika k . Założenie to dotyczyło określenia ekstremum funkcji $B(\sigma)/B(\sigma=0)$ dla badanego materiału czyli punktu Villariego. Na podstawie literatury i wcześniejszych prac opisujących stopy Fe-Ni z zawartością Ni od 20 do 50% założono, że wpływ naprężenia na przenikalność magnetyczną jest symetryczny. Jest to cecha materiałów o współczynniku magnetostrykcji λ_s dążącego do zera. W przypadku materiału o znikomej lub zerowej λ_s można założyć, że ekstremum funkcji wrażliwości magnetycznej jest zlokalizowane w pobliżu minimalnego lub zerowego naprężenia. Stała magnetostrykcji λ_s w obszarze technicznej saturacji magnetycznej dla materiału 50% Fe-Ni wynosi około 22 [ppm] dla struktury nieorientowanej – izotropowej [45] oraz od 10 do 32 [ppm] dla walcowanych blach o właściwościach anizotropowych w zależności od kierunku orientacji ziarna [91]. W praktyce oznacza to, że punkt Villariego powinien być nieznacznie odsunięty od zera w kierunku dodatnich wartości naprężenia σ_{ef} , jak pokazano na rysunku 2.10. Cechę taką posiadają materiały o dodatniej magnetostrykcji na przykład żelazo i kobalt. Uproszczenie polegające na zastosowaniu symetrycznego wpływu naprężenia na przenikalność magnetyczną stanowiło dogodny punkt wyjściowy do analizy zjawiska sprzężenia magnetomechanicznego oraz umożliwiło wyznaczenie zależności pomiędzy zmierzoną siłą ściskającą próbkę w kierunku prostopadłym do osi Z a reluktancją zastępczą próbki. Ponadto, przy takim podejściu wyznaczenie parametru k było możliwe przez zastosowanie metody pośredniej bazującej na fizycznym opisie pierścieniowego czujnika magnetoelastycznego [23].

Z uwagi na ograniczoną deformację próbek w stosunku do ich średnicy (<0.2%) przyjęto również liniową zależność stosunku siły do naprężenia w materiale i odkształcenia. Zakładając płaski planarny stan odkształcenia 2D próbki, układ równań (4.13) został uproszczony do pojedynczego równania (4.14). Otrzymany wzór empiryczny wykorzystany do wyznaczania współczynnika $k(H)$ w równaniach (4.11), (4.15) zastosowano dla małych wartości naprężenia efektywnego poniżej 68 [MPa].

Materiał

Materiał do badań podobnie jak w przypadku doświadczenia opisanego w punkcie 4.2.1 stanowiły lite próbki pierścieniowe wykonane ze stopu żelaza i niklu o parametrach zgodnych z normą ASTM A753 stop 2 [24]. Wykorzystano materiał o strukturze nieorientowanej oraz założono izotropowe właściwości mechaniczne i magnetyczne stopu. Wymiary próbek zostały dobrane w taki sposób, aby spełniły kryteria zgodności z normą IEC 60404-4 [56] dotyczące stosunku przekroju poprzecznego pierścienia (5x5 [mm]) do jego średnicy zewnętrznej (90 [mm]) oraz, aby otrzymać optymalną sztywność poprzeczną próbki. W celu maksymalnego zwiększenia rozdzielczości pomiaru przez wykorzystanie optymalnego zakresu dostępnych przetworników tensometrycznych siły, zdecydowano o zastosowaniu próbek pierścieniowych o zwiększonej podatności względem pierścieni użytych w doświadczeniu 4.2.1. Średnica próbki oraz przekrój zostały wyznaczone analitycznie metodą elementów skończonych. Celem optymalizacji geometrii pierścienia było osiągnięcie maksymalnej wartości naprężenia zredukowanego w materiale - von Mises - bliskiej limitowi wynoszącemu w przybliżeniu 68 [MPa], zdefiniowanemu z punkcie 4.2.2. Wartość ta jest bliska połowie zmierzonej granicy plastyczności $Y_{0.1}$. Konfiguracja próbki ograniczała również wymagania dotyczące wytrzymałości oraz sztywności wykorzystanego stanowiska.

Obróbka cieplna, zastosowana dla przeskalanowanych próbek pozostała zgodna z definicją opisaną w punkcie 4.2.1. Stosunek liczby zwojów w obwodzie wzbudzającym i pomiarowym został dostosowany do zwiększonego obwodu badanej próbki i wynosił on $n_1=75$ dla uzwojenia wzbudzającego, $n_2=56$ dla uzwojenia pomiarowego. Łącznie wykonano pięć próbek o powtarzalnie wykonanym uzwojeniu. Podobnie jak w doświadczeniu opisanym w punkcie 4.2.1, zastosowano materiały izolacyjne umożliwiające dalsze wykorzystanie próbek w testach przeprowadzanych w temperaturach innych niż RT. Wizualizacja wyników symulacji deformacji próbki pod wpływem działania wektora siły 100 [N] przedstawiono na rysunku 4.24.

Ocena wrażliwości materiału na działanie naprężenia

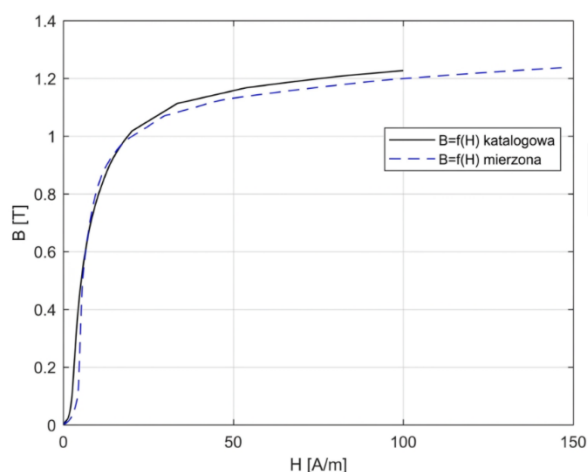
Pomiar histerezy magnetycznej $B(H)$ z uwzględnieniem płaskiego stanu naprężenia w próbce zrealizowano w sposób analogiczny do metody przedstawionej w punkcie 4.2.1.

Do określenia zależności pomiędzy tensorem naprężenia mechanicznego a charakterystyką magnesowania (hipoteza H2) metodą pośrednią wykorzystano opis teoretyczny czujnika magnetoelastycznego zbudowanego w konfiguracji przedstawionej przez Mohri'ego [93]. Ponadto, opracowany model teoretyczny oraz algorytm obliczeniowy oparto na przykładzie opublikowanym w czasopiśmie naukowym MDPI- *Sensors* [23]. Argumentem przemawiającym za możliwością zastosowania metody pośredniej do oceny wrażliwości materiału na działanie naprężenia była wykazana korelacja pomiędzy teorią opisującą czujnik pierścieniowy siły

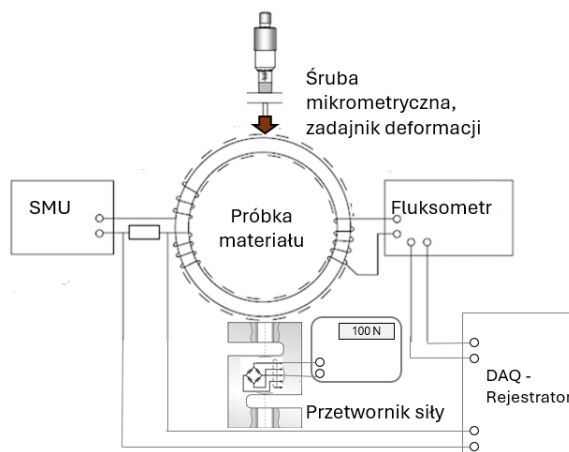
a wynikami przeprowadzonego eksperymentu [23]. Dodatkową zaletą zastosowanej metody pośredniej, była możliwość eliminacji wpływu rozproszenia strumienia magnetycznego w trakcie pomiaru na wynikową przewodność magnetyczną rdzenia. Dla próbki pierścieniowej namagnesowanej w zakresie przesuwania i obrotów, można zakładać, że linie strumienia magnetycznego pozostają w pełni skupione w zamkniętym rdzeniu. Oznacza to, że obserwowane zmiany indukcji magnetycznej B na skutek oddziaływania siły poprzecznej ściskającej próbkę F , wynikają jedynie z bilansu energii w substancji ferromagnetycznej, a straty związane z rozproszeniem strumienia magnetycznego są pomijalne. W przypadku przeprowadzonego badania, aparat matematyczny opracowany i zaprezentowany w publikacji [23] został wykorzystany w sposób odwrotny - do wyznaczenia nieznanego współczynnika wrażliwości k dla znanego płaskiego stanu odkształcenia próbki i zmierzonej zastępczej indukcji magnetycznej w pierścieniu. Pomiaru indukcji wykonano dla próbek w stanie wolnym od naprężenia oraz po obciążeniu znaną siłą F w przedziale od 0 do 100 [N]. Rozkład teoretycznego naprężenia efektywnego dla każdego elementu w modelu MES opisującego próbkę oraz natężenie pola magnetycznego w badanym obiekcie były znane i stanowiły dane w układzie równań (4.12) oraz (4.11). Ponadto, ważnym założeniem było spełnienie warunku ciągłości strumienia magnetycznego w próbce. Wartości naprężenia efektywnego dla każdego elementu w dyskretyzowanym modelu pierścienia zgodnie z jego definicją (4.14) zostały wyznaczone przy wykorzystaniu modelu teoretycznego MES w programie ANSYS.

Stanowisko pomiarowe

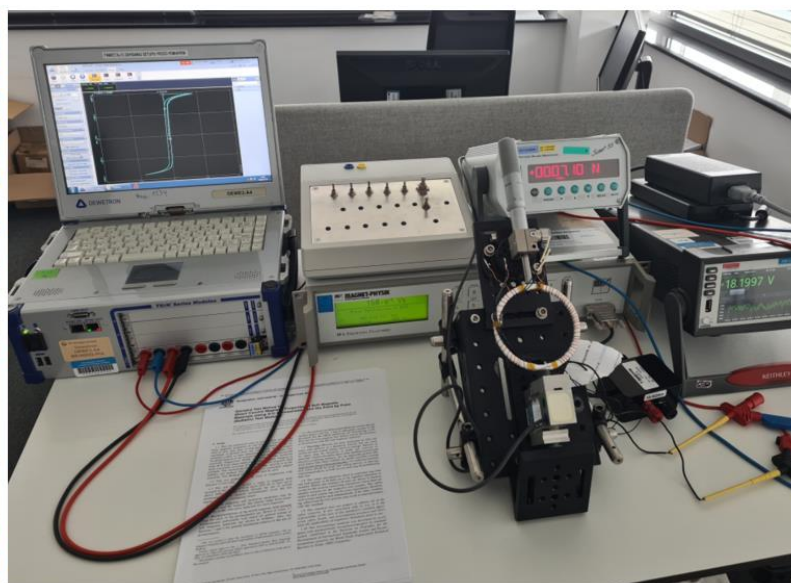
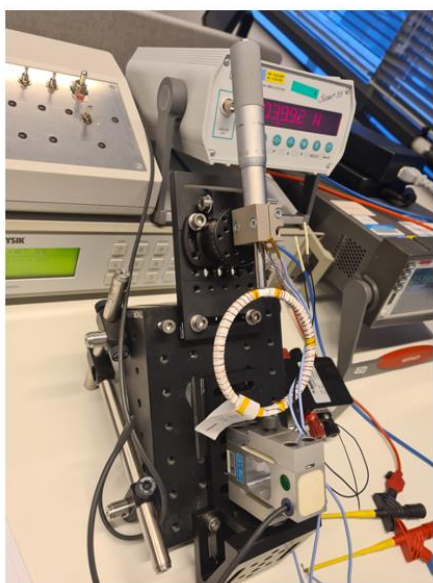
W celu wyznaczenia wartości parametru k odniesionego do wektora σ_{ef} w równaniach opisujących punkt pracy obwodu magnetomechanicznego (4.15) wykorzystano system pomiarowy, zbudowany na potrzeby doświadczenia opisanego w paragrafie 4.2.1. Czynniki temperatury został zastąpiony przez opomiarowaną siłę F deformującą sprężyste próbkę, (Rys. 4.26). Siła promieniowa była kontrolowana przez tensometryczny mostek pomiarowy, a jej wartość wyświetlana na ekranie przetwornika oraz rejestrowana w czasie rzeczywistym urządzeniem do wielokanałowej akwizycji danych DAQ (DEWETRON, USA). Do precyzyjnego nastawiania siły promieniowej F wykorzystano śrubę mikrometryczną, co dodatkowo umożliwiło weryfikację poprawności założeń w modelu strukturalnym MES opisującym próbkę. Walidacja modelu strukturalnego MES była możliwa przez pomiar stosunku odkształcenia sprężystego do zmierzonej siły. W celu integracji komponentów stanowiska doświadczalnego wykorzystano modułowy system uchwytów THORLAB® (Rys. 4.27). Wszystkie elementy stanowiska pomiarowego mogące brać udział w przewodzeniu strumienia magnetycznego zostały wykonane z materiałów paramagnetycznych: stopów lekkich: 6061, 2024 lub stali austenitycznych. W wyniku bezpośredniego pomiaru w czasie rzeczywistym rejestrowano: wartości prądu wzbudzenia, strumień magnetyczny, wartość zadanej siły promieniowej oraz temperaturę otoczenia. System pomiarowy umożliwiał wykonanie pomiaru quasistatycznej pętli magnesowania $B(H)$, zgodnego ze standardem [56]. Pomiaru wykonano w temperaturze pokojowej $22 \pm 5^\circ\text{C}$. Zależność pomiędzy podatnością magnetyczną materiału a tensorem naprężenia została wyznaczona na etapie postprocessingu danych. Dodatkowo do kalibracji systemu pomiarowego wykorzystano materiał wzorcowy przebadany w Instytucie Elektrotechniki Politechniki Poznańskiej. Zbieżność pomiarów wzorcowych i otrzymanych metodą quasistatyczną obrazowo zaprezentowano na wykresie (Rys. 4.25).



Rys. 4.25. Porównanie charakterystyki magnesowania pierwotnego zmierzonej z wykorzystaniem stanowiska pomiarowego (Rys. 4.27) i krzywej wzorcowej DC



Rys. 4.26. Schemat stanowiska

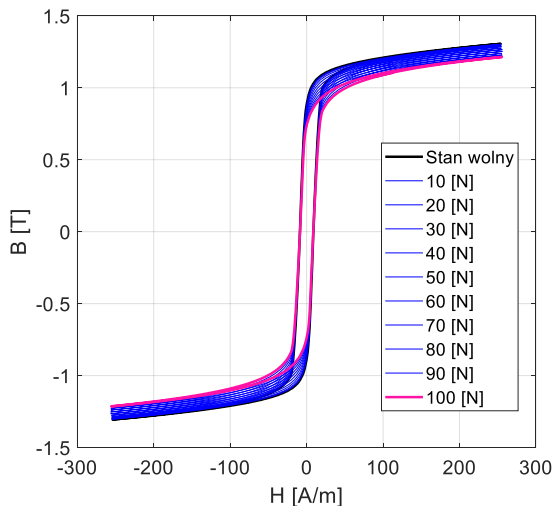


Rys. 4.27. Stanowisko do pomiaru charakterystyki magnesowania z uwzględnieniem płaskiego stanu naprężenia w pierścieniowej próbce

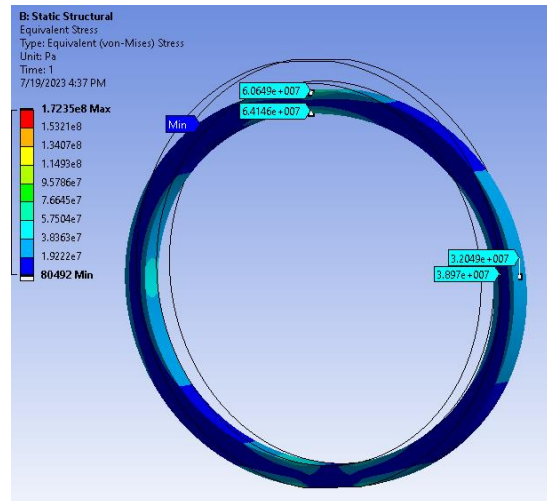
Wyniki pomiarów

W wyniku pomiarów bezpośrednich otrzymano zbiór reprezentatywnych quasistatycznych pętli magnesowania zależnych od siły promieniowej deformującej badane próbki (Rys. 4.28). Pomiary wykonano dla pięciu próbek w stanie nieobciążonych i odkształconych sprężycie siłą promieniową F od 0 do 100 [N]. Siła była zadawana przyrostowo i malejąco co 10 [N] uwzględniając w ten sposób histerezę mechaniczną

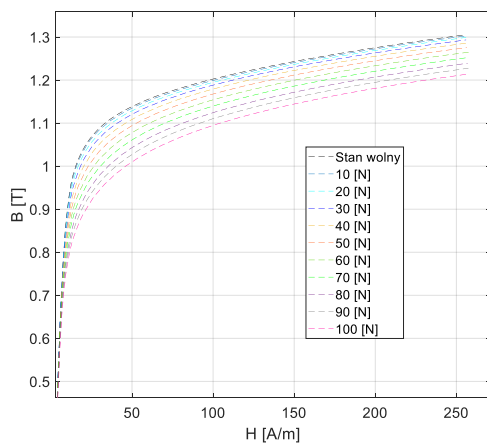
stanowiska. Zebrane dane w postaci pętli $B(H, F)$ zostały poddane obróbce numerycznej i statystycznej. Otrzymane wyniki są zgodne z przewidywaniami i pokrywają się z ogólną wiedzą na temat teoretycznego wpływu deformacji sprężystych na przenikalność ferromagnetycznych materiałów o dodatniej lub zerowej magnetostrykcji. Nie zauważono anomalii wynikających z błędów w metodzie pomiaru lub zakłóceń w systemie pomiarowym.



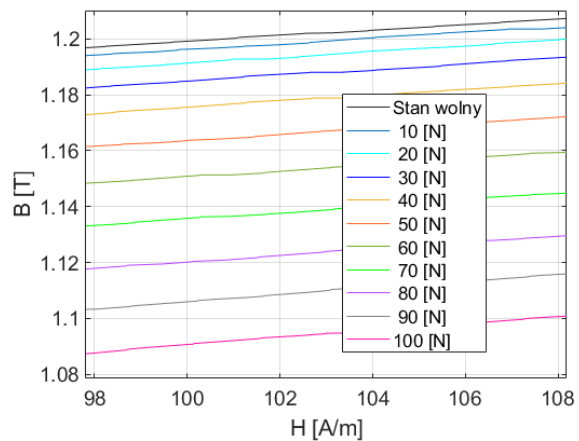
Rys. 4.28. Charakterystyki magnesowania zmierzone dla siły F od 0 do 100[N]



Rys. 4.29. Naprężenia zredukowane w próbce pod wpływem siły ściskającej $F=100$ [N]



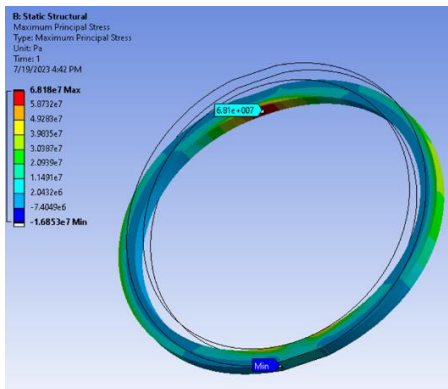
Rys. 4.30. Charakterystyki bezhisterezyowe magnesowania zmierzone dla siły F od 0 do 100[N]



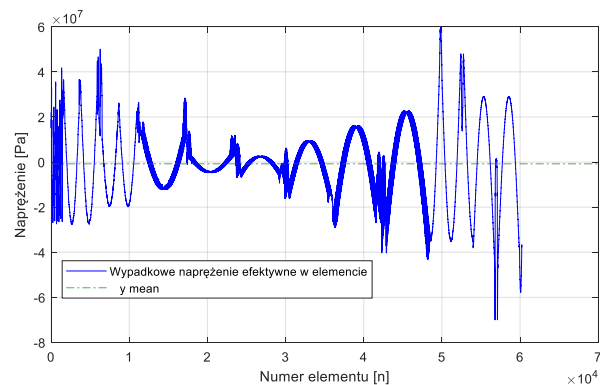
Rys. 4.31. Charakterystyki magnesowania pierwotnego zmierzone dla siły F od 0 do 100[N]

Postprocessing

Celem obróbki numerycznej danych testowych było przekształcenie zmierzonych zależności pomiędzy krzywą magnesowania $B(H)$ a siłą F działająca na próbkę (Rys. 4.26) w relację pomiędzy przenikalnością μ materiału a tensorem naprężenia efektywnego σ_{ef} . W tym celu przeprowadzono wieloetapowy proces numerycznej obróbki zarejestrowanych danych testowych:



Rys. 4.32. Naprężenia główne w próbce pod wpływem siły ściskającej $F=100[N]$



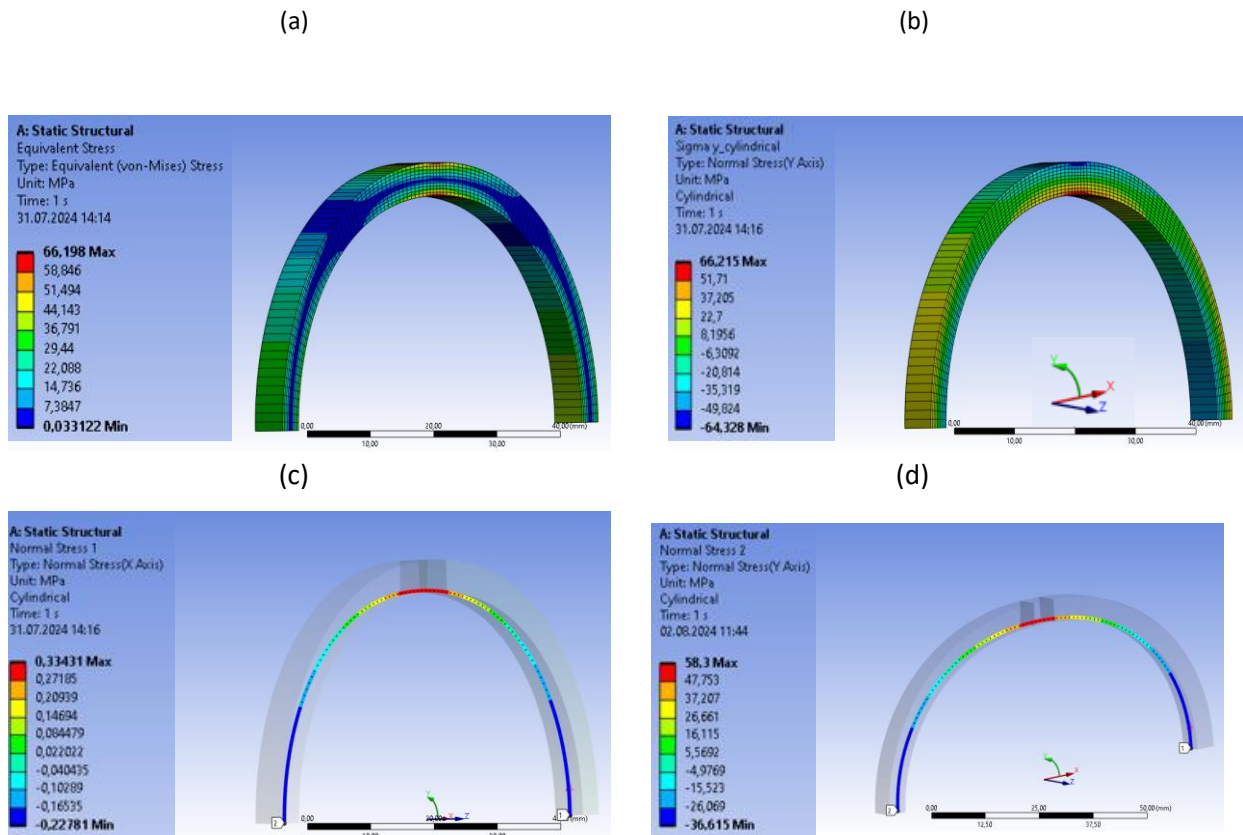
Rys. 4.33. Wartości naprężenia efektywnego w elementach modelu MES 3D dla siły $F=100[N]$

W pierwszy etap, wyeliminowano nieciągłości wynikające z zastosowania w torze pomiarowym cyfrowego źródła prądu – SMU, wykorzystywanego do powtarzalnego wzbudzania cewki pierwotnej. Podobnie jak w doświadczeniu opisanym w paragrafie 4.2.1, do wygładzenia generowanych sygnałów wzbudzających i wzbudzonych zastosowano filtr numeryczny pierwszego rzędu o parametrach dostosowanych do częstotliwości akwizycji danych i czasu trwania pomiaru (4.1).

Następnie, w drugim etap, wykorzystując założenia teorii J-A opisane szerzej w paragrafie 2.2.5, dla otrzymanych eksperymentalnie pętli quasistatycznych $B(H)$ wyznaczono reprezentatywne krzywe bezhisterezy (Rys. 4.30) oraz krzywe magnesowania pierwotnego (Rys. 4.31). Na ich podstawie możliwa była ocena wpływu siły F powodującej deformację sprężystą próbki na wartości zmierzonej indukcji magnetycznej B . Zależność ta była interpretowana jako wrażliwość materiału na naprężenie strukturalne. Ponadto, na podstawie obrobionych danych testowych, można wnioskować, że dla zakresu natężenia pola od H_0 do H_{max} równego 200 [A/m], deformacja sprężysta miała największy wpływ na parametr M_s , w podstawowym równaniu różniczkowym modelu J-A (2.7). Na rysunku 4.30 zaprezentowano uśrednione wyniki pomiarów indukcji B w relacji do H i F . Wartości liczbowe B zaprezentowano również w tabeli 4-4.

W etap trzecim, korzystając z teorii [71] przekształcono zmierzoną relację $B=f(H,F)$, (Rys. 4.30) na zależność pomiędzy tensorem naprężenia efektywnego σ_{ef} a przenikalnością względną materiału $\mu_{\sigma_{ef}}=f(H, \sigma_{ef})$. Na potrzeby tego przekształcenia zbudowano strukturalny model teoretyczny MES 2D badanej próbki w układzie planarnym, umożliwiając analizy wyznaczenie tensorów naprężenia efektywnego σ_{ef} zgodnie z jego definicją (4.14) w węzłach elementów skończonych (Rys. 4.34). Przy makroskalowym założeniu, że wektor natężenia pola H jest stały w całym obwodzie pierścienia oraz równoległy

do osi Y w biegunowym układzie współrzędnych, możliwe było określenie przenikalności magnetycznej dla każdego elementu w modelu MES zgodnie z równaniem (4.11) .

