

POLITECHNIKA OPOLSKA
WYDZIAŁ ELEKTROTECHNIKI, AUTOMATYKI I INFORMATYKI

MGR INŻ. PIOTR MYNAREK

ANALIZA STANÓW CIEPLNYCH W SILNIKACH MAŁEJ MOCY



**POLITECHNIKA
OPOLSKA**

PRACA DOKTORSKA

PROMOTOR

PROF. DR HAB. INŻ. MARIAN ŁUKANISZYN

Autor jest stypendystą projektu *Stypendia doktoranckie - inwestycja w kadrę naukową województwa opolskiego* współfinansowanego przez Unię Europejską w ramach Europejskiego Funduszu Społecznego



KAPITAŁ LUDZKI
NARODOWA STRATEGIA SPÓJNOŚCI

UNIA EUROPEJSKA
EUROPEJSKI
FUNDUSZ SPOŁECZNY



Opole 2014

**Autor składa serdeczne podziękowania
Profesorowi Marianowi Łukaniszynowi
oraz Doktorowi Marcinowi Kowolowi
za cenne wskazówki udzielone w trakcie
powstawania tej pracy.**

Spis treści

Wykaz ważniejszych oznaczeń.....	5
1. Wprowadzenie.....	8
1.1. Uwagi wstępne.....	9
1.2. Stan zagadnienia.....	10
1.3. Cel i teza pracy.....	17
1.4. Układ i zakres pracy.....	18
2. Równania pola elektromagnetycznego i opis zastosowanej metody numerycznej....	20
2.1. Równania Maxwella.....	21
2.2. Opis pola magnetycznego za pomocą potencjałów pomocniczych.....	22
2.2.1. Zastosowanie do obliczeń pary potencjałów $A - V_e$	23
2.2.2. Zastosowanie do obliczeń pary potencjałów $T - \Omega$	24
2.3. Warunki brzegowe.....	25
2.4. Metoda elementów skończonych.....	26
2.5. Wyznaczanie strat mocy.....	32
2.6. Środowisko obliczeniowe.....	34
3. Równania pola temperaturowego i opis zastosowanej metody obliczeniowej.....	36
3.1. Pole temperatury.....	37
3.2. Równanie Fouriera-Kirchhoffa.....	38
3.3. Warunki graniczne w równaniach przewodnictwa cieplnego.....	42
3.4. Konwekcja i przejmowanie ciepła.....	44
3.4.1. Równania i liczby kryterialne.....	46
3.5. Metoda schematów cieplnych.....	48
4. Metody pomiaru temperatury oraz wielkości elektrycznych w badanych silnikach elektrycznych.....	51
5. Analiza silnika synchronicznego z magnesami trwałymi.....	57
5.1. Model fizyczny silnika synchronicznego z magnesami trwałymi.....	58
5.2. Analiza elektromagnetyczna silnika synchronicznego z magnesami trwałymi....	61
5.2.1. Obliczenia elektromagnetyczne – modele polowe.....	61
5.2.2. Obliczanie źródeł ciepła.....	67
5.3. Wyznaczanie współczynnika oddawania ciepła z obudowy maszyny.....	69
5.4. Wyznaczanie współczynnika przewodnictwa cieplnego.....	72
5.4.1. Homogenizacja uzwojenia.....	72
5.4.2. Homogenizacja pakietu blachy elektrotechnicznej.....	80

5.5. Obliczenia cieplne silnika synchronicznego z magnesami trwałymi	82
5.5.1. Obliczenia cieplne – schemat cieplny.....	82
5.5.2. Obliczenia cieplne – model polowy	90
6. Analiza silnika indukcyjnego	95
6.1. Model fizyczny trójfazowego silnika indukcyjnego.....	96
6.2. Analiza elektromagnetyczna silnika indukcyjnego	98
6.2.1. Obliczenia elektromagnetyczne – modele polowe	98
6.2.2. Obliczanie źródeł ciepła	102
6.3. Obliczenia cieplne silnika indukcyjnego	103
6.3.1. Obliczenia cieplne – schemat cieplny.....	103
6.3.2. Obliczenia cieplne – model polowy	110
7. Podsumowanie.....	115
Bibliografia	118
Publikacje własne autora.....	125

Wykaz ważniejszych oznaczeń

A – magnetyczny potencjał wektorowy,

B – wektor indukcji magnetycznej,

b – grubość blachy,

B_m – maksymalna wartość indukcji magnetycznej,

B_r, B_θ – składowe wektora indukcji magnetycznej: promieniowa i kierunkowa,

c_w – ciepło właściwe,

D – wektor indukcji elektrycznej,

d – średnica drutu nawojowego,

E – wektor natężenia pola elektrycznego,

f – częstotliwość,

H – wektor natężenia pola magnetycznego,

h – długość drogi przewodzenia strumienia ciepła,

H_c – wektor natężenia pola magnetycznego koercji,

I – wartość skuteczna prądu,

i – wartość chwilowa prądu,

J – wektor gęstości prądu,

J_s – wektor powierzchniowej gęstości prądu na granicy środowisk,

J_z – wektor prądu źródłowego,

k_e – współczynnik strat nadmiarowych,

k_f – współczynnik pakietowania stojana,

k_h – współczynnik strat histerezowych,

k_{kt} – współczynnik konstrukcyjno-technologiczny,

k_{SB} – stała Stefana-Boltzmann'a,

L – indukcyjność własna,

M – indukcyjność wzajemna,

m_{Fe} – masa rdzenia,

N – liczba zwojów,

n – wektor normalny do powierzchni,

n – liczba obrotów na minutę,

p_v – gęstość objętościowa mocy cieplnej,

q – wektor gęstości strumienia ciepła,

q – wartość skalarna gęstości strumienia ciepła,

q_x – gęstość strumienia ciepła przewodzonego w kierunku osi x ,

- Q_x – strumień ciepła przewodzonego w kierunku osi x,
- R – rezystancja uzwojenia jednej fazy,
- R_{th} – opór cieplny,
- S_o – powierzchnia oddawania ciepła,
- S_p – powierzchnia przewodzenia ciepła,
- \mathbf{t} – wektor styczny do rozważanej powierzchni,
- t – czas,
- \mathbf{T} – elektryczny potencjał wektorowy,
- T_l – wartość momentu obciążenia,
- U – wartość skuteczna napięcia,
- V – objętość regionu,
- V_e – elektryczny potencjał skalarny,
- $W_{air\ out}$ – energia pola rozproszenia pochodzącego od połączeń czołowych uzwojenia,
- α – współczynnik przejmowania ciepła,
- α_R – współczynnik przejmowania ciepła w wyniku promieniowania,
- α_z – zastępczy współczynnik przejmowania ciepła,
- $\Delta P_{B,f}$ – stratność blachy zmierzona przy zadanej indukcji magnetycznej (B_p) oraz częstotliwości (f_p),
- ΔP_{Cu} – straty mocy w uzwojeniu,
- ΔP_{Fe} – straty mocy w żelazie,
- Δp_{Fe} – gęstość strat mocy w żelazie,
- ε – przenikalność elektryczna,
- ε_p – współczynnik emisyjności,
- ϑ – temperatura,
- ϑ_o – temperatura otoczenia,
- ϑ_p – temperatura otrzymana z pomiarów,
- ϑ_s – temperatura obliczona na podstawie symulacji komputerowej,
- λ – współczynnik przewodności cieplnej,
- λ_b – współczynnik przewodności cieplnej pakietu blachy elektrotechnicznej,
- λ_{dz} – zastępczy współczynnik przewodności cieplnej drutu,
- λ_{uz} – współczynnik przewodności cieplnej uzwojenia,
- $\lambda_{uz\ i}$ – współczynnik przewodności cieplnej uzwojenia impregnowanego,
- $\lambda_{uz\ ni}$ – współczynnik przewodności cieplnej uzwojenia nieimpregnowanego,
- μ – bezwzględna przenikalność magnetyczna,

- μ_0 – przenikalność magnetyczna próżni,
- ρ – gęstość,
- ρ_e – gęstość objętościowa ładunku elektrycznego,
- ρ_s – gęstość powierzchniowa ładunku elektrycznego,
- σ – przewodność elektryczna,
- Ω – magnetyczny potencjał skalarny.

Rozdział 1

Wprowadzenie

1.1. Uwagi wstępne

W ostatnim czasie można zauważyć wzrost wymagań stawianym projektowanym maszynom elektrycznym. Jest to spowodowane, między innymi coraz częstszymi próbami zastąpienia silników spalinowych silnikami elektrycznymi pozwalającymi na uzyskanie sprawniejszego oraz bardziej ekologicznego przetwarzania energii [4, 55, 88]. Dodatkowo, nieustanne dążenie do zwiększenia gęstości mocy, jak również sprawności przetworników elektromechanicznych determinuje prace badawcze mające na celu opracowanie konstrukcji maszyn elektrycznych, które sprostają nowym wymaganiom. Nowe projekty rozwojowe w lotnictwie i motoryzacji, w których wykorzystywane są w coraz większym stopniu maszyny elektryczne, wymagają zastosowania nowoczesnych metod projektowania z wykorzystaniem zaawansowanych metod numerycznych. Dotychczas, podczas projektowania maszyn elektrycznych, główny nacisk był kładziony na zachodzące w silniku zjawiska elektromagnetyczne i nie poświęcano wiele uwagi zjawiskom cieplnym. Ta dysproporcja jest bardzo wyraźna w przypadku silników małej i średniej mocy. Głównymi czynnikami determinującymi moc wyjściową danego przetwornika elektromechanicznego są ograniczenia cieplne jego elementów, które wynikają z zachodzących w nich zjawisk cieplnych. Dodatkowo zjawiska cieplne występujące w maszynach elektrycznych są niezmiernie ważne z punktu widzenia ich eksploatacji. Zbyt duże nagrzewanie się poszczególnych elementów silnika, zwłaszcza uzwojenia, powoduje skrócenie jego żywotności. Jest to efekt bardzo niekorzystny w przypadku silników małych i średnich mocy, w których to żywotność jest w dużym stopniu uzależniona od stanu izolacji uzwojenia.

Analiza cieplna maszyn elektrycznych nabiera także nowego znaczenia, ponieważ coraz większą popularność zyskują silniki z magnesami trwałymi, które charakteryzują się stosunkową dużą gęstością mocy [6]. Koszty produkcji tych silników znacznie się zmniejszyły dzięki rozwojowi technologii materiałów magnetycznych z pierwiastków ziem rzadkich (Nd-Fe-B) oraz dynamicznemu rozwojowi układów energoelektronicznych. Silniki te cechuje szereg zalet, jednak posiadają one także kilka poważnych wad, wśród których można wymienić ryzyko rozmagnesowania się magnesów trwałych. Zbyt duże nagrzewanie się magnesów może doprowadzić do częściowej utraty ich właściwości magnetycznych, a w skrajnych przypadkach do ich rozmagnesowania.

Złożony charakter zjawisk cieplnych w przetwornikach elektromechanicznych oraz występowanie trzech różnych rodzajów transportu ciepła (przewodzenie, konwekcja oraz promieniowanie) sprawia, że zagadnienia cieplne są wyjątkowo trudne do analizy. Dlatego, celowe i pożądane są prace mające na celu dokładne wyznaczenie temperatury w poszczególnych częściach maszyny, przy jednoczesnym zachowaniu akceptowalnego kosztu obliczeniowego.

1.2. Stan zagadnienia

Z analizą cieplną maszyn elektrycznych związanych jest wiele problemów obliczeniowych. Konieczność wyznaczenia strat elektromagnetycznych, współczynnika oddawania ciepła, uwzględnienie wszystkich rodzajów transportu ciepła oraz oporów cieplnych sprawia, że obliczenia te napotykają na szereg trudności [9, 47, 64, 66, 87]. Dlatego ważnym jest odpowiedni dobór metody obliczeniowej, która pozwoli na przeprowadzenie efektywnej analizy cieplnej danego zagadnienia. Istnieje szereg metod analitycznych i numerycznych, które mogą być stosowane w celu określenia rozkładu temperatury w poszczególnych częściach maszyn elektrycznych. Dzięki gwałtownemu wzrostowi mocy obliczeniowej komputerów oraz rozwojowi metod numerycznych, coraz powszechniej stosowanym narzędziem jest modelowanie komputerowe. Zastosowanie modelowania komputerowego do analizy termicznej, pozwala na ocenę cieplną maszyny już na etapie jej projektowania, a co za tym idzie, ogranicza do minimum konieczność budowania kolejnych prototypów silnika. Obecnie najczęściej stosowanymi metodami obliczeniowymi są: metoda schematów cieplnych (MSC) oraz metoda elementów skończonych (MES). Obydwie metody mają wiele zalet, ale jednocześnie posiadają także swoje ograniczenia, dlatego ich wykorzystanie w danych problemach obliczeniowych powinno wynikać z założonych celów przeprowadzanych analiz.

Metoda schematów cieplnych jest jedną z pierwszych metod wykorzystywanych w obliczeniach cieplnych maszyn elektrycznych i została już szeroko opisana m.in. w pozycji [66]. Pomimo tego, że metodę tą zalicza się do metod klasycznych, jest ona nadal chętnie i powszechnie stosowana, czego dowodem jest szereg publikacji w renomowanych czasopismach [1, 7, 8, 9, 13, 18, 20, 24, 40, 46, 58, 64, 79, 83]. Swoją popularność i atrakcyjność MSC zawdzięcza przede wszystkim niskim kosztom obliczeniowym przy zachowaniu wymaganej dokładności obliczeń, łatwością uwzględniania wszystkich rodzajów przepływu ciepła, jak również najmniejszych warstw izolacyjnych w silniku [9, 42]. W obliczeniach cieplnych maszyn elektrycznych, w przeciwieństwie do obliczeń elektromagnetycznych, konieczne jest uwzględnienie najmniejszych warstw izolacyjnych oraz dokładne odwzorowanie geometrii analizowanego silnika. Zamodelowanie tych wszystkich obszarów za pomocą MSC nie powoduje znaczącego wzrostu kosztu obliczeniowego jak w przypadku MES, w którym to przypadku koszt ten jest często nieakceptowalny a sama analiza mało efektywna [9, 42]. Wadą MSC jest ograniczona liczba punktów obliczeniowych, przez co nie może być wykorzystywana w zagadnieniach cieplnych, gdy niezbędne jest wyznaczenie pełnego rozkładu pola temperatury. Dodatkowo w modelach cieplnych o parametrach skupionych zdecydowanie szybciej udaje się uzyskać zadowalającą zgodność z pomiarami poprzez wyeliminowanie błędów i wprowadzenie korekt wynikających z trudności technicznych wyznaczenia właściwości fizycznych materiałów

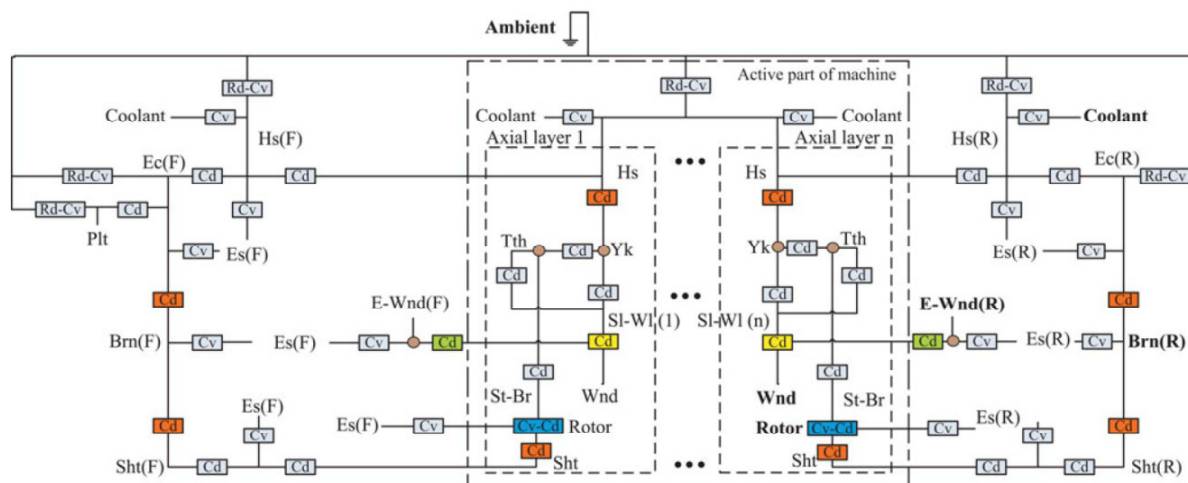
[9, 64]. W przypadku analizy cieplnej maszyn elektrycznych niezbędne do otrzymania poprawnych wyników obliczeń jest wyznaczenie parametrów fizycznych wszystkich materiałów wykorzystanych w danej konstrukcji silnika. Miarodajne wyznaczenie tych wielkości możliwe jest tylko na podstawie przeprowadzonych doświadczeń fizycznych [9, 87].

Idea metody schematów cieplnych polega na wykorzystaniu analogii pomiędzy wielkościami elektrycznymi i cieplnymi. Podstawowe elementy obwodów elektrycznych takie jak rezystory i kondensatory przyjmują nową interpretację fizyczną. Rezystory reprezentują opory cieplne poszczególnych elementów silnika, a kondensatory odpowiadają ich pojemnościom cieplnym. Prądy i napięcia odpowiadają odpowiednio strumieniom cieplnym oraz różnicom temperatur [9, 42, 66].

Dzięki zaletom jakie wynikają ze stosowania MSC, metoda ta jest chętnie i powszechnie stosowana. W rozprawach doktorskich [44, 68] autorzy zastosowali klasyczną metodę schematów cieplnych do analizy termicznej silników indukcyjnych. Trzeba tu jednak zaznaczyć, że o ile pozycja [44] odnosi się do silników klatkowych małej i średniej mocy, to w pracy [68] badany jest silnik wysokoobrotowy. W przypadku silników klatkowych małej i średniej mocy [44], autor skupił się w dużej mierze na wyznaczeniu strat elektromagnetycznych oraz poszczególnych oporów cieplnych. Natomiast w pracy [68] z racji tego, że badany silnik był przeznaczony do pracy z prędkością w zakresie 20 000 do 200 000 obr/min, główną uwagę zwrócono na zjawiska związane z dynamiką płynów. Spowodowane to jest tym, że zjawiska te przy wysokich prędkościach obrotowych odgrywają znaczącą rolę w nagrzewaniu się poszczególnych elementów silnika.

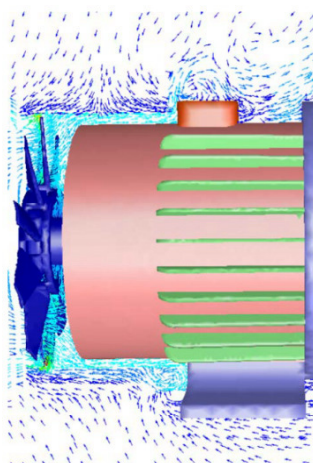
W ostatnim czasie na rynku pojawiły się także pakiety obliczeniowe bazujące na metodzie schematów cieplnych. W pozycjach [12, 65, 75, 88] do analizy cieplnej zastosowano komercyjny pakiet obliczeniowych Motor-CAD, który jest jednym z najbardziej rozpowszechnionym oprogramowaniem bazującym na MSC. Oprogramowanie to jest bardzo skutecznym narzędziem w zagadnieniach inżynierskich, a błąd jego wyników wynosi ok. 10% [88]. Zaletą tego oprogramowania jest to, że umożliwia szybką analizę cieplną maszyn elektrycznych dzięki zaimplementowanym gotowym schematom cieplnym typowych konstrukcji maszyn elektrycznych. Jednak wadą takiego podejścia jest natomiast to, że Motor-CAD nie pozwala użytkownikowi na ingerencję w strukturę schematu cieplnego, a tym samym możliwe jest przeprowadzenie analizy cieplnej tylko konkretnych grup maszyn. Dlatego też oprogramowanie Motor-CAD nie nadaje się do badań nietypowych konstrukcji przetworników elektromechanicznych. Poza tym z racji ograniczonej możliwości ingerencji użytkownika w strukturę programu przeprowadzenie obliczeń zjawisk sprzężonych napotyka na szereg trudności. Na rysunku 1.1 przedstawiono strukturę schematu cieplnego silnika z magnesami trwałymi zaimplementowanego w programie Motor-CAD i wykorzystywanego w obliczeniach w pracy [88].

współczynnik oddawania ciepła z obudowy zostały wyznaczone na podstawie zależności empirycznych wykorzystujących liczby kryterialne. Na rysunku 1.2 przedstawiono strukturę schematu cieplnego wykorzystanego w pracy [64]. W schemacie tym wyróżniono wszystkie rodzaje transportu ciepła.



Rys. 1.2. Przykładowy schemat cieplny silnika PMA SRM (C_d – przewodzenie, C_v – konwekcja, R_d – promieniowanie) [64]

Z racji ciągłego wzrostu mocy obliczeniowej komputerów coraz częściej podejmowane są prace uwzględniające dodatkowo sprzężenie analizy cieplnej z obliczeniami numerycznymi opartymi na teorii mechaniki płynów CFD (*CFD* – ang. *Computational Fluid Dynamics*), która zyskuje coraz większą popularność [9, 40, 73]. Analiza CFD umożliwia uwzględnienie ruchu płynów, a tym samym rozwiązuje problemy związane z wyznaczeniem odpowiedniego współczynnika konwekcji wewnątrz silnika jak i współczynnika oddawania ciepła z kadłuba maszyny [40, 73]. Wielkości te są trudne do określenia dla konkretnych konstrukcji maszyn ze względu na złożony charakter przepływu płynów chłodzących oraz trudności jednoznacznego określenia ich prędkości. Na rysunku 1.3 przedstawiono przykładowy rozkład wektora prędkości powietrza w pobliżu generatora o obudowie zamkniętej i chłodzonego wentylatorem, otrzymany na podstawie przeprowadzonej analizy CFD [9].



Rys. 1.3. Rozkład wektora prędkości powietrza w pobliżu generatora o obudowie zamkniętej [9]

W pracy [40] za pomocą analizy CFD autorzy wyznaczyli współczynnik oddawania ciepła z obudowy oraz przewodność cieplną powietrza wewnątrz trójfazowego silnika indukcyjnego o mocy 18,5kW w celu zastosowania tych wielkości w schemacie cieplnym. W badaniach nie uwzględniono analizy elektromagnetycznej. Natomiast w pracy [73] analizę CFD wykorzystano w celu wyznaczenia prędkości i cyrkulacji powietrza wewnątrz przełączalnego silnika reluktancyjnego, co pozwoliło w późniejszym etapie na wyznaczenie przewodności cieplnej powietrza wewnątrz maszyny. Pomimo wielu zalet jakie wynikają z przeprowadzenia analizy CDF, obliczenia te cechują się zbyt dużym kosztem obliczeniowym, który powoduje że aktualnie w wielu zagadnieniach obliczenia za pomocą CDF są nieefektywne [9, 40]. Dlatego dla większości przypadków optymalnym rozwiązaniem jest skorzystanie z równań empirycznych i liczb kryterialnych [20, 34, 45, 48, 64, 88], lub też doświadczalne wyznaczenie współczynników oddawania ciepła [30, 84].

Kolejne interesujące podejście zostało przedstawione w monografii [42]. Autor zaproponował, aby poszczególne elementy maszyny podzielić na szereg mniejszych obszarów i przyporządkować każdemu z nich elementarny zastępczy schemat cieplny. Dzięki takiemu zabiegowi powstaje model cieplny, który zawiera od kilkuset do kilkunastu tysięcy węzłów i stanowi on pośrednie podejście pomiędzy modelem połowym a schematem cieplnym. Dodatkowo warte uwagi jest to, że w zaproponowanych modelach uwzględniono wewnętrzne kanały chłodzące, występujące w maszynach dużych mocy.

Warto zaznaczyć, że prowadzone są także prace mające na celu zastosowanie modeli cieplnych bazujących na MSC w zabezpieczeniach silników elektrycznych [22, 63]. W proponowanych do tego celu modelach ogranicza się znacząco liczbę węzłów w celu zmniejszenia potrzebnej mocy obliczeniowej komputera. Rozwiązanie takie pozwala na szybkie przewidywanie temperatury w newralgicznych punktach maszyny, których monitorowanie za pomocą czujników temperaturowych jest kłopotliwe.

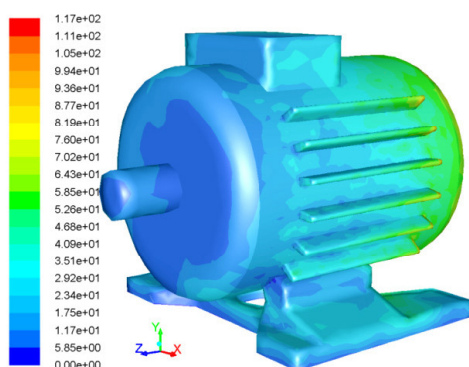
Alternatywną metodą do metody schematów cieplnych jest metoda elementów skończonych. Metoda ta należy do najpowszechniej używanych metod obliczeniowych stosowanych do analizy zjawisk elektromagnetycznych jak również cieplnych zachodzących w maszynach elektrycznych [9]. Zaletą tej metody jest możliwość uzyskania rozkładu pola temperatury maszyny elektrycznej w całej jej objętości (modele 3D) lub jej powierzchni (modele 2D). Modele połowe wymagają jednak dokładnego odwzorowania geometrii analizowanego obiektu jak i poprawnego zdefiniowania właściwości materiałowych poszczególnych jego części wraz z warunkami brzegowymi oraz wymuszeniami [64]. Powoduje to, że analiza cieplna za pomocą modeli połowych charakteryzuje się dużym kosztem obliczeniowym [33].