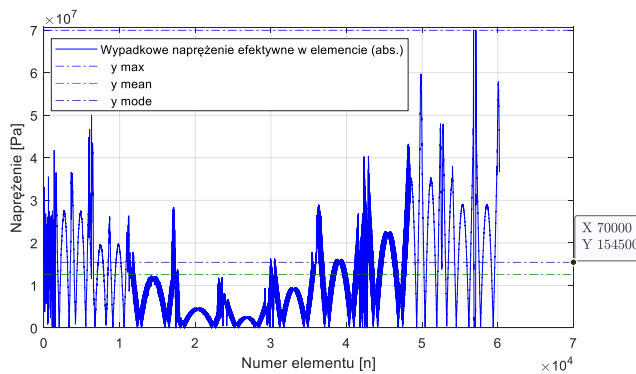


Rys. 4.34. Rozkład naprężenia 2D w próbce pod wpływem siły ściskającej $F=100[N]$, (a) zredukowane, (b) główne obwodowe, (c) główne promieniowe na ścieżce, (d) główne obwodowe na ścieżce

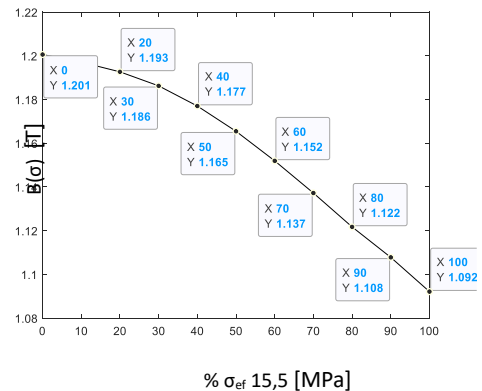
Dodatkowo, siatka strukturalnego modelu planarnego MES została wykorzystana w celu zbudowania modelu magnetycznego próbki, składającego się z wielu obszarów, dla których przypisano odmienne właściwości magnetyczne. Wynikały one z tensora naprężenia σ_{ef} oraz natężenia pola magnetycznego H . Założono również, że z uwagi na kryterium ciągłości strumienia magnetycznego, reluktancja zastępcza próbki R_z wynika z przenikalności zastępczej $\mu_{\sigma ef}$, a natężenie pola H w materiale jest jednorodne, geometria stała. Na tym etapie wartość parametru k nie była jeszcze znana, jednak mogła być wyznaczona iteracyjnie. Kryterium zbieżności dla modelu magnetycznego było badane przy zadanej sile $F = 100 [N]$. Celem obliczeń było określenie teoretycznej reluktancji zastępczej pierścienia równej reluktancji wyznaczonej przez pomiar quasistatyczny krzywej $B(H)$. Założenie to umożliwiło znalezienie pojedynczego rozwiązania dla układu równań opartego na wzorach (4.14) i (4.15), a także wyznaczenie wartości parametru k zależnego od H (Tabela 4-3). Wyznaczenie parametru k , dla siły 100 [N] umożliwiło również wyznaczenie zastępczego uśrednionego naprężenia efektywnego w pierścieniu zgodnie z jego definicją (4.13) i (4.15). Dla $F = 100 [N]$ wyznaczona wartość naprężenia $\sigma_{ef_100[N]}$ wg modelu magnetyzmu MES wyniosła 15,5 [MPa], co jest porównywalne z uśrednioną wartością bezwzględną naprężenia efektywnego w węzłach w modelu strukturalnym 3D (Rys. 4.35). Ponieważ μ_r było znane – wyznaczone w stanie

wolnym od obciążenia, możliwe było również teoretyczne wyznaczenie zastępczej reluktancji oraz indukcji w pierścieniu dla naprężenia skalowanego liniowo od 10 do 90% wartości $\sigma_{ef_100[N]}$. Zgodność teoretycznego modelu materiału z pomiarami wykazano w tabeli 4-4. Należy podkreślić, że elementy w modelu MES dla problemów magnetycznych mogą być interpretowane jako przewodniki strumienia magnetycznego połączone ze sobą równoległe oraz szeregowo, analogicznie do rezystancji w obwodach elektrycznych. Wyznaczenie reluktancji zastępczej wg prawa Kirchhoffa i Ohma, potwierdziło poprawność działania modelu MES. Wyznaczone naprężenia efektywne po ścieżkach strumienia, które zostały wykorzystane jako dana wejściowa w obliczeniach magnetycznych dodano w formie załącznika do rozprawy.

Należy zaznaczyć, że dwuosiowy model planarny obwodu magnetycznego zakładał symetryczny wpływ naprężenia σ_{ef} na przenikalność magnetyczną. Decyzja o zastosowaniu takiego uproszczenia była poddana krytyce a dokładne określenie położenia punktu Villariego powinno zostać doprecyzowane w ramach zwiększenia dokładności opracowanej metody obliczeniowej. Dla zastosowań inżynierskich zależność (4.15) pozwala na osiągnięcie zbieżności modeli analitycznych materiału z pomiarami na zadowalającym poziomie (średni błąd poniżej 3%).



Rys. 4.35. Wartości bezwzględne naprężenia efektywnego w elementach modelu MES 3D



Rys. 4.36. Wartości indukcji magnetycznej zastępczej w próbce dla $H=100$ [A/m] w funkcji naprężenia σ_{ef}

Tabela 4-3. Zestawienie parametrów k określających wrażliwość stopu 50% Fe-Ni na naprężenie efektywne wg (4.15)

Natężenie pola mag.	H [A/m]	50	100	150	200	250
Przenikalność mag.	μ_r	17963,810	9549,296	6589,014	5073,063	4147,577
Współczynnik wrażliwości	$k(H)$	135,035	56,413	33,458	23,639	18,420

$$B(H, \sigma_{ef}) = \mu_0(\mu_r - k(H) \cdot |\sigma_{ef}|) \cdot H. \quad (4.15)$$

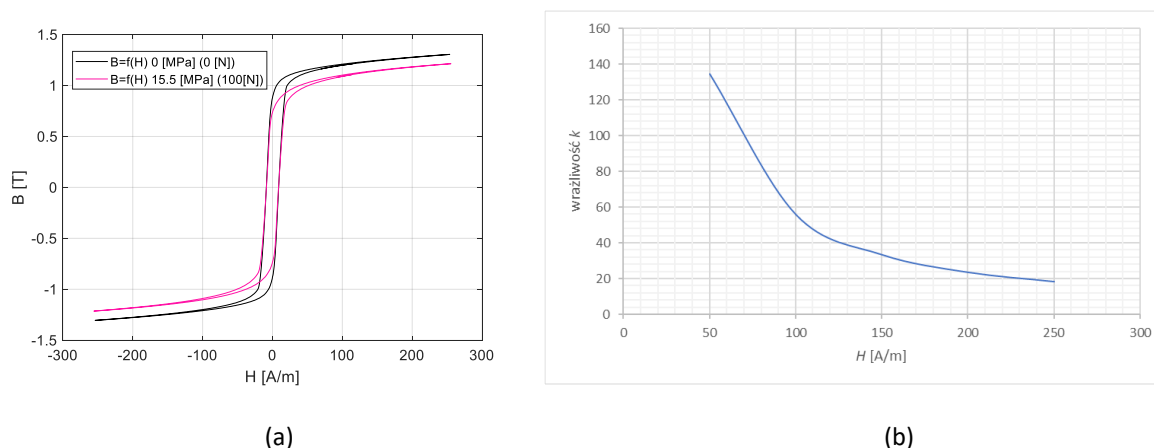
Porównanie wyników otrzymanych na podstawie opracowanego teoretycznego modelu materiału 50% Fe-Ni (4.15) i wartości indukcji zmierzonych, przedstawiono w tabeli zbiorczej poniżej (Tabela 4-4) Wartości indukcji B zostały zaokrąglone do części tysięcznych. Dodatkowo, przebieg eksperymentu zilustrowano schematycznie na rysunku 4.38.

Tabela 4-4. Porównanie indukcji zmierzonej do obliczonej na podstawie modelu materiału (4.15)

Naprężenie uśrednione efektywne	$H = 50$ [A/m]			$H = 100$ [A/m]			$H = 150$ [A/m]		
	$k = 135,035$			$k = 56,413$			$k = 33,458$		
	B (calc)	B (pomiar)	B(calc)/B(pomiar) ·100%	B (calc)	B (pomiar)	B(calc)/B(pomiar) ·100%	B (calc)	B (pomiar)	B(calc)/B(pomiar) ·100%
[MPa]	[T]	[T]	[%]	[T]	[T]	[%]	[T]	[T]	[%]
0,00	1,128	1,128	100,00	1,200	1,200	100	1,242	1,242	100,00
1,55	1,115	1,119	99,64	1,189	1,196	99,41	1,232	1,240	99,35
3,10	1,102	1,108	99,46	1,178	1,191	98,91	1,222	1,230	99,35
4,65	1,089	1,109	98,20	1,167	1,185	98,48	1,212	1,230	98,54
6,20	1,076	1,097	98,09	1,156	1,176	98,30	1,202	1,220	98,52
7,75	1,062	1,083	98,06	1,145	1,164	98,37	1,193	1,210	98,60
9,30	1,049	1,067	98,31	1,134	1,151	98,52	1,183	1,198	98,75
10,85	1,036	1,049	98,76	1,123	1,136	98,85	1,173	1,184	99,07
12,40	1,023	1,032	99,13	1,112	1,120	99,29	1,163	1,170	99,40
13,95	1,010	1,016	99,41	1,101	1,106	99,55	1,154	1,157	99,74
15,50	0,997	0,999	99,80	1,090	1,091	99,91	1,144	1,143	100,09

Wnioski

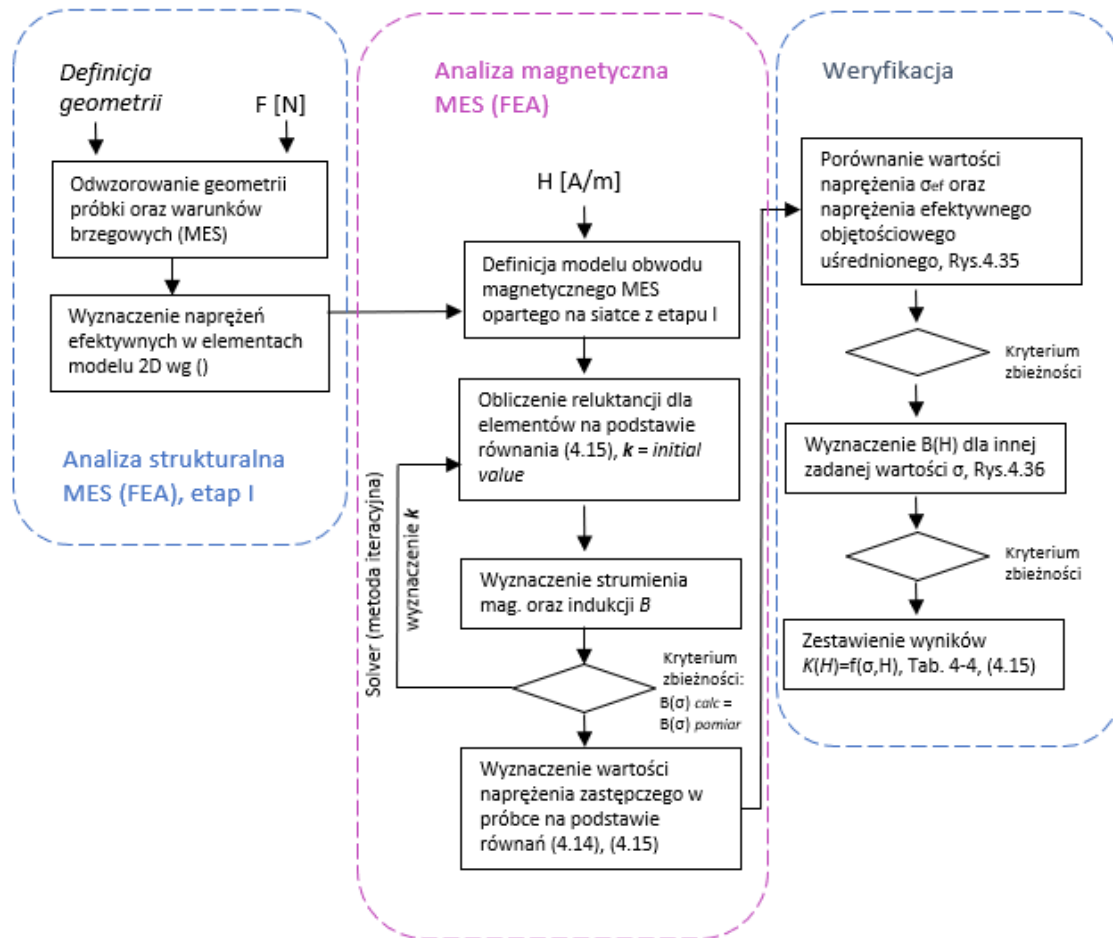
Zaproponowana pośrednia metoda wyznaczenia współczynników $k(H)$, opisujących magnetyczną wrażliwość materiału na naprężenie strukturalne $|\sigma_{ef}|$ oparta jest o zależność pomiędzy tensorem naprężenia efektywnego w elementach modelu MES a przenikalnością magnetyczną ferromagnetyka (4.11) [93]. Metoda pośrednia umożliwiła ocenę ilościową wpływu naprężenia efektywnego na krzywą magnesowania badanego materiału 50% Fe-Ni, co było krytyczne do przeprowadzenia dalszych analiz dla przetworników typu EMID uwzględniając zjawiska magnetomechaniczne.



Rys. 4.37. Charakterystyki magnesowania zmierzone dla naprężenia efektywnego równego 0 oraz 15,5 [MPa]
 (a), Zależność współczynnika wrażliwości na naprężenie od natężenia zewnętrznego pola H (b)

Przedstawiona analiza wykorzystująca teorię publikowaną w pracach [23, 71] skupionych na badaniu efektu magnetoelastycznego w makroskali ma ograniczone zastosowanie do materiałów izotropowych. Ponadto proponowany model powinien być stosowany jedynie do początkowego obszaru krzywej magnesowania i ograniczonego zakresu naprężenia, gdzie przenikalność magnetyczną, jak również wrażliwość na naprężenia mechaniczne wyrażone za pomocą parametru k zależnego od H można uznać za stałe lub liniowe. Niewątpliwie dyskusyjne może być również założenie symetrycznego wpływu naprężenia na parametr przenikalności.

W ramach rozwoju metody zaprezentowany model materiału (4.15) należałoby uzupełnić o zależność pomiędzy współczynnikiem k a tensorem naprężenia efektywnego z uwzględnieniem jego zwrotu. W celu lepszego odwzorowania zależności pomiędzy podatnością magnetyczną a naprężeniem należałoby również dokładnie określić położenie ekstremum funkcji wrażliwości określane jako punkt Villariego. Interesujące wydaje się również rozwinięcie układu równań (4.12) do formy umożliwiającej przeprowadzenie podobnych symulacji z uwzględnieniem anizotropowych właściwości materiałów. Wartości dla współczynnika k opisującego wrażliwość magnetyczną badanego materiału na działanie naprężenia efektywnego zostały określone dla natężenia pola H w przedziale od 50 do 250 [A/m]. Dla początkowego przebiegu krzywej magnesowania do 0.7 [T], nie zaobserwowano istotnych zmian w charakterystyce w obecności naprężenia co jest zgodne z przewidywaniami. Parametr k definiujący wrażliwość materiału na naprężenie efektywne został wyznaczony dla wybranych poziomów natężenia pola magnetycznego – Tabela 4-3. Wykorzystując wzór (4.15) możliwe jest wyznaczenie przenikalności magnetycznej stopu 50% Fe-Ni o właściwościach izotropowych w stanie naprężenia. Wyznaczone dane zostały wykorzystane w części pracy dotyczącej modelowania przetworników.

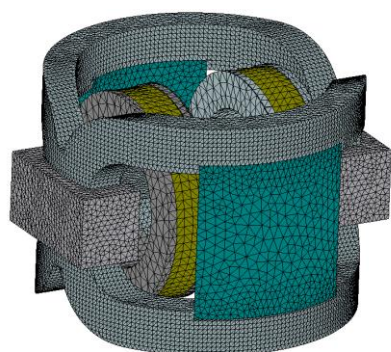


Rys. 4.38. Diagram opisujący przebieg eksperymentu przeprowadzonego w celu wyznaczenia parametru k

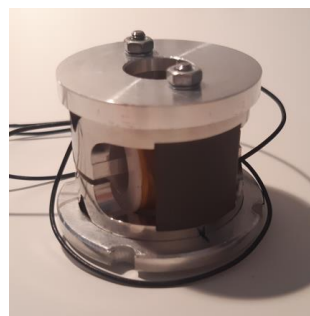
4.3. Badanie przetworników E/M oraz M/E stosowanych w serwonapędzie

4.3.1. Określenie charakterystyki statycznej silnika momentowego

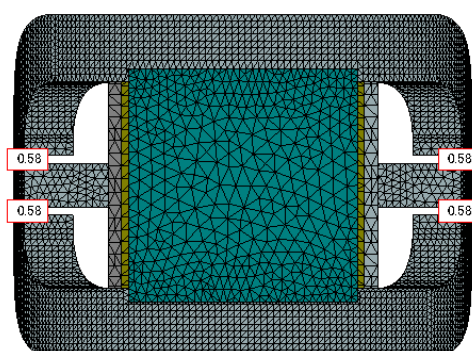
Szczegółowa analiza obwodu silnika momentowego metodą elementów skończonych została wykonana w środowisku JMAG® rev. 22.1 [94]. Zastosowanie narzędzia przeznaczonego do analiz magnetycznych dla obiektów trójwymiarowych (3D) umożliwiło w dokładny sposób zamodelowanie badanego obwodu (Rys. 4.39). Geometria obiektu została odwzorowana za pomocą elementów bryłowych pierwszego stopnia – czworościanów. Wielkość elementów dla części magnetowodu oraz magnesów wynosiła 1 [mm], w obszarze szczelin powietrznych natomiast zastosowano zagęszczoną siatkę. Minimalna wielkość elementów w szczelinie była równa połowie wysokości minimalnej szczeliny. W praktyce elementy te miały 0.05–0.1 [mm]. Definicję charakterystyk materiałowych dostępną w postaci standardowej bazy w programie uzupełniono o dane z eksperymentów opisanych w punktach 4.2.1, 4.2.3, gdzie wyznaczono krzywe magnesowania pierwotnego dla stopu wykorzystanego na nabiegunki i zworę silnika.



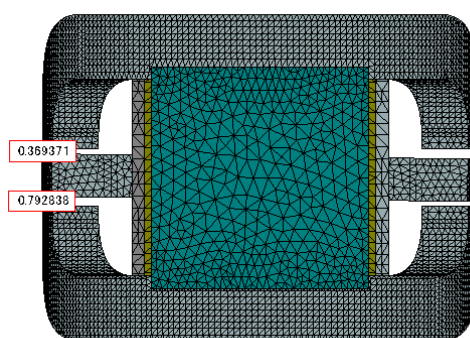
(a)



(b)



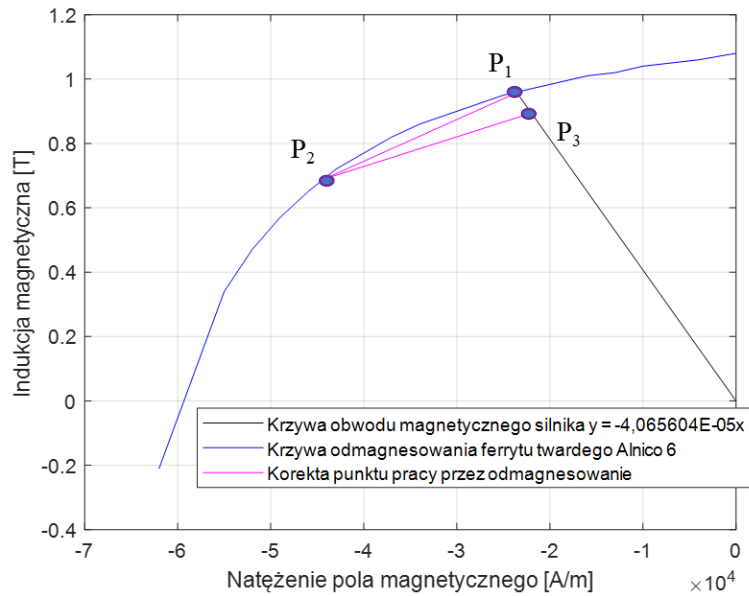
(c)



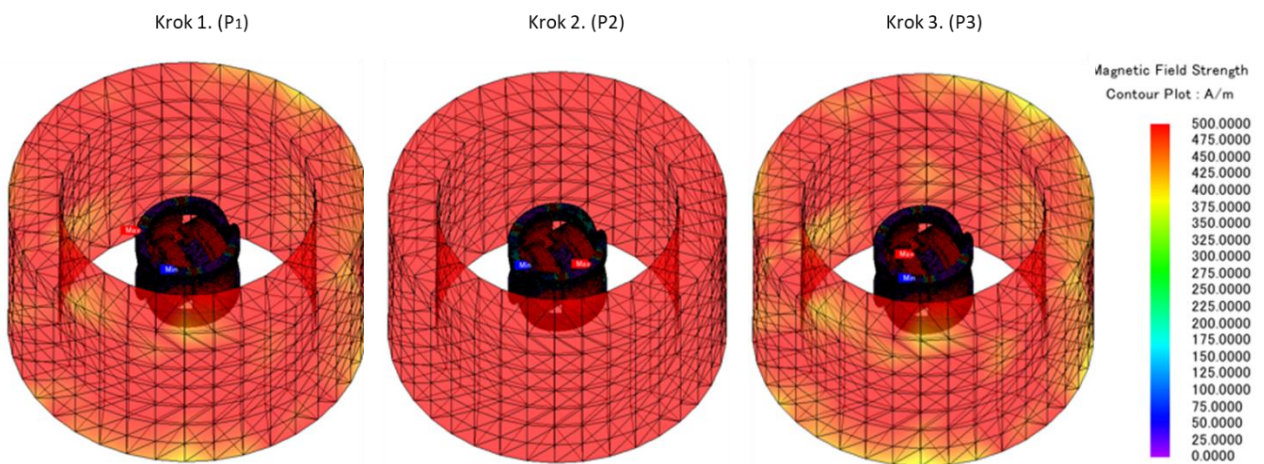
(d)

Rys. 4.39. Model MES (a) dla silnika momentowego (b), przedstawiony dla dwóch pozycji kątowych zwory elektromagnesu (c, d)

Dzięki przeprowadzonej analizie MES, można było również symulować wpływ procesu kalibracji przetwornika polegający na odmagnesowaniu magnesów trwałych do wyznaczonego punktu pracy oraz wpływ temperatury i naprężenia termicznego na generowany przez silnik moment obrotowy. Proces odmagnesowania z wykorzystaniem cewki powietrznej (Rys. 4.41) jest powszechnie stosowaną praktyką umożliwiającą dokonanie korekty charakterystyki $T = f(i, \theta)$ zbudowanego silnika momentowego na poziomie złożenia serwozaworu. Podczas kalibracji przez odmagnesowanie silnik momentowy z unieruchomioną zworą magnetyczną umieszcza się w stałym polu magnetycznym o stosunkowo niskim natężeniu – indukcja odmagnesująca w magnesie w przedziale od 0.01 do 0.1 [T]. Strumień odmagnesujący jest spolaryzowany odwrotnie do wektora pola użytego do pełnego magnesowania silnika. Wpływ strumienia odmagnesującego na magnes trwały typu AlNiCo 6 w badanym przypadku pokazano na rysunku 4.40.

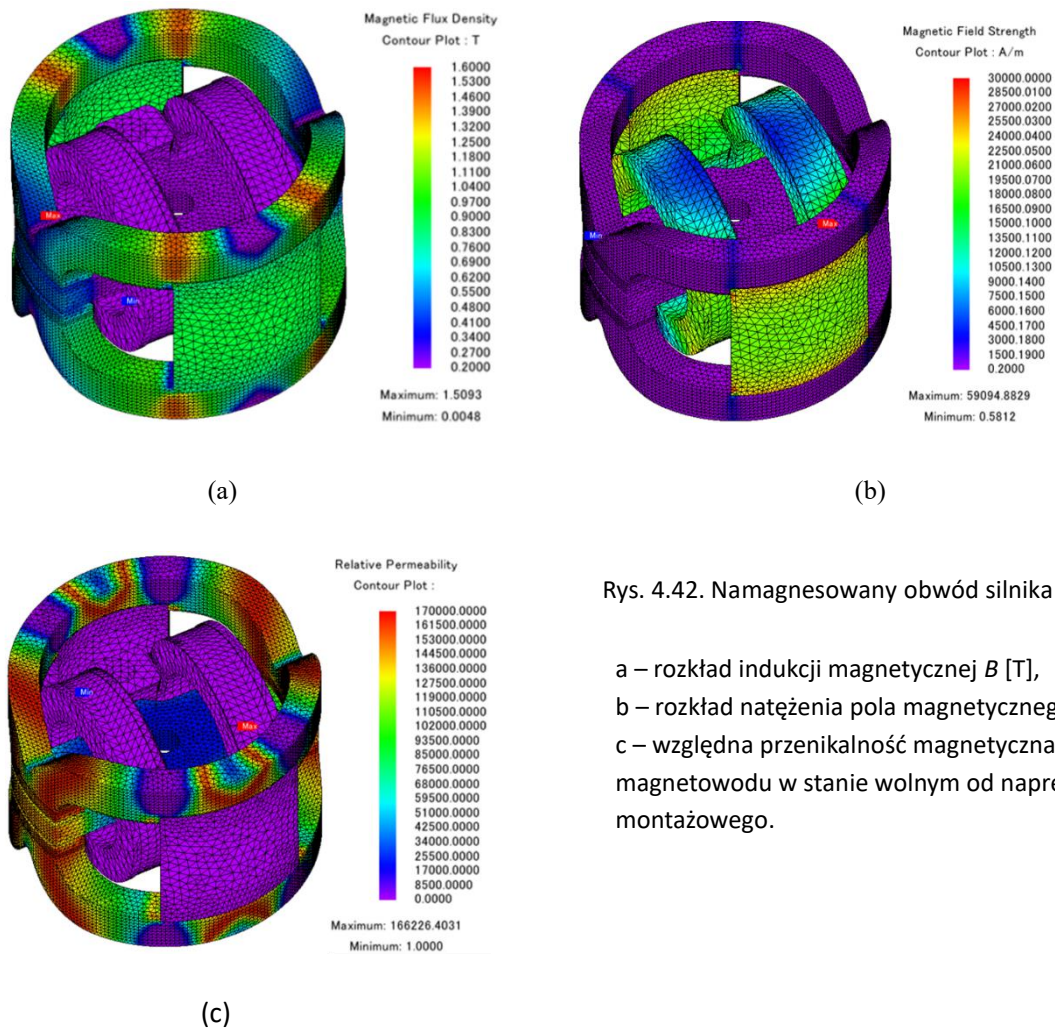


Rys. 4.40. Charakterystyka zależności indukcji magnetycznej od natężenia pola w magnesie trwałym silnika i wpływ procesu od magnesowania na punkt pracy P_1 , P_3 (oznaczono różową linią) [38]



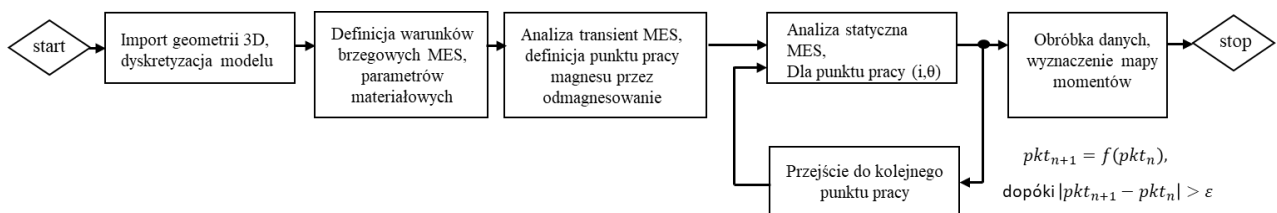
Rys. 4.41. Model MES wykonany na potrzeby analizy typu transient, od magnesowanie silnika w cewce powietrznej

Ponieważ proces kalibracji przy wykorzystaniu cewki powietrznej istotnie zmienia poziom nasycenia magnesów trwałych, zastosowano analizę typu „*transient*”. Algorytm obliczeniowy dla symulacji MES przedstawiono na rysunku 4.43.



Rys. 4.42. Namagnesowany obwód silnika

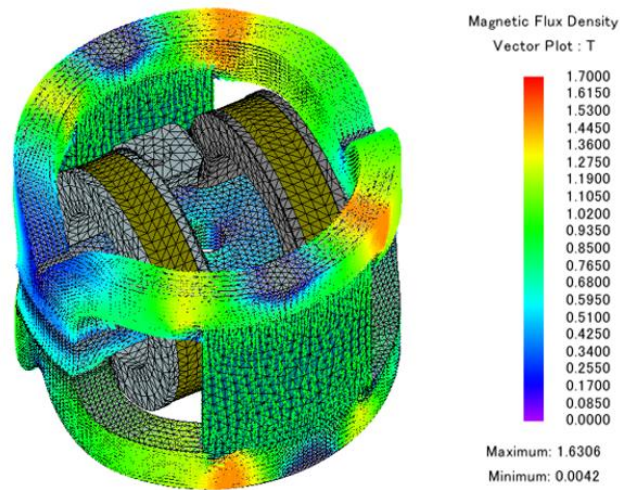
a – rozkład indukcji magnetycznej B [T],
b – rozkład natężenia pola magnetycznego H [A/m],
c – względna przenikalność magnetyczna μ_r magnetowodu w stanie wolnym od naprężenia montażowego.