Pierwsze prace związane z wykorzystaniem MES do analizy cieplnej silników elektrycznych były prowadzone już pod koniec lat 80-tych minionego wieku. W pracy [71] opisano analizę trójwymiarowego pola temperaturowego w prętach klatki wirnika trójfazowego silnika o mocy 1,6MW. Wraz ze wzrostem mocy obliczeniowych komputerów

metoda elementów skończonych zyskiwała coraz to większą popularność, dowodem czego jest szereg prac [2, 3, 8, 12, 15, 16, 17, 19, 30, 33, 43, 47, 59]. W publikacji [2] autorzy przedstawili wpływ uszkodzonej klatki na charakterystyki statyczne oraz dynamiczne badanego silnika. Porównano także przyrosty temperatury w wirnikach z uszkodzoną i nieuszkodzoną klatką. W obliczeniach zastosowano liniowy dwuwymiarowy model połowo-obwodowy, uwzględniający sprzężenie silne pola elektromagnetycznego oraz termicznego. Obliczenia przeprowadzono dla zadanej prędkości obrotowej silnika. W pracy [3] przeprowadzono analizę połowo-obwodową za pomocą MES 2D dwóch silników indukcyjnych klatkowych o mocy 3kW oraz 785kW. W obliczeniach uwzględniono sprzężenie silne zjawisk elektromagnetycznych oraz cieplnych zachodzących w silniku. W obliczeniach cieplnych został uwzględniony transport ciepła z obudowy silnika poprzez przewodnictwo, konwekcję oraz promieniowanie. W omawianej pracy współczynnik oddawania ciepła z obudowy silnika został obliczony na podstawie liczb kryterialnych.

Interesujące podejście dotyczące analizy termicznej przetwornika elektromechanicznego zostało przedstawione w pozycji [28]. Dwuwymiarowy model cieplny, jaki zastosowali autorzy, odzwierciedla przekrój osiowy maszyny, a nie jak w większości przypadków poprzeczny. Zabieg ten pozwolił na przeprowadzenie analizy cieplnej silnika także pod kątem nagrzewania się połączeń czołowych oraz powietrza wewnątrz maszyny. W omawianej pracy założono, że ciepło wewnątrz maszyny rozprzestrzenia się jedynie w drodze przewodzenia, a współczynnik oddawania ciepła został wyznaczony za pomocą równań empirycznych.

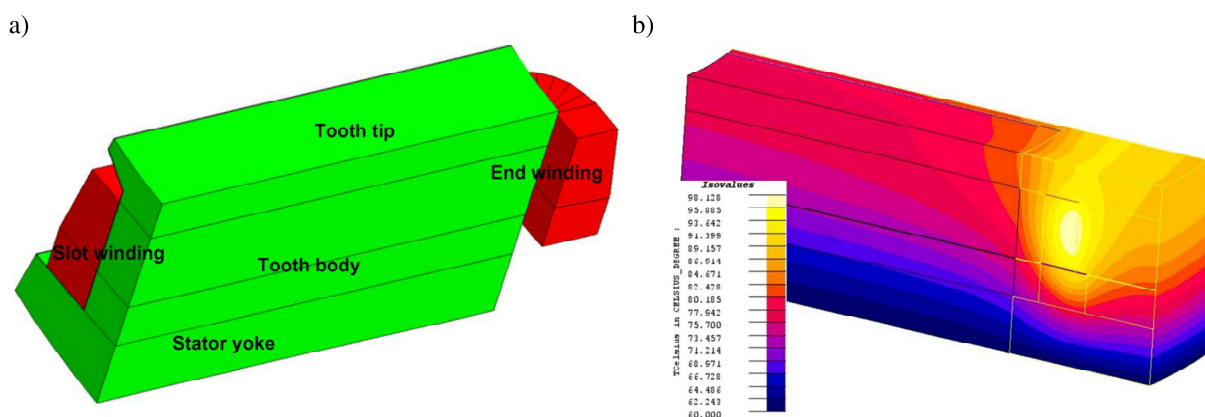
Z racji ciągłego wzrostu mocy obliczeniowej komputerów coraz częściej prowadzone są badania uwzględniające sprzężenie obliczeń cieplnych z analizą CFD [9, 37, 54, 73, 93]. Szczególną uwagę, z racji kompleksowego i obszernego opisu takiego podejścia, należy zwrócić na pracę M. Lefika [47], w której przedstawiono analizę połową silnika indukcyjnego 1 i 3 fazowego małej mocy. W symulacjach komputerowych zastosowano sprzężenie mocne pomiędzy trójwymiarowym modelem elektromagnetycznym a modelem cieplnym silnika. Dodatkowo, za pomocą analizy CFD wyznaczono współczynnik oddawania ciepła z obudowy oraz zastępczy współczynnik przewodnictwa cieplnego w szczelinie powietrznej analizowanych maszyn. Na rysunku 1.4 zilustrowano przykładowy rozkład wartości współczynnika oddawania ciepła z obudowy [47].



Rys. 1.4. Rozkład współczynnika oddawania ciepła z obudowy w drodze konwekcji wymuszonej [47]

Newralgicznym obszarem, z punktu widzenia kosztu obliczeniowego, podczas analizy cieplnej za pomocą MES są uzwojenia silnika, które ze względu na dużą złożoność materiałową (druty nawojowe, emalie, impregnaty oraz powietrze) wymagają uwzględnienia każdego obszaru, a tym samym odpowiednio dużego zagęszczenia siatki dyskretyzacyjnej [9, 64]. Powszechnym rozwiązaniem tego problemu jest przeprowadzenie homogenizacji [47, 87]. Przy poprawnym wyznaczeniu przewodności cieplnej dla całej struktury uzwojenia, możliwe jest znaczące ograniczenie kosztów obliczeniowych, przy jednoczesnym zachowaniu pożądanej dokładności wyników obliczeń. Rozwiązanie takie pozwala na uzyskanie rozkładu pola temperatury zbliżonego do rzeczywistego i wyznaczenie maksymalnej wartości temperatury w uzwojeniu. Istnieje też kilka alternatywnych metod modelowania uzwojeń maszyn elektrycznych. Jedną z nich jest wprowadzenie oporu cieplnego występującego na granicy dwóch różnych regionów [16], jednak jest ona kłopotliwa i trudna do implementacji w komercyjnych pakietach obliczeniowych. Druga metoda modelowania uzwojeń, zwłaszcza uzwojeń o losowym rozkładzie przewodów, tzw. wsypywanych, polega na przedstawieniu uzwojeń jako kilku warstw miedzi oraz powietrza lub izolacji ułożonych naprzemiennie w żłobku [19, 64]. Podejście takie cechuje się akceptowalnym kosztem obliczeniowym, brakuje jednak zdefiniowanego kryterium doboru ilości oraz grubości poszczególnych warstw.

Inne podejście do analizy cieplnej za pomocą MES przedstawione jest w pozycjach [87, 89, 90, 91]. Autor modeluje poszczególne wycinki maszyny (segment stojana wraz z uzwojeniem lub tylko uzwojenie). W celu wyznaczenia poszczególnych współczynników przewodzenia ciepła oraz estymacji parametrów modelu posługuje się modelami fizycznymi. Współczynniki oddawania ciepła oraz przewodności cieplnej powietrza wewnątrz maszyny wyznacza za pomocą liczb kryterialnych. Dzięki takiemu podejściu, otrzymuje się stosunkowo szybką i skuteczną metodę oceny cieplnej badanej maszyny. Na rysunku 1.5 przedstawiono model wycinka stojana wraz z uzwojeniem oraz uzyskany w nim rozkład temperatury [87].



Rys. 1.5. Model wycinka stojana wraz z uzwojeniem (a) oraz uzyskany w nim rozkład temperatury (b) [87]

Jednym z ważniejszych aspektów związanych z analizą cieplną maszyn elektrycznych, na które zwraca się uwagę, są zagadnienia dotyczące skutecznego odprowadzenia ciepła z uzwojenia. Istnieje wiele prac poświęconych metodom zwiększenia przewodności cieplnej uzwojeń jak również sposobom modelowania takich struktur [26, 29, 35, 49]. Nieustannie trwają prace nad opracowaniem materiału pozwalającego efektywnie odprowadzić ciepło z uzwojenia, a tym samym zmniejszyć wartość maksymalnej temperatury w uzwojeniu.

1.3. Cel i teza pracy

Przegląd literatury dotyczącej obliczeń cieplnych w maszynach elektrycznych pozwala stwierdzić, że stan dotychczasowej wiedzy jest w kilku aspektach niewystarczający oraz konieczne jest jej uzupełnienie w dobie rosnących wymagań stawianych przetwornikom elektromechanicznym. W dostępnej literaturze brakuje publikacji związanych z wyznaczeniem maksymalnej wartości temperatury w uzwojeniach silnika elektrycznego. Natomiast istniejące metody nie definiują w jasny sposób kryteriów modelowania uzwojeń silnika. Zdecydowanie brakuje prac związanych z analizą cieplną silników z magnesami trwałymi, które to w ostatnich latach zyskują coraz większą popularność. Dodatkowo w większości przypadków współczynnik oddawania ciepła z obudowy maszyny jest dobierany empirycznie, na podstawie liczb kryterialnych lub za pomocą uprzednio przeprowadzonej analizy CFD. Brakuje jednak w pracach weryfikacji pomiarowej wyznaczonych współczynników oddawania ciepła.

W związku z powyższym, w niniejszej pracy podjęto próbę opracowania modeli cieplnych dla silników małej mocy (silnika synchronicznego z magnesami trwałymi oraz silnika indukcyjnego) pozwalających na wyznaczenie temperatury we wszystkich newralgicznych punktach maszyny, w tym maksymalnej temperatury w uzwojeniu. W pracy proponuje się także nową metodę homogenizacji uzwojenia. Dodatkowo podjęto się także próby wyznaczenia współczynnika oddawania ciepła z obudowy oraz budowy kompleksowego stanowiska pomiarowego.

Na podstawie przeprowadzonego przeglądu literatury oraz wstępnych badań sformułowano następującą tezę pracy:

Zaproponowane modele cieplne silnika synchronicznego z magnesami trwałymi oraz indukcyjnego pozwalają na ich ocenę cieplną już w fazie projektowania.

Aby udowodnić postawioną tezę pracy sformułowano następujące cele:

- Dokonanie przeglądu literatury dotyczącej analizy cieplnej w silnikach elektrycznych;
- Przeprowadzenie analizy pola elektromagnetycznego badanych silników w celu wyznaczenia występujących w nich strat mocy;
- Wyznaczenie współczynnika oddawania ciepła z obudowy w funkcji prędkości obrotowej silnika;
- Zaproponowanie metody homogenizacji uzwojeń w silniku elektrycznym;
- Opracowanie schematów cieplnych dla silnika synchronicznego z magnesami trwałymi oraz silnika indukcyjnego klatkowego;
- Porównanie wyników otrzymanych z schematów cieplnych i modeli polowych;
- Budowa stanowiska pomiarowego oraz weryfikacja otrzymanych wyników obliczeń;

1.4. Układ i zakres pracy

Praca jest podzielona na 7 rozdziałów.

Rozdział 1 zawiera omówienie problematyki związanej z analizą cieplną silników elektrycznych. W rozdziale tym zamieszczono przegląd dostępnej literatury z zakresu metod analizy cieplnej maszyn elektrycznych, na podstawie którego określono cel i zakres pracy.

Rozdział 2 przedstawia podstawy matematyczne modelowania pola elektromagnetycznego: równania Maxwella oraz zastosowanie wybranych potencjałów elektromagnetycznych do opisu pola. Przedstawiono także opis metody elementów skończonych dla zagadnień trójwymiarowych. Część rozdziału poświęcono na omówienie metod wyznaczania strat mocy w silnikach elektrycznych. W końcowej części rozdziału krótko scharakteryzowano najistotniejsze cechy wykorzystywanego w dalszej części pracy środowiska obliczeniowego.

Rozdział 3 przedstawia podstawowe pojęcia związane z polem temperatury oraz matematyczne podstawy modelowania pola temperaturowego. Omówiono rodzaje transportu ciepła oraz różne metody uwzględniania ich w modelowaniu. W końcowej części rozdziału zamieszczono informacje związane z zastosowaną w pracy metodą schematów cieplnych.

Rozdział 4 zawiera opis badań eksperymentalnych. W rozdziale tym przedstawiono zestawione stanowiska pomiarowe wykorzystane do rejestracji wielkości elektromechanicznych oraz cieplnych w analizowanych silnikach, w różnych warunkach ich pracy. Część rozdziału poświęcono na przedstawienie autorskiego systemu akwizycji danych opartego na środowisku LABView.

Rozdział 5 przedstawia krótki opis analizowanej maszyny. W podrozdziale 5.2 przedstawiono szczegółowe informacje związane ze zbudowanymi modelami numerycznymi badanego silnika PMSM. Zamieszczono w nim także wyniki symulacji komputerowych modeli dwu- i trójwymiarowych oraz wartości wyznaczonych strat mocy występujących w maszynie. Podrozdział 5.3 dotyczy metody wyznaczania współczynnika oddawania ciepła z obudowy silnika oraz przedstawia wyniki otrzymane na podstawie przeprowadzonych badań. Kolejny podrozdział został poświęcony homogenizacji uzwojenia analizowanej maszyny. Ostatnia część rozdziału przedstawia wyniki przeprowadzonej analizy cieplnej silnika. Zawarte są w niej także informacje na temat schematu cieplnego zaimplementowanego w programie PLECS oraz modelu polowego silnika. Otrzymane wyniki obliczeń dotyczące zmian wartości temperatury w poszczególnych elementach maszyny zostały porównane z pomiarami wykonanymi na rzeczywistym silniku.

Rozdział 6 zawiera obliczenia niezbędne do przeprowadzenia analizy cieplnej badanego trójfazowego silnika indukcyjnego. W rozdziale tym, podobnie jak przypadku rozdziału poświęconemu silnikowi PMSM, przedstawiono krótki opis budowy analizowanego silnika. Przedstawiono w nim także modele polowe, za pomocą których wyznaczono straty mocy. W ostatniej części rozdziału zamieszczono wyniki obliczeń cieplnych przeprowadzonych dla badanej maszyny za pomocą modelu o parametrach skupionych jak również modelu polowego. Wyniki symulacji komputerowych zostały zweryfikowane pomiarowo.

Rozdział 7 przedstawia wnioski i podsumowanie wynikające z zamieszczonych w pracy obliczeń i pomiarów zawartych w rozdziałach 5 i 6. Rozdział ten określa także kierunki dalszych badań.

Rozdział 2

Równania pola elektromagnetycznego i opis zastosowanej metody numerycznej

2.1. Równania Maxwella

Pole elektromagnetyczne przy dowolnym rodzaju wymuszenia opisują równania Maxwella. Równania te przedstawiają związek pomiędzy natężeniem pola magnetycznego, elektrycznego, gęstością prądu oraz ładunkiem elektrycznym. W postaci różniczkowej równania Maxwella wyrażone są wzorami (2.1)-(2.4) [10, 51, 57, 82]:

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{d\mathbf{D}}{dt} \quad (2.1)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{d\mathbf{B}}{dt} \quad (2.2)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (2.3)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho_e \quad (2.4)$$

Równania Maxwella można także przedstawić w alternatywnej postaci całkowej (2.5)-(2.8) [50]:

$$\oint_l \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = \int_s \mathbf{J} \cdot d\mathbf{S} + \frac{d}{dt} \int_s \mathbf{D} \cdot d\mathbf{S} \quad (2.5)$$

$$\oint_l \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = -\frac{d}{dt} \int_s \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} \quad (2.6)$$

$$\int_s \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} = 0 \quad (2.7)$$

$$\int_s \mathbf{D} \cdot d\mathbf{S} = \int_v \rho_e dV \quad (2.8)$$

Równania Maxwella uzupełniają zależności materiałowe:

$$\mathbf{B} \equiv \mathbf{B}(\mathbf{H}) \quad (2.9)$$

$$\mathbf{D} \equiv \mathbf{D}(\mathbf{E}) \quad (2.10)$$

Wielkości wektorowe występujące w równaniach Maxwella, spełniają następujące zależności na granicy środowisk (rys. 2.1):

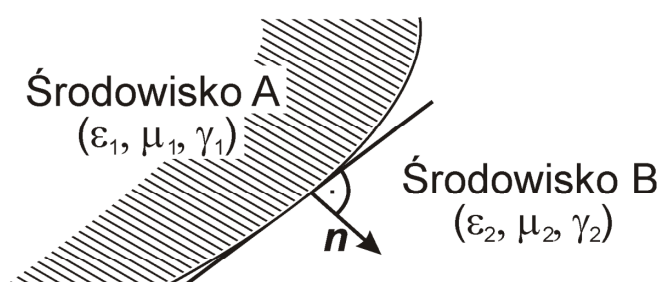
$$\mathbf{n} \cdot (\mathbf{J}_1 - \mathbf{J}_2) = 0 \quad (2.11)$$

$$\mathbf{n} \cdot (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) = 0 \quad (2.12)$$

$$\mathbf{n} \times (\mathbf{H}_1 - \mathbf{H}_2) = \mathbf{J}_s \quad (2.13)$$

$$\mathbf{n} \cdot (\mathbf{D}_1 - \mathbf{D}_2) = \rho_s \quad (2.14)$$

$$\mathbf{n} \times (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2) = 0 \quad (2.15)$$



Rys. 2.1. Granica ośrodków o różnych parametrach materiałowych [39]

Równania Maxwella w zakresie niskich częstotliwości rozwiązuje się przy użyciu potencjałów magnetycznych i elektrycznych [3, 36]. Przy wyborze określonego potencjału decyduje przede wszystkim związany z nim koszt obliczeniowy [10, 39, 85]. Wyznaczenie tych potencjałów pozwala obliczyć pozostałe wielkości pola elektromagnetycznego [36, 39].

2.2. Opis pola magnetycznego za pomocą potencjałów pomocniczych

W rozwiązywaniu zagadnień polowych często stosowane są potencjały pomocnicze. Zastosowanie dodatkowo zdefiniowanych potencjałów pozwala na uproszczenie danego zagadnienia, a tym samym zmniejszenia nakładów obliczeniowych. Odpowiedni dobór potencjałów umożliwia przeprowadzenie analizy określonego problemu w znacznie krótszym czasie. Najczęściej stosowanymi w obliczeniach elektromagnetycznych są pary potencjałów [2, 36]:

- magnetyczny potencjał wektorowy \mathbf{A} i elektryczny potencjał skalarny V_e ,
- magnetyczny potencjał skalarny Ω i elektryczny potencjał wektorowy \mathbf{T} .

2.2.1. Zastosowanie do obliczeń pary potencjałów $A - V_e$

Do opisu pola elektromagnetycznego często stosuje się parę potencjałów: magnetyczny potencjał wektorowy A oraz elektryczny potencjał skalarny V_e [2, 23, 36]. Natężenie pola elektrycznego jest określone przez gradient funkcji skalarnej V_e i wyrażone w postaci:

$$\mathbf{E} = -\nabla V_e \quad (2.16)$$

Pole magnetyczne jest polem wirowym, dlatego też do jego opisu można użyć magnetycznego potencjału wektorowego, zdefiniowanego jako:

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A} \quad (2.17)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{A} = 0 \quad (2.18)$$

Dla pola elektromagnetycznego wolnozmiennego, wektor natężenia pola elektrycznego można przedstawić w następujący sposób:

$$\mathbf{E} = -\frac{d\mathbf{A}}{dt} - \nabla V_e \quad (2.19)$$

Pierwsze równanie Maxwella dla obszaru, w którym występuje zarówno prąd źródłowy jak i prąd przewodnictwa przybiera postać:

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J}_z + \sigma \mathbf{E} \quad (2.20)$$

Wykorzystując zależności (2.17) oraz równanie:

$$\mathbf{H} = \frac{1}{\mu} \mathbf{B} \quad (2.21)$$

Równanie (2.20) można zapisać w następującej postaci:

$$\nabla \left(\frac{1}{\mu} \nabla \times \mathbf{A} \right) = \mathbf{J}_z + \sigma \left(-\frac{d\mathbf{A}}{dt} - \nabla V_e \right) \quad (2.22)$$

Uwzględniając równanie materiałowe oraz równanie (2.22) wektor gęstości prądów wirowych (prądy przewodnictwa) można przestawić jako:

$$\mathbf{J}_E = \sigma \left(-\frac{d\mathbf{A}}{dt} - \nabla V_e \right) \quad (2.23)$$

Ograniczenie fizyczne dla wektora gęstości prądów przewodnictwa w postaci $\nabla \cdot \mathbf{J}_E = 0$ i założenie jednorodnej konduktywności w obszarze obliczeniowym pozwala otrzymać:

$$\sigma \nabla \cdot \left(-\frac{d\mathbf{A}}{dt} - \nabla V_e \right) = 0 \quad (2.24)$$

Przedstawiona powyżej metoda ma również swoje zastosowanie w odniesieniu do zagadnień brzegowych o wymuszeniach harmonicznym. Jednak w takim przypadku równania zawierają wielkości zespolone. W przestrzeni dwuwymiarowej, zarówno prąd wymuszający \mathbf{J}_z , jak również magnetyczny potencjał wektorowy \mathbf{A} posiadają tylko jedną składową – prostopadłą do rozpatrywanej płaszczyzny zagadnienia. Natomiast w zagadnieniach trójwymiarowych otrzymanie rozwiązania wymaga wyznaczenia trzech składowych wektora \mathbf{A} i skłara V_e w każdym punkcie obszaru obliczeniowego [23, 36].

2.2.2. Zastosowanie do obliczeń pary potencjałów $T - \Omega$

W obliczeniach numerycznych często stosowana jest także para potencjałów składająca się z wektorowego potencjału elektrycznego \mathbf{T} oraz skalarnego potencjału magnetycznego Ω . Zgodnie z definicją wektor potencjału elektrycznego \mathbf{T} wyrażony jest wzorem [2, 23, 36]:

$$\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E} = \nabla \times \mathbf{T} \quad (2.25)$$

Natężenie pola magnetycznego \mathbf{H} można przedstawić jako sumę dwóch składników:

$$\mathbf{H} = \mathbf{T} - \nabla \Omega \quad (2.26)$$

Wirowość pola \mathbf{H} jest zawarta w składniku \mathbf{T} , dlatego też jest on konieczny w przypadku opisu obszarów zawierających prądy wymuszające i przewodnictwa. Składową potencjalną opisano natomiast jako gradient skalarnego potencjału magnetycznego Ω . Wektorowy potencjał elektryczny \mathbf{T} można rozpisać na dwie składowe, składową związaną z prądami wirowymi – \mathbf{T}_E oraz składową zawierającą prądy wymuszające – \mathbf{T}_S . Uwzględniając prawo Faradaya równanie (2.26) można zapisać:

$$\nabla \times \frac{1}{\sigma} \nabla \times \mathbf{T}_E = -\frac{d}{dt} \mu (\mathbf{T}_E + \mathbf{T}_S - \nabla \Omega) \quad (2.27)$$

Drugie równanie jest wynikiem uwzględnienia bezźródłowego charakteru wektora \mathbf{H} .

$$\nabla \cdot \nabla \Omega = \nabla \cdot (\mathbf{T}_E + \mathbf{T}_S) \quad (2.28)$$

Zaletą powyższego sformułowania jest znaczny zysk czasowy w przypadku rozwiązywania problemów zawierających zarówno prądy wymuszające jak i obszary z prądami indukowanymi. Równanie (2.27) jest rozwiązywane tylko w obszarze przewodzącym, podczas gdy równanie dla skalarnego potencjału magnetycznego (2.28) w całej przestrzeni obliczeniowej.

2.3. Warunki brzegowe

Rozwiązanie równań różniczkowych opisujących pole elektromagnetyczne, przedstawionych w poprzednim podrozdziale, wymaga zdefiniowania warunków brzegowych. Dla pola elektromagnetycznego można wymienić dwa podstawowe rodzaje warunków brzegowych: Dirichleta oraz Neumanna [10, 23, 50].

– *Warunek brzegowy pierwszego rodzaju (warunek Dirichleta)*

Przyjęcie w obliczeniach warunku Dirichleta oznacza zdefiniowanie na granicy analizowanego układu zadanej wartości wykorzystywanego potencjału [50, 82]. W praktyce, w obliczeniach, przyjmuje się zwykle zerowy warunek Dirichleta. W przypadku stosowania magnetycznego potencjału wektorowego \mathbf{A} warunek ten przyjmuje postać [23]:

$$\mathbf{A} = 0, \quad \text{czyli } B_n = 0 \quad (2.29)$$

Natomiast w przypadku stosowania magnetycznego potencjału skalarnego Ω , zerowy warunek Dirichleta można zapisać w następujący sposób [23]:

$$\Omega = 0, \quad \text{czyli } H_t = 0 \quad (2.30)$$

– *Warunek brzegowy drugiego rodzaju (warunek Neumanna)*

Warunek Neumanna polega na zdefiniowaniu na granicy analizowanego układu zadanej wartości pochodnej normalnej poszukiwanej funkcji [50, 82]. Zerowy warunek Neumanna dla magnetycznego potencjału wektorowego \mathbf{A} oznacza zanikanie pochodnej normalnej [23]:

$$\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial n} = 0, \quad \text{czyli } B_t = 0 \quad (2.31)$$

Dla magnetycznego potencjału skalarnego zerowy warunek Neumanna przyjmuje postać [23]:

$$\frac{\partial \Omega}{\partial n} = 0, \quad \text{czyli } H_n = 0 \quad (2.32)$$

Dodatkowo w celu ograniczenia obszaru obliczeniowego stosowane są także warunki symetrii oraz antysymetrii (periodyczne, antyperiodyczne). Zdefiniowanie tych warunków na granicach oznacza przyjęcie dla węzłów granicznych jednakowych wartości bezwzględnych oraz zgodnych lub przeciwnych znaków potencjałów, odpowiednio w przypadku symetrii i antysymetrii [50].