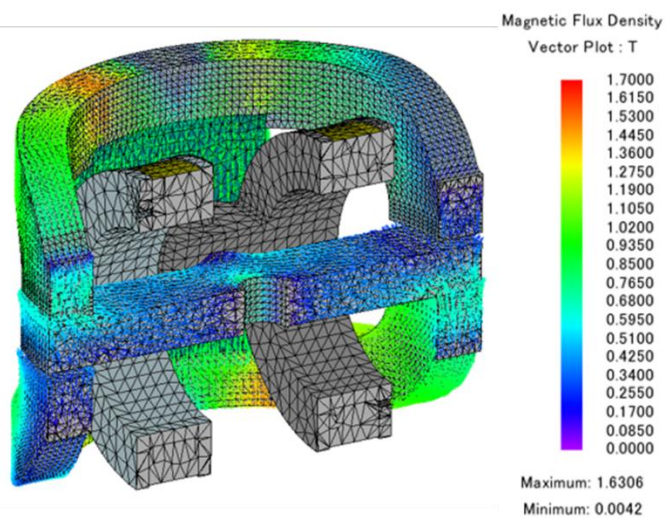
Rys. 4.43. Algorytm dla MES, analiza typu transient

Przedstawiony przebieg analizy dotyczy jednego punktu pracy przetwornika. W praktyce, żeby wykreślić pełną statyczną charakterystykę silnika momentowego, trzeba wykonać od kilkudziesięciu do kilkuset takich analiz. Wartość momentów między wyznaczonymi punktami może być liniowo interpolowana. Dodatkowo, ponieważ badany obiekt jest symetryczny, istotne pozostaje jedynie wyznaczenie połowy charakterystyki $T = f(i, \theta)$, czyli zależność momentu obrotowego T od prądu i oraz kąta obrotu zwory θ nazwano mapą momentów.

Wartości momentów dla sygnału o przeciwnej polaryzacji, mogą być wyznaczone na etapie *postprocessingu*, co znacznie redukuje czas i koszt analizy. JMAG® umożliwia wykonanie analizy z wykorzystaniem wielu rdzeni, co również skraca czas symulacji.



Rys. 4.44. Rozkład wektorów strumienia magnetycznego oraz gęstości strumienia w badanym silniku dla maksymalnego kąta obrotu zwory (10 [mRad]) oraz maksymalnej wartości zadanego sygnału prądowego (+50 mA)

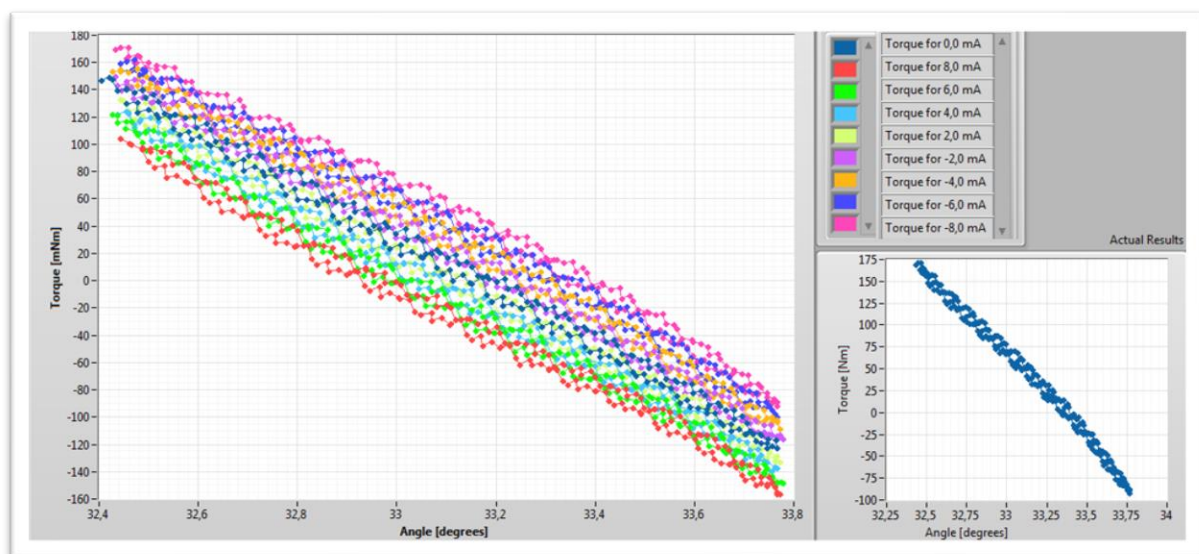


Rys. 4.45. Rozkład wektorów strumienia magnetycznego w modelu połówkowym, w punkcie pracy magnesu P_3 wg rysunku 4.40.

Wyniki analizy teoretycznej opisanego obiektu zostały zestawione z charakterystyką prądowo-mechaniczną zmierzoną za pomocą opracowanego i zbudowanego stanowiska badawczego.

Autorski projekt stanowiska do pomiaru charakterystyki statycznej silnika momentowego wzmacniacza elektrohydraulicznego

Stanowisko badawcze do weryfikacji modelu numerycznego zostało zaprojektowane i zbudowane, żeby móc wykonać pomiary charakterystyki statycznej silników momentowych, wykorzystywanych w elektrohydraulicznych serwozaworach z pominięciem elementów sprężystych pozycjonujących zworę. Stanowisko umożliwia precyzyjny pomiar mapy silnika momentowego w dużej rozdzielczości. Głównym założeniem projektowym był niezależny pomiar momentu obrotowego i kąta obrotu zwory, przy czym kąt ten jest mierzony na nieobciążonej mechanicznie części wału (Rys. 4.47, detal 7). Wyznaczona charakterystyka silnika momentowego jest zapisywana w formie pliku *.txt, lub w formacie *.tdms. Aby zminimalizować błędy wynikające z metody pomiaru, mapa silnika momentowego generowana przez stanowisko powstaje w wyniku bezpośredniego pomiaru wartości momentu, kąta obrotu i wartości zadawanego prądu. Proces generowania mapy silnika momentowego odbywa się w sposób automatyczny zgodny z algorytmem realizowanym przez cyfrowy sterownik. Oprogramowanie dla sterownika i układu pomiarowego zostało przygotowane w środowisku LabView (National Instruments). Przyrząd pomiarowy może zostać zestawiony z mikroskopem, co znacznie ułatwia kontrolę szerokości szczelin powietrznych między zworą a nabiegunkami oraz zdefiniowanie minimalnego i maksymalnego kąta obrotu zwory.



Rys. 4.46. Przykładowa mapa silnika momentowego w postaci chmury punktów, wygenerowana za pomocą dedykowanego stanowiska badawczego

Zakres pomiarowy

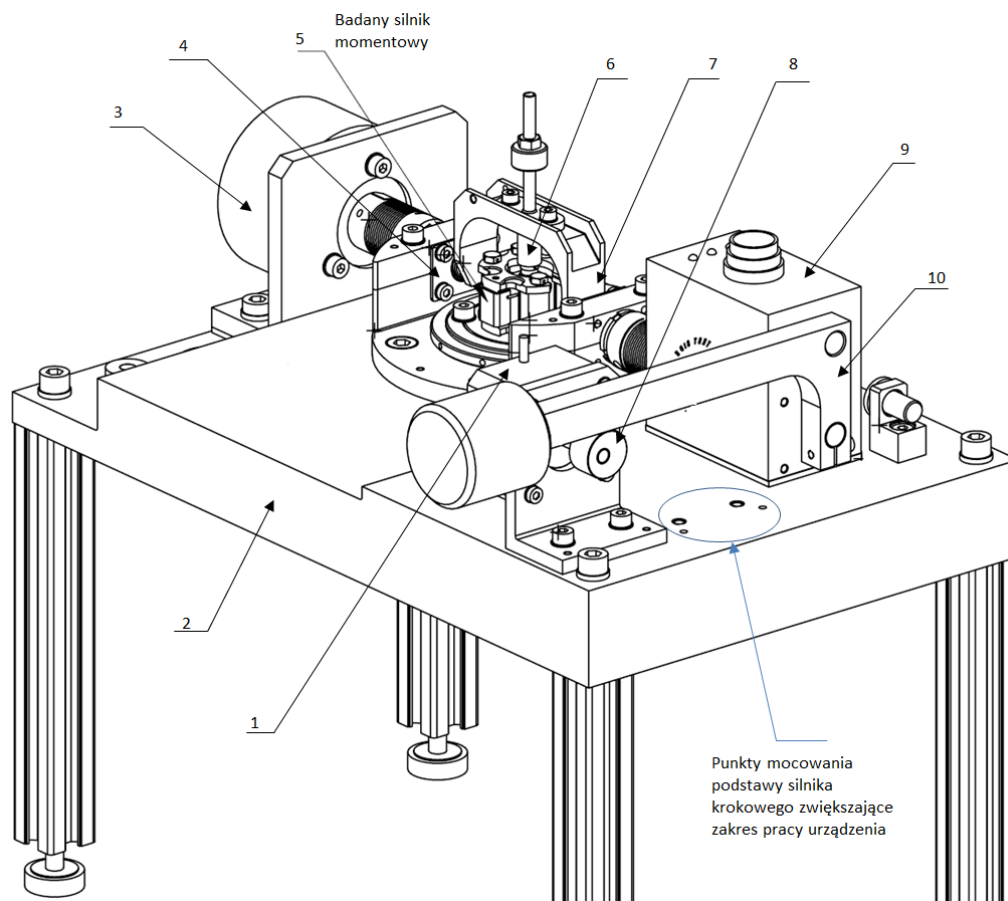
Stanowisko badawcze zostało przystosowane do pomiaru silników momentowych o parametrach nieprzekraczających ograniczeń konstrukcyjnych: maksymalny moment generowany przez badany silnik 450 [mNm]; kąt wychylenia zwory $\pm 1.03^\circ$ lub $\pm 2.06^\circ$; prąd

sterujący silnikiem momentowym ± 50 [mA]; maksymalne wymiary zewnętrzne testowanego silnika momentowego, średnica $\varnothing = 50$ [mm], wysokości $h = 37$ [mm].

*zakres dostępny po przeniesieniu podstawy silnika krokowego w położenie nr 2 (Rys. 4.47).

Opis części mechanicznej stanowiska badawczego

Stanowisko ma budowę modułową. Badany silnik momentowy montowany jest w centralnej części przyrządu, a zwora magnetyczna przykręcana za pośrednictwem odpowiedniego uchwyty do łożyskowanego wału korbowego (Rys. 4.47, detal 7). Taki uchwyt mocujący zworę do korby przenosi moment skręcający powstały w wyniku reakcji sił magnetycznych w badanym silniku momentowym oraz utrzymuje środek geometryczny zwory w osi obrotu wału. Wał został sprzężony z czujnikami pomiarowymi za pomocą bezluzowych sprzęgieł o ograniczonej podatności. Wszystkie elementy przyrządu pomiarowego znajdujące się w pobliżu badanego obiektu zostały wykonane ze stopów paramagnetycznych.



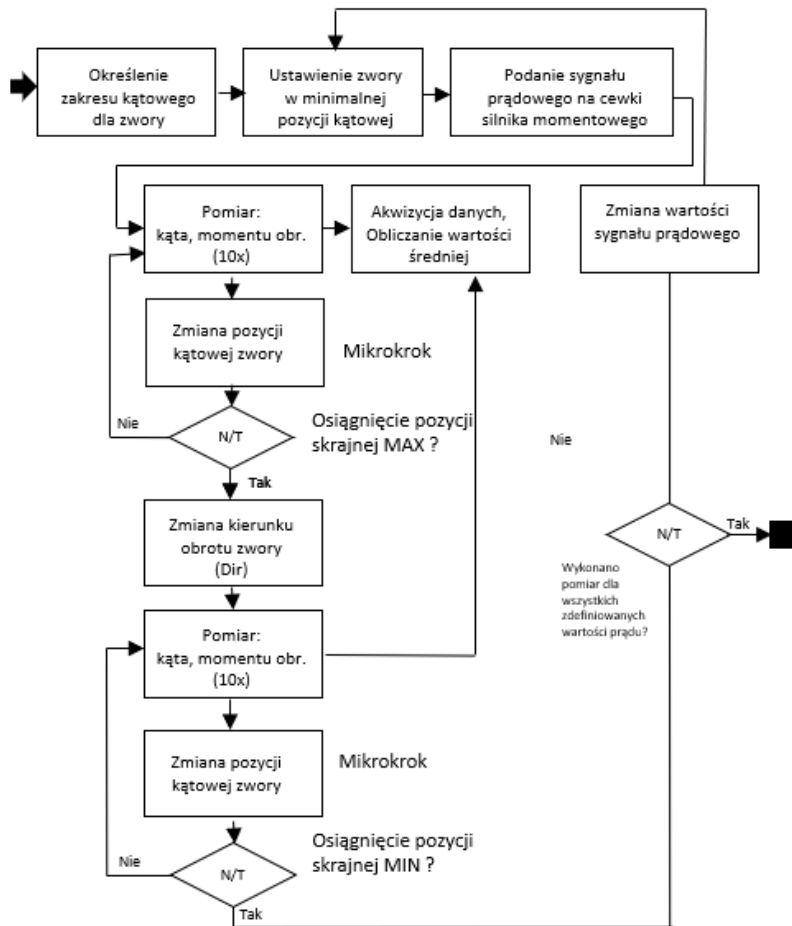
Rys. 4.47. Widok izometryczny przedstawiający przyrząd do pomiaru mapy silnika momentowego: 1) silnik krokowy układu wykonawczego, 2) podstawa, 3) czujnik kąta obrotu (enkoder), 4) węzeł łożyskowy, 5) testowany silnik momentowy, 6) uchwyt mocujący zworę, 7) wał, 8) krzywka silnika krokowego, 9) czujnik momentu obrotowego, 10) dźwignia mechanizmu zadawania kąta wychylenia armatury [38]

Układ sterująco-pomiarowy

Układ sterujący stanowiskiem został podzielony na dwa główne bloki funkcyjne: zasilacz silnika krokowego i wielofunkcyjną platformę PXI NI (National Instruments, USA) wyposażoną w karty wejść i wyjść analogowo-cyfrowych (Rys. 4.48.). W układzie pomiarowym użyto dwóch konkretnych czujników realizujących niezależnie pomiar kąta oraz momentu obrotowego. Pomiar natężenia prądu sterującego silnikiem momentowym odbywał się przy użyciu karty PXI Source Measure Unit (National Instruments, USA). Kąt wychylenia armatury mierzono przez 16-bitowy absolutny enkoder (Posital Fraba, Niemcy) o zredukowanym momencie tarcia (specjalne wykonanie) podłączonym do karty PXI 6541 (National Instruments, USA). Dzięki zastosowaniu standardowego interfejsu czujnik ten może zostać zastąpiony przez sensor o jeszcze większej dokładności i rozdzielczości. Moment generowany przez badany silnik był mierzony analogowym wieloobrotowym precyzyjnym czujnikiem momentu obrotowego typ: 8661 (Burstner, Tajwan) o zakresie pomiarowym od 0 do 0.5 [Nm], nieliniowości <0,05% zakresu pomiarowego. Czujnik momentu obrotowego stanowi również element układu zadającego kąt wychylenia zwory. Do jego obsługi wykorzystano kartę PXIe-4300 (National Instruments, USA). Sygnał sterujący silnikiem krokowym był generowany przez kartę wejść i wyjść cyfrowych PXI-6289, a komunikacja między blokami była realizowana przez przewód sygnałowy. W celu zwiększenia rozdzielczości pomiaru silnik krokowy pracował w trybie mikrokroków. Pomiar charakterystyki silnika momentowego odbywał się w pętli zgodnej z algorytmem przedstawionym na rysunku 4.49.



Rys. 4.48. Stanowisko do badania charakterystyki statycznej silników momentowych wykorzystywanych w serwozaworach

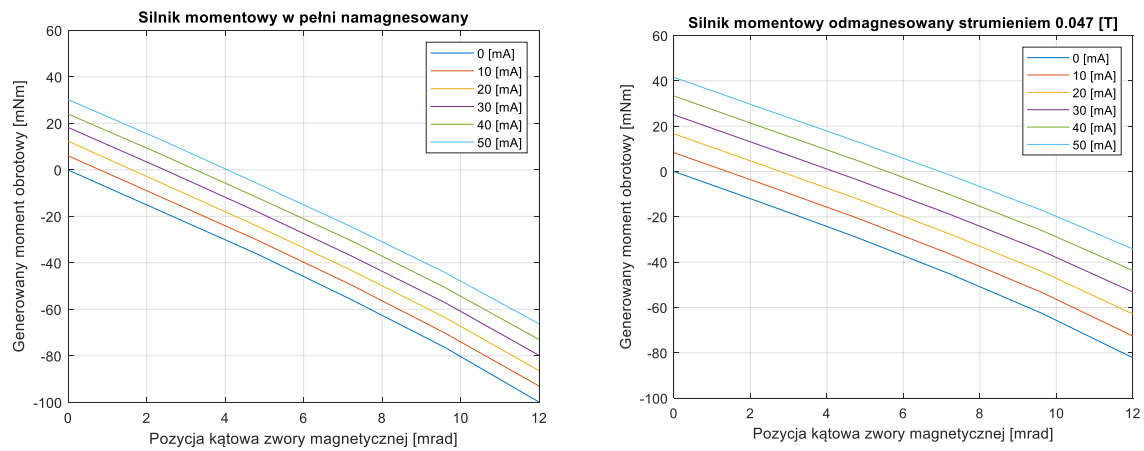


Rys. 4.49. Algorytm pomiaru [38]

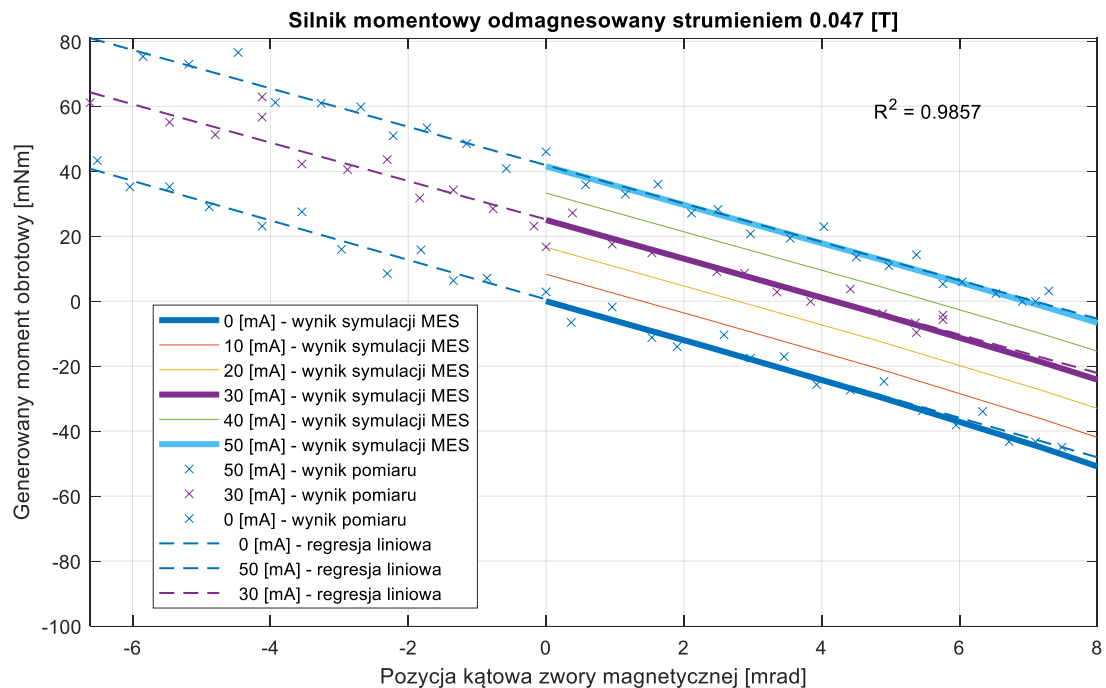
Wyniki analiz

Pomiary charakterystyk statycznych silników momentowych przeprowadzono dla dwóch zbudowanych fizycznych prototypów oraz różnych poziomów odmagnesowania obwodu. Ze względu na fakt, że stanowisko działa w trybie automatycznym, możliwe było zebranie w krótkim czasie chmury punktów pomiarowych, które wykorzystano do wykreślenia mapy momentów dla rozpatrywanych przypadków. Charakterystyka statyczna (Rys. 4.50) została każdorazowo przedstawiona w postaci rodziny krzywych reprezentujących różne wartości zadanego sygnału sterującego silnikiem. Kompletna mapa momentów może zostać wykorzystana jako dana wejściowa w postaci tablicy (2D Lookup table) do modelu matematycznego wzmacniacza elektrohydraulicznego (Rys. 3.4). Dane te mogą być zastosowane zarówno na potrzeby modelowania statyki, dynamiki serwozaworu, jak i całego układu elektrohydraulicznego serwonapędu (Rys. 3.2). Jak wykazano w badaniach, których przykładowe wyniki przedstawiono na rysunku 4.50, prototyp badanego silnika wykazywał liniową i przewidywalną charakterystykę momentu obrotowego w funkcji kąta i prądu w badanym zakresie. Potwierdzono również teorię opisującą wpływ kalibracji na sztywność sprężyny magnetycznej oraz moment generowany przez prąd płynący przez uzwojenia cewek. Co istotne na podstawie otrzymanych charakterystyk dwuwymiarowych możliwe było wyznaczenie parametrów k_i oraz k_{MS} , które są podstawową daną w modelu zaworu opracowanym w środowisku Simulink® przedstawionym w punkcie 3.2.3 (Rys. 3.6). Badanie prototypu umożliwiło również dopracowanie i uściślenie metody analitycznej bazującej na

MES oraz jej walidację. Określono również dalsze kierunki rozwoju stanowiska badawczego skupione głównie na zmniejszeniu mechanicznej histerezy spowodowanej przez tarcie w węzłach łożyskowych oraz łożyskowaniu czujnika kąta.



Rys. 4.50. Wykresy przedstawiające pierwszą i czwartą ćwiartkę mapy momentów dla przetwornika zbudowanego do celów badawczych – widoczny wpływ procesu demagnesowania strumieniem 47 [mT] na charakterystykę teoretyczną wyznaczoną przez MES [38]



Rys. 4.51. Wykresy, pokazujące zbieżność między modelem teoretycznym MES a wynikami pomiarów na automatycznym stanowisku badawczym; pogrubieniem oznaczono pomiary krzywych momentu dla wybranych wartości sygnału prądowego zestawione z pomiarem [38]

Wnioski

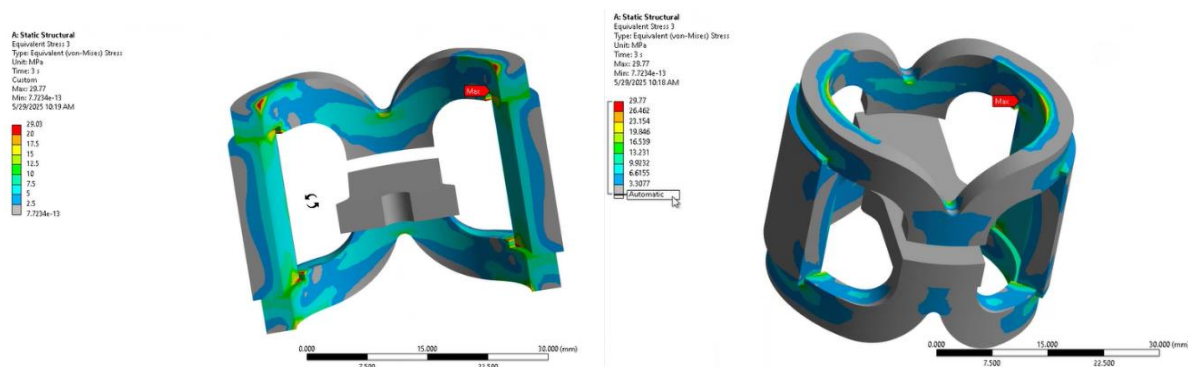
Analizytna metoda wyznaczania statycznej charakterystyki silnika momentowego okazała się zbieżna z wynikami pomiarów przeprowadzonych na specjalnie do tego przygotowanym stanowisku badawczym (Rys. 4.51). Najlepszą korelację między modelem teoretycznym wykorzystującym MES a badanym obiektem uzyskano w przypadku prototypowego silnika odmagnesowanego strumieniem powyżej 40 [mT]. Dla przetwornika o stałym przekroju, przeznaczonego do rozwoju metody badawczej osiągnięto poziom ufności modelu teoretycznego powyżej 98% w odniesieniu do wyników pomiarów. Korelację modelu dla sygnału prądowego 0, 30 i 50 [mA] przedstawiono przykładowo na rysunku 4.51. Wykorzystując regresję liniową. Należy jednak nadmienić, że dla punktów pracy przetwornika, w których w magnetowodzie występowały lokalne obszary saturacji magnetycznej, solver JMAG® nie zawsze odnajdywał rozwiązanie dla zdefiniowanego kryterium zbieżności. Dodatkowo zoptymalizowana konstrukcja przetwornika przygotowanego do celów badawczych znacznie ułatwiła osiągnięcie zadowalających wyników korelacji. Rozwinięcie metody badania charakterystyki przetwornika z wykorzystaniem MES ma szczególne znaczenie w perspektywie przyszłych projektów wdrożeniowych, w których istotne będzie symulowanie pracy w wymagających warunkach środowiskowych.

Koncepcja stanowiska badawczego okazała się słuszna. Zastosowanie enkodera przemysłowego w specjalnym wykonaniu umożliwiło redukcję histerezy mechanicznej do akceptowalnego poziomu poniżej 2%. Obecnie rozpatrywana jest również idea wykorzystania metody optycznej DPMM (ang. Digital Photographic Measurement Method) lub DIC (ang. Digital Image Correlation) do pomiaru kąta położenia zwory magnetycznej. Istotnym ograniczeniem dla zbudowanego stanowiska badawczego jest konieczność prowadzenia pomiarów w warunkach laboratoryjnych w temperaturze $22 \pm 5 \text{ C}^\circ$.

Model teoretyczny MES silnika uzupełniony o dane eksperymentów pozwolił na predykcyjne wyznaczenie wpływu środowiska na moment generowany przez silnik. Wyniki zaprezentowano w tabeli 4-5. Na ich podstawie oceniono również zmiany w kluczowych charakterystykach serwozaworu wykorzystując do tego wyznaczone parametry K_T oraz K_{MS} . (Tab. 4-6.)

Tabela 4-5. Wpływ temperatury na generowany moment nominalny (odmagnesowanie 47 [mT])

Lp.	Punkt pracy		Generowany moment T [mNm] w funkcji temperatury		
	θ [mRad]	I [mA]	-50 [°C]	22 [°C]	170 [°C]
1	0	0	0	0	0
2	12	0	91,12	84,87	75,48
3	0	50	40,31	36,41	31,35
4	12	50	134,47	126,52	114,25
5	-12	0	-92,58	-86,27	-76,89
6	0	-50	-40,37	-36,35	-31,41



Rys. 4.52. Rozkład naprężenia w obwodzie magnetycznym silnika wyznaczony przez MES, Naprężenia są skutkiem odkształcenia termicznego w temperaturze $-55\text{ }^{\circ}\text{C}$

Tabela 4-6. Wpływ temperatury na parametry K_T oraz K_{MS} opisujące działanie silnika według wzoru (3.5), silnik odmagnesowano strumieniem 47 [mT]

współczynnik sprężystości magnetycznej K_T [mNm/mA]			współczynnik momentu obrotowego od elektromagnesu K_{MS} [mNm/mRad]		
-50 [°C]	22 [°C]	170 [°C]	-50 [°C]	22 [°C]	170 [°C]
0,81	0,73	0,63	7,65	7,13	6,35
% względem wartości 0,73			% względem wartości 7,13		
110,9	100,0	86,3	107,3	100,0	89,0

4.3.2. Analiza wpływu temperatury i naprężenia w rdzeniu przetwornika położenia na jego charakterystykę.

Teoria opisana w rozdziale trzecim w punktach 3.2.4, 3.4.3.2 oraz wyniki doświadczeń 4.2.1, 4.2.3 znalazły również praktyczne zastosowanie w numerycznym modelowaniu indukcyjnego przetwornika położenia. Weryfikację i walidację analitycznych modeli oraz założeń dotyczących harmonicznej symulacji magnetycznej i podejścia wielofizycznego przeprowadzono z wykorzystaniem prototypowej jednostki przetwornika LVDT z mechanicznie kompresowanym rdzeniem magnetycznym.