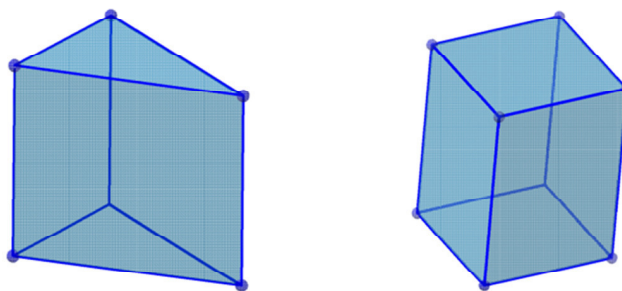
2.4. Metoda elementów skończonych

Metoda elementów skończonych (MES) jest jedną z najpopularniejszych metod numerycznych stosowanych do rozwiązywania zagadnień polowych w elektrotechnice. Idea MES pojawiła się w latach 40-tych minionego wieku, jednak dopiero w latach 60-tych została ona zastosowana w praktyce do obliczeń naprężeń w złożonych konstrukcjach lotniczych [57]. Początkowe badania prowadzone za pomocą MES dotyczyły prostych zagadnień o nieskomplikowanej geometrii oraz zjawisk opisanych liniowymi równaniami różniczkowymi. Jednak wraz ze wzrostem mocy obliczeniowej komputerów oraz wprowadzeniem metody reszt ważonych, w szczególności metody Galerkin [36, 39], zyskiwała ona coraz większą wszechstronność a tym samym popularność. Aktualnie metoda ta z powodzeniem może być stosowana do obliczeń zagadnień nieliniowych o dowolnie złożonych geometriach, także w przestrzeni trójwymiarowej.

Swoją popularność, w porównaniu z innymi metodami numerycznymi, MES zawdzięcza następującym cechom [50, 51]:

- szeroki wybór kształtu elementu, za pomocą którego dokonywana jest dyskretyzacja,
- możliwość przyjęcia dowolnych granic obszaru dyskretyzowanego, które z dużą dokładnością mogą być aproksymowane,
- łatwość uzyskania żądanej dokładności wyników obliczeń oraz ograniczenie czasu analizy, poprzez zmianę gęstości siatki dyskretyzacyjnej,
- możliwość definiowania różnych warunków brzegowych,
- uniwersalność metody, możliwość jej zastosowania do rozwiązywania zagadnień elektromagnetycznych, elektrostatycznych, magnetycznych, przepływu ciepła i dynamiki płynów.

Istotą metody elementów skończonych jest podział jednego obszaru na szereg mniejszych podobszarów (elementów). W narożnikach lub na bokach każdego powstałego elementu znajdują się węzły, w których jest zadana lub poszukiwana wielkość polowa. W elektrotechnice najczęściej jest nią potencjał lub jego pochodna. Brzegami elementów najczęściej są linie proste (2D) bądź płaszczyzny (3D). W przypadku, gdy geometria analizowanego problemu zawiera krzywizny, dokonuje się aproksymacji linią łamaną lub segmentami płaskimi. Poszczególne elementy są połączone ze sobą brzegowymi punktami węzłowymi. W wyniku przeprowadzenia dyskretyzacji obszaru obliczeniowego zachowanie nieznanych wielkości pola, w każdym powstałym elemencie, jest aproksymowane funkcjami ciągłymi wynikającymi z przyjętych założeń. Funkcje zdefiniowane w każdym elemencie są nazywane funkcjami kształtu. Biorąc pod uwagę zbiór funkcji kształtu dla analizowanego obszaru obliczeniowego, otrzymuje się odcinkową aproksymację danej wielkości polowej [36].



Rys. 2.2. Przykładowe elementy przestrzenne stosowane w metodzie elementów skończonych

Najczęściej do rozwiązywania pola elektromagnetycznego w przestrzeni 3D za pomocą MES wykorzystuje się elementy pierwszego rzędu o sześciu lub ośmiu węzłach (rys. 2.2). Jednym z powszechnie stosowanych sformułowań MES w obliczeniach numerycznych jest zasada wariacyjna. W sformułowaniu wariacyjnym poszukuje się minimum funkcjonału $I(\zeta)$ [32]. W elemencie jest dobierana funkcja aproksymująca, tak aby była zachowana ciągłość funkcji pomiędzy elementami. Dla sześcianu o ośmiu węzłach (element I rzędu) poszukiwana funkcja aproksymowana jest wielomianem:

$$\zeta^e(x, y, z) = a^e + b^e x + c^e y + d^e z + e^e xy + f^e yz + g^e zx + h^e xyz \quad (2.33)$$

Współczynniki a^e, b^e, \dots, h^e można wyznaczyć poprzez rozpisanie wartości ζ^e dla ośmiu węzłów pojedynczego elementu w lokalnym systemie numeracji węzłów [32]:

$$\zeta_i^e(x, y, z) = a^e + b^e x_i + c^e y_i + d^e z_i + e^e x_i y_i + f^e y_i z_i + g^e z_i x_i + h^e x_i y_i z_i \quad (2.34)$$

gdzie: $i=1, \dots, 8$.

Na podstawie układu równań (2.34) można wyznaczyć współczynniki a^e , b^e , ..., h^e . Równanie (2.33) po przekształceniu oraz podstawieniu do niego wyznaczonych współczynników a^e , b^e , ..., h^e przyjmuje postać:

$$\zeta^e(x, y, z) = \sum_{j=1}^8 N_j^e(x, y, z) \zeta_j^e \quad (2.35)$$

gdzie: N_j^e – funkcja kształtu (zwana także funkcją bazową lub interpolacyjną).

Funkcja kształtu charakteryzuje się tym, że dla własnych węzłów jest równa jeden. Zatem wyznaczenie funkcji $\zeta(x, y, z)$ w całym obszarze sprowadza się do wyznaczenia $\zeta^e(x, y, z)$ w poszczególnych węzłach siatki elementów, natomiast wewnątrz elementów, poszukiwana funkcja jest obliczana według wzoru (2.35). Dla rozważanego elementu funkcje kształtu przyjmują postać [32]:

$$\begin{aligned} N_1^e &= \frac{1}{V^e} \left(x_c^e + \frac{h_x^e}{2} - x \right) \left(y_c^e + \frac{h_y^e}{2} - y \right) \left(z_c^e + \frac{h_z^e}{2} - z \right) \\ N_2^e &= \frac{1}{V^e} \left(x - x_c^e + \frac{h_x^e}{2} \right) \left(y_c^e + \frac{h_y^e}{2} - y \right) \left(z_c^e + \frac{h_z^e}{2} - z \right) \\ N_3^e &= \frac{1}{V^e} \left(x - x_c^e + \frac{h_x^e}{2} \right) \left(y - y_c^e + \frac{h_y^e}{2} \right) \left(z_c^e + \frac{h_z^e}{2} - z \right) \\ N_4^e &= \frac{1}{V^e} \left(x_c^e + \frac{h_x^e}{2} - x \right) \left(y - y_c^e + \frac{h_y^e}{2} \right) \left(z_c^e + \frac{h_z^e}{2} - z \right) \\ N_5^e &= \frac{1}{V^e} \left(x_c^e + \frac{h_x^e}{2} - x \right) \left(y_c^e + \frac{h_y^e}{2} - y \right) \left(z - z_c^e + \frac{h_z^e}{2} \right) \\ N_6^e &= \frac{1}{V^e} \left(x - x_c^e + \frac{h_x^e}{2} \right) \left(y_c^e + \frac{h_y^e}{2} - y \right) \left(z - z_c^e + \frac{h_z^e}{2} \right) \\ N_7^e &= \frac{1}{V^e} \left(x - x_c^e + \frac{h_x^e}{2} \right) \left(y - y_c^e + \frac{h_y^e}{2} \right) \left(z - z_c^e + \frac{h_z^e}{2} \right) \\ N_8^e &= \frac{1}{V^e} \left(x_c^e + \frac{h_x^e}{2} - x \right) \left(y - y_c^e + \frac{h_y^e}{2} \right) \left(z - z_c^e + \frac{h_z^e}{2} \right) \end{aligned} \quad (2.36)$$

gdzie: x_c^e, y_c^e, z_c^e – współrzędne środka ciężkości elementu w kartezjańskim układzie współrzędnych, h_x^e, h_y^e, h_z^e – długość krawędzi elementu, V^e – objętość elementu.

Równanie (2.35) w macierzowej postaci przyjmuje postać:

$$\zeta^e(x, y, z) = \begin{bmatrix} N_1^e(x, y, z) & N_2^e(x, y, z) & \cdots & N_8^e(x, y, z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \zeta_1^e \\ \zeta_2^e \\ \vdots \\ \zeta_8^e \end{bmatrix} = \mathbf{N}^e \boldsymbol{\zeta}^e \quad (2.37)$$

Następnie dokonuje się minimalizacji funkcjonału $I(\zeta)$ względem wartości funkcji ζ we wszystkich węzłach obszaru V_o , przy uwzględnieniu także wszystkich warunków brzegowych [10, 70]. Warunek konieczny istnienia minimum funkcjonału opisuje układ równań:

$$\frac{\partial I}{\partial \zeta^e} = \begin{Bmatrix} \frac{\partial I}{\partial \zeta_1^e} \\ \frac{\partial I}{\partial \zeta_2^e} \\ \vdots \\ \frac{\partial I}{\partial \zeta_8^e} \end{Bmatrix} = \mathbf{0} \quad (2.38)$$

Przy założeniu, że funkcje bazowe spełniają warunek ciągłości, całkowity funkcjonal jest przedstawiony jako suma poszczególnych funkcjonałów zdefiniowanych dla wszystkich elementów:

$$I = \sum_{e=1}^M I^{(e)} \quad (2.39)$$

gdzie: M – całkowita liczba węzłów.

Na podstawie równania (2.39) k -te równanie układu (2.37) przyjmuje postać:

$$\frac{\partial I}{\partial \zeta_k^e} = \frac{\partial \sum_{e=1}^M I^{(e)}}{\partial \zeta_k^e} = \sum_{e=1}^M \frac{\partial I^{(e)}}{\partial \zeta_k^e} = 0 \quad (2.40)$$

Na podstawie równania (2.40), można zapisać algebraiczny układ równań dla e -tego elementu:

$$\frac{\partial I}{\partial \zeta_k^e} = \mathbf{H}^{(e)} \boldsymbol{\zeta}^{(e)} - \mathbf{P}^{(e)} = \mathbf{0} \quad (2.41)$$

gdzie: $\mathbf{H}^{(e)}$ – macierz sztywności elementu, $\mathbf{P}^{(e)}$ – wektor wymuszeń.

Na podstawie układu równań (2.41) można wyznaczyć wektor $\boldsymbol{\zeta}$, który zawiera wartości szukanej funkcji w poszczególnych węzłach elementów.

Bardzo często do poprawnego rozwiązania danego zagadnienia elektromagnetycznego wystarczy przeprowadzić analizę jedynie w przestrzeni dwuwymiarowej. W takim przypadku dyskretyzacja analizowanego obszaru dokonywana jest najczęściej za pomocą elementów trójkątnych, a poszukiwana funkcja ζ przyjmuje postać:

$$\zeta^e(x, y) = a^e + b^e x + c^e y \quad (2.42)$$

Współczynniki a^e , b^e , c^e można wyznaczyć poprzez rozpisanie wartości ζ^e dla trzech węzłów pojedynczego elementu w lokalnym systemie numeracji węzłów:

$$\zeta_i^e(x, y) = a^e + b^e x_i + c^e y_i \quad (2.43)$$

gdzie: $i=1,2,3$.

Podobnie jak w przypadku MES 3D, na podstawie układu równań (2.43) można wyznaczyć współczynniki a^e , b^e , c^e . Równanie (2.42) po przekształceniu oraz podstawieniu do niego wyznaczonych współczynników można przedstawić w następujący sposób:

$$\zeta^e(x, y) = \sum_{i=1}^3 N_i^e(x, y) \zeta_i^e \quad (2.44)$$

Dla elementów trójkątnych funkcje kształtu przyjmują postać:

$$\begin{aligned} N_1^e &= \frac{1}{2P^e} (x_2 x_3 - x_3 y_2) + (y_2 - y_3)x + (x_3 - x_2)y \\ N_2^e &= \frac{1}{2P^e} (x_3 x_1 - x_1 y_3) + (y_3 - y_1)x + (x_1 - x_3)y \\ N_3^e &= \frac{1}{2P^e} (x_1 x_2 - x_2 y_1) + (y_1 - y_2)x + (x_2 - x_1)y \end{aligned} \quad (2.45)$$

gdzie:

$$2P^e = \begin{vmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_3 & y_3 \end{vmatrix}$$

gdzie: x_n, y_n dla $n=1,2,3$ – współrzędne trzech węzłów pojedynczego elementu w lokalnym systemie numeracji węzłów, P^e – pole powierzchni elementu trójkątnego.

Równanie (2.44) można zapisać w postaci macierzowej:

$$\zeta^e(x, y) = \begin{bmatrix} N_1^e(x, y) & N_2^e(x, y) & N_3^e(x, y) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \zeta_1^e \\ \zeta_2^e \\ \zeta_3^e \end{bmatrix} = \mathbf{N}^e \boldsymbol{\zeta}^e \quad (2.46)$$

Następnie postępuje się analogicznie jak w przypadku analizy 3D, czyli dokonuje się minimalizacji funkcjonału $I(\zeta)$ względem wartości funkcji ζ we wszystkich węzłach obszaru P_o .

Powszechnie stosowanymi metodami, poza zasadą wariacyjną, jest metoda Galerkina i metoda bilansowa [32, 70]. Metoda Galerkina jest szczególnym przypadkiem metody odchyłek ważonych. W metodzie tej poszukiwaną funkcję przybliża się kombinacją liniową wybranych odwzorowań – funkcjami kształtu. Poszczególne współczynniki kombinacji dobiera się tak, aby zostało zapewnione zerowanie się średniej ważonej błędów. Równanie w metodzie residuów ważonych wyrażone jest w postaci [32]:

$$\int_V w_i \varepsilon_r dV = 0 \quad i = 1, 2, 3, \dots, m \quad (2.47)$$

gdzie: w_i – funkcje wagi, ε_r – błąd rozwiązania równania.

Błąd ε_r jest różnicą pomiędzy wartościami dokładnymi a przybliżonymi wewnątrz danego obszaru i na jego brzegu. Jako funkcje wagowe wykorzystuje się funkcje kształtu lub iloczyn funkcji kształtu i stałej. W przypadku metody bilansowej dąży się do bilansowania w określonym obszarze pewnej wielkości (np. energii).

Metody numeryczne, do jakich bez wątpienia należy metoda elementów skończonych, umożliwiają uzyskiwanie przybliżonego rozwiązania określonego problemu [82]. Należy pamiętać, że wyniki obliczeń numerycznych są zawsze obarczone błędem związanym z błędem rozwiązania równania różniczkowego i przyjętymi założeniami upraszczającymi. W przypadku MES głównymi czynnikami wprowadzającymi niedokładność w obliczeniach są [57]:

- błędy aproksymacji spowodowane poszukiwaniem rozwiązania w ograniczonym obszarze,
- błędy odwzorowania geometrii obiektu,
- błędy wynikające z nieciągłości parametrów fizycznych środowiska,
- błędy interpolacji,
- błędy zaokrągleń wartości węzłowych,
- błędy na granicach obszaru pola magnetycznego opisanych za pomocą różnych potencjałów,
- błędy powstałe w obszarach ferromagnetyka, który jest opisany za pomocą zredukowanego potencjału skalarnego.

2.5. Wyznaczanie strat mocy

Nieustannie rosnące wymagania odnośnie maszyn elektrycznych determinują prace mające na celu zaprojektowanie maszyn o jak największej gęstości mocy, ale i także o jak największej sprawności. Sprawność przetwornika elektromechanicznego pozwala na dokonanie oceny energetycznej, ekonomicznej oraz coraz częściej także ekologicznej określonej konstrukcji. Straty mocy jakie powstają w silniku elektrycznym wynikają z zachodzących w nim zjawisk fizycznych takich jak: przepływ prądu w uzwojeniach, przemagnesowanie, prądy wirowe, tarcie w łożyskach oraz tarcie pomiędzy częściami wirującymi a czynnikiem chłodzącym. Straty występujące w poszczególnych częściach maszyny zamieniają się w moc cieplną, która powoduje ich nagrzewanie. Dlatego też poprawne wyznaczenie poszczególnych strat mocy w silniku elektrycznym jest niezbędne w celu przeprowadzenia jego analizy termicznej.

Głównymi źródłami ciepła w maszynach elektrycznych są straty w miedzi/aluminium $\Delta P_{Cu/Al}$, wynikające z prawa Joule'a oraz straty w żelazie ΔP_{Fe} spowodowane przemagnesowywaniem oraz prądami wirowymi. Straty mechaniczne powstające w silnikach małej mocy są pomijalnie małe, w szczególności dla silników niskoobrotowych.

Straty mocy w uzwojeniu stojana ΔP_{Cu} lub klatce wirnika ΔP_{Al} wynikające z prawa Joule'a można wyznaczyć posługując się z zależnością [62, 91]:

$$\Delta P = \int_V \frac{\mathbf{J}^2}{\sigma} dV \quad (2.48)$$

gdzie: \mathbf{J} – wektor gęstości prądu, σ – konduktywność materiału.

Dodatkowo powyższą zależność wykorzystuje się także do wyznaczenia strat mocy występujących w magnesach trwałych [56, 61].

Zaletą wzoru (2.48) jest możliwość wyznaczenia strat dodatkowych jakie występują w przewodnikach [62]. Dzięki znajomości dokładnego rozkładu przestrzennego wektora gęstości prądu możliwe jest uwzględnienie m.in.: efektu naskórkowości, efektu zbliżenia czy prądów wirowych, zwłaszcza w przypadku silników dużych mocy. Natomiast dla większości maszyn elektrycznych małej mocy powszechnie stosowana jest zależność (2.49), która pozwala także na uzyskanie zadawalającej dokładności wyników obliczeń [5].

$$\Delta P = I^2 R(\vartheta) \quad (2.49)$$

gdzie: I – wartość skuteczna prądu w uzwojeniu, $R(\vartheta)$ – wartość rezystancji uzwojenia w funkcji temperatury.

Straty mocy w żelazie można podzielić na straty podstawowe oraz dodatkowe. Straty podstawowe wynikają ze stratności materiału ferromagnetycznego oraz rozkładu pola magnetycznego. Natomiast straty dodatkowe zależą od pól magnetycznych pochodzących od wyższych harmonicznych oraz obróbki technologicznej rdzenia maszyny.

W klasycznym ujęciu straty w żelazie wyznacza się na podstawie stratności blach określonych za pomocą aparatu Epsteina oraz wzoru Steinmetz'a [3, 14, 47]:

$$\Delta P_{Fe} = k_{kt} \Delta p_{B,f} \left(\frac{f}{f_p} \right)^{\frac{4}{3}} \left(\frac{B}{B_p} \right)^2 m_{Fe} \quad (2.50)$$

gdzie: k_{kt} – współczynnik konstrukcyjno-technologiczny, $\Delta p_{B,f}$ – stratność blachy zmierzona przy B_p i częstotliwości f_p , f – częstotliwość, B – indukcja w rdzeniu przy częstotliwości f , m_{Fe} – masa rdzenia.

Równanie (2.50) pozwala uzyskać zadawalającą dokładność tylko dla częstotliwości zbliżonej do 50Hz [53]. Alternatywą jest równanie zaproponowane przez Bertottiego [11, 21, 41, 56, 61]. Równanie to pozwala na wyznaczanie strat przy wymuszeniu niesinusoidalnym i uwzględnia straty wynikające z histerezy, prądów wirowych oraz uwzględnia także straty nadmiarowe:

$$\Delta p_{Fe}(t) = \underbrace{k_h B_m^2 f}_{\text{straty histerezowe}} + \underbrace{\sigma \frac{b^2}{12} \left(\frac{dB}{dt}(t) \right)^2}_{\text{straty wirowe}} + \underbrace{k_e \left(\frac{dB}{dt}(t) \right)^{\frac{3}{2}}}_{\text{straty nadmiarowe}} \quad (2.51)$$

gdzie: k_h – współczynnik histerezy, B_m – maksymalna wartość indukcji magnetycznej, f – częstotliwość, σ – przewodność elektryczna, b – grubość pojedynczej blachy elektrotechnicznej, k_e – współczynnik strat nadmiarowych.

Na podstawie zależności (2.51), w wykorzystywanym w pracy środowisku obliczeniowym, wyznaczana jest średnia wartość strat powstałych w przedziale czasowym, przy uwzględnieniu współczynnika pakietowania rdzenia silnika:

$$\Delta p_{Fe_{av}} = k_h B_m^2 f k_f + \frac{1}{T} \int_0^T \left[\sigma \frac{b^2}{12} \left(\frac{dB}{dt}(t) \right)^2 + k_e \left(\frac{dB}{dt}(t) \right)^{\frac{3}{2}} \right] k_f dt \quad (2.52)$$

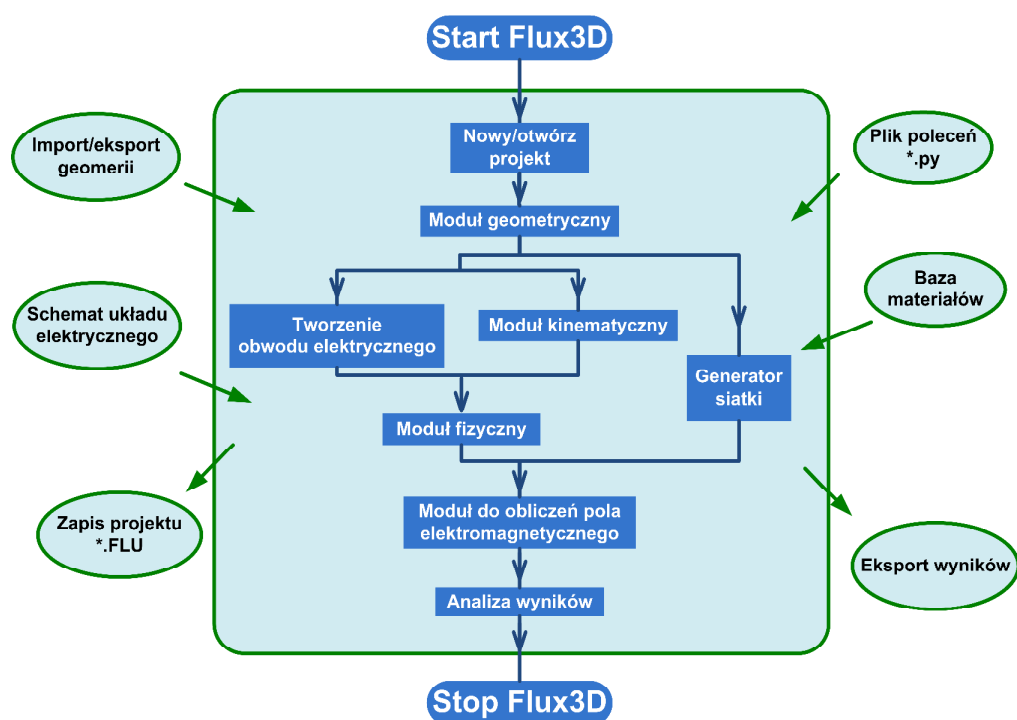
gdzie: k_f – współczynnik pakietowania stojana, T – okres zmienności pola magnetycznego.

Całkowite straty mocy, jakie występują w poszczególnych elementach maszyny, można obliczyć poprzez całkowanie wzoru (2.52) po objętości danego regionu:

$$\Delta P_{Fe} = \iiint_V \left(k_h B_m^2 f k_f + \frac{1}{T} \int_0^T \left[\sigma \frac{b^2}{12} \left(\frac{dB}{dt}(t) \right)^2 + k_e \left(\frac{dB}{dt}(t) \right)^{\frac{3}{2}} \right] k_f dt \right) dV \quad (2.53)$$

2.6. Środowisko obliczeniowe

Wraz z gwałtownym wzrostem mocy obliczeniowej komputerów nastąpił także dynamiczny rozwój środowisk obliczeniowych pozwalających na przeprowadzanie analizy pól elektromagnetycznych. Obecnie na rynku dostępnych jest wiele programów komercyjnych jak i niekomercyjnych, pozwalających na analizę zagadnień polowych w przestrzeni dwuwymiarowej oraz trójwymiarowej. Ciągły ich rozwój wynika z nieustannie rosnących wymagań użytkownika. W pracy do obliczeń elektromagnetycznych badanych silników wykorzystano środowisko Flux bazujące na metodzie elementów skończonych [21, 36, 39].



Rys. 2.3. Ogólny schemat organizacji programu Flux3D

Na rys. 2.3 zamieszczono schemat przedstawiający strukturę środowiska Flux3D, na którym zostały wyszczególnione poszczególne etapy pracy w programie. Oprogramowanie umożliwia uwzględnienie w obliczeniach nieliniowości, anizotropii materiałów oraz prądów wirowych, dzięki czemu możliwe jest lepsze odwzorowanie zjawisk fizycznych. Użytkownik

ma także możliwość wykonania analizy polowo-obwodowej pozwalającej na przeprowadzenie badań przetwornika elektromechanicznego wraz z jego układem zasilania. Zewnętrzny układ zasilania może być zbudowany ze źródeł napięciowych bądź prądowych, rezystorów, pojemności, indukcyjności, tranzystorów, tyrystorów, wyłączników sterowanych w funkcji czasu lub kąta obrotu [39]. Flux3D pozwala także na łatwe parametryzowanie modelu numerycznego, co w połączeniu z możliwością pisania własnych skryptów w języku PYTHON pozwala na przyjazną i efektywną pracę w tym środowisku [21].

Rozdział 3

Równania pola temperaturowego i opis zastosowanej metody obliczeniowej

3.1. Pole temperatury

Temperatura jest jedną z podstawowych wielkości fizycznych, która określa średnią wartość energii kinetycznej poszczególnych cząsteczek danego ciała. W przypadku analizy cieplnej maszyn elektrycznych, przedmiotem badań nie jest pojedyncza cząsteczka, lecz ich zbiór tworzący analizowany obiekt [27]. Każdej cząsteczce można zatem przypisać określoną wartość temperatury oraz współrzędne opisujące je jednoznacznie w przestrzeni:

$$\vartheta = f(x, y, z) \quad (3.1)$$

Zbiór takich punktów tworzy pole temperaturowe. W sytuacji, gdy temperatura poszczególnych cząsteczek wchodzących w skład analizowanego pola temperaturowego nie zależy od czasu, to w takim przypadku pole takie określa się jako ustalone lub stacjonarne [27, 86]. W przypadku, gdy temperatura zmienia się w czasie, pole nazywa się polem nieustalonym lub niestacjonarnym.

$$\vartheta = f(x, y, z, t) \quad (3.2)$$

Można wyróżnić także trzeci rodzaj pola temperaturowego, a mianowicie pole quasi-ustalone (quasi-stacjonarne). Jest to pole, w którym temperatura poszczególnych punktów zmienia się cyklicznie, jednak ich wartość średnia w czasie jest niezmienna.