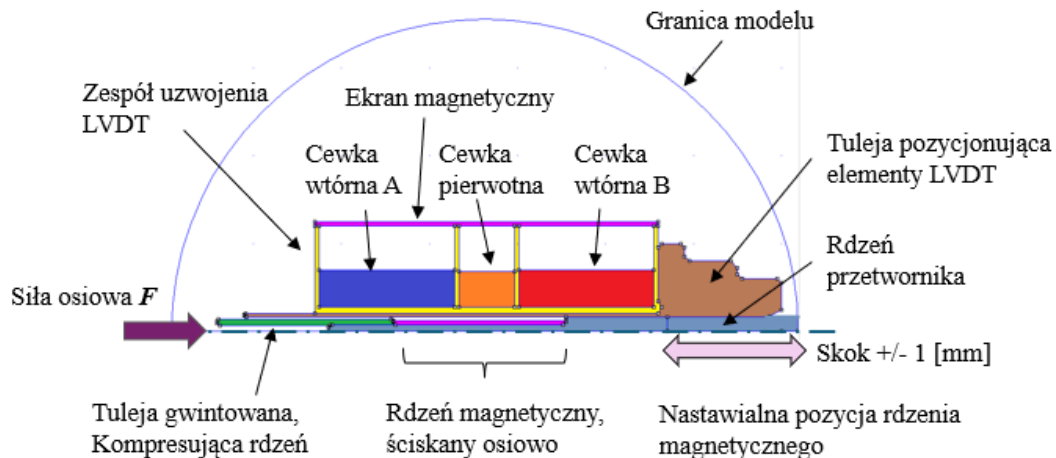
Opis badanego przetwornika i metodyki pomiarowej

Przedmiotem badań był prototyp przetwornika położenia opracowany w technice transformatora różnicowego z klasycznym uzwojeniem w układzie szeregowym. Ruchomy rdzeń pomiarowy o średnicy zewnętrznej $\varnothing 2,6$ [mm] i długości 19,650 [mm] wykonano ze stopu polikrystalicznego 50% Fe-Ni, a jego geometrię dobrano tak, aby zapewnić możliwie wysoką czułość oraz liniowość w zdefiniowanym zakresie pracy ± 1 [mm]. Przekładania transformatora

w wykonanym prototypie wynosiła 0,435, co oznacza, że na cewkę pierwotną nawinięto 1880, a na wtórne po 4320 zwojów. Cewki miały długości: pierwotna 6,32 [mm], wtórne po 15,34

[mm] i były odseparowane od siebie przegrodami o grubości 0,5 [mm]. Elementy obwodu magnetycznego zostały zintegrowane przez paramagnetyczny korpus, z zachowaniem ich pozycji oraz współosiowości. Elementy strukturalne niebędące częścią magnetowodu wykonano ze stali paramagnetycznej AISI 316l, teflonu oraz stopu aluminium 6061.

Osiowe położenie rdzenia magnetycznego względem cewek było nastawialne z dużą precyzją $\pm 0,005$ [mm] za pośrednictwem śruby mikrometrycznej wyposażonej w cyfrowy wskaźnik. Schemat funkcyjny prototypowego przetwornika położenia pokazano na rysunku 4.53.



Rys. 4.53. Schemat przetwornika w wersji do badania wpływu naprężenia ściskającego rdzeń na pomiar położenia

Istotnym założeniem konstrukcyjnym zastosowanym w prototypie transformatora różnicowego, było wykonanie miękkiego magnetycznego rdzenia w formie tulei osadzonej na paramagnetycznym trzpieniu pozycjonującym o średnicy $\varnothing 1,6$ [mm]. W celu wygenerowania naprężenia efektywnego σ_{ef} w materiale ferromagnetycznym, rdzeń był osiowo ściskany przy zachowaniu możliwości jego dokładnego pozycjonowania. Konstrukcja prototypu zapewniała odtworzenie warunków brzegowych definiowanych w analizie wielofizycznej, w tym jednoosiowego naprężenia termicznego. Umożliwiło to walidację przyjętej metody obliczeniowej MES dla obwodu LVDT. Naprężenie w miękkim magnetyku było generowane za pomocą gwintowanej tulei, a jego wartość szacowana wykorzystując prawo Hook'a, na podstawie zmierzonej długości rdzenia przed i po kompresji. Pomiar optyczny odkształcenia był realizowany z dokładnością do ± 2 [μm], co przekłada się na wartość naprężenia osiowego $\pm 15,8$ [MPa]. Pomiar charakterystyki napięciowej przetwornika w funkcji położenia rdzenia przeprowadzono przy wykorzystaniu generatora napięcia sinusoidalnego SMU2450 (Keithley, Wielka Brytania) oraz precyzyjnego systemu akwizycji danych (Dewetron, USA). Napięcie wzbudzenia wynosiło $7,000 \pm 0,020$ [V_{RMS}], a jego częstotliwość 2 [kHz] $\pm 1\%$, przy współczynniku zawartości harmonicznych poniżej 1,5% (ang. THD- Total Harmonic Distorsion). Położenie rdzenia modulowano w zakresie $\pm 1,000$ [mm] względem pozycji odniesienia określonej dla najmniejszego zarejestrowanego napięcia różnicowego w uzwojeniach wtórnych (V_2-V_3). Należy podkreślić, że w prototypie zastosowano sześcioprzewodowy interface, co pozwoliło na niezależny precyzyjny pomiar napięć

indukowanych w obwodach wtórnym oraz ich sumowanie i różnicowanie na etapie procesowania danych.



Rys. 4.54. Układ pomiarowy zbudowany w celu weryfikacji modelu teoretycznego transformatora różnicowego, ze zdemontowanym ekranem magnetycznym na zewnątrz uzwojenia

Wyniki pomiarów eksperymentalnych

W ramach eksperymentu dokonano serii pomiarów napięć różnicowych V_2-V_3 (oznaczenia wg rysunku 3.11) z krokiem co $0,1 \pm 0,005$ [mm], uwzględniając histerezę mechaniczną układu pozycjonowania. Wyniki pomiarów wykazały, że w temperaturze pokojowej, w zakresie $\pm 1,000$ [mm], przetwornik charakteryzuje się niemal idealnie proporcjonalną charakterystyką $U = f(x)$ z odchyleniem od liniowości poniżej 0,3%. Dla minimalnych przemieszczeń poniżej 0,100 [mm] zaobserwowano nieliniowości, typowe dla tego typu konstrukcji. Ponadto, skalar K_x opisujący zależność sygnału wejściowego od położenia rdzenia i napięcia wzbudzenia zgodnie z definicją wg rysunku 3.2 pozostawał stały w całym zakresie pracy przetwornika. Skalar K_x zdefiniowano wzorem (4.16).

(4.16)

$$K_x = \frac{V_2 - V_3}{V_1 \cdot x},$$

gdzie x jest pozycją mierzoną względem zera elektrycznego – najmniejszego napięcia indukowanego, a V_1 jest napięciem wzbudzenia.

Z uwagi na dużą czułość układu pomiarowego przyjęto, że różnica napięć wzbudzanych będzie mierzona w miliwoltach. Oznacza to, że współczynnik K_x wykorzystany w pętli sprzężenia zwrotnego jest wyrażony w jednostce: $\left[\frac{mV}{V \cdot mm} \right]$. W praktyce wykorzystuje się wartości skuteczne napięć V_1, V_2, V_3 .

Tabela 4-7. Wpływ naprężenia osiowego ~ 50 [MPa] na napięcie różnicowe oraz skalar K_x

Pozycja x [mm]	Pomiar I		Pomiar II		Pomiar III	
	V_2-V_3 [mVrms]	$ K_x $ [$\frac{mV}{V \cdot mm}$]	V_2-V_3 [mVrms]	$ K_x $ [$\frac{mV}{V \cdot mm}$]	V_2-V_3 [mVrms]	$ K_x $ [$\frac{mV}{V \cdot mm}$]
-1,002	839,200	119,886	840,200	120,029	851,900	121,700
-0,901	754,600	119,778	754,600	119,778	766,300	121,635
-0,800	672,800	120,143	669,100	119,482	680,700	121,554
-0,701	587,400	119,878	587,200	119,837	599,000	122,245
-0,602	502,100	119,548	501,800	119,476	513,500	122,262
-0,500	420,100	120,029	416,200	118,914	427,900	122,257
-0,401	334,500	119,464	330,500	118,036	342,300	122,250
-0,300	250,300	119,190	245,100	116,714	256,700	122,238
-0,202	167,300	119,500	163,400	116,714	171,200	122,286
-0,100	84,300	120,429	77,800	111,143	85,580	122,257
0,000	7,700		11,670		11,670	
0,101	81,690	116,700	89,470	127,814	81,550	116,500
0,201	163,400	116,714	175,100	125,071	163,400	116,714
0,303	249,000	118,571	257,000	122,381	249,000	118,571
0,402	333,400	119,071	342,300	122,250	334,500	119,464
0,504	416,200	118,914	427,900	122,257	420,100	120,029
0,603	501,200	119,333	513,500	122,262	505,700	120,405
0,704	583,500	119,082	599,000	122,245	591,300	120,673
0,805	669,100	119,482	681,300	121,661	676,400	120,786
0,902	750,700	119,159	766,300	121,635	758,500	120,397
1,003	836,300	119,471	851,800	121,686	844,200	120,600

Wartość średnia $ K_x $:	119,22	120,47	120,74
Odchylenie std	0,97	3,42	1,77
+/- 3σ	2,90	10,26	5,32

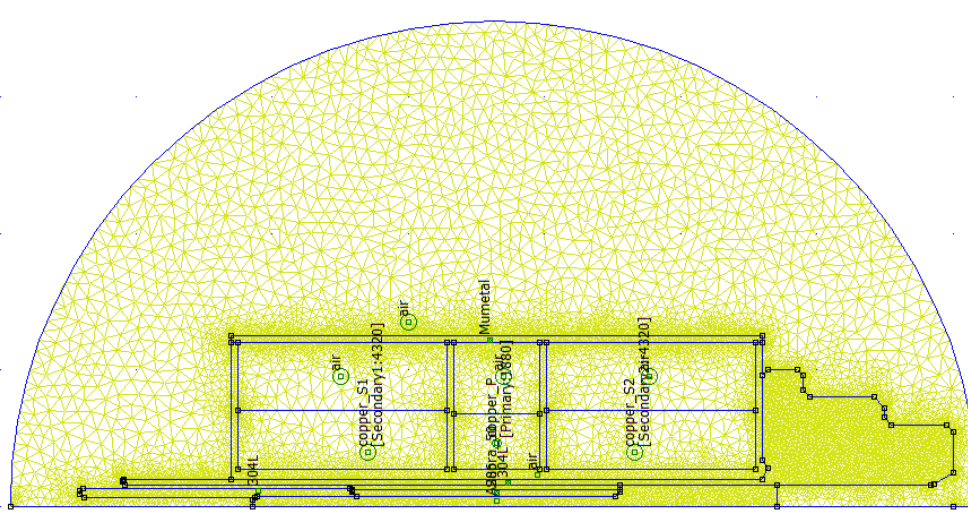
Podczas próby z wprowadzeniem naprężenia ściskającego rdzeń ok 50 [MPa] – Pomiar II,III wg tabeli 4-7, nie odnotowano znacznych zmian w charakterystyce przetwornika względem pomiaru wzorcowego. Skalar K_x dla stanu wolnego od naprężenia (Pomiar I) oraz przetwornika ze ściskany rdzeniem zmienił się zaledwie o około 1.27%. Natomiast, przesunięcie punktu zerowego wyniosło poniżej 0,010 [mm], co może świadczyć o nieznacznym wpływie mechanicznej deformacji sprężystej materiału rdzenia na rozkład pola magnetycznego. Jednakże brak większych zmian potwierdza wysoką stabilność konstrukcyjną czujnika i jego

odporność na naprężenia montażowe oraz termiczne występujące podczas typowej eksploatacji.

Modelowanie teoretyczne

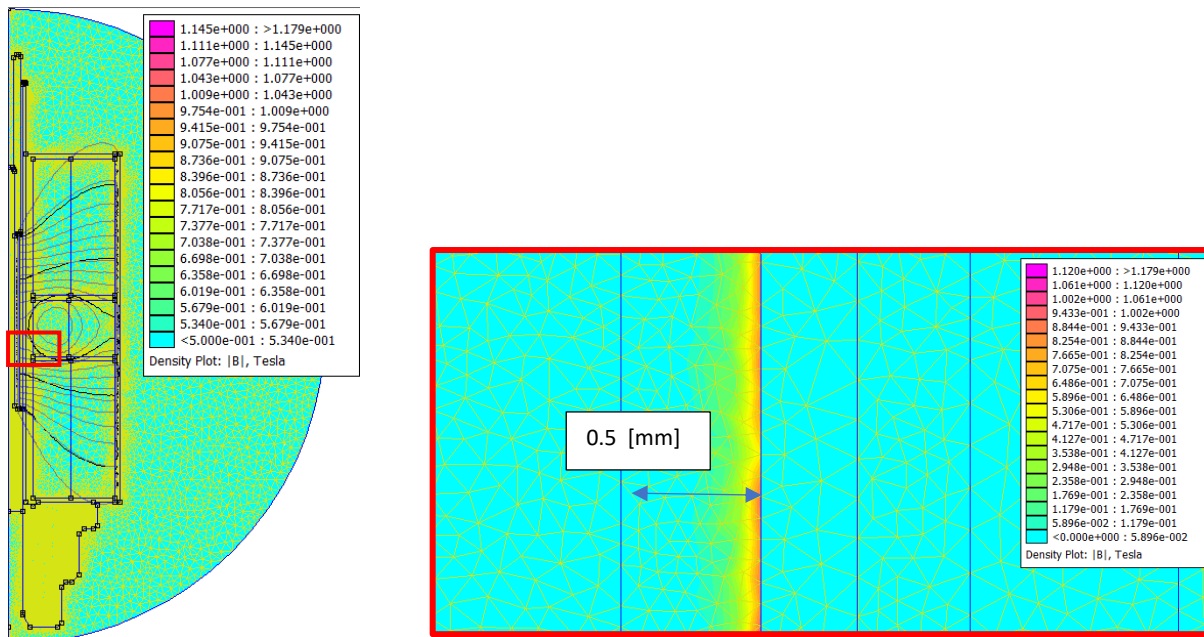
W celu wyznaczenia teoretycznej charakterystyki napięciowej przetwornika, opracowano model elektromagnetyczny oparty o MES w środowisku symulacyjnym FEMM 4.2, zarządzanym oprogramowaniem Matlab[®]. Platforma MathWorks[®] umożliwiła automatyczną realizację algorytmu opisanego w punkcie 3.2.4, natomiast program FEMM był wykorzystany jako solver magnetyczny realizujący obliczenia zgodnie z teorią przedstawioną w punkcie 3.4.3.2.

Geometria badanego przetwornika została zamodelowana w układzie osiowosymetrycznym 2.5D i dyskretyzowana elementami trójkątnymi. Model MES uwzględniał rzeczywiste wymiary geometryczne podzespołów obwodu, właściwości materiałów: rdzenia, ekranu magnetycznego i uzwojeń, a także parametry elektryczne obwodu wzbudzającego: amplituda i częstotliwość V_1 . Impedancja obciążenia wyniosła w badanym przypadku 38 [k Ω].



Rys. 4.55. Model osiowosymetryczny MES indukcyjnego przetwornika położenia

Jako dane wejściowe do modelu teoretycznego wykorzystano wyznaczone wcześniej krzywe magnesowania pierwotnego $B(H)$ charakteryzujące polikrystaliczny materiał 50% Fe-Ni w stanie nieobciążonym mechanicznie oraz przy uwzględnieniu naprężenia efektywnego wg (4.15). Zgodnie z założeniami konstrukcyjnymi przyjęto, że jednoosiowe naprężenia ściskające są obecne w rdzeniu jedynie w niskich temperaturach do -55 [°C], co umożliwia kompensowanie wzrostu przenikalności magnetycznej ferromagnetyka wynikającego z teorii Blocha. Odształcenie geometryczne - skrócenie rdzenia o $6 \cdot 10^{-3}$ [mm] pod wpływem symulowanego naprężenia ściskającego σ_{ef} wynoszącego $47,3 \pm 15,8$ [MPa] nie zostało ujęte w analizie numerycznej z uwagi na ograniczenia dotyczące dokładności zastosowanej siatki.



Rys. 4.56. Symulacja rozkładu indukcji B w modelu MES dla skrajnej pozycji rdzenia magnetycznego, Na powiększeniu pokazano głębokość wnikania H

Symulację przeprowadzono dla trzech stanów temperaturowych: $-55, 30, 195$ [°C]. Wpływ temperatury na zmianę przewodności elektrycznej miedzianego uzwojenia wyznaczono wykorzystując liniową zależność (4.17).

$$\rho(T) = \rho_0 \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta T), \quad (4.17)$$

gdzie:

- $\rho(T)$ – rezystywność w temperaturze T ,
- ρ_0 – rezystywność w temperaturze odniesienia (np. 30°C),
- α – temperaturowy współczynnik rezystancji, dla miedzi: $\alpha \approx 3,93 \times 10^{-3}$,
- ΔT – zmiana temperatury względem punktu odniesienia, ($+165^\circ$ lub -85°).

Natomiast nieliniowy model materiału $B(H)$ z uwzględnieniem temperatury był oparty o teorię przedstawioną w punkcie 4.2.1.

Charakterystyki opisujące zmianę napięcia różnicowego w funkcji położenia rdzenia uzyskane z modelu teoretycznego odwzorowywały dane eksperymentalne, w całym badanym zakresie. Maksymalne odchylenia pomiędzy wynikami pomiarów a symulacją nie przekroczyły 1% w żadnym z badanych przypadków, co świadczy o poprawności i precyzji przyjętego podejścia modelowego. Ponadto, reprezentatywny model harmoniczny MES umożliwił ocenę poziomu indukcji magnetycznej w komponentach układu oraz głębokość wnikania przemiennego pola magnetycznego. Wizualizacja rozkładu indukcji B okazała również się szczególnie przydatna jako dana wejściowa w procesie optymalizacji konstrukcji LVDT. Należy tu podkreślić, że obwód przetwornika był zaprojektowany w sposób ograniczający wartość indukcji B w rdzeniu do poziomu poniżej 0.7 [T], czyli do zakresu krzywej $B(H)$ niewrażliwej na naprężenie efektywne

do 15,5 [MPa]. Wyniki analizy teoretycznej dla różnych warunków brzegowych zaprezentowano w tabeli 4-7, poniżej.

Tabela 4-8. Wpływ warunków brzegowych na wyniki analizy teoretycznej przeprowadzonej dla przetwornika LVDT

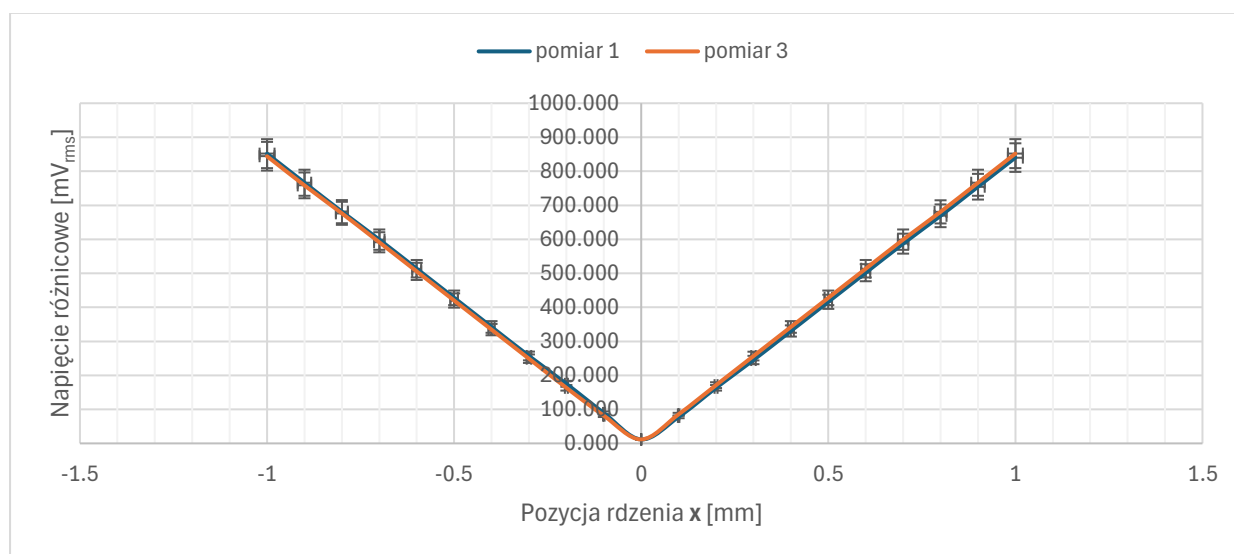
Pozycja rdzenia [mm]	Brak naprężenia, temp. RT			Naprężenie w rdzeniu ~50 [MPa]			Naprężenie w rdzeniu ~50 [MPa], temp. -55 [°C]			Brak naprężenia, wysoka temp. 200 [°C]		
	V ₂ - V ₃ [mV]	K _x	K _x	V ₂ - V ₃ [mV]	K _x	K _x	V ₂ - V ₃ [mV]	K _x	K _x	V ₂ - V ₃ [mV]	K _x	K _x
-1,000	0,832	- 118,868	118,86 8	0,832	- 118,792	118,79 2	0,830	- 118,602	118,60 2	0,832	- 118,888	118,88 8
-0,800	0,667	- 119,125	119,12 5	0,667	- 119,046	119,04 6	0,666	- 118,871	118,87 1	0,667	- 119,148	119,14 8
-0,600	0,500	- 118,959	118,95 9	0,499	- 118,880	118,88 0	0,499	- 118,712	118,71 2	0,500	- 118,975	118,97 5
-0,400	0,334	- 119,366	119,36 6	0,334	- 119,289	119,28 9	0,333	- 119,101	119,10 1	0,334	- 119,385	119,38 5
-0,200	0,166	- 118,523	118,52 3	0,166	- 118,464	118,46 4	0,165	- 118,192	118,19 2	0,166	- 118,558	118,55 8
-0,100	0,084	- 119,716	119,71 6	0,084	- 119,656	119,65 6	0,084	- 119,498	119,49 8	0,084	- 119,700	119,70 0
0,000	0,009			0,009			0,009			0,009		
0,100	0,085	121,477	121,47 7	0,085	121,430	121,43 0	0,085	121,218	121,21 8	0,085	121,499	121,49 9
0,200	0,167	119,288	119,28 8	0,167	119,206	119,20 6	0,167	119,085	119,08 5	0,167	119,305	119,30 5
0,400	0,334	119,422	119,42 2	0,334	119,345	119,34 5	0,334	119,178	119,17 8	0,334	119,446	119,44 6
0,600	0,500	119,071	119,07 1	0,500	118,989	118,98 9	0,499	118,806	118,80 6	0,500	119,089	119,08 9
0,800	0,666	118,956	118,95 6	0,666	118,872	118,87 2	0,665	118,696	118,69 6	0,666	118,971	118,97 1
1,000	0,833	118,930	118,93 0	0,832	118,842	118,84 2	0,831	118,689	118,68 9	0,833	118,944	118,94 4

Wartość średnia:	119,31	119,23	119,05	119,33
Odchylenie std.	0,749354	0,757374	0,757838	0,747528
± 3σ	2,248061	2,272121	2,273515	2,242585

Dyskusja

Analiza otrzymanych charakterystyk $U=f(x)$ wskazuje na wysoką powtarzalność i stabilność sygnału wyjściowego przetwornika w badanym zakresie przemieszczeń, niezależnie od obecności dodatkowych naprężeń strukturalnych w rdzeniu. Brak znacznych odchyżeń od wyznaczonego nominalnego skalaru K_x sugeruje, że magnetyczne właściwości rdzenia nie ulegają degradacji pod wpływem umiarkowanych zakłóceń mechanicznych.

Z punktu widzenia zastosowań praktycznych, wyniki potwierdzają, że konstrukcja przetwornika typu LVDT zachowuje wysoką stabilność parametrów pracy nawet w warunkach mechanicznego obciążenia, co czyni go szczególnie użytecznym w aplikacjach wymagających niezawodnych pomiarów w zmiennym środowisku. Należy jednak zauważyć, że poziom indukcji magnetycznej w rdzeniu jak pokazano na (Rys. 4.56) nie przekraczał wartości 0,7 [T]. Odwołując się do pomiarów charakterystyk magnetomechanicznych $B(H, \sigma_{ef})$, w zakresie tym nie obserwowano widocznych zmian wartości przenikalności μ_r w funkcji naprężenia uśrednionego wynoszącego 15,5 [MPa]. Dodatkowo, w badanym przypadku naprężenie σ_{ef} można opisać wektorem jednoosiowym zatem modelowanie problemu magnetomechanicznego jest znacznie uproszczone i sprowadza się do pojedynczego równania (4.15).



Rys. 4.57. Zestawienie teoretycznej charakterystyki napięciowej wynikającej z modelu MES z rezultatem pomiaru, przetwornika przedstawionego na rysunku 4.53.

Wnioski

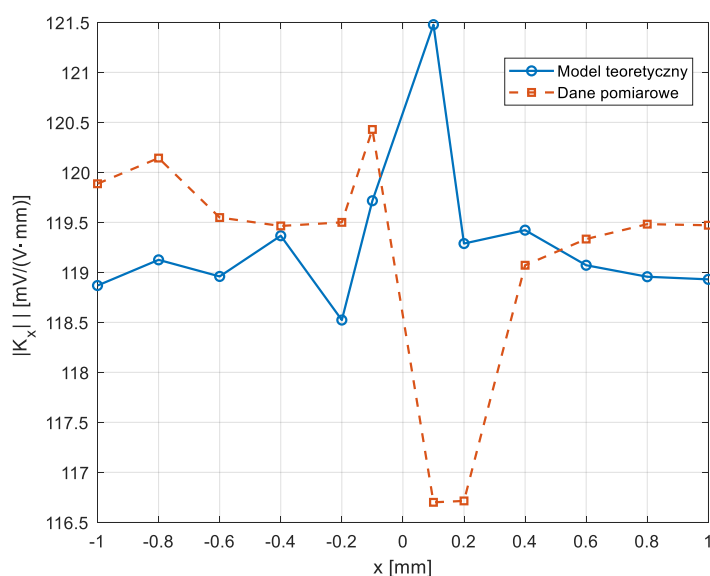
Charakterystyka przetwornika LVDT pozostawała stabilna w szerokim zakresie temperatur od -55 do 195°C, co czyni go odpowiednim do zastosowań w technice lotniczej. Potwierdzono, że wprowadzenie obciążeń mechanicznych nie wpływa znacząco na jego parametry pracy, co świadczy o właściwym doborze materiałów oraz poprawności założeń konstrukcyjnych. Należy zaznaczyć, że wartość efektywnego naprężenia w rdzeniu nie przekroczyła 63,1 [MPa].

Zgodność wyników eksperymentalnych z symulacją numeryczną stanowi potwierdzenie poprawności przyjętego modelu teoretycznego, który może służyć jako narzędzie predykcyjne do projektowania i optymalizacji przetworników LVDT. Uzyskane rezultaty są również podstawą do dalszych badań, mających na celu ewentualne rozszerzenie zakresu analiz o inne środowiskowe warunki brzegowe, szacowanie zakresu liniowości oraz minimalizację wpływu warunków innych niż zdefiniowano na dokładność i powtarzalność pomiaru. Zarówno model numeryczny jak i prototyp wykazał, że dla pozycji w zakresie poniżej 0,1 [mm] względem zera elektrycznego nieliniowość przetwornika ma największą odchyłkę, co jest spowodowane

precyzją obliczeń numerycznych oraz dokładnością aparatury pomiarowej. W tym zakresie amplituda napięcia wzbudzonego jest ograniczona do kilku miliwoltów [mV_{rms}]. Ponadto, sygnał napięciowy o tak niskiej amplitudzie może być podatny na zakłócenia generowane przez obwód wzbudzenia.

Zaproponowany model numeryczny może być z powodzeniem wykorzystywany do dalszej optymalizacji przetworników pozycji typu LVDT, szczególnie pod kątem ich wykorzystania w systemach pracujących w zmiennych warunkach środowiskowych.

Założenia teoretyczne wykorzystane do modelowania obwodu magnetycznego uwzględniające sprzężenie magnetomechaniczne zostały potwierdzone. Podobnie jak opracowany wcześniej i opisany w punkcie 4.3 izotropowy model materiałowy dla stopu 50% Fe-Ni. Na podstawie tych założeń konstrukcyjnych opracowano precyzyjny przetwornik położenia do zastosowań komercyjnych przedstawiony w dalszej części pracy poświęconej wdrożeniu.



Rys. 4.58. Porównanie charakterystyk teoretycznej i eksperymentalnej w RT wykazuje dobrą zgodność przebiegów w całym zakresie pomiarowym, co potwierdza poprawność modelu

5. Aspekt wdrożeniowy

W rozdziale omówiono korzyści wynikające z wykonanej pracy badawczej pod kątem ich potencjału implementacyjnego dla przedsiębiorstwa zatrudniającego. Przedstawiono również praktyczne zastosowanie rezultatów badań w postaci danych materiałowych oraz metody symulacji wielofizycznej na przykładzie projektu przetwornika położenia do systemu ACC, rozwiniętego do poziomu gotowości TRL6. Ponieważ rozwój symulacji wielofizycznych jest aktualnie zagadnieniem istotnym nie tylko dla branży lotniczej, zaprezentowano możliwości przyszłościowej komercjalizacji narzędzia analitycznego jako gotowy komponent oprogramowania CAE na otwartym rynku.

5.1. Potencjał implementacyjny modelu symulacyjnego

5.1.1. Wdrożenie w procesach projektowych i certyfikacyjnych

Opracowany model symulacyjny układów elektromechanicznych — serwozaworów i czujników położenia — stanowi wartościowe narzędzie inżynierskie umożliwiające:

- szybkie wirtualne prototypowanie i ocenę komponentów bez konieczności wykonywania kosztownych testów fizycznych w początkowej fazie projektowania,
- wczesne wykrywanie potencjalnych problemów eksploatacyjnych jak na przykład dryf pozycji siłownika pod wpływem temperatury lub drgań, przeciążenia termiczne, nieintencjonalne wzbudzenie serwonapędu,
- analizę numeryczną zachowania układów w scenariuszach awaryjnych (np. skrajne temperatury, wibracje, utrata zasilania),
- wspomaganie decyzji projektowych dotyczących doboru materiałów magnetycznych, geometrii komponentów i zastosowanej strategii sterowania w pętli położenia.

Model wielofizycznych obliczeń może zostać zintegrowany z platformami CAD/CAE (np. SolidWorks®, CATIA®, ANSYS®, Nx®) oraz narzędziami *digital twin*, co pozwala na jego zastosowanie w inżynierii systemów mechatronicznych w przyszłości.

W przemyśle lotniczym rozwój komponentów podlega rygorystycznym procedurom certyfikacyjnym (np. RTCA DO-254, DO-160G). Opracowany model symulacyjny może znacząco wesprzeć:

- **procesy certyfikacji** – jako narzędzie do dokumentowania zgodności komponentu z normami w zakresie pracy w zmiennych warunkach środowiskowych,
- **projektowanie odporności systemu** (*robustness engineering*) – umożliwia przeprowadzenie analizy wrażliwości i oceny marginesu bezpieczeństwa dla konstrukcji,
- **projektowanie predykcyjne** – pozwala na ocenę „co się stanie, jeśli...” bez potrzeby fizycznych testów ekstremalnych (np. testów klimatycznych i udarowych).

Przykładowo, jak wykazano w publikacji [95], integracja modeli symulacyjnych w procesach certyfikacji systemów serwonapędów pozwoliła na znaczną redukcję liczby testów laboratoryjnych przy zachowaniu zgodności z wymaganiami norm branżowych.

5.1.2. Integracja z systemami monitorowania stanu (PHM)

Jednym z najważniejszych kierunków rozwoju współczesnych systemów w lotnictwie jest PHM (ang. Prognostics and Health Management), czyli przewidywanie stanu technicznego komponentów w czasie rzeczywistym.

Podejście przedstawione w niniejszej pracy może być podstawą do stworzenia cyfrowego bliźniaka serwozaworu lub czujnika położenia, który:

- analizuje bieżące sygnały operacyjne i środowiskowe (np. temperatura, drgania, przeciążenia),

- porównuje je z odpowiedzią modelu referencyjnego,
- identyfikuje odchylenia wskazujące na zużycie, uszkodzenia lub pogorszenie parametrów,
- generuje predykcje resztkowego czasu pracy (Remaining Useful Life, RUL).

Podobne podejścia wdrażane są już m.in. przez przedsiębiorstwa: Rolls-Royce i Airbus, gdzie cyfrowe bliźniaki są zintegrowane z systemami pokładowymi i naziemnymi platformami analitycznymi.

5.2. Możliwości komercjalizacji metody

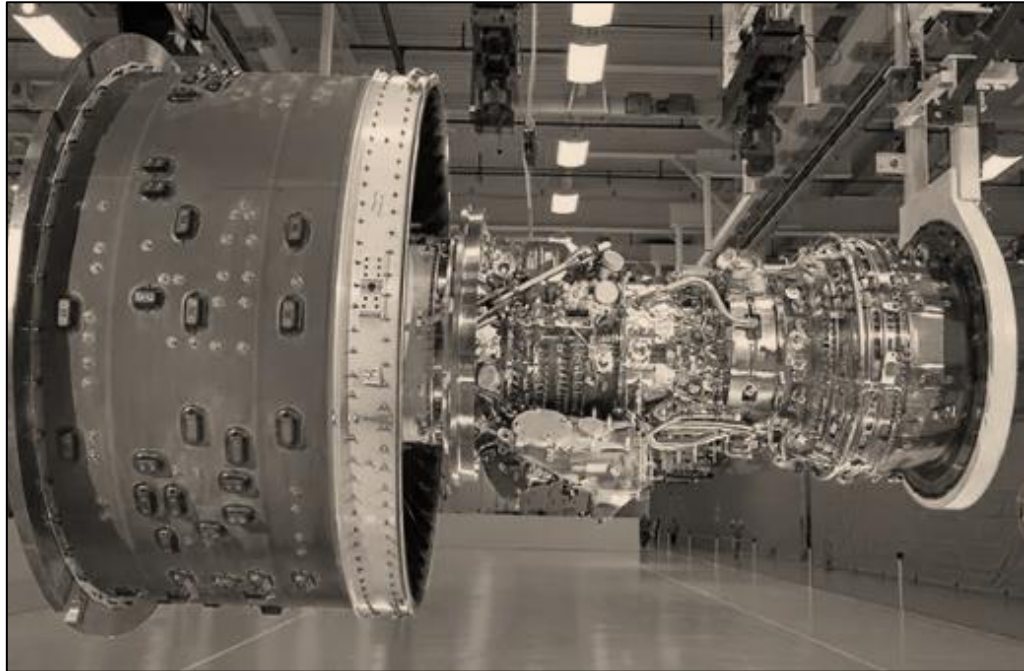
Dzięki zgodności z popularnymi środowiskami inżynierskimi, model symulacyjny dla jednego z przetworników może zostać:

- wdrożony jako gotowy komponent oprogramowania CAE dla firm produkujących lub testujących zawory i sensory w branży lotniczej, automotive i obronnej,
- rozszerzony o inne typy przetworników
- zastosowany w procesie szkoleniowym i dydaktycznym – jako środowisko wirtualnego testowania komponentów mechatronicznych.

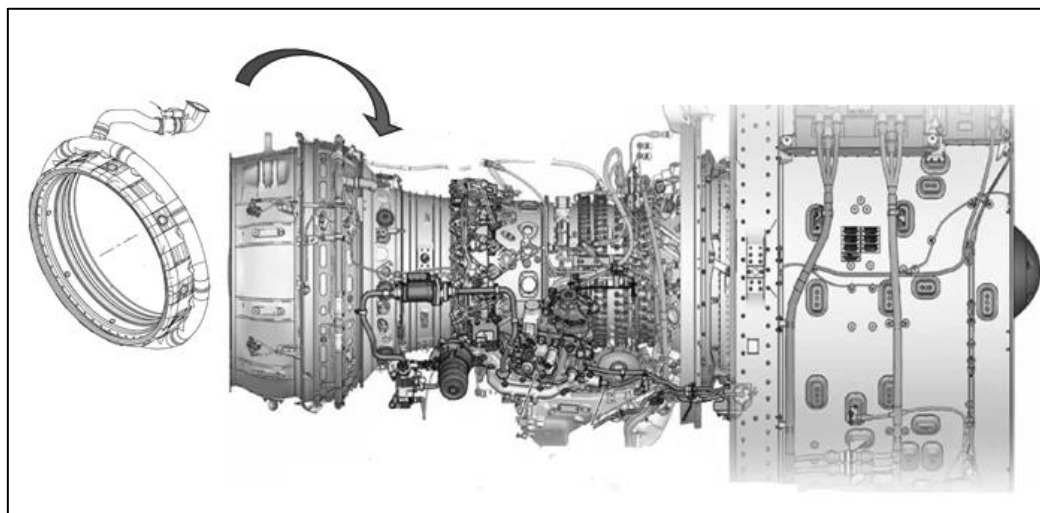
5.3. Zwiększenie możliwości przedsiębiorstwa w dziedzinie projektowania, wytwarzania i rozwoju precyzyjnych urządzeń mechatronicznych.

Opracowywana w ramach przygotowywanej rozprawy doktorskiej metoda symulacji wielofizycznej uwzględniająca sprzężenie magnetomechaniczne w obwodzie magnetycznym została zastosowana w realizowanym programie rozwoju prototypowego elektryczno-paliwowego zaworu do systemu ACC (ang. Active Clearance Control) działającego w technologii Active Thermal [96]. Podmiot zatrudniający - Collins Aerospace - dostarcza tego typu systemy dla producentów silników do komercyjnych statków powietrznych. Zastosowanie wyrobu ACCV (ang. Active Clearance Control Valve) jako części systemu chłodzenia w dwuprzepływowym silniku turbowentylatorowym, umożliwia aktywne kontrolowanie luzu szczelinowego pomiędzy końcami łopatek turbiny a jej obudową. Technika uszczelnienia turbiny jest kluczowa dla zapewnienia optymalnych parametrów pracy nowoczesnych silników turbowentylatorowych i jest od lat tematem wielu badań [97-99]. Utrzymanie luzu szczelinowego w określonych limitach ma fundamentalne znaczenie dla zwiększenia efektywności rdzenia silnika pracującego w cyklu Brayton'a. Wpływa ono również pozytywnie na zużycie paliwa oraz redukcję emisji zanieczyszczeń. Na dokładność działania tego systemu składa się precyzja działania wszystkich jego komponentów, w tym zabudowanych urządzeń pomiarowych oraz wykonawczych. Przetwornikiem pomiarowym w zaworze ACC jest dedykowany liniowy czujnik położenia wykonany w technice LVDT, natomiast urządzeniem wykonawczym siłownik paliwowy sterowany serwozaworem elektrohydraulicznym. Zaproponowano również konstrukcję ACCV opierającą się o nowatorskie rozwiązania konstrukcyjne jak rdzeń LVDT z odciążeniem, nietypowe uzwojenie cewek przetwornika (brak

kolizji z istniejącymi patentami), lub silnik momentowy wzmacniacza elektrohydraulicznego o małej tendencji do występowania lokalnej saturacji magnetycznej i konstrukcja dwukanałowej przepustnicy. Wszystkie te rozwiązania konstrukcyjne, wraz z proponowaną metodą symulacji wielofizycznej opracowanej w ramach doktoratu wdrożeniowego mogą przyczynić się do uzyskania przez podmiot przemysłowy przewagi konkurencyjnej wśród ośrodków rozwijających podobne produkty.



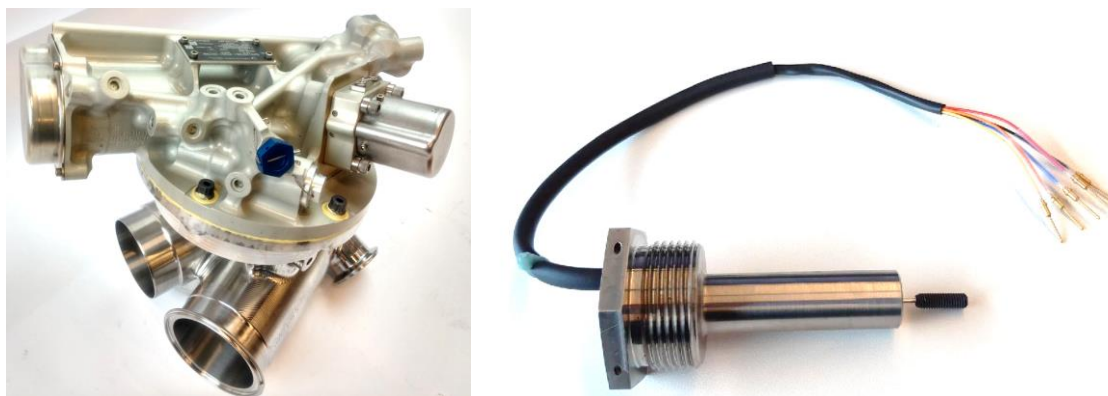
Rys. 5.1. Turbowentylatorowy silnik serii PW1100 z widocznym systemem ACC [104]



Rys. 5.2. Model silnika serii PW1100, na którym pokazano zawór systemu ACC

5.3.1. Projekt przetwornika położenia dla systemu aktywnej kontroli luzu szczelinowego (ang. Active Clearance Control)

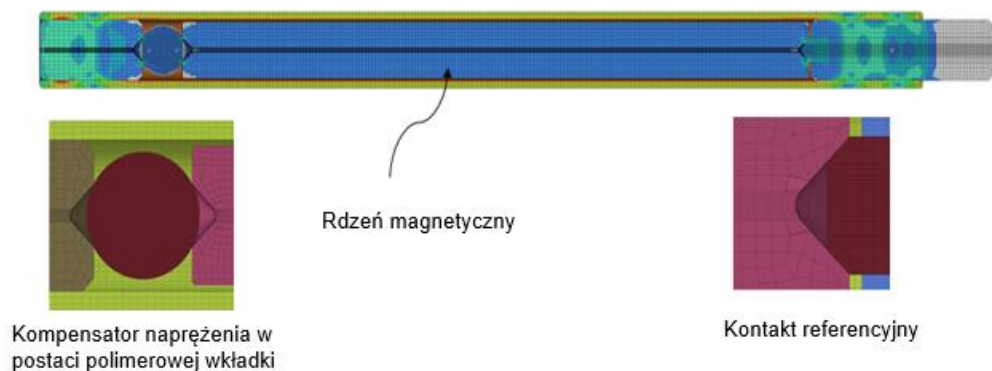
W ramach działalności wdrożeniowej na rzecz podmiotu zatrudniającego firmy Collins Aerospace Wrocław, opracowano projekt oraz dokumentację techniczną rozwijanego prototypowego czujnika indukcyjnego typu LVDT, który monitoruje położenia siłownika w zaworze elektryczno-paliwowym pracującym w systemie ACC (ang. Active Clearance Control System). Innowacyjna konstrukcja wyrobu LVDT została opisana w formie zgłoszeń patentowych [101,102]. Wrocławskie centrum inżynieryjne, działające w ramach międzynarodowej korporacji otrzymało zadanie opracowania do tego systemu przetworników elektromechanicznych, których zadaniem jest sterowanie i pomiar położenia przepustnicy modulującej strumień powietrza chłodzącego obudowę turbiny. Wykonano również dokumentację niezbędną do kontynuowania kampanii testowej dla prototypu LVDT oraz ACCV na silniku, w ramach prób naziemnych. Wyniki badań zrealizowanych w ramach doktoratu wdrożeniowego jak wyznaczenie charakterystyk magnesowania stopu zgodnego z normą ASTM A753 typ 2 w szerokim zakresie temperatur pracy, zostały wykorzystane jako dane wejściowe do budowy wielofizycznego modelu teoretycznego MES. Model ten opisuje działanie obwodu magnetycznego przetwornika LVDT uwzględniając zdefiniowane w specyfikacji produktowej warunki eksploatacji. Należy mieć na względzie, że proces rozwoju urządzeń typu EMID pracujących w tak niestandardowym dla komponentów elektromechanicznych środowisku jak wewnątrz gondoli silnika i sąsiedztwo komory spalania silnika turbowentylatorowego wymagało pozyskania oraz usystematyzowania specjalistycznej wiedzy na drodze eksperymentalnej. Praca naukowa była więc skoncentrowana na problemach inżynieryjnych ściśle związanych z działalnością podmiotu zatrudniającego. Efektem jej było wykonanie wyrobu w pełni spełniającego wymagania systemowe dla określonej aplikacji. Zaprojektowany przetwornik pomyślnie przeszedł przez fazę testów rozwojowych zakończonych naziemną próbą silnika serii PW1100. Aktywność ta jest jednym z przykładów odradzających się kompetencji projektowania zaawansowanych komponentów dla branży lotniczej w kraju.



Rys. 5.3. Elektrohydrauliczny (paliwowy) zawór systemu ACC oraz zaprojektowany przetwornik położenia pracujący w pętli sprzężenia zwrotnego będący integralną jego częścią

Dodatkowo, w innowacyjnych przetwornikach położenia, dostosowanych do wymagających warunków eksploatacji zastosowano mechanizm auto-kompensacji

wariacji przenikalności magnetycznej μ w rdzeniu pomiarowym. Na podstawie zdobytej wiedzy dotyczącej wpływu zmian temperatury oraz naprężenia efektywnego na przenikalność miękkich magnetyków żelazowo niklowych, opracowano rdzeń magnetyczny przetwornika LVDT, w którym naprężenia strukturalne zmieniające się pod wpływem temperatury kompensują zmiany przenikalności magnetycznej ferromagnetyka wynikające z teorii Blocha. W niskich temperaturach generowane naprężenie osiowe kompensuje wzrost przenikalności magnetycznej względnej. Po osiągnięciu wysokiej temperatury naprężenie w rdzeniu LVDT zanika, co z kolei niweluje efekt termicznej utraty poziomu magnesowania spontanicznego w polu magnetycznym wytworzonym przez prąd płynący w uzwojeniu. Ponadto, rdzeń magnetyczny LVDT został zaprojektowany w sposób umożliwiający zmniejszenia wpływu amplitudy wibracji na zmianę pozycji miękkiego magnetyka i powstałe naprężenia dwuosiowe (moda giętna). Rozkład naprężenia w magnetycznym rdzeniu pomiarowym w niskich temperaturach pokazano przykładowo poniżej (Rys. 5.4). Prezentowane rozwiązanie osiągnęło poziom gotowości technologicznej wraz z zaprojektowanym przetwornikiem LVDT TRL+6.



Rys. 5.4. Jednoosiowy stan naprężenia ściskającego w rdzeniu przetwornika położenia typu LVDT w temperaturze -55 °C [101]



Rys. 5.5. Postać deformacji rdzenia przetwornika LVDT dla drugiej częstotliwości drgań własnych [101]

5.4. Podsumowanie - Wnioski wdrożeniowe

Opracowany model symulacyjny ma wysoką wartość aplikacyjną i wdrożeniową w przemyśle lotniczym. Może on zostać bezpośrednio wykorzystany w projektowaniu,

wspieraniu certyfikacji nowych produktów, monitorowaniu stanu serwonapędów oraz edukacji inżynierskiej. Zdefiniowana metoda dla obliczeń magnetomechanicznych stanowi istotny wkład w rozwój narzędzi cyfrowego modelowania komponentów mechatronicznych, poddanych zmiennym warunkom środowiskowym. Ponadto:

- Opracowano kompleksowy model symulacyjny umożliwiający analizę wielofizyczną układów elektromechanicznych w warunkach zbliżonych do rzeczywistych;
- Badania przyczyniły się do opracowania innowacyjnych produktów w przedsiębiorstwie opisanych w zgłoszeniach patentowych [100-103];
- Uzyskano poprawność porównawczą modeli teoretycznych z charakterystykami prototypów, co potwierdza zasadność ich wykorzystania w analizach inżynierskich i wdrożeniowych;
- Opracowane algorytmy pozwalają na rozwój techniki serwonapędów pod kątem zastosowania nowych materiałów i metod wytwarzania (np. MIM – ang. Metal Injection Molding).

6. Zakończenie

Podsumowano wyniki przeprowadzonych badań oraz omówiono wątpliwości i obszary wymagające uściślenia. Sformułowano również wnioski końcowe dotyczące zarówno części naukowej jak i technicznej pracy.

6.1. Omówienie tez

Przeprowadzone badania umożliwiły weryfikację postawionej tezy pracy. Wykazano, że możliwe jest uwzględnienie w symulacjach działania obwodów elektromechanicznych serwowzorów oraz indukcyjnych przetworników położenia zmian właściwości obwodów magnetycznych pod wpływem czynników środowiskowych, takich jak temperatura oraz naprężenie. Potwierdzono również poprawność opracowanej symulacji wielofizycznej, opartej na sprzężonych analizach elektromagnetycznych, elektrycznych i mechanicznych (Rys. 3.12). Metody analityczne opisane w rozdziałach 3.2–4.3 umożliwiają odwzorowanie charakterystyk pracy serwowzorów oraz przetworników położenia w warunkach eksploatacyjnych typowych dla systemów lotniczych.

Uzyskana dokładność odwzorowania kluczowych charakterystyk silnika momentowego – w szczególności mapy momentu obrotowego w warunkach RT – nie jest gorsza niż 5% względem wyników eksperymentalnych (Rys. 4.51).

Przeprowadzona analiza regresji liniowej danych pomiarowych wykazała bardzo dobrą zgodność z modelem teoretycznym. Uzyskany współczynnik determinacji $R^2 = 0,9857$ wskazuje na wysokie dopasowanie modelu do danych eksperymentalnych, co potwierdza poprawność przyjętego opisu teoretycznego (podrozdział 4.3.1). Dodatkowo symulacja MES typu „transient” umożliwia analizę wpływu zewnętrznego pola magnetycznego na punkt pracy magnesów trwałych w silniku momentowym (Rys. 4.40, 4.41).

Jeszcze wyższą zgodność modelu matematycznego uzyskano w przypadku symulacji numerycznej opisującej charakterystykę napięciową indukcyjnego przetwornika położenia. Wyniki pomiarów przedstawione w podrozdziale 4.3.2 wykazały, że zastosowanie metody elementów skończonych jako narzędzia do analiz harmonicznych w problemie obwodu magnetycznego przetwornika indukcyjnego umożliwia dokładny opis działania obwodów sprzężonych magnetycznie.

Przeprowadzona analiza błędów dopasowania pomiędzy charakterystyką teoretyczną a zmierzoną wykazała bardzo wysoką zgodność modelu numerycznego. Wyznaczone wartości miar błędów, tj. średni błąd bezwzględny (MAE $\approx 0,74$), błąd średniokwadratowy (RMSE $\approx 0,92$) oraz średni błąd względny ($\sim 0,62\%$), wskazują na niewielkie odchylenia wyników pomiarowych od wartości teoretycznych parametru K_x , opisującego zależność sygnału wyjściowego od położenia rdzenia (tabele 4–7, 4–8). Otrzymane rezultaty potwierdzają silną korelację oraz poprawność przyjętych założeń (podrozdział 3.2.4).

Skorelowane modele teoretyczne umożliwiają analizę wpływu skrajnych temperatur oraz uwzględnienie naprężeń obwodzie magnetycznym w ramach symulacji numerycznych (H0), (podrozdział 4.2, 4.3). Należy jednak podkreślić, że numeryczne odwzorowanie wpływu środowiskowych warunków brzegowych na przetworniki serwonapędów wymaga wprowadzenia jako dana wejściowa parametrycznego opisu zależności pomiędzy temperaturą i naprężeniem a przenikalnością magnetyczną zastosowanych materiałów. Pełna walidacja opracowanej metody wymaga również pozyskania większej ilości danych testowych, dla różnych warunków brzegowych.

W ramach analizy wpływu temperatury na charakterystykę $B(H)$ miękkiego magnetycznie stopu 50% Fe–Ni, zgodnego z normą ASTM A753 Typ 2, stwierdzono, że

parametry a , k , M_s modelu magnetyzacji Jilesa–Athertona wykazują liniową zależność w zakresie temperatur od -55 do 195 °C (Rys. 4.19). Umożliwia to ilościowe przewidywanie zmian charakterystyk $B(H, T)$ w warunkach środowiskowych opisanych w rozdziale 1.3. Pozostałe parametry modelu J–A, tj. α oraz c , można uznać za niezależne od temperatury w analizowanym zakresie.

Porównanie wyników symulacyjnych i eksperymentalnych potwierdza zgodność krzywych magnesowania DC wyznaczonych z wykorzystaniem modelu Jilesa–Athertona uwzględniającego wpływ temperatury z wynikami rzeczywistymi. Błąd dopasowania parametrów modelu J–A do wyznaczonych zależności liniowych przedstawiono na wykresach (Rys. 4.6–4.8), co stanowi podstawę do uznania hipotezy H1 za spełnioną (Rys. 4.19).

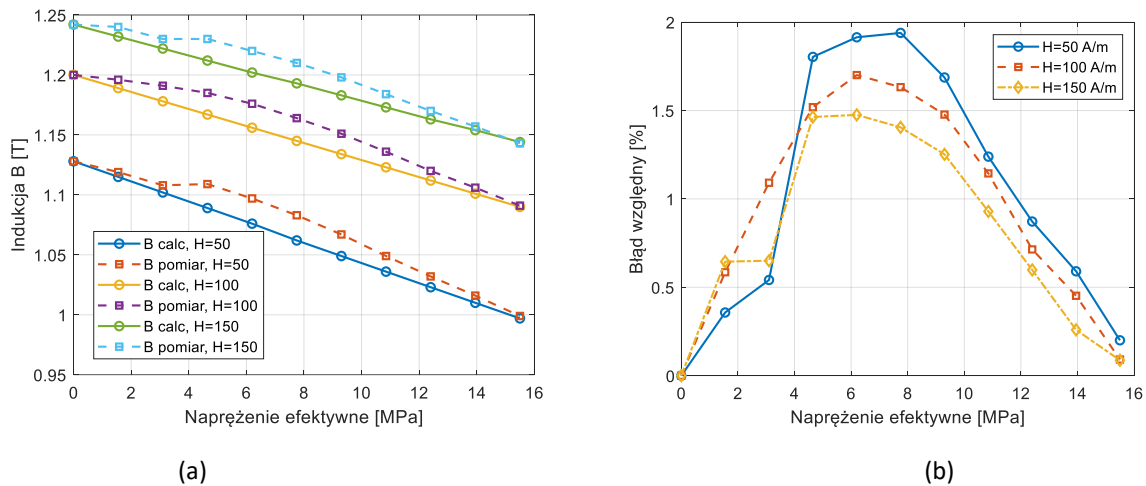
W przypadku wielofizycznego podejścia do symulacji obwodu magnetomechanicznego istotne znaczenie ma również oszacowanie wrażliwości materiału rdzenia magnetycznego na naprężenia strukturalne. Uwzględnienie wpływu efektu magnetoelastycznego na przenikalność magnetyczną materiału ASTM A753 Typ 2 poprzez wprowadzenie parametru $k(H)$ do modelu wektorowego opisującego krzywą magnesowania $B(H)$ umożliwiło ilościowy opis wpływu naprężenia efektywnego na właściwości magnetyczne (4.15).

Analiza porównawcza krzywych $B(H)$, estymowanych metodą opisaną w podrozdziale 4.2.3, wykazała, że odchylenia wartości indukcji magnetycznej pomiędzy B wyznaczoną ze wzoru analitycznego (4.15), uwzględniającego współczynnik wrażliwości na naprężenie $k(H)$, a wartościami pomiarowymi są niewielkie. Średni błąd bezwzględny (MAE) nie przekracza $0,016$ [T], błąd średniokwadratowy (RMSE) jest mniejszy niż $0,019$ [T], a średni błąd względny nie przekracza $1,02\%$ dla natężenia pola: $50, 100, 150$ [A/m]), co pokazano w tabeli 6-1.

Otrzymane wyniki potwierdzają poprawność przyjętego modelu matematycznego opisującego efekt magnetoelastyczny oraz jego zdolność do ilościowego odwzorowania wpływu naprężenia efektywnego (około $\pm 15,5$ [MPa]) na przenikalność magnetyczną badanego ferromagnetyka. Potwierdza to zasadność przyjętego podejścia modelowego oraz spełnienie hipotezy H2 (podrozdział 2.4). Wyniki korelacji modelu dla reprezentatywnych wartości natężenia pola H przedstawiono w tabeli 6–1 oraz na rysunkach 6.1 (a) oraz (b).