W literaturze [27] można znaleźć jeszcze kilka innych klasyfikacji pól temperaturowych ze względu na:

- wartość temperatury w poszczególnych punktach: pole jednorodne (ekwiskalarne) lub niejednorodne,
- liczbę zmiennych przestrzennych: jedno-, dwu- i trójwymiarowe,
- występujące źródła ciepła: źródłowe i bezźródłowe.

W nieizotermicznym polu temperatury występuje zjawisko wyrównywania się temperatury, efektem czego jest transport ciepła w danym układzie. Występuje zatem pełna analogia do układów elektrycznych, w których występuje przepływ prądu w wyniku istniejących różnic potencjału elektrycznego [27]. Można wyróżnić trzy rodzaje transportu ciepła: przewodzenie, konwekcję oraz promieniowanie.

Przenoszenie ciepła w wyniku przewodzenia (kondukcji) jest charakterystyczne dla ciał stałych. Występuje także w płynach (cieczach i gazach), jednak ma ono znacznie mniejsze znaczenia i rzadko występuje samodzielnie. Przewodzenie ciepła polega na przekazywaniu energii kinetycznej pomiędzy sąsiadującymi atomami jako rezultat ich zderzeń powstających w wyniku drgań występujących w obrębie siatki powiązań atomowych [27, 47]. Dodatkowo materiały charakteryzujące się dużą przewodnością elektryczną (metale), cechują

się także dobrą przewodnością cieplną. Spowodowane to jest budową atomową tych materiałów, a mianowicie występującą dużą liczbą swobodnych elektronów. Dlatego też w przypadku metali, występuje dodatkowy nośnik energii. Ciepło jest przenoszone nie tylko w wyniku drgań wewnątrz siatki krystalicznej, lecz także na skutek ruchu swobodnych elektronów [38, 47, 72].

Kolejnym sposobem przenoszenia ciepła jest konwekcja (unoszenie). Mechanizm ten jest charakterystyczny dla płynów ponieważ występuje w sytuacji, gdy wiązania pomiędzy poszczególnymi cząsteczkami nie są zbyt silne i pozwalają na swobodny ruch poszczególnych cząsteczek [27, 38]. Dzięki temu, transport ciepła odbywa się nie tylko poprzez mechanizm zderzania się poszczególnych cząsteczek materii, ale także w wyniku przemieszczania się samych cząsteczek. Ruch cząsteczek może być wywołany różnicą gęstości poszczególnych cząsteczek (konwekcja swoboda) oraz działaniem sił zewnętrznych (konwekcja wymuszona) [27]. Dodatkowo wyróżnia się dwa rodzaje ruchów konwekcyjnych: laminarny oraz turbulentny. W przypadku przepływu laminarnego cząsteczki płynu poruszają się w równoległych warstwach, bez zakłóceń pomiędzy poszczególnymi warstwami. Natomiast w przypadku przepływu turbulentnego, cząsteczki płynu poruszają się chaotycznie [47].

W przypadku promieniowania (radiacji) transport ciepła odbywa się za pomocą fal elektromagnetycznych, a więc jest to jedyny mechanizm transportu ciepła w próżni. Każde ciało, którego temperatura jest wyższa od zera bezwzględnego ($T > 0$ K) jest źródłem fal elektromagnetycznych, za pomocą których emituje swoją energię do ciał cechujących się mniejszą energią kinetyczną (niższą temperaturą). Ilość ciepła transportowana w drodze promieniowania jest silnie uzależniona od temperatury ciała. Wraz ze wzrostem temperatury ciała wzrasta także ilość ciepła emitowanego przez to ciało. Promieniowanie jako mechanizm transportu ciepła odgrywa znaczną rolę w temperaturze powyżej 540 °C, natomiast w przypadku temperatur pokojowych może być całkowicie pomijane [72]. W przypadku analizy cieplnej silników elektrycznych małej mocy wpływ promieniowania z obudowy silnika, której temperatura często nie przekracza 80°C, jest również pomijalnie mały [40, 47].

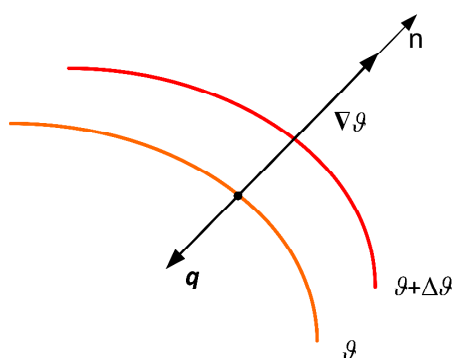
3.2. Równanie Fouriera-Kirchhoffa

Pole temperatury w stanie ustalonym, w którym występuje zjawisko przewodnictwa cieplnego, może być opisane za pomocą prawa Fouriera, które zostało sformułowane w 1806 roku [27, 47, 78]. Zgodnie z tym prawem, gęstość strumienia przewodzonego ciepła jest proporcjonalna do gradientu temperatury (rys. 3.1):

$$\mathbf{q} = -\lambda \nabla \vartheta \quad (3.3)$$

W równaniu tym λ oznacza współczynnik przewodności cieplnej materiału. W przypadku materiałów izotropowych współczynnik λ przyjmuje postać skalarną, jednak w ogólnym przypadku jest on tensorem ortogonalnym drugiego rzędu (3.4) [52, 81, 90]:

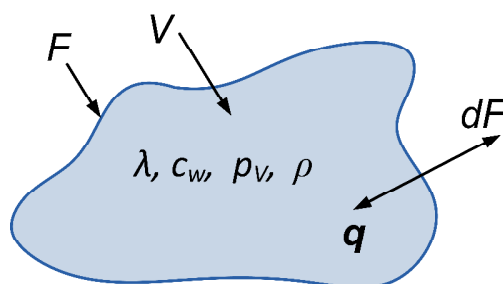
$$\lambda = \begin{bmatrix} \lambda_{xx} & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_{zz} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$



Rys. 3.1. Wektor gęstości strumienia ciepła i wektor gradientu temperatury na powierzchni izotermicznej [27]

W przypadku analizy cieplnej w stanie nieustalonym, do prawa Fouriera należy wprowadzić dodatkowo pierwszą zasadę termodynamiki uwzględniającą zasadę zachowania energii.

Rozpatrując, zgodnie z pierwszą zasadą termodynamiki obszar jednorodny o objętości V ograniczony powierzchnią F oraz o określonej przewodności cieplnej λ , gęstości ρ , ciepłe właściwym c_w oraz gęstości mocy cieplnej p_v , można stwierdzić, że entalpia takiego układu dI_e jest równa sumie zmian energii wewnętrznej dQ_c oraz energii zużytej na zmianę objętości tego układu pdV (rys. 3.2)[27].



Rys. 3.2. Rozpatrywany obszar o objętości V [27]

$$dI_e = dQ_c + p dV \quad (3.5)$$

Przy założeniu znikomego wpływu ciśnienia na zmianę objętości obszaru V , tzn. $p dV=0$ wynika, że zmiana entalpii układu dI_e jest równa zmianie energii wewnątrz rozpatrywanego układu.

$$dI_e = dQ_c \quad (3.6)$$

Z bilansu cieplnego wynika, że energia wewnątrz układu może zmienić się w skutek wytworzonego ciepła przez wewnętrzne źródło mocy p_V (3.7) lub też w wyniku ciepła dostarczonego z zewnątrz układu poprzez powierzchnię graniczną F (3.8).

$$dQ_w = \int_V p_V dV dt \quad (3.7)$$

$$dQ_z = -\oint_F \mathbf{q} \cdot d\mathbf{F} dt \quad (3.8)$$

Zatem całkowity przyrost energii układu wynosi:

$$dQ_c = -\oint_F \mathbf{q} \cdot d\mathbf{F} dt + \int_V p_V dV dt \quad (3.9)$$

Na podstawie twierdzenia Gaussa-Ostrogradskiego równanie (3.9) można przekształcić do postaci:

$$dQ_c = -\int_V \nabla \cdot \mathbf{q} dV dt + \int_V p_V dV dt = \int_V (p_V - \nabla \cdot \mathbf{q}) dV dt \quad (3.10)$$

Przyrost entalpii dla analizowanego układu można przedstawić za pomocą wyrażenia:

$$dI_e = \int_V c_w \rho dV d\vartheta \quad (3.11)$$

Podstawiając równania (3.10) i (3.11) do zależności (3.6) otrzymujemy:

$$\int_V (p_V - \nabla \cdot \mathbf{q}) dV dt = \int_V c_w \rho dV d\vartheta \quad (3.12)$$

Po uproszczeniu otrzymuje się:

$$c_w \rho \frac{d\vartheta}{dt} = p_V - \nabla \cdot \mathbf{q} \quad (3.13)$$

W związku z tym, że temperatura jest funkcją przestrzeni i czasu, występującą w równaniu (3.13) pochodną temperatury po czasie można zapisać w następujący sposób:

$$\frac{d\vartheta(x, y, z, \tau)}{dt} = \frac{\partial \vartheta}{\partial t} + \frac{\partial \vartheta}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} + \frac{\partial \vartheta}{\partial y} \frac{\partial y}{\partial t} + \frac{\partial \vartheta}{\partial z} \frac{\partial z}{\partial t} \quad (3.14)$$

Przy założeniu, że rozpatrywany układ o objętości V może być ciałem stałym lub płynem, należy uwzględnić możliwość występowania w nim zjawiska przewodzenia jak i konwekcji ciepła. Dlatego też po podstawieniu:

$$\frac{\partial x}{\partial t} = v_x; \quad \frac{\partial y}{\partial t} = v_y; \quad \frac{\partial z}{\partial t} = v_z; \quad (3.15)$$

gdzie: v_x, v_y i v_z oznaczają poszczególne składowe wektora prędkości płynu \mathbf{v} , równanie (3.14) przyjmuje postać:

$$\frac{d\vartheta}{dt} = \frac{\partial \vartheta}{\partial t} + (\mathbf{v} \cdot \nabla)\vartheta \quad (3.16)$$

Podstawiając (3.3) i (3.16) do (3.13) otrzymujemy równanie przewodnictwa cieplnego, prawo Fouriera-Kirchhoffa:

$$\frac{\partial \vartheta}{\partial t} + (\mathbf{v} \cdot \nabla)\vartheta = \frac{p_V}{c_w \rho} + \frac{1}{c_w \rho} [\nabla \cdot (\lambda \nabla \vartheta)] \quad (3.17)$$

Równanie przewodnictwa cieplnego w postaci (3.17) opisuje pole temperatury w ciałach stałych i płynach w stanie nieustalonym. Jednak w większości przypadków prawo Fouriera-Kirchhoffa stosowane jest w uproszczonej formie. W przypadku, gdy przeprowadzana jest analiza statyczna, człon $\frac{\partial \vartheta}{\partial t}$ reprezentujący dyfuzję cieplną zeruje się i równanie (3.17) przyjmuje postać:

$$(\mathbf{v} \cdot \nabla)\vartheta = \frac{p_V}{c_w \rho} + \frac{1}{c_w \rho} [\nabla \cdot (\lambda \nabla \vartheta)] \quad (3.18)$$

Drugim najczęściej spotykanym uproszczeniem jest pominięcie zjawiska konwekcji ($\mathbf{v}=0$), transport ciepła odbywa się jedynie w wyniku przewodzenia (3.19).

$$\frac{\partial \vartheta}{\partial t} = \frac{p_V}{c_w \rho} + \frac{1}{c_w \rho} [\nabla \cdot (\lambda \nabla \vartheta)] \quad (3.19)$$

3.3. Warunki graniczne w równaniach przewodnictwa cieplnego

Rozwiązanie równania przewodnictwa cieplnego wynikającego z prawa Fouriera-Kirchhoffa (3.17) w badanym układzie termokinetycznym wymaga poprawnego zdefiniowania warunków początkowych oraz brzegowych.

W przypadku analizy niestabilnego pola temperatury w celu otrzymania poprawnego rozwiązania konieczne jest zdefiniowanie warunków początkowych charakterystycznych dla badanego układu w chwili t_0 :

$$\vartheta(x, y, z, t)|_{t_0} = \vartheta_0(x, y, z) \quad (3.20)$$

Dla pola temperatury stosuje się cztery rodzaje warunków brzegowych [27, 69, 86].

1. Warunek brzegowy pierwszego rodzaju (warunek Dirichleta)

Przyjęcie w obliczeniach warunku Dirichleta oznacza zdefiniowanie na powierzchni granicznej analizowanego układu termokinetycznego F zadane rozkładu temperatury.

$$\vartheta(F, t) = \vartheta_F = f(F, t) \quad (3.21)$$

Warunek ten jest stosowany w przypadku, gdy na granicy układu utrzymywana jest zadana temperatura w wyniku zastosowanego układu chłodzenia lub grzania. W pozostałych przypadkach wykorzystanie powyższego warunku jest kłopotliwe ze względu na często występującą niejednorodność temperatury na granicy badanego układu.

2. Warunek brzegowy drugiego rodzaju (warunek Neumanna)

Warunek Neumanna dotyczy określenia rozkładu składowej normalnej wektora gęstości strumienia cieplnego na powierzchni granicznej F .

$$q(F, t) = q_F = \lambda \frac{\partial \vartheta}{\partial n} \Big|_F = -q \quad (3.22)$$

W przypadku, gdy nie występuje wymiana ciepła z otoczeniem (układ jest izolowany termicznie) wartość strumienia $q_F = 0$.

3. Warunek brzegowy trzeciego rodzaju (warunek Newtona)

Warunek Newtona stosowany jest w przypadkach, gdy powierzchnia analizowanego układu jest otoczona czynnikiem chłodzącym. W takiej sytuacji, ciepło transportowane jest

w wyniku zjawiska konwekcji, a więc strumień ciepła przewodzonego w ciele stałym jest równy strumieniowi przekazywanemu do otoczenia:

$$q_\alpha = \lambda \left. \frac{\partial \vartheta}{\partial n} \right|_F = \alpha(\vartheta_F - \vartheta_o) \quad (3.23)$$

W przypadku, gdy ciepło jest oddawane zarówno w wyniku konwekcji jak i promieniowania równanie (3.23) należy uzupełnić o dodatkowy człon:

$$q_\alpha = \lambda \left. \frac{\partial \vartheta}{\partial n} \right|_F = \alpha(\vartheta_F - \vartheta_o) + k_{SB} \varepsilon_p (\vartheta_F^4 - \vartheta_{ob}^4) \quad (3.24)$$

gdzie: k_{SB} – stała Stefana-Boltzmana, ε_p – współczynnik emisyjności charakterystyczny dla danej powierzchni.

Wprowadzając zastępczy współczynnik oddawania ciepła:

$$\alpha_z = \frac{k_{SB} \varepsilon_p (\vartheta_F^4 - \vartheta_{ob}^4)}{(\vartheta_F - \vartheta_o)} + \alpha \quad (3.25)$$

Otrzymuje się następującą postać równania (3.24):

$$q_\alpha = \lambda \left. \frac{\partial \vartheta}{\partial n} \right|_F = \alpha_z (\vartheta_F - \vartheta_o) \quad (3.26)$$

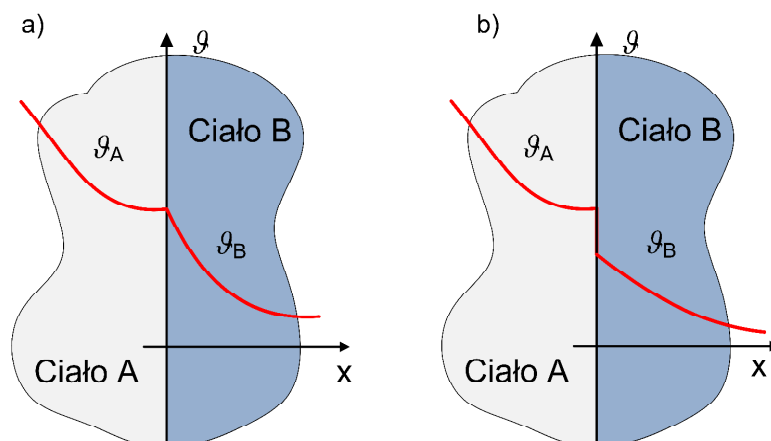
4. Warunek brzegowy czwartego rodzaju

Czwarty warunek brzegowy reprezentuje przypadek styku dwóch układów termokinetycznych będących ciałami stałymi. W takiej sytuacji musi być zachowany warunek ciągłości strumienia cieplnego na granicy tych dwóch układów.

$$\begin{aligned} q_A(F_A, t) &= q_B(F_B, t) \\ \Downarrow \\ \lambda_A \left. \frac{\partial \vartheta_A}{\partial n} \right|_F &= \lambda_B \left. \frac{\partial \vartheta_B}{\partial n} \right|_F \end{aligned} \quad (3.27)$$

W przypadku idealnego styku pomiędzy powierzchniami dwóch ciał występuje także ciągłość temperatury. Jednak w przypadku rzeczywistego styku dwóch ciał stałych można zauważyć, że ciągłość ta nie jest zachowana (rys. 3.3). Na styku powstaje skok temperatury, wynikający z występowania tzw. kontaktowego oporu termicznego. Wartość tego oporu zależy od stopnia chropowatości powierzchni, rodzaju materiału jaki wypełnia wolne

przestrzenie pomiędzy powierzchniami tych dwóch ciał, siły docisku na powierzchnie styku oraz temperatury w obszarze styku [86].



Rys. 3.3. Ilustracja warunku brzegowego IV rodzaju: a) ciągłość temperatury na granicy obszarów, b) brak ciągłości temperatury na granicy obszarów

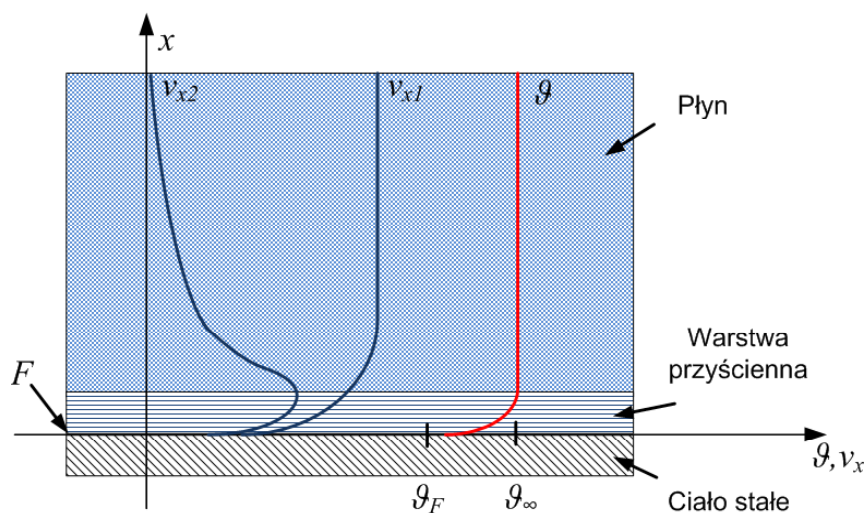
Podobnie jak w przypadku pola elektromagnetycznego, w celu ograniczenia obszarów obliczeniowych stosowane są także warunki brzegowe symetrii oraz antysymetrii (periodyczne, antyperiodyczne). Zdefiniowanie tych warunków na granicy oznacza przyjęcie dla węzłów granicznych jednakowych wartości bezwzględnych oraz zgodnych lub przeciwnych znaków temperatury, odpowiednio dla warunków symetrii i antysymetrii.

3.4. Konwekcja i przejmowanie ciepła

W przypadku przepływu ciepła pomiędzy ciałem stałym a cieczą można wyróżnić trzy rodzaje transportu ciepła: przewodzenie, konwekcję oraz promieniowanie. Tak złożoną formę przepływu ciepła w układzie określa się pojęciem przejmowania ciepła [27]. Natomiast w sytuacji, gdy promieniowanie nie występuje lub jest ono pomijalne ze względu na jego znikomy wpływ na zachowanie się układu, przepływ ciepła w takim układzie określa się mianem przejmowania ciepła przez konwekcję.

Mechanizm przejmowania ciepła można opisać zależnością (3.23). Wartość współczynnika przejmowania ciepła α , występująca w warunku Newtona, zależy przede wszystkim od ruchu oraz prędkości płynu w warstwie przyściennej zdefiniowanej przez Prandtla [27, 52, 86]. Prędkość płynu w warstwie przyściennej zmienia się wraz z odległością od ciała stałego. Im bliżej powierzchni ciała stałego, tym prędkość płynu maleje, aż do momentu, gdy osiąga wartość zerową na samej powierzchni ciała. W przypadku mechanizmu przejmowania ciepła można zauważyć, że w bezpośrednim kontakcie z ciałem stałym, gdzie prędkość płynu jest niska, dominującym mechanizmem transportu ciepła jest przewodzenie. Wraz ze wzrostem prędkości płynu, przewodzenie

zmniejsza swoje znaczenie na rzecz konwekcji. Na rysunku 3.4 przedstawiono przykładowy rozkład temperatury oraz prędkości płynu przy konwekcyjnym przejmowaniu ciepła przez nieskończenie dużą powierzchnię izotermiczną [27, 47].



Rys. 3.4. Warstwa przyścienna przy nieskończenie dużej powierzchni; rozkład temperatury ϑ i prędkości płynu: v_{x1} - dla konwekcji wymuszonej, v_{x2} - dla konwekcji swobodnej [47].

Intensywność chłodzenia ciała stałego zależy od rodzaju oraz charakteru przepływu płynu obmywającego ciało jak i geometrii samego układu ciało stałe i płyn. W literaturze [27, 66] można znaleźć klasyfikacje przejmowania ciepła ze względu na kilka aspektów:

- a) ze względu na rodzaj przepływu:
 - przepływ płynu swobodny (naturalny),
 - przepływ płynu wymuszony,
 - przepływ płynu mieszany,
- b) ze względu na charakter przepływu:
 - przepływ laminarny,
 - przepływ przejściowy,
 - przepływ turbulentny (burzliwy),
- c) ze względu na geometrię układu:
 - układ otwarty,
 - układ zamknięty.

Wartość współczynnika przejmowania ciepła można wyznaczyć na podstawie analizy dynamiki płynów (CFD) lub równań wykorzystujących liczby kryterialne. Obydwie metody posiadają jednak szereg ograniczeń. Analiza CFD wiąże się z dużym kosztem obliczeniowym, który w przypadku skomplikowanej geometrii obiektów często okazuje się

nieakceptowalny [9]. Natomiast wyznaczenie współczynnika przejmowania ciepła w oparciu o liczby kryterialne wiąże się z dużą niepewnością obliczeniową [47].

3.4.1. Równania i liczby kryterialne

Rozwiązanie równania Fouriera-Kirchhoffa wymaga zdefiniowania, jak zostało to opisane w rozdziale 3.3, odpowiednich warunków brzegowych. Stosowanie warunku I lub II rodzaju w większości przypadków jest niemożliwe, ponieważ wymagana jest znajomość rozkładu temperatury na granicy układu dla warunku Dirichleta, bądź to strumienia cieplnego w przypadku warunku Neumanna. Najczęściej stosowanym w obliczeniach warunkiem brzegowym jest warunek Newtona. Poprawne zdefiniowanie warunku brzegowego III rodzaju wymaga wyznaczenia wartości współczynnika oddawania ciepła α , co w praktyce jest złożonym zadaniem [9, 47]. Wartość współczynnika α zależy od wielu czynników takich jak: kształt oraz wymiary powierzchni, z której jest przejmowane ciepło, rodzaju przepływu jak i właściwości fizycznych płynu, który przejmuje ciepło. Wartość współczynnika przejmowania ciepła najczęściej jest wyznaczana na podstawie empirycznych zależności wykorzystujących teorię podobieństwa oraz analizę wymiarową [27, 47, 52, 86]. Ze współczynnikiem α związana jest wielkość bezwymiarowa zwana liczbą Nusselta (Nu) [27, 44, 67, 74, 76]:

$$Nu = \frac{\alpha l}{\lambda} \quad (3.28)$$

gdzie: l – charakterystyczny wymiar liniowy.

Liczbę Nusselta można także wyrazić jako funkcję innych liczb kryterialnych: Reynoldsa (Re), Grashofa (Gr), Prandtla (Pr) [25, 67, 76].

$$Nu = f(Re, Gr, Pr) \quad (3.29)$$

Liczba Reynoldsa opisuje stosunek sił bezwładności (czynnych) do sił wynikających z lepkości płynu (biernych), działających na poszczególne cząsteczki płynu w przypadku konwekcji wymuszonej.

$$Re = \frac{vl}{\nu} \quad (3.30)$$

gdzie: v – prędkość płynu, ν – lepkość kinetyczna płynu.

Liczba Grashofa określa natomiast stosunek sił wyporu do sił lepkości dla przepływu swobodnego i wyrażona jest zależnością:

$$Gr = \frac{g\beta l^3 \Delta \vartheta}{\nu^2} \quad (3.31)$$

gdzie: g – przyspieszenie ziemskie, β – współczynnik rozszerzalności objętościowej płynu, $\Delta \vartheta$ – różnica temperatury.

Liczba Prandtla określa natomiast stosunek lepkości płynu do jego przewodnictwa cieplnego i wyraża się ją równaniem:

$$Pr = \frac{c_w \rho \nu}{\lambda} \quad (3.32)$$

Powszechnie stosowanymi zależnościami pozwalającymi wyznaczyć liczbę Nusselta dla obudowy silnika w przypadku przepływu swobodnego jak i wymuszonego są zależności [27, 74, 86, 88]:

$$Nu = a(GrPr)^b \quad (3.33)$$

$$Nu = a(Re)^b (Pr)^c \quad (3.34)$$

gdzie: a , b , c – stałe charakterystyczne wyznaczane doświadczalnie dla danej lepkości i prędkości czynnika chłodzącego oraz zależne od geometrii obudowy silnika.