Tabela 6-1. Korelacja modelu opisującego efekt magnetoelastyczności – dane do wykresu Rys. 6.1

H [A/m]	MAE [T]	RMSE [T]	Średni błąd wzgl. [%]	Max odchylenie [%]
50	0,015	0,018	0,93	1,94
100	0,016	0,019	1,02	1,65
150	0,013	0,015	0,95	1,48

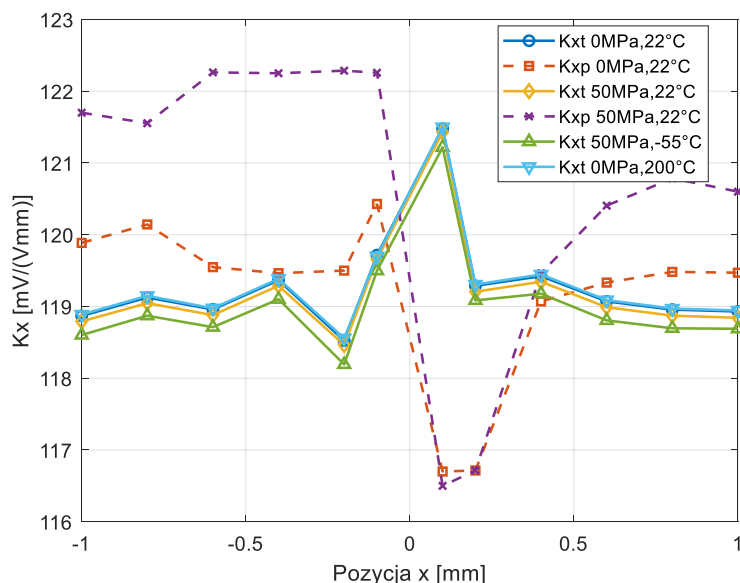


Rys. 6.1. Porównanie wartości B zmierzonych i obliczonych zgodnie z zależnością (4.15) (a), wykreślony błąd względny (b)

W części aplikacyjnej pracy opracowano model matematyczny oraz przeprowadzono weryfikację eksperymentalną prototypu indukcyjnego różnicowego przetwornika położenia o zakresie pomiarowym ± 1 [mm]. Analiza porównawcza wyników pomiarów i symulacji pozwala potwierdzić przyjętą hipotezę dotyczącą założeń konstrukcyjnych przetwornika typu LVDT.

Dla warunku odniesienia (naprężenie w rdzeniu 0 [MPa], temperatura 22 °C) średni błąd bezwzględny (MAE) pomiędzy wynikami symulacji a pomiarem, wyznaczony dla składowej K_x (4.16) wynosił 1,02 [mV/(V·mm)], błąd średniokwadratowy (RMSE) 1,15 [mV/(V·mm)], a maksymalne odchylenie punktowe ΔK_x osiąga 1,73 [mV/(V·mm)]. Po wprowadzeniu zakłócenia w postaci naprężenia ściskającego rdzeń magnetyczny (około 50 [MPa]), wartości te wynosiły odpowiednio: MAE = 1,73 [mV/(V·mm)], RMSE = 1,85 [mV/(V·mm)], natomiast maksymalne $\Delta K_x = 2,09$ [mV/(V·mm)]. Pomimo wykazanej istotności statystycznej, maksymalne odchylenia pomiędzy charakterystyką teoretyczną a mierzoną nie przekraczają ± 2 % pełnej skali sygnału (FSO), a średnie odchylenia pozostają poniżej 1,5 % FSO w całym zakresie pomiarowym ± 1 [mm], co pozwoliło uznać model teoretyczny za wiarygodny.

Analiza rozkładu różnic pomiędzy wartościami teoretycznymi K_{xt} i zmierzonymi K_{xp} dla przetwornika w stanie wolnym od naprężenia i po wprowadzeniu naprężenia ściskającego rdzeń wskazała niewielkie odstępstwa od nominalnej charakterystyki napięciowej, poniżej ± 2 % FSO. Należy podkreślić, że w przypadku teoretycznego, osiowoosymetrycznego modelu 2D geometria siatki pozostawała stała niezależnie od warunków brzegowych.



Rys. 6.2. Wpływ naprężenia i temperatury na charakterystykę LVDT (skalar K_x)

Dodatkowo, wyniki pomiarów potwierdzają, że projekt przetwornika LVDT z rdzeniem ze stopu ASTM A753 Typ 2 skutecznie minimalizuje wpływ naprężeń osiowych ściskających oraz temperatury na jego charakterystykę napięciową. Obserwowane różnice pomiędzy wynikami analiz a pomiarem mieszczą się w przyjętej tolerancji $\pm 2\%$ FSO, co świadczy o poprawności przyjętych założeń fizycznych i matematycznych. Potwierdza to spełnienie hipotezy H3 oraz wskazuje na wysoką spójność opracowanej metody analitycznej z wynikami badań eksperymentalnych (Rys. 6.1).

W wyniku przeprowadzonych analiz oraz badań eksperymentalnych wykazano, że wszystkie postawione hipotezy zostały zweryfikowane ilościowo (Tabela 6-2). Opracowana metoda symulacyjna obwodów przetworników stosowanych w serwonapędach stanowi narzędzie umożliwiające zarówno analizę naukową zjawisk magnetycznych w warunkach sprzężonych oddziaływań magnetomechanicznych, jak i projektowanie układów elektromechanicznych typu EMID, spełniających wymagania aplikacji lotniczych.

Opracowane modele matematyczne oraz wykonane prototypy umożliwiają transfer uzyskanych wyników badań do praktycznych zastosowań w lotnictwie i przemyśle. Jednocześnie dostarczają nowych danych naukowych dotyczących zachowania miękkich materiałów magnetycznych oraz przetworników w warunkach oddziaływania czynników środowiskowych, takich jak temperatura i naprężenia mechaniczne.

Tabela 6-2. Podsumowanie hipotez badawczych

Oznaczenie hipotezy	Zakres analizy	Wynik weryfikacji	Dokładność / odchylenie	Odwołanie w pracy
H0	Analiza porównawcza układów elektromechanicznych silnika momentowego oraz przetwornika	Potwierdzona	Błąd predykcji $\leq 5\%$	Paragraf 4.3.1, rys. 4.51, Paragraf 4.3.2, rys. 4.51, tabela 4-7, 4-8. Rozdział 6.1, rys. 6.2.
H1	Analiza eksperymentalna, określenie zmienności liniowej parametrów J-A w zakresie temperatury ($-55-195\text{ }^{\circ}\text{C}$)	Potwierdzona	Liniowość nie gorsza niż $R^2 \geq 0,9787$	Paragraf 4.2.1, rys. 4.12-4.16, 4.19. Wzór (4.4)
H2	Analiza efektu Villariego metodą pośrednią, wyznaczenie parametru wrażliwości magnetycznej na naprężenie $k(H)$	Potwierdzona	Błąd modelu $\leq 3\%$, dla $\sigma_{ef} \sim 15,5[\text{MPa}]$	Paragraf 4.2.3, tabela 4-4. Rozdział 6, rys 6.1.
H3	Budowa i pomiar charakterystyki przetwornika LVDT ($\pm 1\text{ mm}$), określenie wpływu naprężenia na charakterystykę napięciową	Potwierdzona	Wpływ zakłócenia $\leq \pm 2\%$ FSO	Paragraf 4.3.2, tabela 4-7, 4-8. Rozdział 6, rys 6.1.

Dane zebrane podczas realizacji badań opisanych w rozdziale czwartym potwierdzają zasadność uwzględniania zjawiska sprzężenia magnetomechanicznego w modelach materiałowych przygotowanych jako dane wejściowe do analiz wielofizycznych oraz wskazują na konieczność kalibracji parametrów opisujących materiał ferromagnetyczny w zależności od warunków brzegowych w symulacji MES.

Należy podkreślić, że w przypadku stopu 50% Fe-Ni zmiany μ_r pod wpływem temperatury T oraz naprężenia efektywnego σ_{ef} w badanym zakresie są przewidywalne. W odniesieniu do zastosowania tego materiału w lotniczych produktach typu EMID, zmiany μ_r można kompensować stosując właściwe rozwiązania konstrukcyjne dla struktury mechanicznej wyrobu.

- W technice serwozaworów, należy dążyć do utrzymania przewidywalnego i powtarzalnego stanu naprężenia w strukturze silnika momentowego przez stosowanie trwałych połączeń pomiędzy elementami w obwodzie magnetycznym.

Oślabienie silnika w wysokich temperaturach oraz wzmocnienie w niskich może skutkować zmianami pozycji przesłony względem dysz sterujących we wzmacniaczu hydraulicznym pierwszego stopnia lub zmiennością w kącie odchylenia rurki strumieniowej w funkcji prądu. Należy jednak podkreślić, że osłabienie lub wzmocnienie silnika może być kompensowane przez prawidłowy dobór parametrów definiujących obwód hydrauliczny serwozaworu. Należy zauważyć, że wraz ze wzrostem temperatury maleje lepkość oraz gęstość cieczy roboczej, zatem przepływ wolumetryczny przez pierwszy stopień zaworu może pozostać niezmienny w funkcji temperatury.

Błędne założenia konstrukcyjne definiujące serwozawór, mogą być przyczyną dryftu charakterystyki przepływu w czasie eksploatacji wynikającego z relaksacji naprężenia montażowego. Zaleca się zatem stosować stabilizację termiczną złozenia oraz

stosowanie połączeń mechanicznych odpornych na zjawisko relaksacji i pełzania w czasie i temperaturze.

- W technice przetworników położenia typu LVDT, wpływ czynników środowiskowych na obwód magnetyczny można zredukować zmniejszając poziom namagnesowania spontanicznego elementów magnetowodu. Wyniki badań przedstawione w punktach 4.2 wykazały, że początkowy przebieg krzywej magnesowania $B(H)$ do około 0.65 [T] nie ulega zniekształceniu pod wpływem naprężenia efektywnego poniżej 16 [MPa]. Ponadto, wpływ temperatury na przenikalność rdzenia i rezystancję uzwojenia jest przewidywalny. Rozwiązanie konstrukcyjne jak przykładowy patent [101] umożliwia kompensację wzrostu namagnesowania spontanicznego materiału 50% Fe-Ni w polu magnetycznym w niskich temperaturach przez wprowadzenie kontrolowanego stanu naprężenia ściskającego. Dodatkowo, działanie przetwornika LVDT w układzie różnicowym zapewnia dużą stabilność i powtarzalność pomiarów w pętli sprzężenia zwrotnego serwonapędu.

6.2. Wyzwania związane z dalszym rozwojem wielofizycznych metod projektowania

Wyzwania związane z rozwojem wielofizycznych metod projektowania.

Dalszy rozwój narzędzi przeznaczonych do wielofizycznych analiz numerycznych wymaga równoległego doskonalenia zarówno modeli opisujących zjawiska fizyczne, jak i algorytmów obliczeniowych implementowanych w oprogramowaniu do symulacji MES. Zaproponowana koncepcja symulacji zjawisk magnetomechanicznych zakłada konieczność indywidualnego przypisania parametrów materiałowych dla każdego elementu siatki obliczeniowej. W praktyce prowadzi to do znacznego zwiększenia złożoności modelu analitycznego, co przekłada się na wzrost kosztów obliczeniowych oraz wydłużenie czasu trwania symulacji. W celu zwiększenia efektywności procesu obliczeniowego, niezbędne staje się wdrożenie mechanizmów automatyzujących proces modelowania, a także optymalizujących liczbę elementów skończonych. Alternatywnym podejściem może być podział modelu na strefy charakteryzujące się zbliżonymi wartościami naprężenia efektywnego. W praktyce umożliwi to redukcję liczby unikalnych parametrów materiałowych i tym samym ograniczenie zasobów obliczeniowych wymaganych do przeprowadzenia symulacji modeli o dużej liczbie węzłów.

Ograniczenie w stosowaniu założenia o liniowej zależności pomiędzy względną przenikalnością magnetyczną a naprężeniem.

Przyjęcie uproszczenia zakładającego symetryczny wpływ zwrotu naprężenia efektywnego (4.15) na przenikalność magnetyczną oraz liniowość zjawiska znacząco upraszcza proces numerycznego modelowania sprzężenia magnetomechanicznego. Założenie to umożliwiło również wyznaczenie naprężenia efektywnego w próbce badawczej, zgodnie z procedurą eksperymentalną opisaną szczegółowo w punkcie 4.2.3.

Jednocześnie wyniki badań przedstawione przez innych autorów [70-72] wykazały, że wrażliwość materiału, nawet o właściwościach izotropowych, zależy nie tylko od dokładnej lokalizacji punktu krytycznego — tzw. punktu Villariego — lecz również od charakteru naprężeń, tj. czy powodują one ściskanie, czy rozciąganie próbki. W analizowanym przypadku,

dotyczącym sprzężenia magnetomechanicznego w stopie Fe-Ni o zawartości 50% żelaza i niklu, przy współczynniku magnetostrykcji poniżej 25 [ppm] oraz przy niskim natężeniu pola magnetycznego, zastosowanie uproszczonego modelu materiałowego wydaje się uzasadnione. Jednak w odniesieniu do innych stopów, zwłaszcza tych charakteryzujących się wysoką magnetostrycją, poddanych działaniu naprężeń o niewielkiej wartości, przyjęta teoria może okazać się błędna. W związku z tym, jako kontynuację badań ukierunkowanych na rozwój metod symulacji efektów magnetomechanicznych, proponuje się wyznaczenie punktów Villariego dla wykorzystywanych materiałów ferromagnetycznych oraz przeprowadzenie analizy ich wrażliwości w jednoosiowym i dwuosiowym stanie naprężenia efektywnego.

6.3. Wytyczenie kierunków do dalszych badań:

Badanie wpływu złożonego stanu naprężenia oraz temperatury jako analiza wieloczynnikowa wariancji (ANOVA). Zestawienie wyników badań z opisem energetycznym.

Interesującym naukowo zagadnieniem wydaje się również sprawdzenie eksperymentalne założenia dotyczącego bilansu energetycznego opisanego równaniem (2.12). W przeprowadzonej symulacji wielofizycznej dla silnika momentowego oraz przetwornika LVDT zakładano brak interakcji pomiędzy energią magnetoelastyczną a temperaturą analizowanego ferromagnetyka. Oznacza to, że współczynnik korekcji wyznaczony w doświadczeniu 4.2.3 był stosowany do krzywych $B(H)$ wyznaczonych dla szerokiego zakresu temperatur. Mając jednak na uwadze złożoność zagadnienia jakim jest modelowanie zjawisk w materiałach magnetycznych, przyjęte założenie powinno zostać zweryfikowane doświadczalnie. Jeśli pojawią się ku temu przesłanki model magneto-mechano-termiczny materiału powinien zostać uściślony. Wykonanie analizy wieloczynnikowej wariancji ANOVA, pozwoli na weryfikację hipotezy dotyczącej bilansu energetycznego.

Możliwe jest również poszerzenie zakresu badań dla nowych materiałów oraz technologii wytwarzania (stopy na bazie kobaltu, addytywne metody wytwarzania, obróbka cieplna w polu magnetycznym i jej wpływ na właściwości mechaniczne oraz magnetyczne materiałów).

Przeprowadzone analizy i opracowane modele materiałowe nie mają charakteru uniwersalnego. W praktyce oznacza to konieczność powtórzenia badań materiałowych opisanych w punktach 4.2.1, 4.2.2, 4.2.3 w przypadku wykorzystania stopu ferromagnetycznego o podobnym składzie chemicznym jednak obrabianego innym procesem technologicznym lub gdy obróbka ubytkowa zostanie zastąpiona metodą przyrostową. Tworzenie bazy modeli materiałów może być procesem długotrwałym jednak kontynuacja badań wydaje się racjonalna zwłaszcza biorąc pod uwagę dostępność sprzętu pomiarowego i opracowane metody testowania charakterystyk magnetycznych.

Systematyczne badania mogą istotnie przyczynić się do rozwoju technologii formowania magnetowodów stosowanych w osprzęcie typu EMID, ze szczególnym uwzględnieniem optymalizacji ich parametrów wytrzymałościowych oraz właściwości magnetycznych. Jednocześnie prowadzenie prac badawczych i rozwojowych stwarza sprzyjające warunki do generowania nowej wiedzy w obszarze materiałoznawstwa i inżynierii mechanicznej oraz elektrotechniki, stanowiąc fundament dla dalszych innowacji konstrukcyjnych.

6.4. Literatura

- [1] LEE, J. J.; LUKACHKO, S. P.; WAITZ, I. A.; SCHAFER, A. Historical and future trends in aircraft performance, cost, and emissions. *Annual Review of Energy and the Environment*, 2001, vol. 26. Dostępne z: <https://doi.org/10.1146/annurev.energy.26.1.167>.
- [2] BUTICCHI, G.; WHEELER, P.; BOROYEVICH, D. The More-Electric Aircraft and beyond. *Proceedings of the IEEE*, 2023, vol. 111, no. 4. Dostępne z: <https://doi.org/10.1109/JPROC.2022.3152995>.
- [3] SARLIOGLU, B.; MORRIS, C. T. More Electric Aircraft: Review, Challenges, and Opportunities for Commercial Transport Aircraft. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2015, vol. 1, no. 1. Dostępne z: <https://doi.org/10.1109/TTE.2015.2426499>.
- [4] DALLA VEDOVA, M. D. L.; BERRI, P. C. A new simplified fluid dynamic model for digital twins of electrohydraulic servovalves. *Aircraft Engineering and Aerospace Technology*, 2022, vol. 94, no. 1. Dostępne z: <https://doi.org/10.1108/AEAT-12-2020-0321>.
- [5] NOSKIEVIC, P.; WALICA, D. Development and application of the digital twin of the hydraulic control valve. *MM Science Journal*, 2022-October. Dostępne z: https://doi.org/10.17973/MMSJ.2022_10_2022069.
- [6] BIEŁOW, K. P. *Zjawiska w materiałach magnetycznych*. Warszawa: PWN, 1962, wyd. 1.
- [7] CHIKAZUMI, S.; CHIKAZUMI, S.; GRAHAM, C. D. *Physics of ferromagnetism*. Oxford: Oxford University Press, 1997.
- [8] CHIN, G. Y.; WERNICK, J. H. Soft magnetic metallic materials. In: *Handbook of Ferromagnetic Materials*, 1980, vol. 2, s. 55–188.
- [9] O’HANDLEY, R. C. *Modern Magnetic Materials: Principles and Applications*. New York: John Wiley & Sons, 2000, s. 40.
- [10] COEY, J. M. D. *Magnetism and Magnetic Materials*. Cambridge: Cambridge University Press, 2010.
- [11] IDZIAK, P.; KOWALSKI, K. Modelling of influence of mechanical stresses arising in magnetic circuit on magnetizing characteristic. *Archives of Electrical Engineering*, 2019, vol. 68, no. 1, s. 209–220.
- [12] LATTIME, S. B.; STEINETZ, B. M. Turbine engine clearance control systems: current practices and future directions. *38th Joint Propulsion Conference and Exhibit*, Indianapolis, 2002.
- [13] RTCA. *DO-160G – Environmental Conditions and Test Procedures for Airborne Equipment*. Washington, 2022.
- [14] U.S. Department of Energy. *Sustainable aviation fuel review: technical pathways report*. Dostęp 02.08.2024. Dostępne z: <https://www.energy.gov/eere/bioenergy/articles/sustainable-aviation-fuel-review-technical-pathways-report>.

- [15] SMITH, J. R.; MASTORAKOS, E. An energy systems model of large commercial liquid hydrogen aircraft in a low-carbon future. *International Journal of Hydrogen Energy*, 2024, vol. 52. Dostępne z: <https://doi.org/10.1016/j.ijhydene.2023.04.039>.
- [16] Coordinating Support of Fuels and Lubricant Research and Development (R&D). *Handbook of Aviation Fuel Properties*, 3rd ed., 2004, s. 1–29.
- [17] MIT. Thermodynamics notes, node 84. Dostęp 01.08.2025. Dostępne z: <https://web.mit.edu/16.unified/www/FALL/thermodynamics/notes/node84.html>.
- [18] GYATT, G. The Standard Atmosphere. A mathematical model of the 1976 U.S. Standard Atmosphere, 2006-01-14.
- [19] DU TREMOLET DELACHEISSERIE, E.; DE LACHEISSERIE, E. Du Trémolet. *Magnetostriction Theory and Applications of Magnetoelasticity*. CRC Press, 1993.
- [20] MOHRI, K. Review on recent advances in the field of amorphous metal sensors and transducers. *IEEE Transactions on Magnetics*, 1984, vol. 20, s. 942–947.
- [21] BARANDIARAN, J. M.; GUTIERREZ, J. Magnetoelastic sensors based on soft amorphous magnetic alloys. *Sensors and Actuators A: Physical*, 1997, vol. 59, s. 38–42.
- [22] BIENKOWSKI, A.; SZEWCZYK, R. The possibility of utilizing the high permeability magnetic materials in construction of magnetoelastic stress and force sensors. *Sensors and Actuators A: Physical*, 2004.
- [23] OSTASZEWSKA-LIŻEWSKA, A.; SZEWCZYK, R.; RABACK, P.; MALINEN, M. Modelling the characteristics of ring-shaped magnetoelastic force sensor in Mohri's configuration. *Sensors (Switzerland)*, 2020, vol. 20, no. 1. Dostępne z: <https://doi.org/10.3390/s20010266>.
- [24] ASTM International. Standard Specification for Wrought Nickel-Iron Soft Magnetic Alloys (UNS K94490, K94840, N14076, N14080), A753, 2021.
- [25] DINDORF, R. *Hydrotronika tendencją w rozwoju hydrauliki*. KNT, Napędy i Sterowania Hydrauliczne, Wrocław, 2002.
- [26] ROBINSON, K. Digital Controls for Gas Turbine Engines. *Proceedings of the ASME Turbo Expo*, 1987, vol. 5. Dostępne z: <https://doi.org/10.1115/87-GT-211>.
- [27] COLLINSON, R. P. G. Fly-by-Wire Flight Control. In: *Introduction to Avionics Systems*, 2011. Dostępne z: https://doi.org/10.1007/978-94-007-0708-5_4.
- [28] POLEY, R. DSP control of electro-hydraulic servo actuators. Texas Instruments Application Report, January 2005.
- [29] MARÉ, J. C. Review and analysis of the reasons delaying the entry into service of power-by-wire actuators for high-power safety-critical applications. *Actuators*, 2021, vol. 10, no. 9. Dostępne z: <https://doi.org/10.3390/act10090233>.
- [30] MERRITT, H. *Hydraulic Control Systems*. New York: John Wiley & Sons, 1967.
- [31] ARAFA, H. A.; RIZK, M. Identification and modelling of some electrohydraulic servo-valve non-linearities. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part C: Journal of*

Mechanical Engineering Science, 1987, vol. 201, no. 2. Dostępne z:
https://doi.org/10.1243/PIME_PROC_1987_201_097_02.

[32] WANG, D.; DOLID, R.; DONATH, M.; ALBRIGHT, J. Development and verification of a two-stage flow control servovalve model. American Society of Mechanical Engineers, The Fluid Power and Systems Technology Division (Publication) FPST, 1995, vol. 2.

[33] URATA, E. Characteristics of Servovalve Torque motor (1st Report, Static Characteristics). Nihon Kikai Gakkai Ronbunshu, C Hen/Transactions of the Japan Society of Mechanical Engineers, Part C, 1998, vol. 64, no. 617. Dostępne z: <https://doi.org/10.1299/kikaic.64.141>.

[34] URATA, E. On the torque generated in a servo valve torque motor using permanent magnets. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part C: Journal of Mechanical Engineering Science, 2007, vol. 221, no. 5. Dostępne z:
<https://doi.org/10.1243/0954406JMES584>.

[35] URATA, E. Influence of unequal air-gap thickness in servo valve torque motors. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part C: Journal of Mechanical Engineering Science, 2007, vol. 221, no. 11. Dostępne z:
<https://doi.org/10.1243/09544062JMES709>.

[36] GORDIĆ, D.; BABIĆ, M.; JOVIČIĆ, N.; MILOVANOVIĆ, D. Effects of the variation of torque motor parameters on servovalve performance. Strojniski Vestnik/Journal of Mechanical Engineering, 2008, vol. 54, no. 12.

[37] CHEN, Z.; GE, S.; JIANG, Y.; CHENG, W.; ZHU, Y. Refined modeling and experimental verification of a torque motor for an electro-hydraulic servo valve. Chinese Journal of Aeronautics, 2023, vol. 36, no. 6. Dostępne z: <https://doi.org/10.1016/j.cja.2023.01.014>.

[38] PLUCIŃSKI, W.; CIS, M. Metoda badania charakterystyk statycznych silników momentowych do serwozaworów proporcjonalnych stosowanych w lotnictwie. Zeszyty Energetyczne, 2025.

[39] SYKULSKI, S.; SYKULSKA, E.; HUGHES, S. T. Application of finite element modelling in LVDT design. COMPEL, 1992, vol. 11, no. 1, s. 73–76.

[40] ARA, K. A differential transformer with temperature- and excitation independent output. IEEE Trans. Instrum. Meas., 1972, vol. IM-21, s. 249–255.

[41] GRUBER, G.; NEUMAYER, M.; SCHWEIGHOFER, B.; WEGLEITER, H. W. Linear Variable Differential Transformer in Harsh Environments - Analysis of Temperature Drifts for Different Plunger Materials. IEEE Sensors Letters, 2023, vol. 7, no. 9. Dostępne z:
<https://doi.org/10.1109/LENS.2023.3306981>.

[42] DOEBELIN, E. O. Measurement systems. Application and design. McGraw, 1966. ISBN 9780070173354.

[43] YANG, Y.-S.; BAE, K.-Y. Finite Element Analysis of the Effects of Process and Material Parameters on the LVDT Output Characteristics. Korean Soc. Manuf. Process Eng., 2021, vol. 20, s. 11–19.

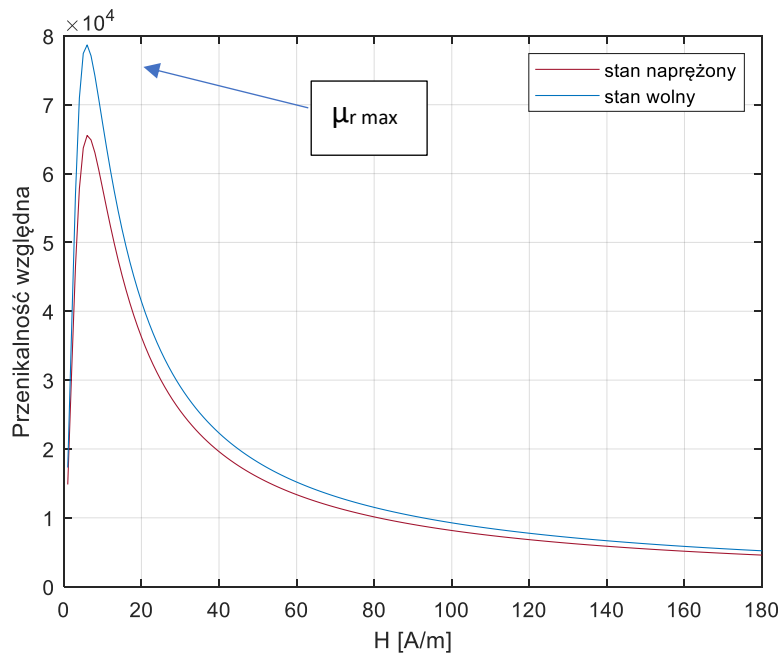
- [44] DANISI, A.; MASI, A.; LOSITO, R.; MARTINO, M.; SPIEZIA, G. Study of magnetic interference on an LVDT: FEM modeling and experimental measurements. *Journal of Sensors*, 2011. Dostępne z: <https://doi.org/10.1155/2011/529454>.
- [45] SOIŃSKI, M. *Materiały magnetyczne w technice*. Biblioteka Centralnego Ośrodka Szkolenia i Wydawnictw SEP, 2001. ISBN 83-915103-5-2.
- [46] CULLITY, B. D.; GRAHAM, C. D. *Introduction to magnetic materials*. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2009. ISBN 978-0-471-47741-9.
- [47] CHWASTEK, K. Parametryczne badanie fenomenologicznego modelu histerezy magnetycznej. *Prace Instytutu Elektrotechniki*, 2011, zeszyt 252, s. 41–54.
- [48] ZIJLSTRA, H. *Experimental Methods in Magnetism*, vol. 2. North-Holland, Amsterdam, 1967.
- [49] MÖRÉE, G.; LEIJON, M. Review of Hysteresis Models for Magnetic Materials. *Energies*, 2023, vol. 16, iss. 9. DOI:10.3390/en16093908.
- [50] PLUCIŃSKI, W.; MALECHA, Z.; TOMCZUK, K. Evaluation of the influence of temperature on the parameters of the Jiles-Atherton model and magnetization curves of a 50% Fe-Ni type alloy. *AEE*, 2025. DOI: 10.24425/aee.2025.153021.
- [51] Carpenter Electrification. Resources. Dostęp 02.08.2024. Dostępne z: www.carpenterelectrification.com/resources.
- [52] JILES, D. C.; ATHERTON, D. L. Theory of ferromagnetic hysteresis. *Journal of Applied Physics*, 1984, vol. 55, s. 2115–2121. DOI:10.1063/1.333582.
- [53] JILES, D. C.; ATHERTON, D. L. Theory of ferromagnetic hysteresis. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, 1986, vol. 61, s. 48–60. DOI: 10.1016/0304-8853(86)90066-1.
- [54] MathWorks. Nonlinear reluctance. Dostęp 02.08.2024. Dostępne z: www.mathworks.com/help/sps/ref/nonlinearreluctance.html.
- [55] ZIRKA, S. E.; MOROZ, Y. I.; HARRISON, R. G.; CHWASTEK, K. On physical aspects of the Jiles-Atherton hysteresis models. *Journal of Applied Physics*, 2012, vol. 112, 043916. DOI:10.1063/1.4747915.
- [56] IEC 60404-4. *Methods of measurement of d.c. magnetic properties of magnetically soft materials*, Edition 2.2, 2008.
- [57] MathWorks. Lookup tables. Dostęp 02.08.2024. Dostępne z: www.mathworks.com/help/simulink/lookup-tables.html.
- [58] WAECKERLÉ, T.; PERICHON, P.; ATEBA-BETANDA, Y.; DEMIER, A. Recent progress in the application development of Fe₅₀Ni₅₀ type alloys. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, 2022, vol. 564, Part 1. DOI:10.1016/j.jmmm.2022.170075.
- [59] Cast. ALNICO Permanent Magnets. February 2003, Rev. C.
- [60] MORISH, A. H. *Fizyczne podstawy magnetyzmu*. Warszawa: PWN, 1970.