Wartości poszczególnych liczb kryterialnych zależne są od parametrów fizycznych płynu chłodzącego. Właściwości te zmieniają się wraz ze zmianą temperatury płynu, dlatego też dokładne i jednoznaczne wyznaczenie tych wielkości, w trakcie procesu wymiany ciepła jest niezwykle trudne. W obliczeniach przyjmuje się najczęściej, że temperatura dla której wyznacza się te właściwości określona jest jako średnia wartość temperatury płynu [47, 52]. Podejście takie jest słuszne w przypadku silników małej mocy, których czynnikiem przejmującym ciepło jest powietrze. Przy założeniu, że maszyna znajduje się w dostatecznie dużym pomieszczeniu błąd wynikający z nieuwzględniania zmian temperatury powietrza jest znikomo mały.

Liczby kryterialne stosowane są także w przypadku transportu ciepła w szczelinie powietrznej pomiędzy stojanem a wirnikiem. W takim przypadku liczba Nusselta jest funkcją dwóch liczb kryterialnych, a mianowicie liczby Taylora i Prandtla [46, 88]. Liczba Taylora (Ta) określa charakter przepływu płynu pomiędzy dwoma cylindrycznymi walcami:

$$Ta = Re \sqrt{\frac{l_g}{R_r}} \quad (3.35)$$

gdzie: l_g – długość szczeliny powietrznej, R_r – promień wirnika.

Ze względu na rodzaj przepływu można wyznaczyć trzy przedziały wartości liczby Taylora:

- $Ta < 41$ – w szczelinie występuje przepływ laminarny, a tym samym transport ciepła odbywa się jedynie w wyniku przewodzenia,
- $41 < Ta < 100$ – w szczelinie występuje przepływ przejściowy, transport ciepła odbywa się w wyniku przewodzenia oraz konwekcji,
- $Ta > 100$ – w szczelinie występuje przepływ burzliwy, transport ciepła odbywa się głównie w wyniku zjawiska konwekcji.

W zależności od wartości liczby Taylora stosowany jest jeden z poniższych wzorów do wyznaczania liczby Nusselta dla szczeliny powietrznej [46, 88]:

$$Nu = 0,212 Ta^{0,63} Pr^{0,27} \quad (3.36)$$

$$Nu = 0,386 Ta^{0,5} Pr^{0,27} \quad (3.37)$$

W przypadku, gdy $Ta < 100$ wykorzystuje się zależność (3.36), natomiast gdy liczba $Ta > 100$ należy skorzystać z zależności (3.37). Dodatkowo na podstawie badań eksperymentalnych zauważono, że graniczną prędkością wirnika, dla której występuje jeszcze przepływ laminarny jest $n=1000$ obr/min i w warunkach tych liczba Nusselta przyjmuje wartość ok. 2-2,2 [46, 88].

3.5. Metoda schematów cieplnych

Rozpatrując podstawowe równania (3.3) oraz (3.17) opisujące przepływ ciepła można zauważyć analogię względem niektórych równań elektrotechniki. Należy pamiętać, że jest to jednak tylko podobieństwo formalne (matematyczne), ponieważ interpretacja fizyczna każdego równania jest inna [27]. Podstawowe elementy schematów cieplnych przyjmują nową interpretację względem obwodów elektrycznych. Rezystory reprezentują opory cieplne poszczególnych elementów silnika, a kondensatory przedstawiają ich pojemności cieplne. Natomiast prądom i napięciom odpowiadają odpowiednio: strumienie cieplne oraz różnice temperatur.

Tab. 3.1. Podstawowe analogie termokinetyczne – elektryczne [27].

	Termokinetyka	Elektrodynamika
1.	$q = -\lambda \nabla \vartheta$	$J = -\gamma \nabla V_e$
2.	$q = -\lambda \frac{\Delta \vartheta}{h}$	$J = \gamma \frac{\Delta V_e}{h}$
3.	$Q = Sq$	$I = S_e J$
4.	$Q = \frac{\Delta \vartheta}{R_{th}}$	$I = \frac{\Delta V_e}{R}$
5.	$\nabla^2 \vartheta = 0$	$\nabla^2 V_e = 0$
6.	$\frac{\partial \vartheta}{\partial t} = \frac{\lambda}{c_w \rho} \nabla^2 \vartheta$	$\frac{\partial V_e}{\partial t} = \frac{\gamma}{C_e \rho_e} \nabla^2 V_e$

gdzie: V_e – potencjał elektryczny, S_e – przekrój toru elektrycznego, C_e – pojemność elektryczna.

Zbudowanie poprawnego modelu termicznego maszyny elektrycznej, w oparciu o metodę schematów cieplnych, wymaga wyznaczenia wartości poszczególnych elementów schematu tzn. oporów cieplnych, pojemności cieplnych oraz źródeł ciepła.

Wartości oporów cieplnych, w zależności od sposobu przekazywania ciepła, można obliczyć na podstawie zależności [9, 34, 76, 88]:

$$R_{th} = \frac{h}{\lambda S_p} \quad (3.38)$$

$$R_{th} = \frac{1}{\alpha S_o} \quad (3.39)$$

$$R_{th} = \frac{1}{\alpha_R S_o} \quad (3.40)$$

Powyższe zależności odpowiadają odpowiednio poszczególnym rodzajom przepływu ciepła: przewodzeniu, konwekcji oraz promieniowaniu. W równaniu (3.40) α_R oznacza współczynnik oddawania ciepła przez promieniowanie zdefiniowany jako [25, 86]:

$$\alpha_R = k_{SB} \epsilon_p F_{1-2} \left(\frac{\vartheta_1^4 - \vartheta_2^4}{\vartheta_1 - \vartheta_2} \right) \quad (3.41)$$

gdzie: F_{1-2} – współczynnik określający wzajemnie położenie dwóch ciał, ϑ_1, ϑ_2 – temperatura powierzchni ciała pierwszego i drugiego, wyrażona w Kelwinach.

Pojemności cieplne poszczególnych elementów silnika, wyznacza się na podstawie ich objętości V oraz parametrów fizycznych materiału z jakiego są one wykonane, tj. gęstości ρ i ciepła właściwego c_w :

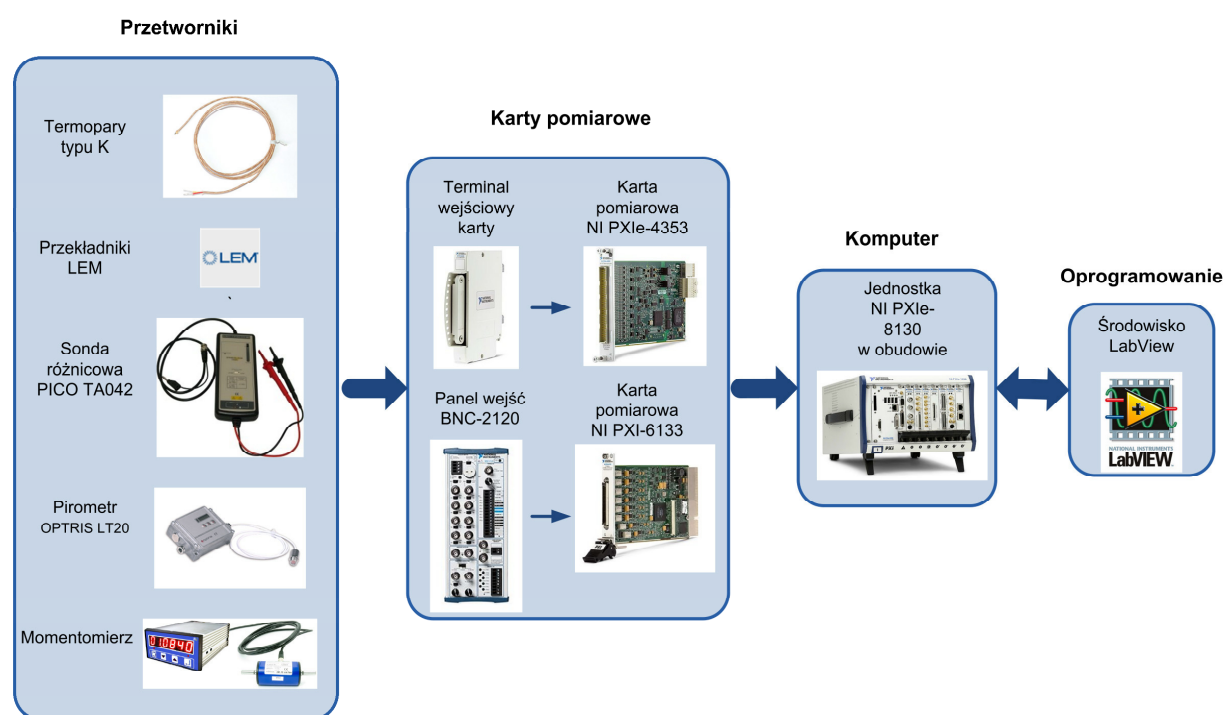
$$C_{th} = c_w \rho V \quad (3.42)$$

Źródłami ciepła w silniku są straty mocy powstające w maszynie, przede wszystkim straty elektromagnetyczne, ale również straty mechaniczne związane z tarciami, które w silnikach średniej i dużej mocy odgrywają duże znaczenie. W maszynach wysokoobrotowych znaczną rolę odgrywają także straty wentylacyjne.

Rozdział 4

Metody pomiaru temperatury oraz wielkości elektrycznych w badanych silnikach elektrycznych

Dzięki wzrostowi mocy obliczeniowej komputerów coraz powszechniej do projektowania przetworników elektromechanicznych stosowane są zaawansowane modele matematyczne. Modele te pozwalają w dokładniejszy sposób odzwierciedlić zjawiska fizyczne zachodzące w maszynach elektrycznych, a tym samym możliwe jest uzyskanie mniejszej niepewności podczas projektowania określonej konstrukcji silnika elektrycznego. Jednak nieodzownym elementem każdej analizy jest weryfikacja pomiarowa [31, 77, 80]. Dlatego też, w ramach pracy, wykonano kompleksowy system pomiarowy pozwalający na analizę wybranych wielkości elektromechanicznych i cieplnych maszyn elektrycznych. System ten został skonstruowany w oparciu o środowisko LabView (Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench) oraz sprzęt pomiarowy firmy National Instruments wykorzystujący platformę PXI (*ang. PCI eXtensions for Instrumentation*). W skład systemu pomiarowego wchodzi kontroler NI PXIe-8130 oraz karty pomiarowe typu PXI-6133 i PXIe-4353. Szczegółową strukturę systemu pomiarowego przedstawiono na rysunku 4.1. Najważniejsze parametry zastosowanych kart pomiarowych zestawiono natomiast w tabelach 4.1 oraz 4.2.



Rys. 4.1. Struktura systemu akwizycji danych pomiarowych

Tab. 4.1. Wybrane parametry karty pomiarowej NI PXI-6133

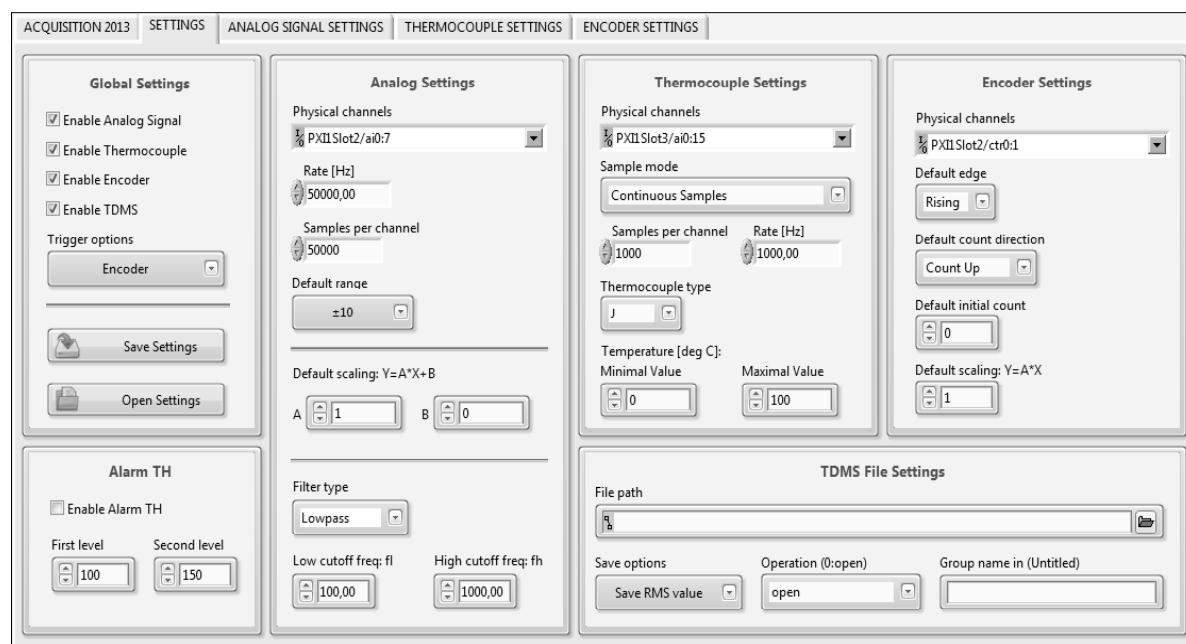
Liczba różnicowych wejść analogowych	8
Rozdzielczość przetwarzania dla wejść analogowych	14 bitów
Częstotliwość próbkowania (na kanał)	do 2,5 MS/s

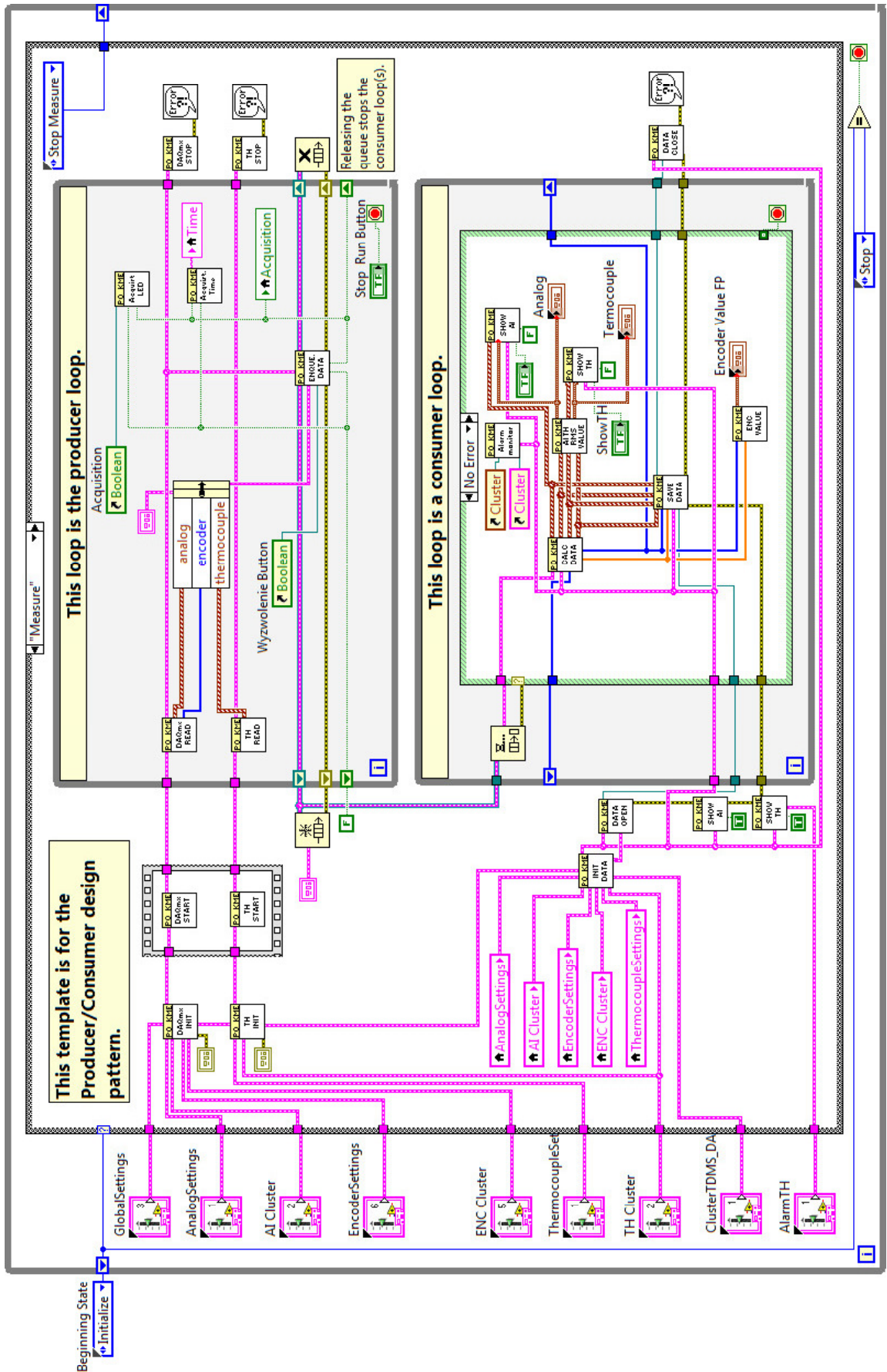
Tab. 4.2. Podstawowe parametry karty pomiarowej NI PXIe-4353

Liczba wejść	32
Rozdzielczość przetwarzania	24 bity
Częstotliwość próbkowania (na kanał)	do 90S/s
Dokładność	0,30 °C

Tak skonfigurowany system pomiarowy, dzięki karcie pomiarowej PXI-6133, umożliwia rejestrację wartości chwilowych i skutecznych napięć i prądów w każdej z faz maszyny a także rejestrację prędkości obrotowej oraz momentu obciążenia. Próbki sygnałów analogowych i cyfrowych wysyłane są do karty pomiarowej poprzez panel BNC-2120. Dodatkowo, w celu zabezpieczenia przed uszkodzeniem systemu pomiarowego, wszystkie sygnały zostały odseparowane galwanicznie od badanego obiektu. Do pomiaru temperatury w wybranych punktach pomiarowych zastosowano 32 kanałową kartę PXIe-4353. Sygnały doprowadzone są do karty za pośrednictwem terminalu NI TB-4353, który jest wyposażony w układ kompensacji temperatury spoin odniesienia termoelementów (*cold-junction compensation*). Temperaturę wirnika monitorowano za pomocą pirometru Optris LT20 zamontowanego w pokrywie silnika. Pomiar taki jest jednak obarczony błędem wynikającym z założenia, że w wirniku występuje jednakowa temperatura w całej jego objętości.

W celu sprawnej konfiguracji oraz obsługi zbudowanego systemu pomiarowego została napisana aplikacja w środowisku LabView. Opracowany interfejs użytkownika (rys. 4.2) pozwala na wybór liczby kanałów pomiarowych oraz ich pełną konfigurację systemu. Aplikacja pozwala również na monitorowanie wszystkich mierzonych wielkości on-line.

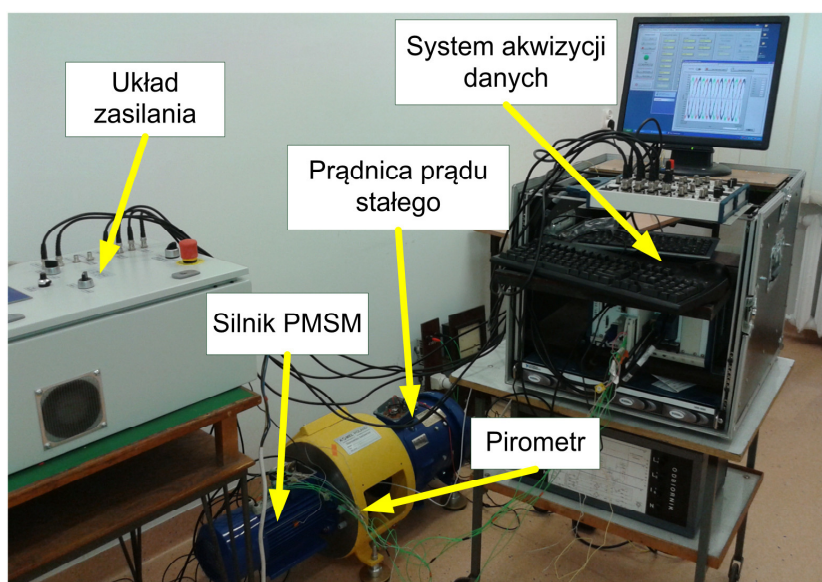
**Rys. 4.2.** Fragment interfejsu użytkownika



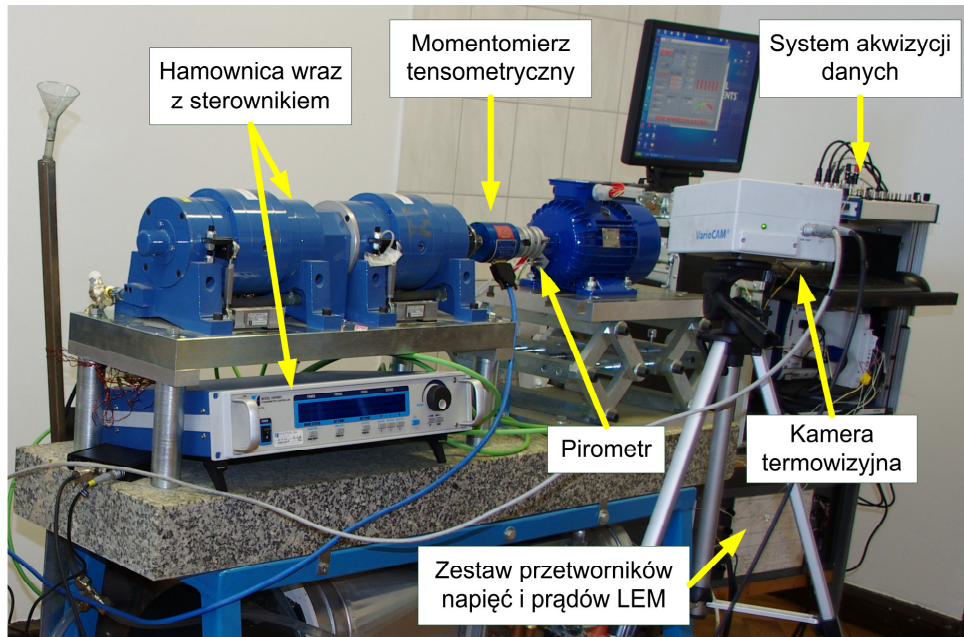
Rys. 4.3. Diagram blokowy stanu odpowiadającego za pomiar wybranych wielkości elektromechanicznych i cieplnych

Program został zbudowany w oparciu o standardową maszynę stanu, składającą się z pętli *While Loop*, rejestru przesuwnego, struktury wyboru *Case* oraz stałej enumeracyjnej określającej dany stan. Zastosowana struktura pozwala również na łatwą rozbudowę aplikacji poprzez dodanie nowych stanów poszerzających funkcjonalność działania programu oraz zapewnia przejrzystość kodu programu. Najważniejszą rolę w programie pełni stan odpowiedzialny za pomiar, wizualizację oraz zapis danych wybranych sygnałów analogowych i cyfrowych. Diagram tego stanu przedstawiono na rysunku 4.3. W celu zapewnienia synchronizacji wszystkich pomiarów zastosowano architekturę *Producenta/Konsumenta* (*producer/consumer design pattern*), która opiera się na dwóch równoległe działających pętlach *While Loop*. Pierwsza pętla *Producenta* odpowiedzialna jest za wykonanie pomiaru, natomiast pętla *Konsumenta* odpowiedzialna jest za analizę, wizualizację oraz zapis danych do pliku z rozszerzeniem TDMS (*Technical Data Management Streaming*). Przekazywanie danych pomiędzy tymi pętlami odbywa się za pomocą mechanizmu kolejki.

Dodatkowo w celu rejestracji temperatury na obudowie silników wykorzystano kamerę termowizyjną. W przypadku silnika indukcyjnego, do jego obciążenia wykorzystano hamownicę firmy Magtrol typu WB/PB43. Natomiast silnik PMSM został obciążony za pomocą prądnicy prądu stałego. Na rysunkach 4.4 oraz 4.5 przedstawiono zestawione stanowiska pomiarowe dla obydwu badanych silników.



Rys. 4.4. Stanowisko pomiarowe zbudowane dla silnika synchronicznego z magnesami trwałymi



Rys. 4.5. Stanowisko pomiarowe zbudowane dla silnika indukcyjnego

Rozdział 5

Analiza silnika synchronicznego z magnesami trwałymi

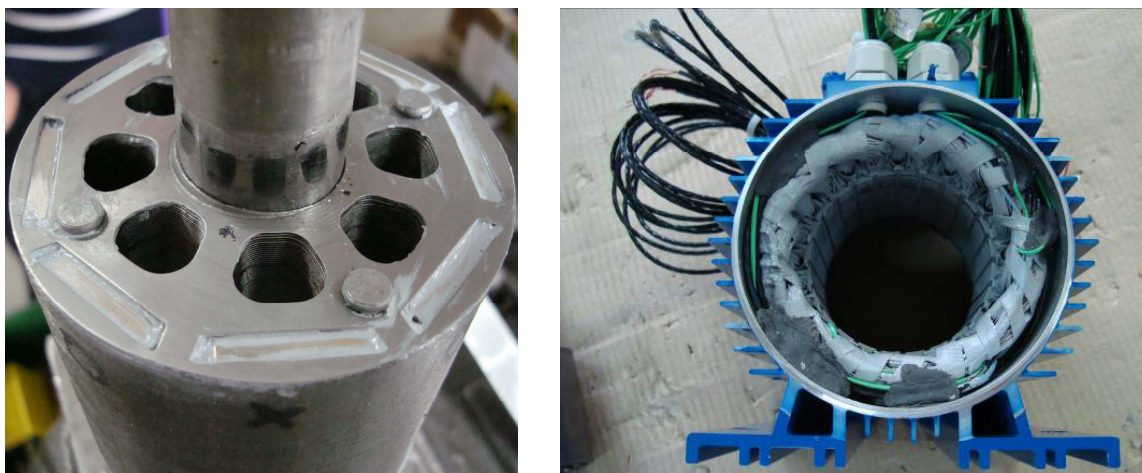
5.1. Model fizyczny silnika synchronicznego z magnesami trwałymi

Pierwszym obiektem badań był silnik synchroniczny z magnesami trwałymi SMKwsg90M8 o rozruchu częstotliwościowym wyprodukowany przez BOBRME-KOMEL. W tabeli 5.1 zamieszczono wybrane parametry elektromechaniczne analizowanego silnika.