- [61] DANIEL, L. Modélisation multi-échelle du comportement magnéto-mécanique des matériaux ferromagnétiques texturés. Rozprawa doktorska, École de Cachan-ENS Cachan, 2003.
- [62] Wikipedia. Przenikalność magnetyczna. Dostęp 01.08.2025. Dostępne z: https://pl.wikipedia.org/wiki/Przenikalno%C5%9B%C4%87_magnetyczna.
- [63] JILES, D. C.; ATHERTON, D. L. Theory of ferromagnetic hysteresis. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, 1986, vol. 61, s. 48–60. DOI: 10.1016/0304-8853(86)90066-1.
- [64] SZEWCZYK, R. The method of moments in Jiles–Atherton model based magnetostatic modelling of thin layers. *Archives of Electrical Engineering*, 2018, vol. 67, no. 1, s. 27–35. DOI:10.24425/118989.
- [65] JELALI, M.; KROLL, A. Hydraulic servo-systems: modelling, identification and control. 2003. London: Springer London. ISBN 978-1-85233-692-9.
- [66] SZEWCZYK, R. Computational problems connected with Jiles–Atherton model of magnetic hysteresis. In: *Advances in Intelligent Systems and Computing*, Springer, 2014, vol. 267, s. 275–283.
- [67] JILES, D. C. Frequency dependence of hysteresis curves in conducting magnetic materials. *Journal of Applied Physics*, 1994, vol. 76, no. 10. Dostępne z: <https://doi.org/10.1063/1.358399>.
- [68] BLOCH, F. Zur Theorie des Ferromagnetismus. *Zeitschrift für Physik*, 1930, vol. 61, s. 206–219.
- [69] KITTEL, C. *Introduction to Solid State Physics*, 8th ed., 2005.
- [70] SZEWCZYK, R. Stress-induced anisotropy and stress dependence of saturation magnetostriction in the Jiles-Atherton-Sablik model of the magnetoelastic Villari effect. *Archives of Metallurgy and Materials*, 2016, vol. 61, no. 2A. DOI:10.1515/amm-2016-0103.
- [71] SZEWCZYK, R. Generalization of the model of magnetoelastic effect: 3D mechanical stress dependence of magnetic permeability tensor in soft magnetic materials. *Materials*, 2020, vol. 13, no. 18. DOI:10.3390/ma13184070.
- [72] ŠVEC, P.; SZEWCZYK, R.; SALACH, J.; JACKIEWICZ, D.; ŠLVEĆ, P.; BIEŃKOWSKI, A.; HOŠKO, J. Magnetoelastic properties of selected amorphous systems tailored by thermomagnetic treatment. *Journal of Electrical Engineering*, 2014, vol. 65, no. 4. DOI:10.2478/jee-2014-0040.
- [73] HÉDER, M. From NASA to EU: The evolution of the TRL scale in Public Sector Innovation. *Innovation Journal*, 2017, vol. 22, no. 2.
- [74] PAWELSKI, Z. *Modelowanie i obliczanie napędu hydrobusu*. 2000.
- [75] PLUMMER, A. Electrohydraulic servovalves—past, present, and future. 10th International Fluid Power Conference, 2016.
- [76] MEEKER, D. Determination of Transformer Operating Point. Dostęp 01.08.2025. Dostępne z: <https://www.femm.info/wiki/MyTransformer>, August 10, 2006.

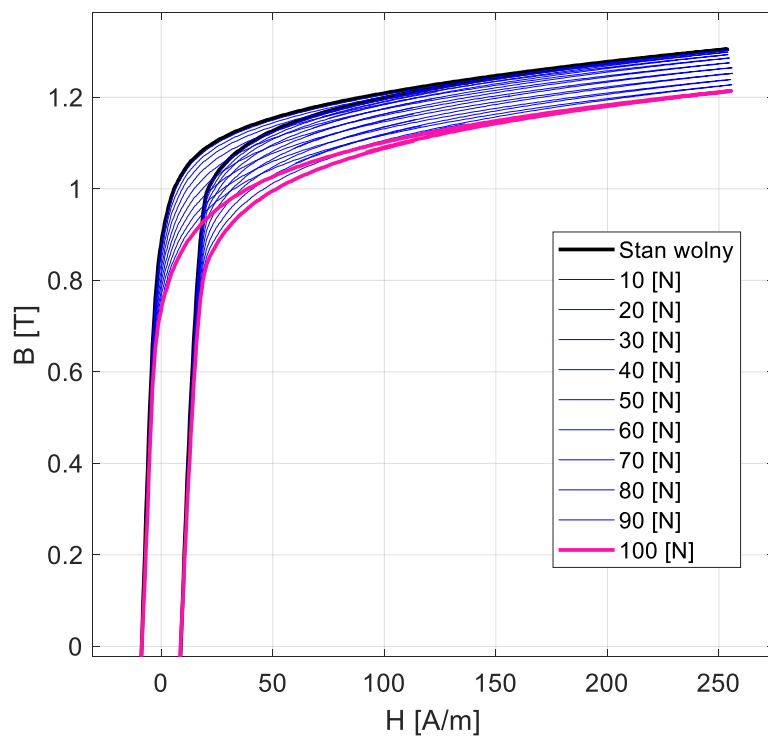
- [77] REDDY, J. N. An Introduction to the Finite Element Method, 3rd ed. McGraw-Hill, 2006. ISBN 9780071267618.
- [78] Vibration Research. What is the PSD? Dostęp 01.08.2025. Dostępne z: <https://vru.vibrationresearch.com/lesson/what-is-the-psd/>.
- [79] SolidWorks. Checking stresses, Von Mises. Dostęp 01.08.2025. Dostępne z: https://help.solidworks.com/2011/Polish/solidworks/cworks/legacyhelp/simulation/Checking_stresses/prot_vonm.html.
- [80] FEMM. Manual 42. Dostęp 01.08.2025. Dostępne z: <https://www.femm.info/Archives/doc/manual42.pdf>.
- [81] HOOLE, S. R. Computer-aided analysis and design of electromagnetic devices. Elsevier, 1989.
- [82] DUDEK, G. Approximation of the hysteresis loop using computational intelligence methods (in Polish). Przegląd Elektrotechniczny, 2012, R. 88, NR 12b. ISSN 0033-2097.
- [83] CALLISTER, W. D. Fundamentals of Materials Science and Engineering, 2nd ed. Wiley & Sons. s. 252.
- [84] SMITH, W. F.; HASHEMI, J. Foundations of Materials Science and Engineering, 4th ed. McGraw-Hill, 2006. ISBN 978-0-07-295358-9.
- [85] SCHIJVE, J. Fatigue of structures and materials, 2009. DOI:10.1007/978-1-4020-6808-9.
- [86] BOZORTH, R. M. Ferromagnetism. 1993. DOI:10.1109/9780470544624.
- [87] MOSES, A. J.; ANDERSON, P. I.; SOMKUN, S. Modeling 2-D magnetostriction in nonoriented electrical steels using a simple magnetic domain model. IEEE Transactions on Magnetics, 2015, vol. 51, no. 5, s. 1–7.
- [88] BELAHCEN, A.; SINGH, D.; RASILO, P.; MARTIN, F.; GHALAMESTANI, S. G.; VANDEVELDE, L. Anisotropic and strain-dependent model of magnetostriction in electrical steel sheets. IEEE Transactions on Magnetics, 2015, vol. 51, no. 3, s. 1–4.
- [89] MAUREL, V. Influence de l'état mécanique multiaxial induit par la découpe sur les propriétés d'usage des tôles magnétiques. Thèse de doctorat, Ecole Normale Supérieure de Cachan, France, 2002.
- [90] SCHNEIDER, C.; RICHARDSON, J. Biaxial magnetoelasticity in steels. Journal of Applied Physics, 1982, vol. 53, no. 11, s. 8136–8138.
- [91] LIU, M. Optimization of electromagnetic and acoustic performances of power transformers. Solid mechanics [physics.class-ph], Université Paris Saclay (COMUE), 2017. NNT: 2017SACLS256.
- [92] SZEWCZYK, R. Generalization of the model of magnetoelastic effect: 3D mechanical stress dependence of magnetic permeability tensor in soft magnetic materials. Materials, 2020, vol. 13, no. 18. DOI:10.3390/ma13184070.
- [93] MOHRI, K.; KOREKODA, S. New force transducers using amorphous ribbon cores. IEEE Transactions on Magnetics, 1978, vol. 14, s. 1071–1075.

- [94] JMAG. Function Tutorial | Simulation Technology for Electromechanical Design. Dostęp 01.08.2025. Dostępne z: <https://www.jmag-international.com>.
- [95] SCHÄFER, A.; HOLLMANN, R.; BERTRAM, O. Process for virtual design and testing of flight control actuation systems. 2019.
- [96] LATTIME, S. B.; STEINETZ, M. Turbine engine clearance control systems: current practices and future directions. 38th Joint Propulsion Conference and Exhibit, Indianapolis, 2002.
- [97] MARZEC, K. Low-Pressure Turbine Cooling Systems. Encyclopedia, 2021, vol. 1, no. 3. DOI:10.3390/encyclopedia1030068.
- [98] DA SOGHE, R.; MAZZEI, L.; TARCHI, L.; COCCHI, L.; PICCHI, A.; FACCHINI, B.; DESCAMPS, L.; GIRARDEAU, J.; SIMON, M. Development of experimental and numerical methods for the analysis of active clearance control systems. Journal of Engineering for Gas Turbines and Power, 2021, vol. 143, no. 2. DOI:10.1115/1.4049354.
- [99] DHOPADE, P.; KIROLLOS, B.; IRELAND, P.; LEWIS, L. A comparison of single-entry and multiple-entry casing impingement manifolds for active thermal tip clearance control. International Journal of Turbomachinery, Propulsion and Power, 2021, vol. 6, no. 2. DOI:10.3390/ijtp6020010.
- [100] PLUCIŃSKI, W. Torque motor. European patent application: EP 3 598 620 A1, 22.01.2020, Bulletin 2020/04; EP3598620B1, 2024.
- [101] PLUCIŃSKI, W.; ZGÓRECKI, M. Linear variable differential transducer core structure. US patent: US 20210278249A1, 2021; EP3875916B1, 2022.
- [102] PLUCIŃSKI, W.; ZGÓRECKI, M. Linear variable differential transducer. US patent: US 20210118600A1, 2021; EP3812708B1, 2022.
- [103] MINTA, Z.; PLUCIŃSKI, W. Valve assembly for an active clearance control system. European patent application: EP 3 842 619 A1, 30.06.2021, Bulletin 2021/26; EP3842619B1, 2022.
- [104] ELFC. PW1100G engines. Dostęp 01.08.2025. Dostępne z: <https://elfc.com/engines/pw1100g/>.
- [105] HUMANKINETICS. Properties of muscle and tendon. Dostęp 01.08.2025. Dostępne z: <https://us.humankinetics.com/blogs/excerpt/properties-of-muscle-and-tendon>.
- [106] MARÉ, J.-C. *Aerospace Actuators. Volume 1: Needs, Reliability and Hydraulic Power Solutions*. 2016. London: ISTE Ltd; John Wiley & Sons. ISBN 978-1-84821-941-0.
- [107] MARÉ, J.-C. *Aerospace Actuators. Volume 2: Signal-by-Wire and Power-by-Wire*. 2016. London: ISTE Ltd; John Wiley & Sons. ISBN 978-1-84821-942-7.
- [108] MARÉ, J.-C. *Aerospace Actuators. Volume 3: European Commercial Aircraft and Tiltrotor Aircraft*. 2018. London: ISTE Ltd; John Wiley & Sons. ISBN 978-1-84821-943-4.

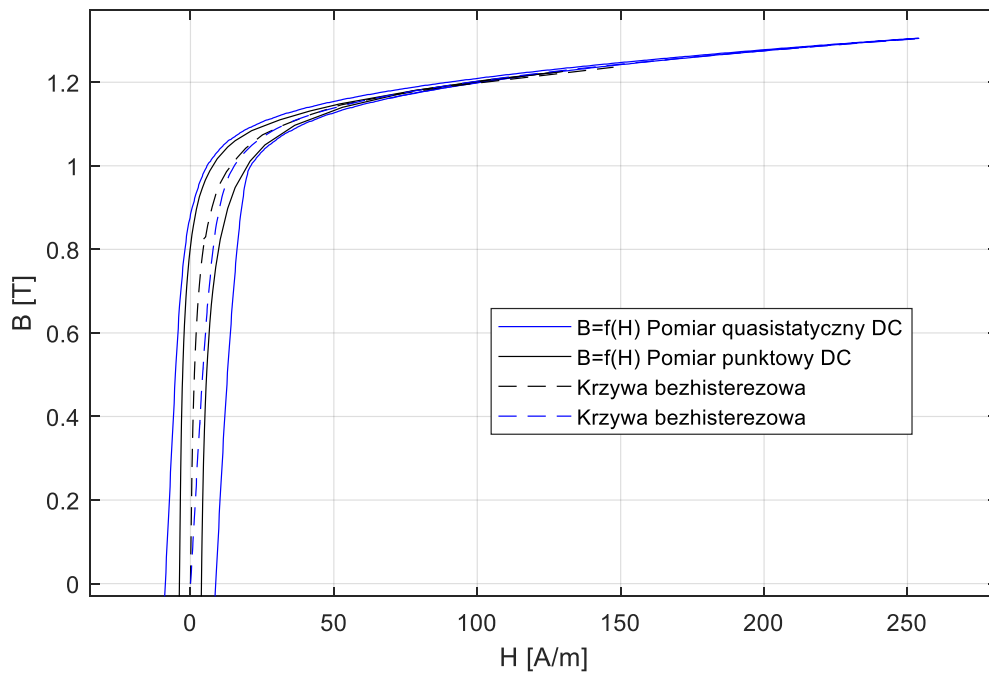
Załączniki



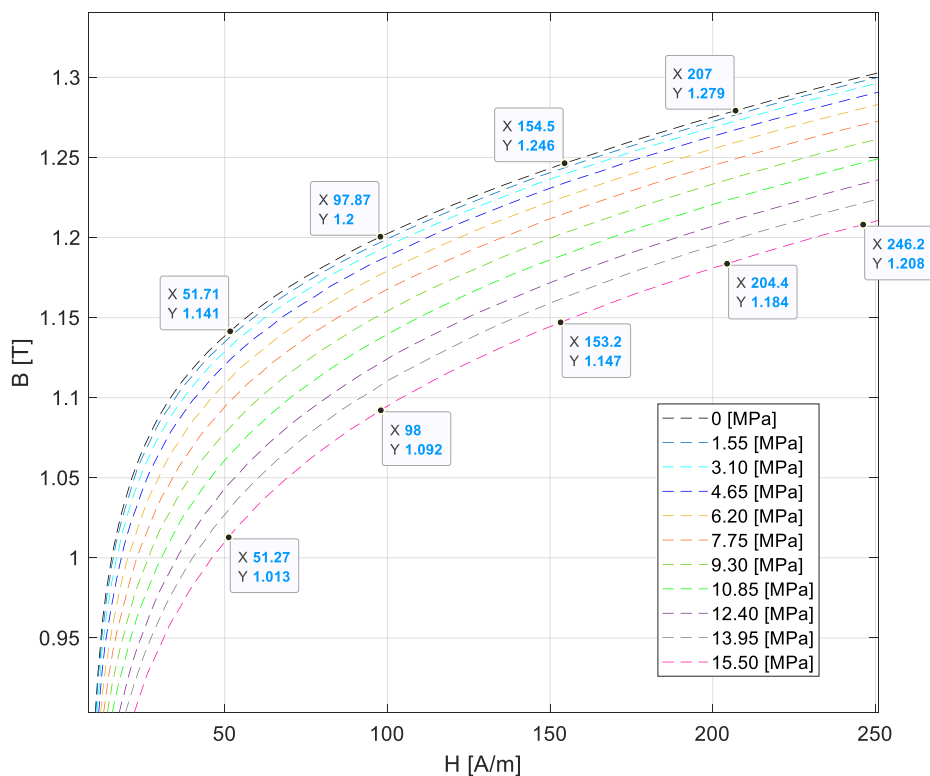
Porównanie przenikalności względnej μ_r materiału 50% Fe-Ni w stanie wolnym i obciążonym naprężeniem efektywnym σ_{ef} 15,5 [MPa]



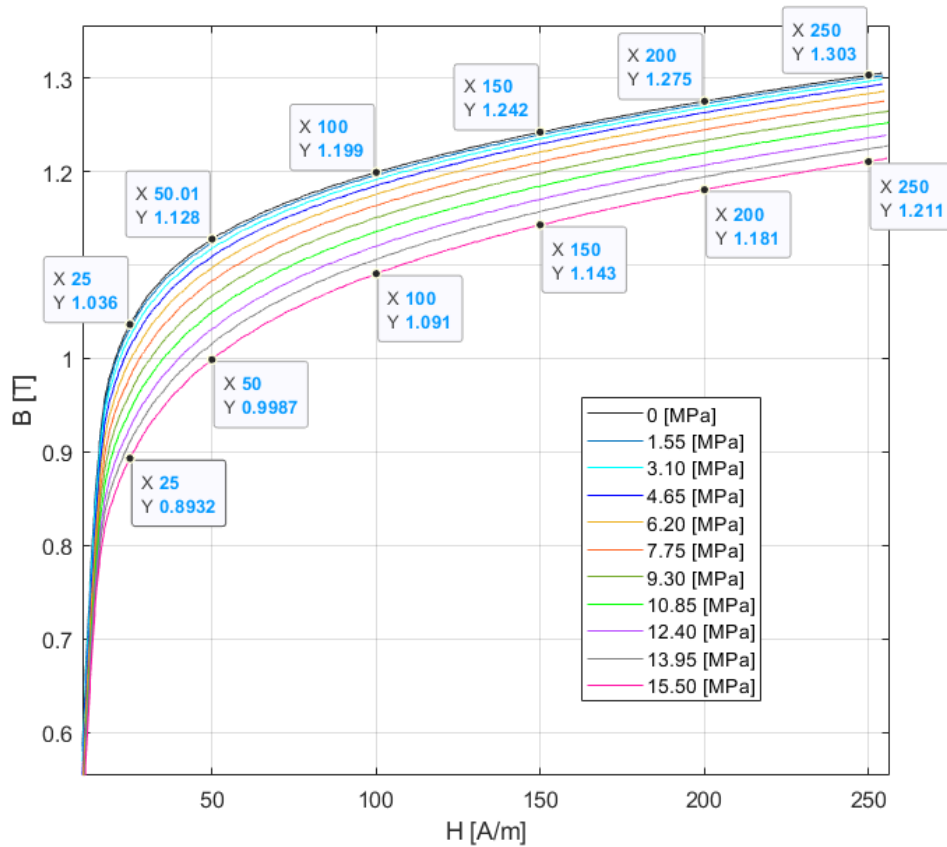
Zmiany w pierwszej i drugiej ćwiartce histerezy magnetycznej materiału 50% Fe-Ni spowodowane naprężeniem efektywnym, siła ściskająca $F=100$ [N] odpowiada σ_{ef} 15,5 [MPa]



Wpływ metody pomiaru na kształt histerezy magnetycznej badanej próbki materiał 50% Fe-Ni, pomiar dotyczy punktu 4.2.3.



Wpływ naprężenia efektywnego na kształt bezhisterezowej krzywej magnesowania badanej próbki, materiał 50% Fe-Ni, dane z doświadczenia numerycznego opisanego w punkcie 4.2.3.



Wpływ naprężenia efektywnego na kształt pierwotnej krzywej magnesowania badanej próbki, materiał 50% Fe-Ni, dane z doświadczenia numerycznego opisanego w punkcie 4.2.3.

Naprężenia efektywne sortowane po ścieżce wzdłuż linii strumienia magnetycznego w pierścieniu, dane z doświadczenia numerycznego opisanego w punkcie 4.2.3.

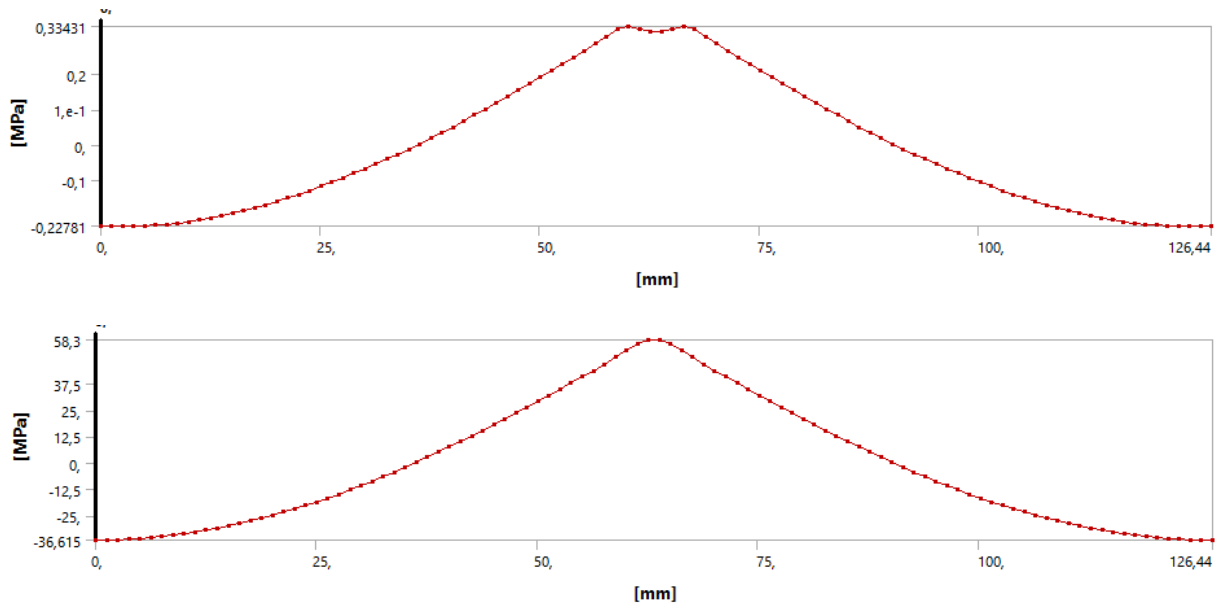
Ścieżka 1		ścieżka 2		ścieżka 3		ścieżka 4		ścieżka 5		ścieżka 6		ścieżka 7		ścieżka 8		ścieżka 9		ścieżka 10	
l [mm]	σ_{ef} [MPa]	l [mm]	σ_{ef} [MPa]	l [mm]	σ_{ef} [MPa]	l [mm]	σ_{ef} [MPa]	l [mm]	σ_{ef} [MPa]	l [mm]	σ_{ef} [MPa]	l [mm]	σ_{ef} [MPa]	l [mm]	σ_{ef} [MPa]	l [mm]	σ_{ef} [MPa]	l [mm]	σ_{ef} [MPa]
0	-	0	-	0	-	0	-	0	-	0	2.67555	0	9.88434	0	16.9148	0	23.7811	0	30.5153
	36.5472		28.2385		20.1649		12.3336		4.72531		6		6		2		3		9
1.251	-	1.267	-	1.283	-20.128	1.298	-	1.314	-	1.329	2.67961	1.345	9.87804	1.360	16.8982	1.376	23.7545	1.391	30.4749
	36.4918		28.1893		12.3079		4.71056		7		2		6		2		3		6
2.503	-	2.534	-	2.566	-	2.597	-	2.628	-	2.659	2.6724	2.690	9.84139	2.721	16.8330	2.752	23.6616	2.783	30.3504
	36.3427		28.0697		20.0418		12.2531		3		4		6		2		7		1
3.755	-	3.802	-	3.849	-	3.895	-12.171	3.942	-4.6561	3.989	2.65388	4.035	9.77440	4.082	16.7192	4.129	23.5012	4.175	30.1417
	36.1017		27.8796		19.9063		7		4		7		8		4		3		8
5.007	-35.769	5.069	-27.62	5.132	-	5.194	-	5.256	-	5.318	2.62412	5.380	9.67707	5.443	16.5558	5.505	23.2735	5.567	29.8479
	7		9		1		3		5		4		6		1		3		7
6.259	-	6.337	-	6.415	-	6.492	-	6.570	-	6.648	2.58292	6.726	9.54950	6.803	16.3439	6.881	22.9804	6.959	29.4710
	35.3435		27.2909		19.4895		11.9214		6		4		9		9		8		4
7.511	-	7.604	-	7.698	-	7.791	-	7.884	-	7.978	2.53041	8.071	9.39181	8.164	16.0843	8.258	22.6200	8.351	29.0110
	34.8273		26.8923		19.2082		11.7548		8		8		4		6		3		3
8.763	-	8.872	-	8.981	-	9.09	-	9.198	-	9.307	2.46667	9.416	9.20408	9.525	15.7762	9.634	22.1942	9.743	28.4678
	34.2192		26.4252		18.8795		11.5601		9		8		2		5		3		2
10.01	-	10.14	-	10.26	-	10.38	-	10.51	-4.3785	10.63	2.39171	10.76	8.98663	10.88	15.4195	11.01	21.7020	11.13	27.8416
	33.5214		25.8886		18.5025		11.3381		3		7		2		6		1		2