Tab. 5.1. Wybrane parametry elektromechaniczne silnika SMKwsg90M8

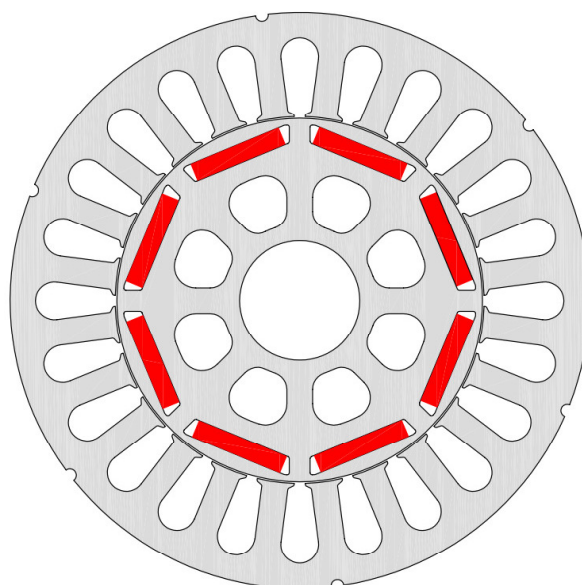
Wielkość	Wartość
Moc znamionowa [kW]	2
Napięcie znamionowe [V]	400
Prąd znamionowy [A]	3,7
Sprawność [%]	91
Moment znamionowy [N·m]	8,7
Prędkość obrotowa znamionowa [obr/min]	2200

W wirniku analizowanej maszyny zostały umieszczone magnesy neodymowe w kształcie prostopadłościanu o wymiarach 4x22x75 mm. Na rysunku 5.1 przedstawiono wirnik oraz stojan analizowanej maszyny.



Rys. 5.1. Wirnik oraz stojan analizowanego silnika PMSM

Na rysunku 5.2 przedstawiono strukturę badanego silnika, natomiast w tabeli 5.2 zamieszczono podstawowe wymiary geometryczne silnika oraz parametry magnesów.

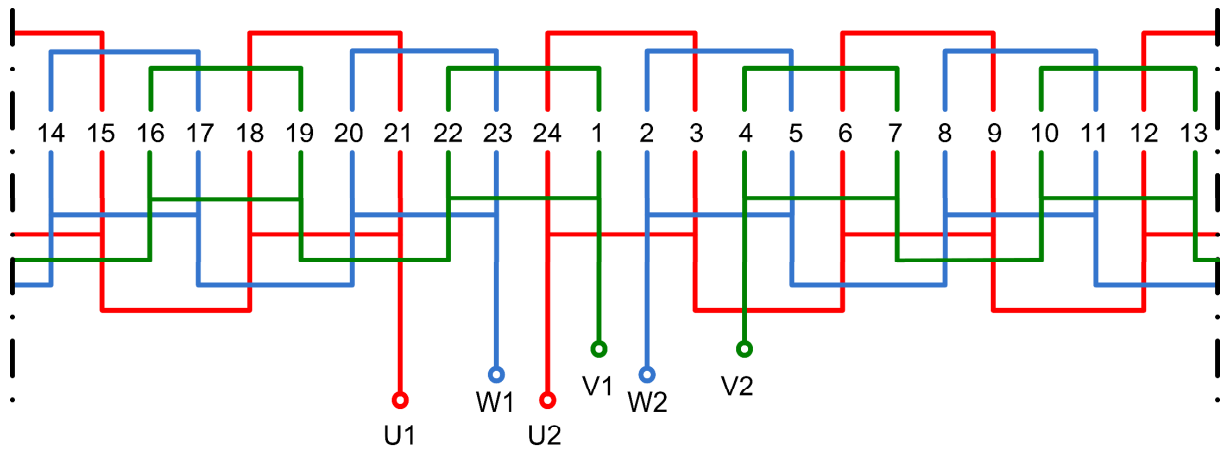


Rys. 5.2. Przekrój poprzeczny silnika PMSM wraz z zaznaczonymi na czerwono magnesami trwałymi

Tab. 5.2. Wybrane dane techniczne silnika SMKwsg90M8

Stojan	
Długość pakietu	$l=75$ mm
Średnica zewnętrzna	$d_1=135$ mm
Średnica wewnętrzna	$d_2=86$ mm
Liczba żłobków	$z=24$
Wirnik	
Średnica wirnika	$d_3=85,2$ mm
Liczba biegunów	$2p=8$
Magnesy trwałe	
Typ magnesu	N35SH
Wysokość	$h_m=4$ mm
Szerokość	$a_m=22$ mm
Indukcja remanentu	$B_r= 1,205$ T
Natężenie koercji	$H_c =911$ k A/m
Gęstość energii	$(BH)_{max}=277$ kJ/m ³

W żłobkach stojana umieszczono uzwojenie trójfazowe o całkowitym poskoku (rys. 5.3). W tabeli 5.3 zamieszczono dane nawojowe analizowanego silnika.

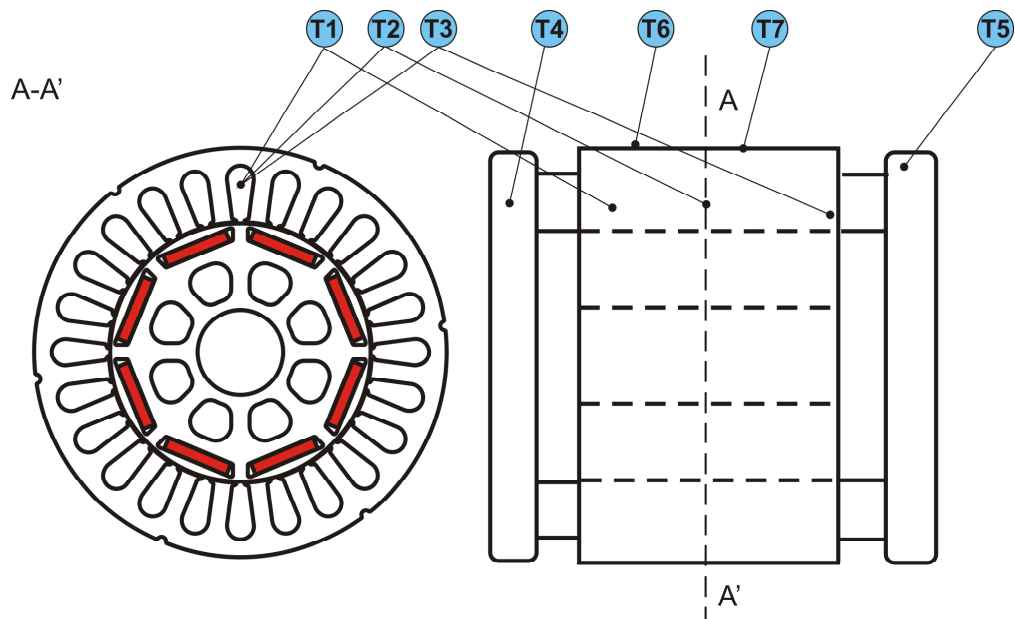


Rys. 5.3. Schemat uzwojenia silnika PMSM

Tab. 5.3. Dane nawojowe silnika SMKwsg90M8

Uzwojenie	
Poskok żłbkowy	$y=3$
Liczba zwojów na fazę	$z=248$
Liczba drutów w jednym zezwoju	$L_d=2$
Liczba żłbków na biegun i fazę	$q_u=1$
Średnica drutu [mm]	$d=0,75$

W celu rejestracji zmian temperatury w silniku, zamontowano w poszczególnych jego częściach termopary typu K. Schemat rozmieszczenia termopar w badanym silniku przedstawiono na rysunku 5.4.



Rys. 5.4. Rozmieszczenie termopar w analizowanym silniku PMSM

Termopary zostały umieszczone w jednej wybranej fazie silnika. W tabeli 5.4 zamieszczono dokładny opis lokalizacji poszczególnych termopar.

Tab. 5.4. Wykaz oznaczeń termopar

Oznaczenie termopary	Lokalizacja termopary
T1	skraj żłobka od strony napędowej
T2	środek długości żłobka
T3	skraj żłobka od strony przeciwnapędowej
T4	połączenia czołowe od strony napędowej
T5	połączenia czołowe od strony przeciwnapędowej
T6	pośród stojanem a kadłubem (w 1/3 długości czynnej stojana)
T7	pośród stojanem a kadłubem (w 1/2 długości czynnej stojana)

5.2. Analiza elektromagnetyczna silnika synchronicznego z magnesami trwałymi

5.2.1. Obliczenia elektromagnetyczne – modele polowe

W celu przeprowadzenia analizy cieplnej silnika elektrycznego niezbędne jest wyznaczenie strat mocy w poszczególnych jego elementach. Na podstawie opracowanego modelu polowego analizowanego silnika synchronicznego z magnesami trwałymi wyznaczono straty występujące w maszynie, w różnych stanach jego pracy.

Trójwymiarowe modele polowe maszyn elektrycznych, dzięki dokładnemu odzwierciedleniu geometrii oraz uwzględnieniu zjawisk fizycznych, pozwalają na uzyskanie wyższej dokładności. Wiąże się to jednak z bardzo dużym kosztem obliczeniowym. Dlatego w większości przypadków, dla maszyn elektrycznych o promieniowym rozkładzie strumienia stosuje się modele dwuwymiarowe, które po wprowadzeniu dodatkowych korekt, pozwalają także uzyskać niezbędną dokładność obliczeń, przy znacznym zredukowaniu kosztów obliczeniowych [21]. W związku z tym, w przypadkach gdy jest to możliwe, wskazane jest stosowanie w obliczeniach polowych modeli dwuwymiarowych. Modele trójwymiarowe powinny natomiast służyć jedynie do weryfikacji obliczeń oraz wyznaczania niezbędnych współczynników korekcyjnych.

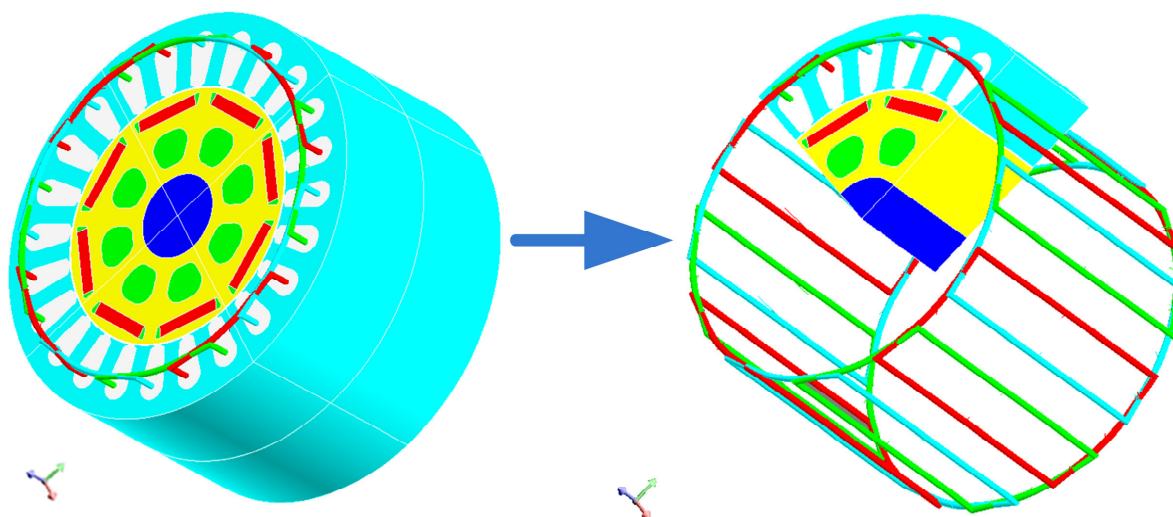
W pierwszej kolejności badań, zbudowano trójwymiarowy model silnika PMSM. Złożoność obliczeń polowych wymaga stosowania wyszukanych algorytmów obliczeniowych oraz komputerów o dużej mocy obliczeniowej, zapewniających szybkie rozwiązanie

badanego zagadnienia. Pomimo ciągłego rozwoju w obu dziedzinach, istniejące oprogramowanie nie zapewnia użytkownikowi swobody działania ze względu na ograniczenia programowe

i duże wymagania sprzętowe. W związku z tym konieczne jest wprowadzenie niezbędnych założeń upraszczających, ograniczających złożoność zadania, a przy tym zapewniających uzyskanie poprawnego rozwiązania z żadaną dokładnością. Dlatego na podstawie budowy maszyny oraz jej warunków pracy w modelu połowym przyjęto następujące założenia upraszczające [36, 39]:

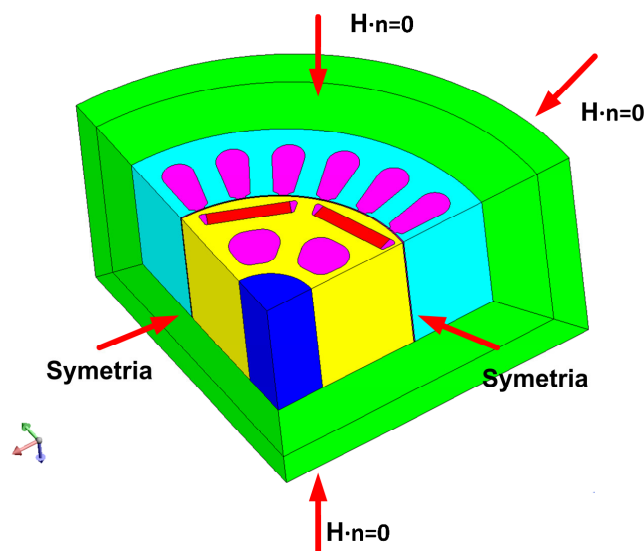
- założono pełną symetrię maszyny,
- przyjęto nieliniowe jednowartościowe charakterystyki magnesowania,
- założono zerową konduktywność blachy elektrotechnicznej,
- przyjęto stałą gęstość prądu w całym przekroju cewek.

Na rysunku 5.5 przedstawiono zbudowany model silnika PMSM wraz z uzwojeniami.



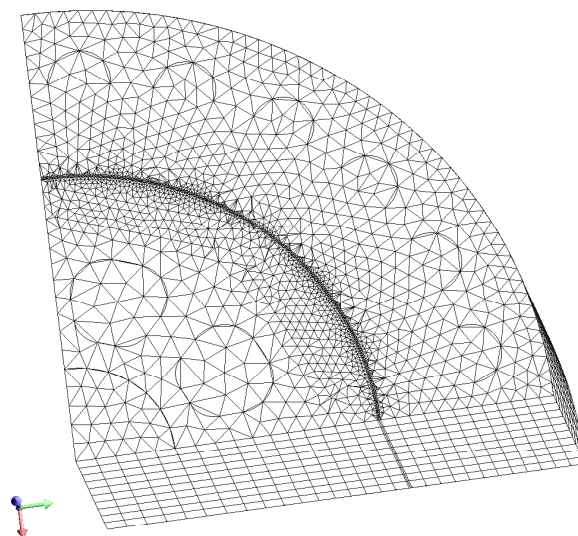
Rys. 5.5. Model 3D silnika PMSM z uwzględnionymi połączeniami czołowymi przed i po ograniczeniu obszaru obliczeniowego do 1/8 całego modelu

Powszechnym podejściem podczas budowy modeli połowych przetworników elektromechanicznych jest stosowanie warunków brzegowych pozwalających ograniczyć do minimum obszar obliczeniowy. W zbudowanym modelu połowym analizowanego silnika, dzięki występującej symetrii obrotowej silnika, jak również symetrii pola wzdłuż długości czynnej stojana, możliwe było zastosowanie periodycznych warunków brzegowych. Zabieg ten pozwolił na ograniczenie obszaru obliczeniowego do 1/8 objętości całej maszyny. W przypadku powietrza otaczającego model silnika, na jego zewnętrznej granicy zdefiniowano zerowy warunek Dirichleta ($\mathbf{H} \cdot \mathbf{n} = 0$) (rys. 5.6).



Rys. 5.6. Warunki brzegowe zdefiniowane w modelu numerycznym silnika

Na dokładność obliczeń polowych ma wpływ dobór siatki dyskretyzacyjnej. Niepoprawny dobór siatki w poszczególnych elementach modelu, w szczególności w szczelinie powietrznej, może powodować znaczące różnice pomiędzy wynikami obliczeń a pomiarów. W pracy, w modelu trójwymiarowym, zastosowano siatkę składającą się z elementów pryzmowych pierwszego rzędu. Cała siatka modelu składała się z 46022 elementów i 20792 węzłów.



Rys. 5.7. Siatka dyskretyzacyjna trójwymiarowego modelu numerycznego (1/8 całkowitej objętości silnika)

Zaletą stosowania w obliczeniach modeli trójwymiarowych jest to, że pozwalają na uwzględnienie wprost połączeń czołowych uzwojenia, zapewniając tym samym wyższą dokładność obliczeń w porównaniu z modelem dwuwymiarowym. W dwuwymiarowych modelach wpływ połączeń czołowych uzwojenia uwzględnia się za pomocą dodatkowej indukcyjności. Z tego powodu w pracy, na podstawie modelu trójwymiarowego wyznaczono

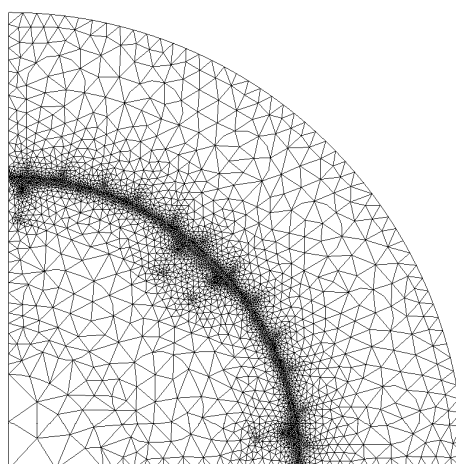
indukcyjności połączeń czołowych poszczególnych faz. W tym celu przyjęto założenie, że energia występująca w obszarze powietrza otaczającego całą maszynę reprezentuje energię rozproszenia traconą przez przetwornik elektromechaniczny (5.1) [21].

$$W_{air\ out} = \frac{3}{4}(L - M) \cdot I^2 \quad (5.1)$$

Na podstawie przeprowadzonej analizy wyznaczono indukcyjność rozproszenia połączeń czołowych uzwojenia badanego silnika PMSM. W obliczeniach przyjęto założenie, że indukcyjności własne oraz wzajemne poszczególnych faz są sobie równe.

$$(L - M) = \frac{4W_{air\ out}}{3I^2} \quad (5.2)$$

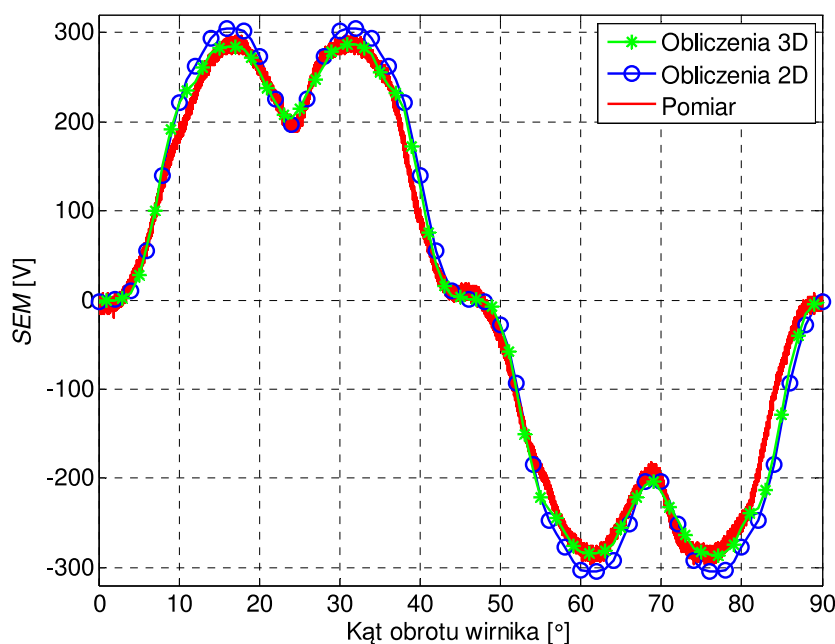
Mając wyznaczone współczynniki indukcyjności rozproszenia połączeń czołowych, przystąpiono do budowy modelu dwuwymiarowego. Podobnie jak w przypadku modelu trójwymiarowego, wykorzystano symetrię obrotową silnika ograniczając obszar obliczeniowy do 1/4 powierzchni przekroju poprzecznego maszyny. Wygenerowana siatka dyskretyzacyjna dla tego modelu składała się z trójkątnych elementów drugiego rzędu i zawierała 7868 elementów oraz 15855 węzłów.



Rys. 5.8. Siatka dyskretyzacyjna dwuwymiarowego modelu numerycznego (1/4 powierzchni przekroju poprzecznego maszyny)

Dla opracowanych modeli polowych przeprowadzono szereg symulacji komputerowych. W celu sprawdzenia poprawności zbudowanego modelu, w pierwszym etapie badań wyznaczono siłę elektromotoryczną rotacji (*SEM*) indukującą się w uzwojeniu silnika, dla różnych wartości prędkości obrotowych wirnika. Siłę tą obliczono przy założeniu zerowych wartości prądu w uzwojeniu i zadanej prędkości obrotowej wirnika. Na rysunku 5.9 przedstawiono przebieg *SEM* przy znamionowej prędkości obrotowej silnika $n=2200$ obr/min. Wyniki symulacji komputerowych zarówno dla modelu 3D i 2D zostały porównane

z pomiarami. Natomiast w tabeli 5.5. zestawiono wartości maksymalne *SEM* poszczególnych przebiegów. Błąd pomiędzy obliczeniami a pomiarami wynoszący 2,4% dla modelu 3D oraz 4% w przypadku modelu 2D można uznać za niski i świadczy o poprawności modeli.



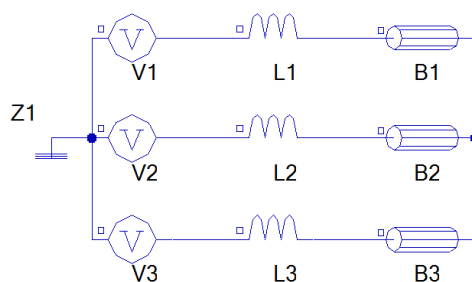
Rys. 5.9. Pomiar i obliczenia fazowej siły elektromotorycznej rotacji w silniku PMSM, w funkcji kąta obrotu wirnika

Tab. 5.5. Zestawienie maksymalnych wartości poszczególnych przebiegów siły elektromotorycznej

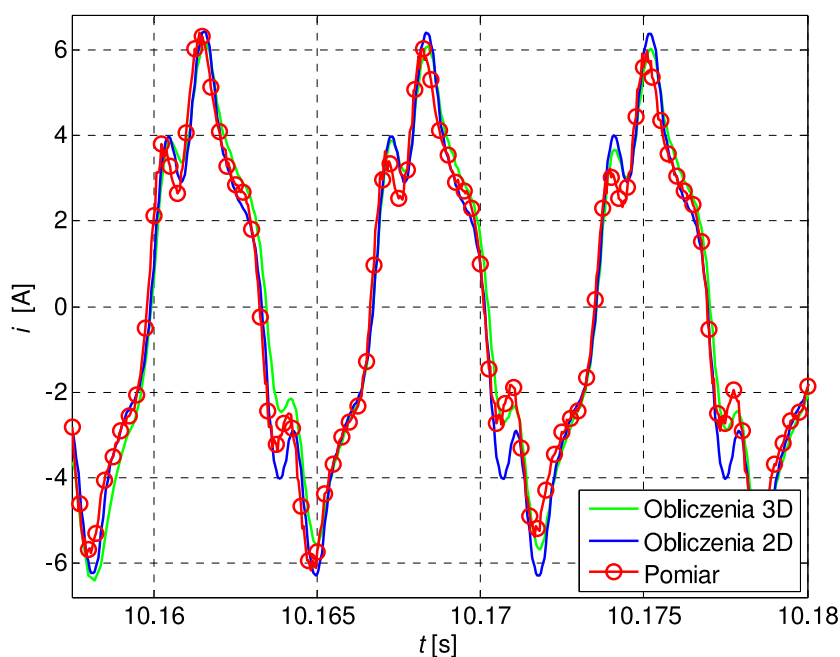
Siła elektromotoryczna rotacji	Wartość maksymalna[V]
Pomiar	292
Obliczenia 3D	285
Obliczenia 2D	305

W kolejnym etapie badań wykonano obliczenia mające na celu wyznaczenie przebiegów chwilowych prądów fazowych silnika w stanie ustalonym, dla różnych stanów pracy. Ponieważ analizowany silnik został zaprojektowany jako maszyna o rozruchu częstotliwościowym, wymaga on zewnętrznego układu zasilania, który zachowuje stały stosunek wartości skutecznej napięcia zasilania do częstotliwości ($U/f=\text{const}$). Analiza polowo-obwodowa przy zasilaniu silnika napięciem modulowanym impulsowo charakteryzuje się nieakceptowalnie wysokim kosztem obliczeniowym, wynikającym z konieczności zastosowania bardzo małego kroku całkowania w dziedzinie czasu (ok. $1 \cdot 10^{-6}$ s). Dlatego w obliczeniach przyjęto sinusoidalne wymuszenie napięciowe. Uproszczenie takie nie ma znaczącego wpływu na dokładność wyników symulacji komputerowych [92]. Schemat układu zasilania zaimplementowany w środowisku Flux2D

został przedstawiony na rysunku 5.10. W przypadku modelu trójwymiarowego układ jest podobny z tą różnicą, że nie ma w nim potrzeby uwzględniania indukcyjności rozproszenia połączeń czołowych. Na rysunku 5.11 przedstawiono obliczone przebiegi prądu w wybranej fazie maszyny dla silnika obciążonego momentem $T_l = 8,7 \text{ N}\cdot\text{m}$, przy znamionowej prędkości obrotowej.

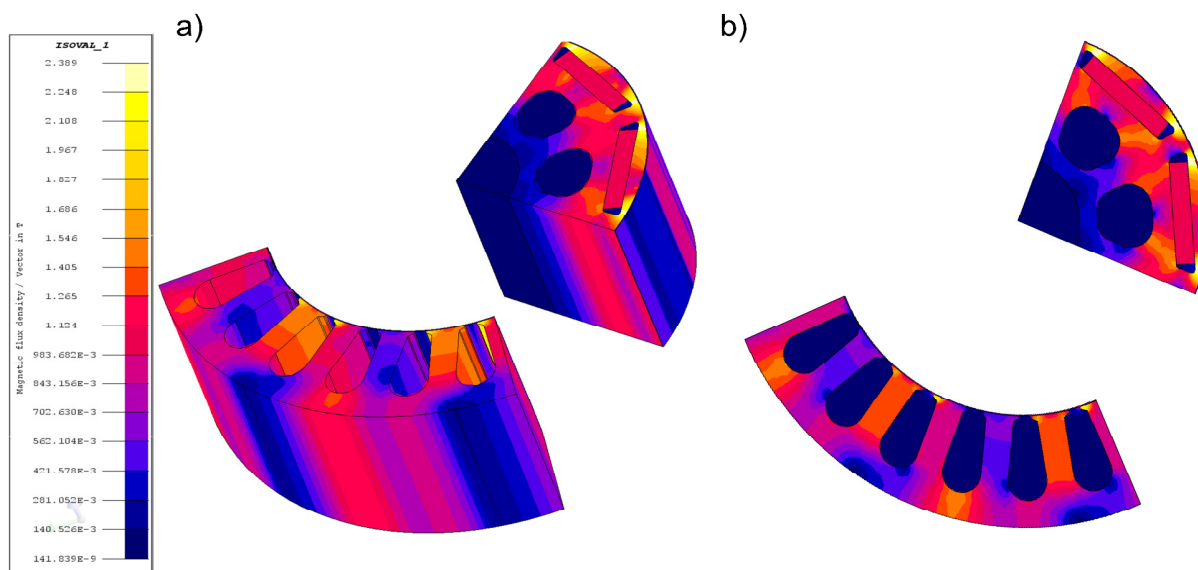


Rys. 5.10. Schemat układu zasilania w środowisku Flux2D (V_1, V_2, V_3 – napięcia zasilające silnik, L_1, L_2, L_3 – indukcyjności rozproszenia, B_1, B_2, B_3 – uzwojenia silnika, Z_1 – punkt neutralny)



Rys. 5.11. Przebiegi prądów w wybranej fazie silnika PMSM, przy prędkości znamionowej dla $T_l=8,7\text{N}\cdot\text{m}$

Na rysunku 5.12 przedstawiono rozkład modułu indukcji magnetycznej otrzymany dla silnika obciążonego momentem $T_l=8,7\text{N}\cdot\text{m}$ i pracującego ze znamionową prędkością obrotową. Na ich podstawie można zauważyć, że moduł indukcji magnetycznej nie zmienia się wzdłuż długości czynnej maszyny, a otrzymane rozkłady wzdłuż przekroju poprzecznego silnika za pomocą modelu 2D i 3D są bardzo zbliżone do siebie.



Rys. 5.12. Rozkład modułu indukcji magnetycznej dla silnika obciążonego momentem $T_l = 8,7 \text{ N}\cdot\text{m}$ i pracującego z znamionową prędkością obrotową; a) model trójwymiarowy; b) model dwuwymiarowy

W oparciu o przeprowadzone badania można stwierdzić, że z powodzeniem możliwe jest stosowanie w dalszych obliczeniach modelu dwuwymiarowego zamiast trójwymiarowego. Błędy wynikające z takiego podejścia można uznać za bardzo niskie. Zaletą wykorzystania modelu dwuwymiarowego jest znaczne ograniczenie kosztu obliczeniowego potrzebnego do rozwiązania danego zagadnienia.

Obliczenia połowe, wykorzystujące przedstawione modele numeryczne silnika PMSM, zostały przeprowadzone na komputerze z systemem Windows 7 – 64 bitowym i parametrach: procesor Intel Core-i7, RAM – 4GB. Wyznaczenie przebiegów prądów fazowych silnika w stanie ustalonym za pomocą modelu 3D wiązało się z obliczeniami trwającymi około 7 godzin, natomiast w przypadku modelu 2D czas ten nie przekraczał 50 minut.

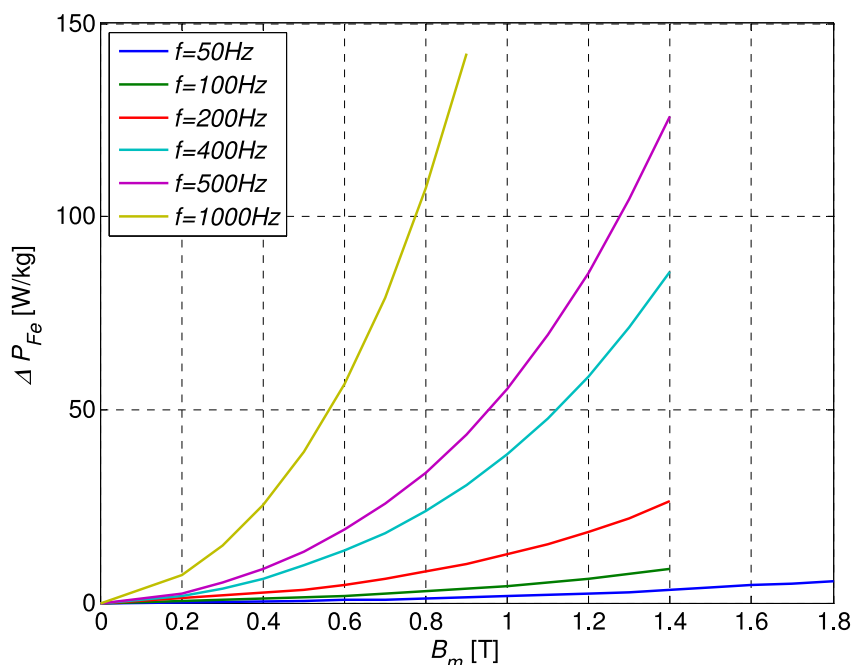
5.2.2. Obliczanie źródeł ciepła

Po przeprowadzonej weryfikacji modelu połowo-obwodowego analizowanej maszyny, przystąpiono do wyznaczenia źródeł ciepła występujących w silniku PMSM. Głównymi źródłami ciepła w silnikach elektrycznych są straty w miedzi oraz w żelazie. Straty mechaniczne wynikające z tarcia oraz straty w magnesach trwałych zostały pominięte ze względu na znikomy ich wpływ na nagrzewanie analizowanej maszyny.

Straty występujące w uzwojeniach silnika wynikają z prawa Joule'a i wyznaczono je na podstawie zależności (2.49). Drugim znaczącym źródłem ciepła w silnikach elektrycznych są straty w żelazie. Ponieważ obiektem badań jest silnik synchroniczny to straty te powstają głównie w stojanie. Spowodowane to jest tym, że wirnik wiruje

z prędkością synchroniczną względem pierwszej harmonicznej pola elektromagnetycznego wytworzonego przez uzwojenie stojana. Natomiast powstające straty w wirniku są spowodowane występującymi wyższymi harmonicznymi indukcji magnetycznej. Straty w żelazie oszacowano za pomocą równania Bertottiego (2.53) uwzględniającego straty wynikające z pętli histerezy, prądów wirowych oraz strat nadmiarowych [61, 90].

W danych katalogowych blach elektrotechnicznych producenci podają charakterystyki jednostkowej stratności w funkcji amplitudy indukcji magnetycznej, przy sinusoidalnym charakterze zmian pola (rys. 5.13). Na ich podstawie możliwe jest wyznaczenie współczynników k_h oraz k_e z równania Bertottiego. W tabeli 5.6 przedstawiono wartości poszczególnych współczynników występujących w równaniu (2.53), wyznaczonych na podstawie danych materiałowych blachy elektrotechnicznej M470-50A i konstrukcyjnych badanego silnika.



Rys. 5.13. Charakterystyki stratności jednostkowej blachy M470-50A w funkcji amplitudy indukcji magnetycznej, dla sinusoidalnego charakteru zmian pola [94]

Tab. 5.6. Wartości wybranych współczynników materiałowych blachy elektrotechnicznej M470-50A

Wielkość	Symbol	Wartość	Jednostka
Współczynnik strat histerezowych	k_h	143	Ws/T ² /m ³
Współczynnik strat nadmiarowych	k_e	2,6	W/(Ts ⁻¹) ^{3/2} /m ³
Współczynnik pakietowania	k_f	0,96	-
Konduktywność	σ	2,56 · 10 ⁶	S/m
Grubość blachy	b	0,5 · 10 ⁻³	m

Za pomocą zależności (2.53) obliczono gęstość strat ΔP_{Fe} w każdym elemencie wygenerowanej siatki dyskretyzacyjnej w modelu 2D, w danym regionie. Następnie scałkowano je po objętości regionu. Straty wyznaczono dla trzech charakterystycznych obszarów: jarzma, zębów stojana oraz dla wirnika (tabela 5.7).

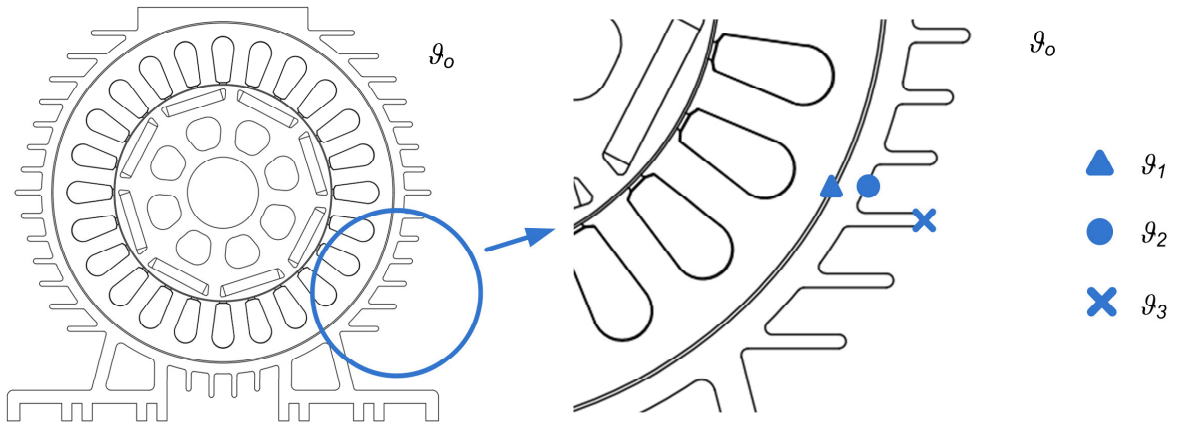
Tab. 5.7. Wyznaczone straty mocy dla wybranych stanów pracy analizowanego silnika PMSM

Obciążenie ($n=n_N$)	Straty ΔP_{Cu} [W]	Straty ΔP_{Fe} [W]		
		Zęby stojana	Jarzmo stojana	Wirnik
$T_l=0,46\text{N}\cdot\text{m}$	17,11	29,8	17,2	9,0
$T_l=5,00\text{N}\cdot\text{m}$	45,55	31,8	17,4	10,2
$T_l=7,00\text{N}\cdot\text{m}$	54,79	34,2	19,0	11,3
$T_l=8,70\text{N}\cdot\text{m}$	64,89	40,6	21,8	11,6

5.3. Wyznaczanie współczynnika oddawania ciepła z obudowy maszyny

Jedną z podstawowych trudności podczas analizy termicznej jest poprawne uwzględnienie intensywności oddawania ciepła przez analizowany obiekt. Jak już zostało wspomniane w rozdziale 3.3, najwygodniejszą metodą jego uwzględnienia jest zastosowanie warunku brzegowego III rodzaju. Zastosowanie warunku Newtona pozwala na wyrażenie intensywności chłodzenia za pomocą współczynnika oddawania ciepła α . Poprawne wyznaczenie tego współczynnika nastęrcza jednak wiele trudności. Najczęściej spotykanym rozwiązaniem tego problemu jest wyznaczenie go w oparciu o równania empiryczne i liczby kryterialne [52, 67, 70, 80, 88]. Jednak rozwiązanie to w większości przypadków nie daje zadowalających rezultatów. Spowodowane jest to tym, że w przypadku bardziej złożonych geometrii, jakim jest bez wątpienia obudowa silnika, brak jest odpowiednich równań [9, 47]. Dodatkowo, zastosowanie liczb kryterialnych wymaga znajomości prędkości czynnika chłodzącego, co wiąże się z trudnościami technicznymi. Poza tym, w przypadku skomplikowanej geometrii obudowy silnika, przy dużej liczbie żeber przepływ powietrza często jest zaburzony, co także może prowadzić do błędnych oszacowań. Z tego powodu w pracy zaproponowano wyznaczenie współczynnika oddawania ciepła w oparciu o wykonaną serię pomiarów na obiekcie fizycznym. Podejście takie pozwala na poprawne wyznaczenie współczynnika α dla konkretnej obudowy silnika w każdym punkcie charakterystycznym. Dodatkowo pozwala na wyznaczenie zależności współczynnika α od prędkości obrotowej silnika, a nie prędkości czynnika chłodzącego co bez wątpienia jest

praktyczniejsze podczas implementacji w modelach matematycznych i bardziej intuicyjne dla każdego projektanta.



Rys. 5.14. Przekrój poprzeczny silnika wraz z zaznaczonymi punktami pomiarowymi; gdzie: ϑ_1 – temperatura pomiędzy stojanem a obudową silnika, ϑ_2 – temperatura obudowy silnika pomiędzy żebrami, ϑ_3 – temperatura żebra, ϑ_o – temperatura otoczenia

Zgodnie z warunkiem Newtona strumień ciepła q przewodzonego w ciele stałym jest równy strumieniowi przekazywanemu do otoczenia [52].

$$q_\alpha = \lambda \left. \frac{\partial \vartheta}{\partial n} \right|_F = \alpha(\vartheta_F - \vartheta_o) \quad (5.3)$$

Dokonując pomiaru temperatury w punktach pokazanych na rysunku 5.14 możliwe jest wyznaczenie współczynnika α . Na podstawie prawa Fouriera (3.3) oraz znajomości temperatur ϑ_1 , ϑ_2 , ϑ_3 jak i dokładnych wymiarów obudowy można wyznaczyć strumień ciepła przewodzonego przez obudowę. Znając temperaturę powierzchni ciała oraz otoczenia można, na podstawie zależności (5.3), wyznaczyć współczynnik oddawania ciepła dla obudowy silnika pomiędzy żebrami (5.4) oraz dla samych żeber (5.5).

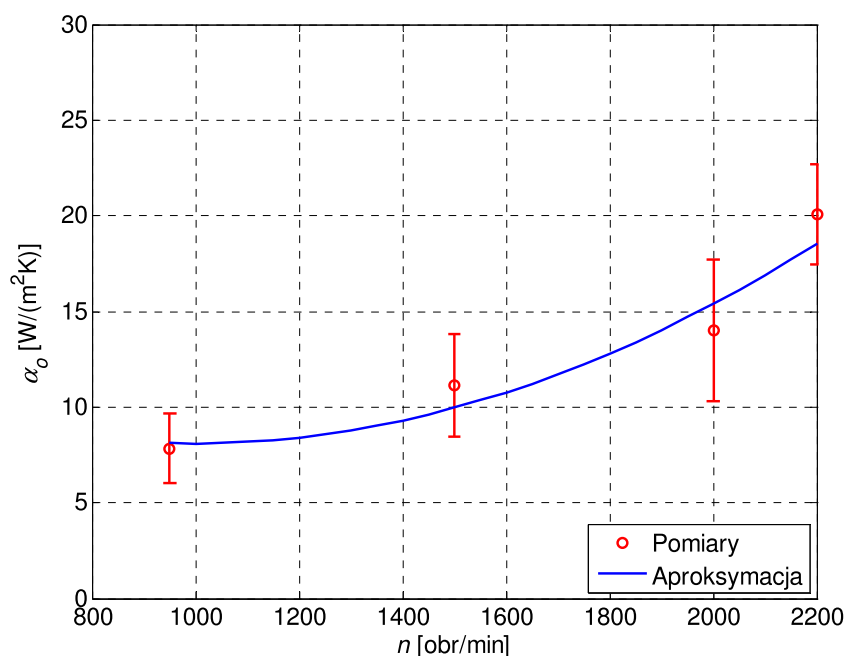
$$\alpha_o = \frac{\vartheta_1 - \vartheta_2}{\left(\frac{l_1}{\lambda_1} + \frac{l_2}{\lambda_2} \right) (\vartheta_2 - \vartheta_o)} \quad (5.4)$$

gdzie: l_1 , (l_2) – grubość warstwy powietrza (obudowy), λ_1 , (λ_2) – współczynnik przewodności cieplnej powietrza (aluminium)

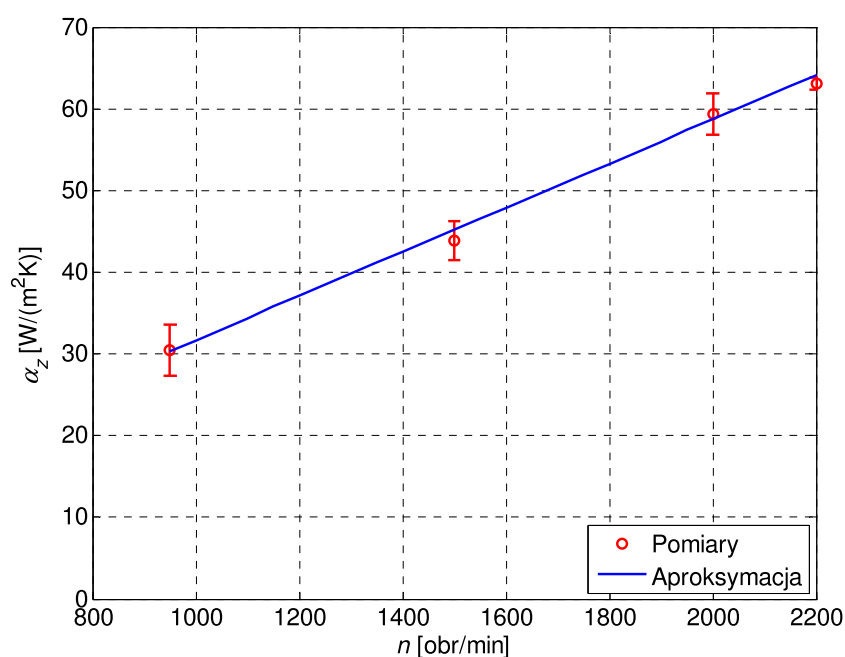
$$\alpha_z = \frac{\vartheta_1 - \vartheta_3}{\left(\frac{l_1}{\lambda_1} + \frac{l_2}{\lambda_2} \right) (\vartheta_3 - \vartheta_o)} \quad (5.5)$$

gdzie: l_2 – suma grubości warstwy obudowy oraz wysokości żebra

Na podstawie wykonanej serii pomiarów oraz wykorzystując zależności (5.4) oraz (5.5), wyznaczono współczynniki oddawania ciepła dla obydwu punktów charakterystycznych obudowy silnika w funkcji prędkości obrotowej. Na rysunkach 5.15 oraz 5.16 przedstawiono wyniki pomiarów oraz aproksymowaną zależność współczynnika α w funkcji prędkości obrotowej silnika.



Rys. 5.15. Zależność współczynnika oddawania ciepła dla obudowy między zębami w funkcji prędkości obrotowej silnika



Rys. 5.16. Zależność współczynnika oddawania ciepła dla zębra w funkcji prędkości obrotowej silnika

Dla wyznaczonych wartości współczynników oddawania ciepła określono przedziały ufności (rozkład t-Studenta) zgodnie z poniższą zależnością dla prawdopodobieństwa $P=95\%$.

$$P\left\{\bar{x}-t_{\alpha}\frac{S}{\sqrt{n}}<\mu<\bar{x}+t_{\alpha}\frac{S}{\sqrt{n}}\right\} \quad (5.6)$$

gdzie: \bar{x} – średnia arytmetyczna, t_{α} – parametr rozkładu t-Studenta dla $n-1$ stopni swobody i współczynnika ufności $1-\alpha$, S – odchylenie standardowe, n – liczba pomiarów.

Tab. 5.8. Wyniki pomiarów współczynnika oddawania ciepła i wyznaczone błędy dla prawdopodobieństwa $P=95\%$

n [obr/min]	α_o [W/(m ² K)]	Błąd pomiaru α_o [W/(m ² K)]	α_z [W/(m ² K)]	Błąd pomiaru α_z [W/(m ² K)]
950	8,11	1,83	30,35	3,17
1500	9,98	2,67	45,20	2,33
2000	15,40	3,50	58,70	2,52
2200	18,56	2,62	64,10	0,71

Na podstawie otrzymanych wyników można stwierdzić, że otrzymane błędy pomiaru α_o jak i α_z poza jednym przypadkiem nie przekraczają 2,67 W/(m²K). Wyniki takie można uznać za zadawalające, zważywszy na fakt skomplikowanej geometrii badanego obiektu.

5.4. Wyznaczanie współczynnika przewodnictwa cieplnego

5.4.1. Homogenizacja uzwojenia

Jednym z głównych problemów podczas analizy cieplnej maszyn elektrycznych jest modelowanie uzwojeń stojana. Trudność ta wynika z dużej złożoności geometrycznej oraz materiałowej tego właśnie elementu. W przypadku silników małej mocy uzwojenia stojanów są wykonywane w postaci uzwojeń wielowarstwowych wsypywanych. Losowość oraz niejednorodność rozmieszczenia drutów nawojowych wynikająca z technologii wykonywania uzwojenia i montażu wprowadza trudność w analizie cieplnej maszyny. Dokładne uwzględnienie w modelu matematycznym tak złożonej struktury, tj. układu składającego się z drutów nawojowych, emalii, impregnatu oraz powietrza jest niezwykle kłopotliwe [9, 29, 47, 64, 66, 87]. W przypadku wykorzystywania metody elementów skończonych, która z założenia wymaga dokładnego odwzorowania geometrii analizowanego obiektu, konieczne jest zastosowanie siatki dyskretyzacyjnej o odpowiednio dużym

zagęszczeniu. Skutkuje to wyższym kosztem obliczeniowym potrzebnym do rozwiązania takiego problemu, który często okazuje się nieakceptowalny. Dodatkowo, uwzględnienie w modelu poszczególnych obszarów między drutami wypełnionych impregnatem jest praktycznie niemożliwe. W przypadku metody schematów cieplnych próba zamodelowania uzwojeń wsypywanych także napotyka na podobne trudności. Powszechną metodą rozwiązania tego problemu jest przeprowadzenie homogenizacji. Podstawową trudność podczas homogenizacji stanowi poprawne wyznaczenie zastępczej przewodności cieplnej uzwojenia λ_{uz} . Niewłaściwie wyznaczona przewodność cieplna skutkuje błędnymi obliczeniami maksymalnej temperatury uzwojenia. W literaturze można znaleźć wiele metod pozwalających na wyznaczenie zastępczej przewodności cieplnej λ_{uz} . Najczęściej spotykanym podejściem mającym na celu wyznaczenie λ_{uz} , jest wykorzystanie zależności [64]:

$$\lambda_{uz} = \lambda_{cu}k + \lambda_{imp}(1-k) \quad (5.7)$$

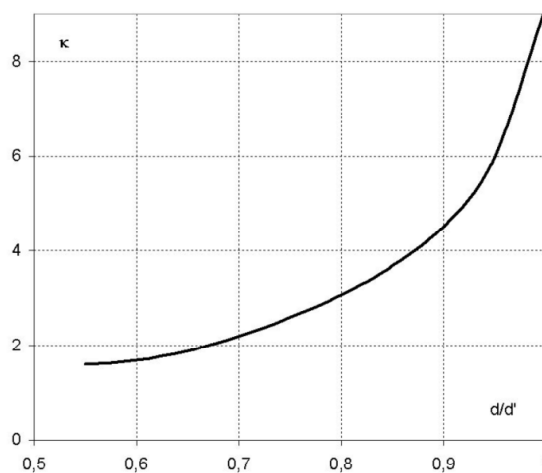
gdzie: λ_{cu} – przewodność cieplna miedzi, λ_{imp} – przewodność cieplna impregnatu / izolacji, k – współczynnik wypełnienia żłobka.

Wadą tej metody są zbyt duże wartości zastępczej przewodności cieplnej uzwojenia, wynikające z przyjętego założenia, że λ_{uz} jest proporcjonalne do objętości poszczególnych materiałów w takiej strukturze. Rozkład temperatury w maszynie, przy wykorzystaniu powyższej zależności, w ujęciu globalnym jest poprawny, jednak temperatura w samym uzwojeniu jest zaniżona.

Inne podejście zaproponował Richter [66], który przedstawił zależność:

$$\lambda_{uz} = \kappa \left(\frac{d}{d'} \right) \lambda_{imp} \quad (5.8)$$

gdzie: κ – funkcja stosunku średnicy drutu (d) bez izolacji do średnicy z izolacją (d'). Wartość funkcji κ należy odczytać z poniższego wykresu 5.17



Rys. 5.17. Przebieg funkcji $\kappa(d/d')$ [66]

Inną z kolei zależność zaproponował Gotter [47]:

$$\lambda_{uz} = \left(\frac{d}{2\delta_i} + \frac{2\delta_i}{d'} \right) \lambda_i \quad (5.9)$$

gdzie: δ_i – grubość warstwy izolacji.

W metodzie Richtera, jak również Gottera zakłada się, że przewody cewki są ściśle nawinięte i przylegają do siebie, a istniejące wolne przestrzenie zostały wypełnione impregnatem. Dlatego też w przypadku uzwojeń wsypywanych metody te nie powinny być stosowane.