11.26	-	11.40	-	11.54	-	11.68	-	11.82	-4.2992	11.96	2.30565	12.10	8.73956	12.24	15.0153	12.38	21.1454	12.52	27.1332
7	32.7338	7	25.2846	7	18.0783	7	11.0889	7		7	4	7	3	7	1	7	8	7	6
12.51	-	12.67	-24.614	12.83	-	12.98	-	13.14	-	13.29	2.20848	13.45	8.46308	13.60	14.5645	13.76	20.5235	13.91	26.3447
9	31.8564	5			17.6077	6	10.8126	1	4.21213	7	6	2	1	8	3	3	5	9	8
13.77	-	13.94	-	14.11	-	14.28	-	14.45	-	14.62	2.10052	14.79	8.15759	14.96	14.0661	15.14	19.8383	15.31	25.4742
1	30.8922	2	23.8749	3	17.0897	4	-10.509	5	4.11738	6	3	8	4	9	2	1	1	1	
15.02	-	15.21	-	15.39	-	15.58	-	15.77	-	15.95	1.98177	16.14	7.82340	16.32	13.5222	16.51	19.0886	16.70	24.5255
3	29.8392		23.0712	6	16.5265	3	10.1792		4.01485	6	1	3	5	9	6	9	3	1	
16.27	-	16.47	-	16.67	-	16.88	-	17.08	-	17.28	1.85244	17.48	7.46092	17.69	12.9327	17.89	18.2777	18.09	23.4977
5	28.7015	7	22.2011	9	15.9169	1	9.82311	4	3.90472	6	2	8	6	2	2	2	5	5	
17.52	-	17.74	-	17.96	-	18.18	-	18.39	-	18.61	1.71274	18.83	7.07046	19.05	12.2977	19.26	17.4044	19.48	22.3917
7	27.4769	5	21.2664	2	15.2629		9.44092	8	3.78689	6	2	3	3	1	9	9	6	6	9
18.77	-	19.01	-	19.24	-	19.47	-	19.71	-	19.94	1.56288	20.17	6.65252	20.41	11.6181	20.64	16.4707	20.87	21.2097
9	26.1695	2	20.2682	5	14.5636	9	9.03267	2	3.66154	5	3	8	5	2	5	5	3	8	6
20.03	-	20.28	-	20.52	-	20.77	-	21.02	-	21.27	1.40307	21.52	6.20761	21.77	10.8960	22.02	15.4767	22.27	19.9526
1	24.7783		19.2064	8	13.8199	7	8.59885	6	3.52867	5	4	4	8	3	3	1	5	2	2
21.28	-	21.54	-18.082	21.81	-	22.07	-	22.34	-	22.60	1.23352	22.86	5.73625	23.13	10.1300	23.39	14.4243	23.66	18.6203
3	23.3052	7		1	13.0338	6	8.13986		3.38815	5	7	9	1	3	5	8	7	2	7
22.53	-	22.81	-	23.09	-	23.37	-	23.65	-	23.93	1.05458	24.21	5.23883	24.49	9.32241	24.77	13.3136	25.05	17.2160
5	21.7524	5	16.8971	4	12.2044	4	7.65587	4	3.24018	4	4	4	9	4	8	4	9	4	1
23.78	-	24.08	-	24.37	-	24.67	-	24.96	-	25.26	0.86649	25.55	4.71618	25.85	8.47367	26.15	12.1476	26.44	15.7405
6	20.1197	2	15.6516	7	11.3325	3	7.14726	8	3.08465	4	4	9	5	4	5	6	6	6	2
25.03	-	25.34	-	25.66	-	25.97	-	26.28	-	26.59	0.66954	26.90	4.16880	27.21	7.58462	27.52	10.9253	27.83	14.1939
8	18.4101	9	14.3464		10.4191	2	6.61444	3	2.92173	4	4	5	4	6	9	7	1	8	2
26.29	-	26.61	-	26.94	-	27.27	-	27.59	-	27.92	0.46408	28.25	3.59720	28.57	6.65638	28.90	9.64911	29.23	12.5802
	16.6247	7	12.9837	4	9.46506		6.05777	7	2.75131	3	1	8	8	6	6	3	9	29.23	
27.54	-	27.88	-	28.22	-	28.56	-	28.91	-	29.25	0.25042	29.59	3.00230	29.93	5.68995	30.27	8.32020	30.62	10.8983
2	14.7644	4	11.5643	7	8.47102	9	5.47755	1	2.57338	3	3	5	3	7	4	9	3	2	6
28.79	-	29.15	-	29.51	-	29.86	-	30.22	-	30.58	0.02894	30.94	2.38470	31.29	4.68623	31.65	6.94006	32.01	9.15189
4	12.8312	2	10.0883		7.43771	7	4.87415	5	2.38811	3	8	9	7	8	9	6	3	3	7
30.04	-	30.41	-8.5574	30.79	-	31.16	-	31.53	-2.1953	31.91	-	32.28	1.74512	32.65	3.64655	33.03	5.51009	33.40	7.34180
6	10.8271	9		3	6.36579	6	4.24796	9		2	0.19999	6	6	9	2	2	9	5	7
31.29	-	31.68	-	32.07	-	32.46	-	32.85	-	33.24	-0.436	33.63	1.08437	34.02	2.57179	34.40	4.03171	34.79	5.47008
8	8.75437	7	6.97333	6	5.25627	4	3.59955	3	1.99513	2	2	1	8	3	3	8	7	7	8
32.55	-	32.95	-	33.35	-4.11	33.76	-	34.16	-	34.57	-0.6787	34.97	0.40318	35.38	1.46338	35.78	2.50651	36.18	3.53853
	6.61078	4	5.33574	9		3	2.92921	7	1.78756	2	2	6	5	5	5	9	9	9	8
33.80	-4.4017	34.22	-	34.64	-	35.06	-	35.48	-	35.90	-	36.32	-	36.74	0.32235	37.16	0.93623	37.58	1.54905
2		3	3.64502	2	2.92509	2	2.23644	1	1.57259	1	0.92766	1	0.29756	1	9	1	6	1	5
35.05	-	35.48	-	35.92	-	36.36	-	36.79	-	37.23	-1.1825	37.66	-	38.10	-	38.53	-	38.97	-
4	2.13119	9	1.90826	5	1.70756		1.52315	6	1.34967	1		6	1.01705	2	0.84991	7	-0.6776	38.97	
36.30	0.19853	36.75	-	37.20	-	37.65	-	38.11	-	38.56	-	39.01	-	39.46	-	39.91	-	40.36	-
6	9	7	0.12692	8	0.45905	9	0.79231		1.12221	1	1.44466	2	1.75609	3	2.05342	4	2.33374	5	2.59573
37.55	2.58535	38.02	1.69743	38.49	0.81919	38.95	-	39.42	-0.8902	39.89	-	40.35	-	40.82	-	41.29	-4.0328	41.75	-
8	6	4	3	1	3	7	0.04456	4		7	1.71453	7	2.51467	4	3.28813			7	4.74865
38.81	5.02711	39.29	3.56309	39.77	2.12609	40.25	0.71954	40.73	-	41.22	-1.9916	41.70	-	42.18	-	42.66	-	43.14	-
	2	2	4	4	6	6	1	8	0.65384		2	2	3.29177	4	4.55257	6	5.77236	9	6.95252
40.06	7.52153	40.55	5.46846	41.05	3.46057	41.55	1.49937	42.05	-	42.55	-	43.04	-4.0868	43.54	-	44.04	-	44.54	-
1	7	9	6	7		4	9	2	0.41321		2.27574	7		5	5.84533	3	7.55072		9.20463
41.31	10.0667	41.82	7.41205	42.34	4.82155	42.85	2.29440	43.36	-	43.87	-	44.39	-	44.90	-	45.41	-	45.93	-
3	4	7	3	7		3	4	6	0.16842	9	2.56622	3	4.89862	6	7.16519	9	9.36586	2	11.5027
42.56	12.6596	43.09	9.39197	43.62	6.20778	44.15	3.10390	44.68	0.08044	45.20	-	45.73	-	46.26	-	46.79	-	47.32	-
5	4	4	6	3	1	2	3	5		9	2.86294	8	5.72652	7	8.51065	5	11.2157	4	13.8447
43.81	15.2974	44.36	11.4065	44.90	7.61816	45.45	3.92740	45.99	0.33329	46.53	-	47.08	-	47.62	-9.8804	48.17	-	48.71	-
7	4	2	6	6		3	3	4	3	9	3.16527	3	6.56937	7		2	13.1001	6	16.2287
45.06	17.9791	45.62	13.4537	46.18	9.05151	46.74	4.76422	47.30	0.59003	47.86	-	48.42	-	48.98	-	49.54	-	50.10	-
9	6	9	2	9	8	9	2	9	2	8	3.47288	8	7.42648	8	11.2727	8	15.0147	8	18.6518
46.32	20.7018	46.89	15.5326	47.47	10.5062	48.04	5.61358	48.62	0.85055	49.19	-	49.77	-8.2968	50.34	-	50.92	-	51.5	-21.111
1		6	7	7	6	7	7	3	9	8	3.78527	4		9	12.6865	4	16.9584		
47.57	23.4624	48.16	17.6404	48.75	11.9828	49.34	6.47502	49.93	1.11481	50.52	-	51.11	-	51.71	-	52.30	-	52.89	-
3	4	4	5	5	7	6	8	7	5	8	4.10198	9	9.17923		14.1205	1	18.9293	2	23.6052
48.82	26.2589	49.43	19.7770	50.03	13.4772	50.64	7.34797	51.25	1.38285	51.85	-	52.46	-	53.07	-	53.67	-	54.28	-
5	4	1	6	8	2	4	5	1	6	8	4.42261	4	10.0729	1	15.5727	7	20.9263	4	26.1314
50.07	29.0894	50.69	21.9385	51.32	14.9903	51.94	8.23166	52.56	1.65441	53.18	-	53.80	-	54.43	-	55.05	-	55.67	-
7	5	9	4	5	5	3	4	5	8	7	4.74652	9	10.9768	1	17.0412	3	22.9455	5	28.6867
51.32	31.9489	51.96	24.1229	52.60	16.5213	53.24	9.12562	53.87	1.92984	54.51	-	55.15	-11.89	55.79	-	56.43	-	57.06	-
9	6	6	1	4	1	2	8	9		7	5.07307	5		2	18.5258		24.9868	7	31.2701
52.58	34.8364	53.23	26.3301	53.88	18.0670	54.54	10.0294	55.19	2.20892	55.84	-	56.5	-	57.15	-	57.80	-	58.45	-
1	6	4	8	7	6		1	3		7	5.40183		12.8105	3	20.0227	6	27.0473	9	33.8775

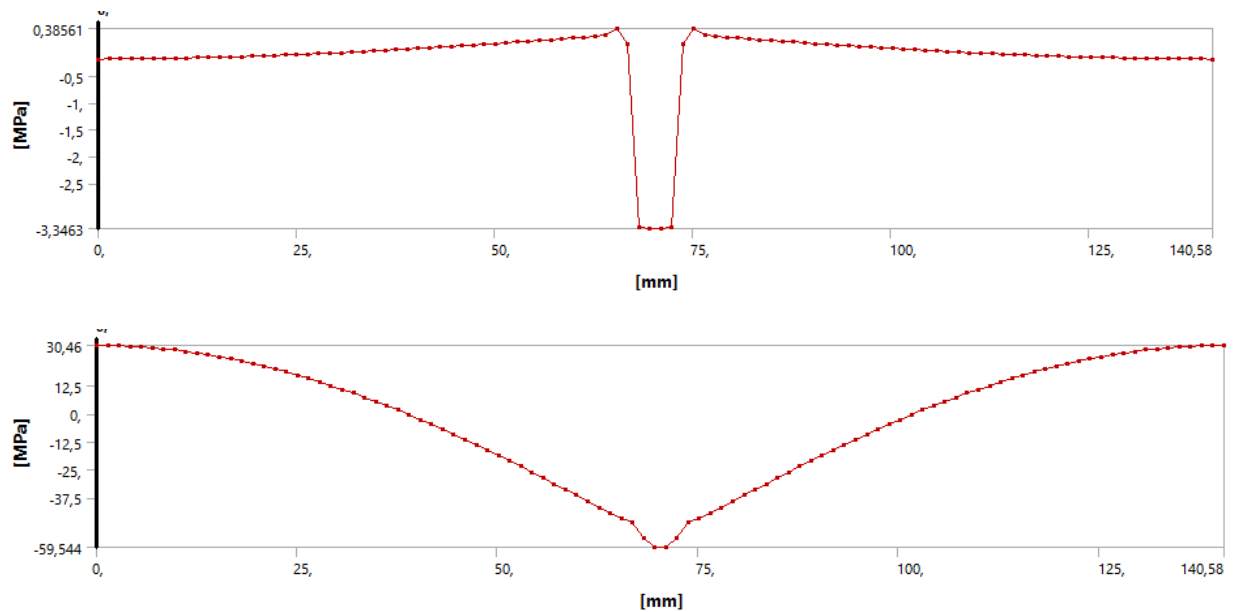


53.83 3	37.7489 6	54.50 1	28.5582 3	55.17	19.6273 2	55.83 9	10.9414 6	56.50 8	2.49066	57.17 6	-	57.84 5	-	58.51 4	-21.533	59.18 2	-29.125	59.85 1	-	36.5081
55.08 5	40.6863 9	55.76 9	30.8055 6	56.45 3	21.2000 2	57.13 7	11.8572	57.82 2	2.7697	58.50 6	-6.0715	59.19	-	59.87 4	23.0526	60.55 9	31.2143	61.24 3	-	39.1557
56.33 6	43.6614 8	57.03 6	33.0779 5	57.73 6	22.7786	58.43 6	12.763	59.13 6	3.02665	59.83 6	-6.4358	60.53 5	-15.635	61.23 5	24.5845	61.93 5	33.3066	62.63 5	-	41.8041
57.58 8	46.7209 9	58.30 4	35.3944	59.01 9	24.3573 6	59.73 5	13.6300 4	60.45	3.21955	61.16 5	-	61.88 1	-	62.59 6	26.1414	63.31 1	35.3845	64.02 7	-	44.3863
58.84 7	49.9507 7	59.57 6	37.7926 6	60.30 2	25.9551 8	61.03 3	14.4666 4	61.76 4	3.33104	62.49 5	-7.4467	63.22 6	-	63.95 7	27.8508	64.68 8	37.3935	65.41 9	-	46.7657
60.09 2	53.3227 1	60.83 9	40.2457 6	61.58 5	27.6194 2	62.33 2	15.425	63.07 8	3.61801	63.82 5	-	64.57 1	18.9364	65.31 8	29.6437	66.06 4	39.8313	66.81 1	-	48.3737
61.34 4	56.3996 3	62.10 6	42.4778 4	62.86 8	29.2345 9	63.63	16.5408 9	64.39 2	4.28472	65.15 4	-	65.91 6	19.2764	66.67 8	30.7162	67.44	42.1198	68.20 2	-	54.4955
62.59 6	58.2037 9	63.37 4	43.7327	64.15 1	30.1326 1	64.92 9	17.1597	65.70 6	4.62471	66.48 4	-	67.26 2	19.8665	68.03 9	32.2493	68.81 7	45.0578	69.59 4	-	58.5401
63.84 8	58.2037 9	64.64 1	43.7327	65.43 4	30.1326 1	66.22 7	17.1597 5	67.02 1	4.62471 8	67.81 4	-	68.60 7	19.8665	69.4	32.2493	70.19 3	45.0578	70.98 6	-	58.5401
65.1	56.3996 3	65.90 9	42.4778 4	66.71 7	29.2345 9	67.52 6	16.5408 9	68.33 5	4.28472 5	69.14 3	-	69.95 2	19.2764	70.76 1	30.7162	71.56 9	42.1198	72.37 8	-	54.4955
66.35 2	53.3227 1	67.17 6	40.2457 6	68	27.6194 2	68.82 5	15.425	69.64 9	3.61801	70.47 3	-	71.29 7	18.9364	72.12 2	29.6437	72.94 6	39.8313	73.77 4	-	48.3737
67.60 4	49.9507 7	68.44 4	37.7926 6	69.28 3	25.9551 8	70.12 3	14.4666 4	70.96 3	3.33104	71.80 3	-7.4467	72.64 3	17.8511	73.48 2	27.8508	74.32 2	37.3935	75.16 2	-	46.7657
68.85 6	46.7209 9	69.71 1	35.3944	70.56 6	24.3573 6	71.42 2	13.6300 4	72.27 7	3.21955	73.13 2	-	73.98 8	16.6506	74.84 3	26.1414	75.69 8	35.3845	76.55 4	-	44.3863
70.10 8	43.6614 8	70.97 8	33.0779 5	71.84 2	22.7786	72.72	12.763	73.59 1	3.02665	74.46 2	-6.4358	75.33 3	-15.635	76.20 4	24.5845	77.07 5	33.3066	77.94 6	-	41.8041
71.35 9	40.6863 9	72.24 6	30.8055 6	73.13 2	21.2000 2	74.01 9	11.8572	74.90 5	2.7697	75.79 2	-6.0715	76.67 8	14.6759	77.56 5	23.0526	78.45 1	31.2143	79.33 8	-	39.1557
72.61 1	37.7489 6	73.51 3	28.5582 3	74.41 5	19.6273 2	75.31 7	10.9414 6	76.21 9	2.49066	77.12 1	-	78.02 3	13.7386	78.92 5	-21.533	79.82 7	-29.125	80.72 9	-	36.5081
73.86 3	34.8364 6	74.78 1	26.3301 8	75.69 8	18.0670 6	76.61 1	10.0294	77.53 4	2.20892	78.45 1	-	79.36 9	12.8105	80.28 6	20.0227	81.20 4	27.0473	82.12 1	-	33.8775
75.11 5	31.9489 6	76.04 8	24.1229 1	76.98 1	16.5213 1	77.91 5	9.12562 8	78.84 8	1.92984	79.78 1	-	80.71 4	-11.89	81.64 7	18.5258	82.58 2	24.9868	83.51 3	-	31.2701
76.36 7	29.0894 5	77.31 6	21.9385 4	78.26 4	14.9903 5	79.21 3	8.23166 4	80.16 2	1.65441 8	81.11 2	-	82.05 9	10.9768	83.00 8	17.0412	83.95 6	22.9455	84.90 5	-	28.6867
77.61 9	26.2589 4	78.58 3	19.7770 6	79.54 6	13.4772 7	80.51 2	7.34797 5	81.47 6	1.38285 6	82.44 6	-	83.40 4	10.0729	84.36 9	15.5727	85.33 3	20.9263	86.29 7	-	26.1314
78.87 1	23.4624 1	79.85 1	17.6404 5	80.83 1	11.9828 7	81.81 8	6.47502 8	82.79 5	1.11481 5	83.77 4	-	84.75 9	9.17923	85.72 9	14.1205	86.70 9	18.9293	87.68 9	-	23.6052
80.12 3	20.7018	81.11 8	15.5326 7	82.11 4	10.5062 8	83.10 9	5.61358 7	84.10 4	0.85055 9	85.1	-	86.09 5	-8.2968	87.09	12.6865	88.08 5	16.9584	89.08 1	-	-21.111
81.37 5	17.9791 6	82.38 2	13.4537 2	83.39 7	9.05151 8	84.40 7	4.76422 2	85.41 8	0.59003 2	86.42 9	-	87.44 9	3.47288	88.45 1	7.42648	89.46 2	15.0147	90.47 3	-	18.6518
82.62 7	15.2974 4	83.65 3	11.4065 6	84.68 7	7.61816	85.70 6	3.92740 3	86.73 2	0.33329 3	87.75 9	-	88.78 5	6.56937	89.81 2	-9.8804	90.83 8	13.1001	91.86 5	-	16.2287
83.87 9	12.6596 4	84.92 1	9.39197 6	85.96 3	6.20778 1	87.00 5	3.10390 3	88.04 7	0.08044 5	89.08 9	-	90.13 1	5.72652	91.17 2	8.51065	92.21 4	11.2157	93.25 6	-	13.8447
85.13 1	10.0667 4	86.18 8	7.41205 3	87.24 6	4.82155 7	88.30 3	2.29440 4	89.36 1	-	90.41 8	-	91.47 6	4.89862	92.53 3	7.16519	93.59 1	9.36586	94.64 7	-	11.5027
86.38 3	7.52153 7	87.45 6	5.46846 6	88.52 9	3.46057	89.60 2	1.49937 9	90.67 5	0.41321	91.74 8	-	92.82 1	-4.0868	93.89 4	5.84533	94.96 7	7.55072	96.04 2	-	9.20463
87.63 4	5.02711 2	88.72 3	3.56309 8	89.81 2	2.12609 6	90.9	0.71954 1	91.98 9	0.65384	93.07 8	-1.9916	94.16 6	3.29177	95.25 5	4.55257	96.34 3	5.77236	97.43 2	-	6.95252
88.88 6	2.58535 6	89.99 1	1.69743 3	91.09 5	0.81919 3	92.19 9	0.04456	93.30 3	-0.8902	94.40 7	-	95.51 1	2.51467	96.61 6	3.28813	97.72	-4.0328	98.82 4	-	4.74865
90.13 8	0.19853 9	91.25 8	0.12692	92.37 8	0.45905	93.49 7	0.79231	94.61 7	1.12221	95.73 7	-	96.85 7	1.75609	97.97 6	2.05342	99.09 6	2.33374	100.2 2	-	2.59573
91.39 2	-	92.52 6	1.90826	93.66 1	1.70756	94.79 6	1.52315	95.93 1	1.34967	97.06 7	-1.1825	98.20 2	1.01706	99.33 7	0.84991	100.4 7	-0.6776	101.6 1	-	0.49639
92.64 2	-4.4017	93.79 3	3.64502	94.94 3	2.92509	96.09 5	2.23644	97.24 5	1.57259	98.39 6	-	99.54 7	0.29756	100.7	0.32235 9	101.8 5	0.93623 6	103	-	1.54905
93.89 4	-	95.06 6	5.33574	96.22 7	-4.11	97.39 3	2.92921	98.56 2	1.78756	99.72 6	-0.6787	100.8 9	0.40318 5	102.0 6	1.46338	103.2 3	2.50651 9	104.3 9	-	3.53853
95.14 6	-	96.32 8	6.97333	97.51 2	5.25627	98.69 2	3.59955	99.87 4	1.99513	101.0 6	-0.436	102.2 4	1.08437 8	103.4 2	2.57179 3	104.6 7	4.03171 7	105.7 8	-	5.47008

96.398	-	97.595	-8.5574	98.793	-	99.99	-	101.19	-2.1953	102.39	-	103.58	1.745126	104.78	3.64655	105.98	5.510099	107.18	7.341807
97.65	-	98.863	-	100.08	-	101.28	-	102.59	-	103.72	0.028948	104.93	2.384707	106.14	4.686239	107.35	6.940063	108.57	9.151897
98.902	-	100.13	-	101.36	-	102.59	-	103.82	-	105.04	0.250423	106.27	3.002303	107.54	5.689954	108.73	8.320203	109.96	10.89836
100.15	-	101.41	-	102.64	-	103.89	-	105.13	-	106.37	0.464081	107.62	3.597208	108.86	6.656386	110.11	9.649119	111.35	12.58025
101.41	-	102.67	-	103.92	-	105.18	-	106.44	-	107.70	0.669544	108.96	4.168804	110.22	7.584629	111.48	10.925314	112.74	14.19392
102.66	-	103.93	-	105.21	-	106.48	-	107.76	-	109.03	0.866493	110.31	4.716185	111.58	8.473674	112.86	12.147666	114.13	15.74053
103.91	-	105.22	-	106.49	-	107.78	-	109.07	-	110.36	1.054584	111.65	5.238839	112.95	9.322418	114.24	13.313699	115.53	17.21601
105.16	-	106.47	-18.082	107.77	-	109.08	-	110.39	-	111.69	1.233527	113	5.736251	114.35	10.13001	115.64	14.42477	116.92	18.62037
106.41	-	107.74	-	109.06	-	110.38	-	111.77	-	113.02	1.4033074	114.34	6.207618	115.67	10.89606	116.99	15.47673	118.31	19.95262
107.67	-	109	-	110.34	-	111.68	-	113.02	-	114.35	1.562883	115.69	6.652525	117.03	11.61815	118.36	16.47073	119.7	21.20976
108.92	-	110.27	-	111.62	-	112.99	-	114.33	-	115.68	1.712742	117.04	7.070463	118.39	12.29779	119.74	17.40444	121.09	22.39179
110.17	-	111.54	-	112.91	-	114.27	-	115.66	-	117.01	1.852442	118.38	7.460926	119.75	12.93272	121.12	18.27772	122.49	23.49779
111.42	-	112.81	-	114.19	-	115.57	-	116.96	-	118.34	1.981771	119.73	7.823405	121.11	13.52221	122.49	19.08869	123.88	24.52551
112.67	-	114.07	-	115.46	-	116.88	-10.509	118.27	-	119.67	2.100523	121.07	8.157594	122.47	14.06612	123.87	19.83837	125.27	25.47427
113.92	-	115.34	-24.614	116.76	-	118.17	-	119.59	-	121	2.208486	122.42	8.463081	123.83	14.56453	125.25	20.52357	126.66	26.34478
115.18	-	116.61	-	118.04	-	119.47	-	120.9	-4.2992	122.33	2.305654	123.76	8.739563	125.19	15.01531	126.62	21.14548	128.05	27.13326
116.43	-	117.87	-	119.32	-	120.77	-	122.21	-4.3785	123.66	2.391718	125.11	8.986631	126.55	15.41957	128	21.70202	129.45	27.84162
117.68	-	119.14	-	120.62	-	122.07	-	123.53	-	124.99	2.466672	126.45	9.204082	127.91	15.77625	129.38	22.19421	130.84	28.46787
118.93	-	120.41	-	121.89	-	123.36	-	124.84	-	126.32	2.530412	127.89	9.391817	129.27	16.08436	130.75	22.62003	132.23	29.01101
120.18	-	121.68	-	123.17	-	124.66	-	126.16	-	127.65	2.582925	129.14	9.549509	130.64	16.34399	132.13	22.98048	133.62	29.47103
121.44	-35.769	122.94	-27.62	124.45	-	125.96	-	127.47	-	128.98	2.624128	130.49	9.677076	132	16.55586	133.57	23.27357	135.01	29.84794
122.69	-	124.21	-	125.74	-	127.26	-12.171	128.78	-4.6561	130.31	2.653881	131.83	9.774408	133.36	16.71923	134.88	23.50128	136.43	30.14173
123.94	-	125.48	-	127.02	-	128.56	-	130.1	-	131.64	2.67244	133.18	9.841396	134.72	16.83302	136.2	23.66161	137.8	30.35041
125.19	-	126.75	-	128.3	-20.128	129.86	-	131.41	-	132.97	2.679617	134.52	9.878046	136.08	16.89822	137.63	23.75456	139.19	30.47496
126.44	-	128.01	-	129.59	-	131.16	-	132.73	-	134.3	2.675555	135.87	9.884346	137.44	16.91482	139.01	23.78113	140.58	30.51539



Przykładowy rozkład naprężenia stycznego (górny wykres) i normalnego (dolny wykres) na drodze strumienia magnetycznego (ścieżka 1, wewnętrzna) dla siły ściskającej próbkę 100 [N], dane z doświadczenia numerycznego opisanego w punkcie 4.2.3.



Przykładowy rozkład naprężenia stycznego (górny wykres) i normalnego (dolny wykres) na drodze strumienia magnetycznego (ścieżka 10, zewnętrzna) dla siły ściskającej próbkę 100 [N], dane z doświadczenia numerycznego opisanego w punkcie 4.2.3.

Wyniki pomiarów uzyskane w ramach eksperymentów opisanych w podrozdziałach 4.2.1. oraz 4.2.3. niniejszej rozprawy zostały celowo przedstawione jako wartości nominalne. W celu wyznaczenia pola tolerancji dla tych danych konieczne jest uwzględnienie niepewności pomiarowych wynikających z klasy dokładności zastosowanej aparatury pomiarowej. Dotyczy to zmiennych: natężenia prądu (I), przekroju poprzecznego (S), długości magnetowodu (l) oraz wskazań fluksometru (α_B), zgodnie ze wzorami (4.2) i (4.3). Różnice w liczbie zwojów n_1 oraz n_2 potraktowano jako stałe. Całkowite odchyłki dla B oraz H zostały obliczone na podstawie pochodnych cząstkowych funkcji $H(I, l)$ oraz $B(\alpha_B, A)$, wynoszą one odpowiednio:

$$dH = \frac{\partial H}{\partial I} \cdot dI + \frac{\partial H}{\partial l} \cdot dl,$$

co daje:

$$\Delta H = H \cdot \sqrt{\left(\frac{\Delta I}{I}\right)^2 + \left(\frac{\Delta l}{l}\right)^2}.$$

Natomiast, dla funkcji $B(\alpha_B, A)$,

$$dB = \frac{\partial B}{\partial \alpha_B} \cdot d\alpha_B + \frac{\partial B}{\partial A} \cdot dA,$$

co daje wynikowo odchyłkę:

$$\Delta B = B \cdot \sqrt{\left(\frac{\Delta \alpha_B}{\alpha_B}\right)^2 + \left(\frac{\Delta A}{A}\right)^2},$$

gdzie poszczególne niepewności wynoszą:

$$\Delta I = \pm 10^{-5} \text{ [A]},$$

$$\Delta l = \pm 3.1 \cdot 10^{-2} \text{ [mm]},$$

$$\Delta \alpha_B = \pm 3 \cdot 10^{-7} \text{ [V}\cdot\text{s]},$$

$$\Delta A = \pm 10^{-4} \text{ [mm}^2\text{]}.$$