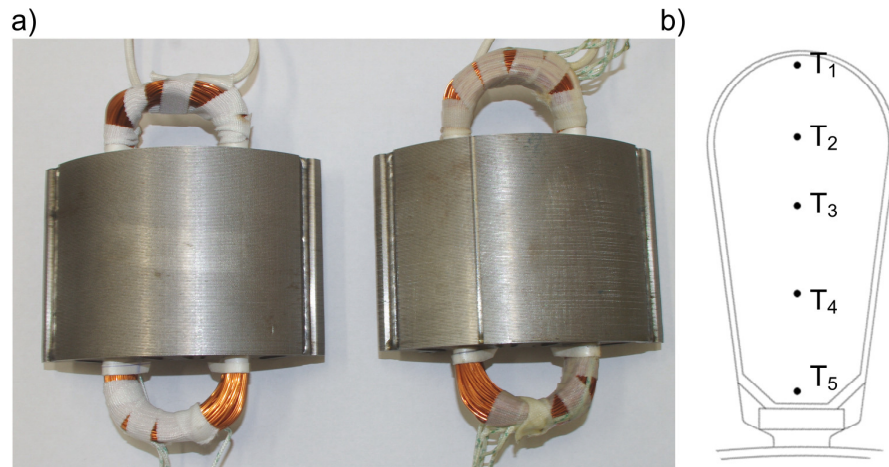
Kolejną zależność zaproponował Milton [60]:

$$\lambda_{uz} = \lambda_{imp} \frac{(1+k)\lambda_{Cu} + (1-k)\lambda_{imp}}{(1-k)\lambda_{Cu} + (1+k)\lambda_{imp}} \quad (5.10)$$

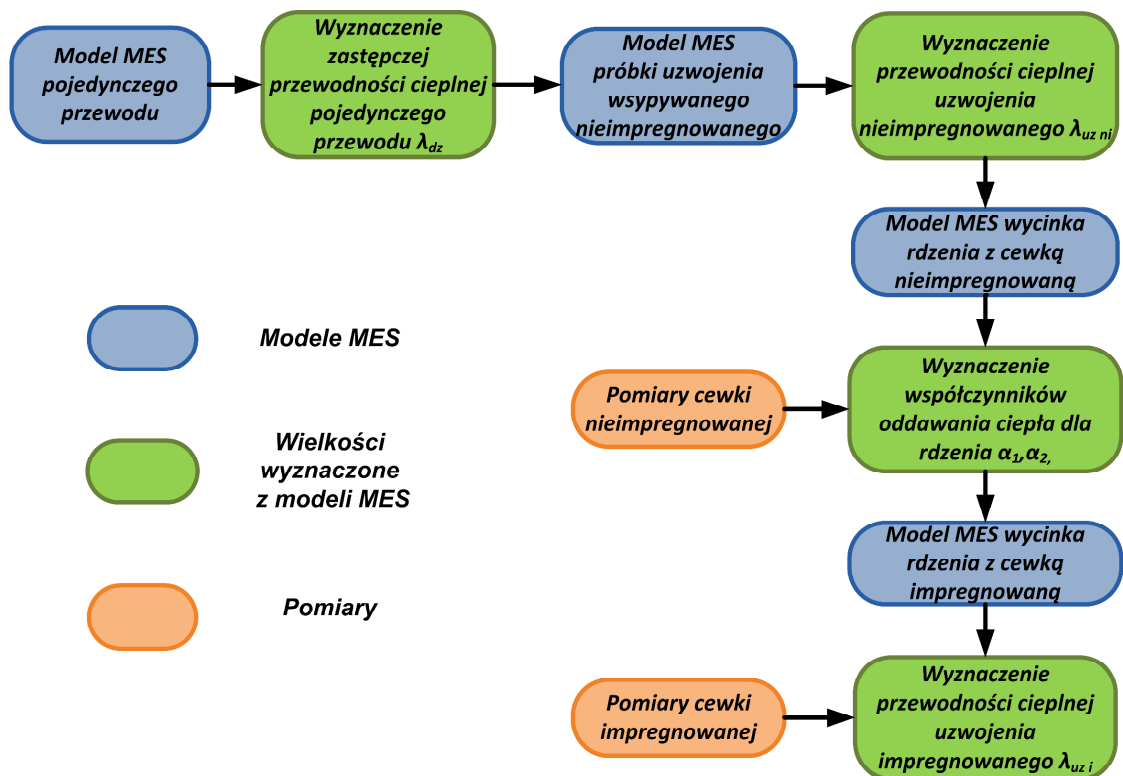
Powyższa zależność uwzględnia jednak przewodność cieplną jedynie dwóch materiałów: drutu wraz z emalią oraz impregnatu. We wzorze (5.10) nie jest uwzględnione powietrze, którego wpływu na zastępczą przewodność cieplną uzwojenia nie można pominąć. Zastępczy współczynnik przewodności cieplnej uzwojenia można także wyznaczyć numerycznie [29, 26, 47]. Jednak podejście takie jest poprawne tylko w przypadku, gdy uzwojenie nie jest impregnowane lub jest w całości zalane impregnatem np. żywicą epoksydową, która wypełnia każdą wolną przestrzeń pomiędzy przewodami nawojowymi.

Coraz częściej można spotkać prace, w których proces homogenizacji uzwojeń przeprowadzany jest w oparciu o proces estymacji wykorzystujący wyniki pomiarów wycinka uzwojenia. W pracach [26, 87, 90] zaprezentowano właśnie takie podejście w przypadku silników z segmentowanym stojanem, umożliwiającym wykorzystanie uzwojeń Litza o dużym stopniu wypełnienia. Podejście takie jest poprawne także w przypadku uzwojeń wsypywanych. Zaletą tej metody jest szybkość i dokładność oszacowania zastępczej przewodności cieplnej uzwojenia charakteryzującego się niejednorodnym rozmieszczeniem drutów nawojowych oraz złożoną strukturą materiałową. W związku z korzyściami wynikającymi z przedstawionego podejścia, w pracy zdecydowano się na wykorzystanie podobnego postępowania. W celu wyznaczenia λ_{uz} dla analizowanego silnika, wykonano modele fizyczne dwóch cewek: impregnowanej oraz nieimpregnowanej umieszczonych w wycinku stojana (rys. 5.18a). W obydwu cewkach wzdłuż wysokości żłobka umieszczono pięć termopar typu K (rys. 5.18b). Na podstawie pomiarów wykonanych na cewce nieimpregnowanej, której przewodność cieplną można wyznaczyć na podstawie modelu numerycznego próbki uzwojenia, możliwe jest wyznaczenie współczynnika oddawania ciepła α dla wycinka rdzenia. Wartość tego współczynnika można przyjąć także dla cewki impregnowanej, przy zachowaniu identycznych warunków pomiarowych dla obydwu cewek.

Dzięki tym wielkościom w dalszym etapie badań możliwe jest wyznaczenie przewodności cieplnej uzwojenia impregnowanego. Na rysunku 5.19 przedstawiono schemat blokowy zaproponowanej metody wyznaczania przewodności cieplnej uzwojenia impregnowanego.



Rys. 5.18. Wycinki rdzenia skonstruowane na potrzeby doświadczenia: a) widok modeli fizycznych, b) rozmieszczenie termopar



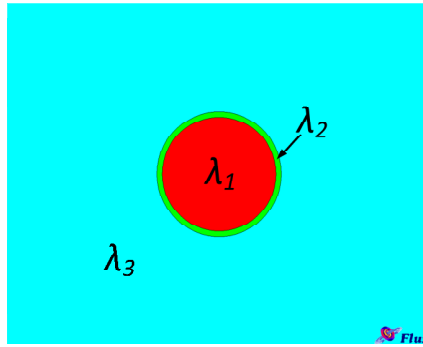
Rys. 5.19. Zaproponowana metoda wyznaczania przewodności cieplnej uzwojenia impregnowanego w wycinku stojana

Proces homogenizacji uzwojenia nieimpregnowanego należy rozdzielić na dwa etapy, tj. na homogenizację pojedynczego drutu nawojowego wraz z emalią oraz homogenizację całego uzwojenia. Podejście takie pozwala na uwzględnienie zarówno lakieru izolacyjnego

jak również struktury ułożenia przewodów nawojowych w żłobku. W procesie homogenizacji drutu można posłużyć się zależnościami zaproponowanymi przez Richtera (5.8) bądź Gottera (5.9). Jednak obydwie wzory nie pozwalają na odzwierciedlenie dostatecznie dokładnego rozkładu temperatury w przewodzie nawojowym. Dlatego też w pracy, na podstawie badań doświadczalnych, zaproponowano poniższą zależność:

$$\lambda_{dz} = \left(\frac{d' - \delta_i}{2\delta_i} \right) \lambda_i \quad (5.11)$$

W celu sprawdzenia poprawności powyższego stwierdzenia przeprowadzono jego weryfikację obliczeniową. Zamodelowano pojedynczy drut wraz z warstwą lakieru ($d=0,75$ mm, $d'=0,81$ mm) umieszczony w powietrzu (rys. 5.20). Na zewnętrznym brzegu obszaru obliczeniowego zdefiniowano warunek brzegowy pierwszego rodzaju.

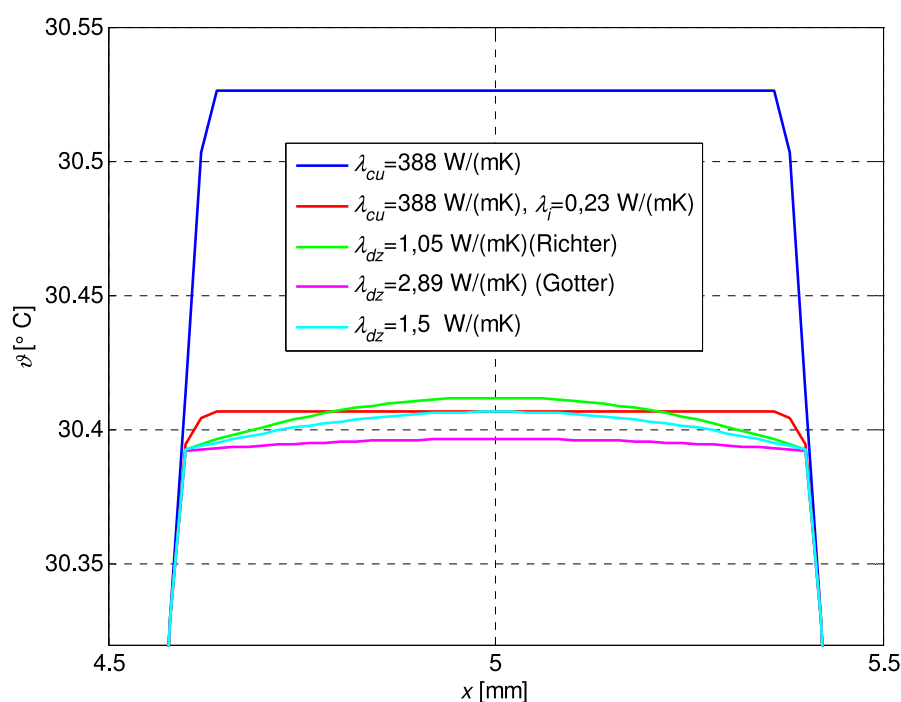


Rys. 5.20. Model pojedynczego przewodu do obliczania zastępczej przewodności drutu wraz z emalią

Dla tak zdefiniowanego modelu pojedynczego przewodu przeprowadzono obliczenia dla następujących przypadków:

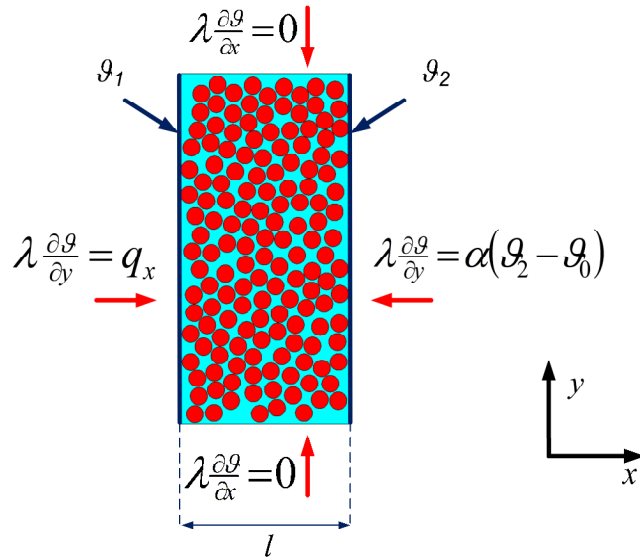
- a) uwzględnienie tylko miedzi, pominięcie warstwy lakieru ($\lambda_1 = \lambda_{Cu} = 388$ W/(mK), $\lambda_2 = \lambda_3 = 0,025$ W/(mK)),
- b) uwzględnienie miedzi i warstwy lakieru ($\lambda_1 = \lambda_{Cu} = 388$ W/(mK), $\lambda_2 = \lambda_i = 0,23$ W/(mK), $\lambda_3 = 0,025$ W/(mK)),
- c) zdefiniowanie zastępczej przewodności cieplnej dla drutu wraz z lakierem, wyznaczonej na podstawie zależności Richtera (5.8) ($\lambda_1 = \lambda_2 = \lambda_{dz} = 1,05$ W/(mK), $\lambda_3 = 0,025$ W/(mK)),
- d) zdefiniowanie zastępczej przewodności cieplnej dla drutu wraz z lakierem, wyznaczonej na podstawie zależności Gottera (5.9) ($\lambda_1 = \lambda_2 = \lambda_{dz} = 2,89$ W/(mK), $\lambda_3 = 0,025$ W/(mK)),
- e) zdefiniowanie zastępczej przewodności cieplnej dla drutu wraz z lakierem, wyznaczonej na podstawie zależności (5.11) ($\lambda_1 = \lambda_2 = \lambda_{dz} = 1,5$ W/(mK), $\lambda_3 = 0,025$ W/(mK)).

Na rysunku 5.21 przedstawiono wyniki dla poszczególnych przypadków. Można zauważyć, że nieuwzględnienie warstwy lakieru w obliczeniach powoduje zawyżenie maksymalnej wartości temperatury w przewodzie. Poza tym przypadkiem, wyniki dla wszystkich trzech metod homogenizacji są do siebie zbliżone, przy czym trzecia metoda wykorzystująca zależność (5.11) najdokładniej spośród nich odzwierciedla maksymalną wartość temperatury. Dlatego w dalszych etapach homogenizacji całego uzwojenia do wyznaczania zastępczej przewodności cieplnej drutu wraz z lakierem izolacyjnym przyjęto zależność (5.11).



Rys. 5.21. Rozkład temperatury w przewodzie dla różnych wartości λ

W procesie homogenizacji uzwojenia należy uwzględnić, jak zostało już wcześniej wspomniane, także losowość ułożenia poszczególnych przewodów w zewojach. W tym celu zaproponowano wyznaczenie przewodności cieplnej uzwojenia nieimpregnowanego ($\lambda_{uz\ ni}$) na podstawie modelu numerycznego próbki uzwojenia. Model ten posiada zbliżoną strukturę do uzwojenia rzeczywistego, a jego wymiary są zbliżone do wymiarów żłobka stojana analizowanej maszyny. Model charakteryzuje się podobnym współczynnikiem wypełnienia jak uzwojenie rzeczywiste, $k=51\%$ (rys. 5.22) [29, 47].



Rys. 5.22. Model próbki uzwojenia nieimpregnowanego wraz ze zdefiniowanymi warunkami brzegowymi, wykorzystany do wyznaczenia $\lambda_{uz\ ni}$

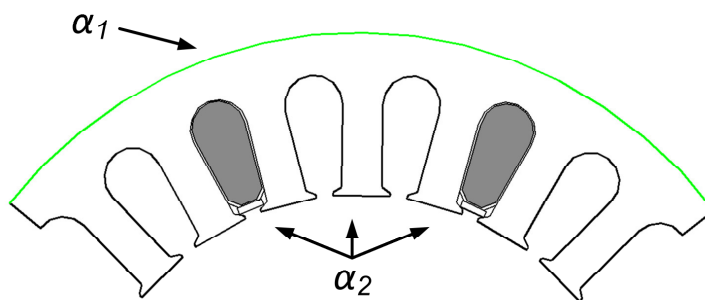
W celu wyznaczenia współczynnika $\lambda_{uz\ ni}$ w oparciu o przedstawiony model próbki, konieczne jest przypisanie odpowiednich warunków brzegowych. Na jednym z boków próbki zdefiniowano strumień ciepła o gęstości q_x , natomiast na przeciwległym boku próbki określono warunek trzeciego rodzaju o zadanym współczynniku oddawania ciepła α oraz temperaturze otoczenia ϑ_o . W celu zapewnienia przepływu ciepła tylko w jednym kierunku, pozostałe boki próbki są izolowane cieplnie ($q=0$). Obliczając temperaturę boków próbki ϑ_1 oraz ϑ_2 (boki prostopadłe do kierunku przewodzenia strumienia ciepła) oraz znając wymiar l (wymiar próbki w kierunku przewodzenia strumienia ciepła) możliwe jest wyznaczenie, w oparciu o prawo Fouriera (3.3), współczynnika $\lambda_{uz\ ni\ x}$. Dla analizowanego przypadku równanie (3.3) przyjmuje postać [90]:

$$q_x = -\lambda_{uz\ ni\ x} \frac{\vartheta_1 - \vartheta_2}{l} \quad (5.12)$$

Po przekształceniu zależności (5.12) $\lambda_{uz\ ni\ x}$ wynosi:

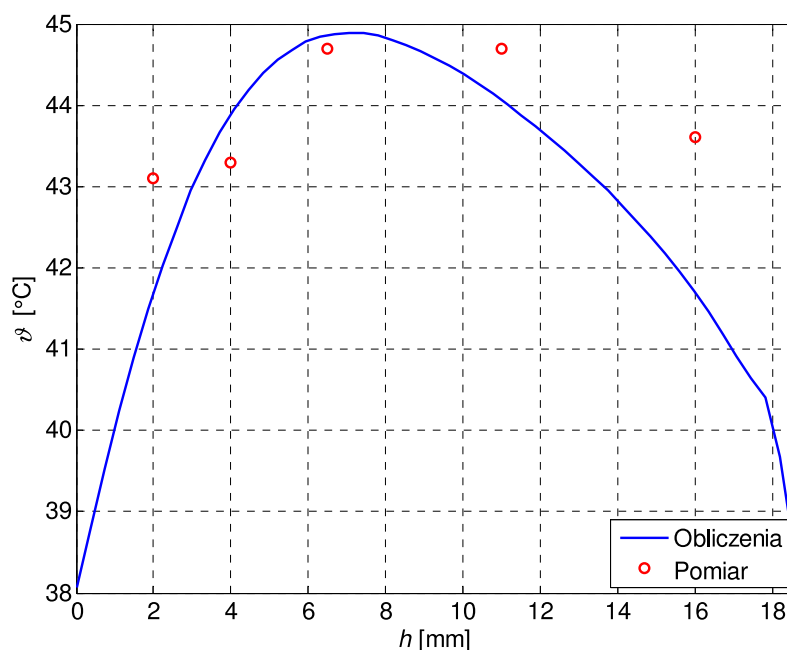
$$\lambda_{uz\ ni\ x} = \frac{q_x \cdot l}{\vartheta_1 - \vartheta_2} \quad (5.13)$$

Dla tak zdefiniowanej próbki uzwojenia nieimpregnowanego w wyniku przeprowadzonych obliczeń dla osi OX jak również OY wyznaczono zastępczą przewodność cieplną, która wynosiła $\lambda_{uz\ ni} = 0,1$ W/(mK) dla obydwu osi. Znając straty mocy występujące w cewce, jak również jej przewodność cieplną ($\lambda_{uz\ ni}$), oszacowano doświadczalnie współczynnik oddawania ciepła α dla wycinka rdzenia (rys.5.23).



Rys. 5.23. Powierzchnie wycinka rdzenia, dla których wyznaczono wartości współczynnika oddawania ciepła

W analizowanym układzie pomiarowym dla zewnętrznej powierzchni rdzenia estymowany współczynnik α wynosi $\alpha_1=10 \text{ W}/(\text{m}^2\text{K})$, natomiast dla pozostałych powierzchni $\alpha_2=6 \text{ W}/(\text{m}^2\text{K})$. Wyznaczone wartości, z racji zapewnienia identycznych warunków pomiarowych dla obydwu cewek, wykorzystano także dla modelu numerycznego cewki impregnowanej. W wyniku przeprowadzonego procesu estymacji w oparciu o model numeryczny oraz wyniki pomiarów, wyznaczono wartość współczynnika przewodności cieplnej uzwojenia impregnowanego, który wynosi $\lambda_{uz} = 0,18 \text{ W}/(\text{mK})$. Na rys. 5.24 przedstawiono rozkład temperatury wzdłuż wysokości żłobka uzyskany z modelu numerycznego, który porównano z wynikami pomiarów. Można zauważyć, że uzyskano stosunkowo dużą dokładność obliczeń maksymalnej temperatury w uzwojeniu, a błąd pomiędzy obliczeniami i pomiarem nie przekracza $0,2^\circ\text{C}$. Występujące różnice w pozostałych punktach pomiarowych wynikają przede wszystkim z nierównomiernego rozłożenia przewodów nawojowych w żłobku oraz z trudności technicznych związanych z jednoznacznym i równomiernym rozmieszczeniem termopar wzdłuż wysokości żłobka.



Rys. 5.24. Rozkład temperatury wzdłuż wysokości żłobka silnika (cewka impregnowana)

5.4.2. Homogenizacja pakietu blachy elektrotechnicznej

Podczas przeprowadzania analizy cieplnej maszyn elektrycznych konieczne jest poprawne wyznaczenie przewodności cieplnej pakietu blachy elektrotechnicznej. Specyficzna struktura pakietu blach powoduje, że pod względem przewodnictwa cieplnego należy ją traktować jako materiał o właściwościach anizotropowych. Wyznaczenie tensora przewodności cieplnej dla takiego materiału, przy zastosowaniu homogenizacji matematycznej, nie daje zadowalających rezultatów. Spowodowane to jest trudnością uwzględnienia w obliczeniach sił docisku jakie działają na blachy wchodzące w skład takiego pakietu. Z tego powodu w pracy współczynnik przewodnictwa cieplnego wyznaczono doświadczalnie.

Zasada wyznaczania współczynnika przewodnictwa cieplnego, podobnie jak w przypadku homogenizacji uzwojenia, polega na rozwiązaniu jednowymiarowego równania wynikającego z prawa Fouriera [89] :

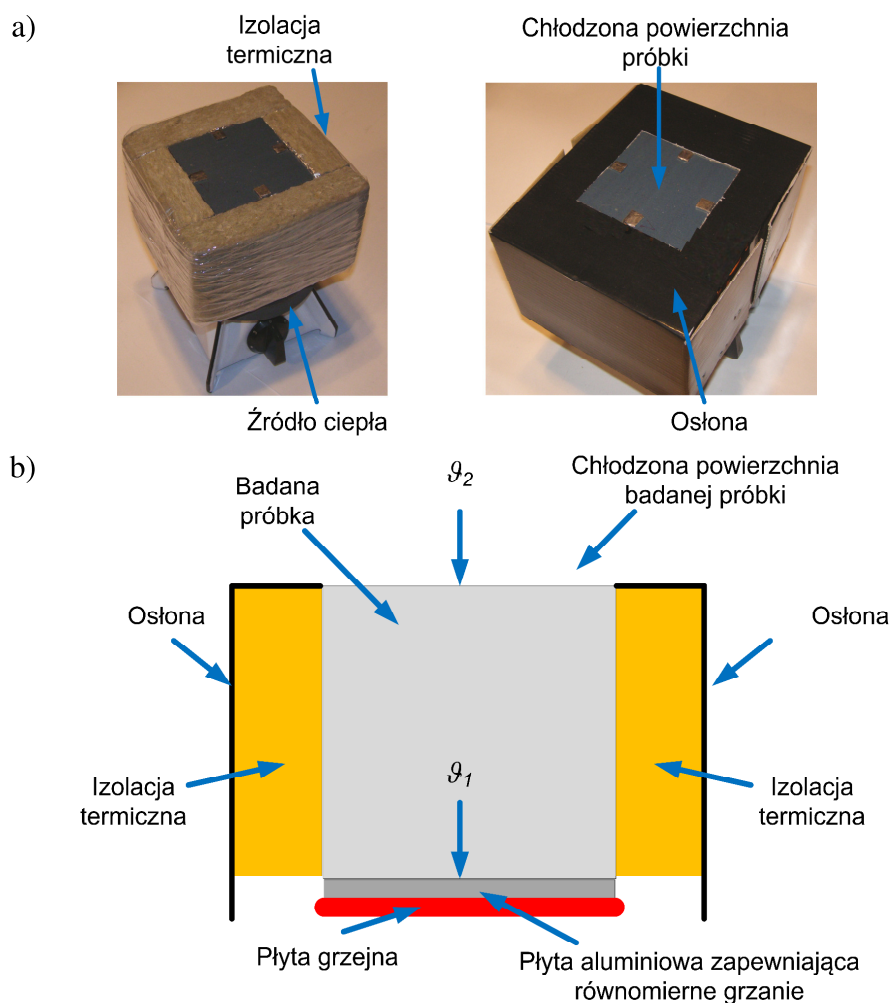
$$Q_x = -\lambda_{b,x} A_{yz} \frac{(\vartheta_1 - \vartheta_2)}{l} \quad (5.14)$$

gdzie: Q_x – strumień ciepła przewodzony przez próbkę w kierunku osi OX, $\lambda_{b,x}$ – współczynnik przewodności cieplnej pakietu blachy elektrotechnicznej w kierunku OX, ϑ_1, ϑ_2 – temperatura dwóch przeciwległych ścianek próbki pakietu, normalnych do kierunku przewodzenia ciepła, l – długość boku próbki wzdłuż którego występuje przewodzenie ciepła, A_{yz} – powierzchnia normalna do kierunku przewodzenia ciepła.

Przekształcając zależność (5.14) otrzymuje się:

$$\lambda_{b,x} = \frac{Q_x l}{A_{yz} (\vartheta_1 - \vartheta_2)} \quad (5.15)$$

W celu wyznaczenia przewodności cieplnej pakietu blach elektrotechnicznych zestawiono stanowisko pomiarowe, które wraz ze schematem ideowym zostało przedstawione na rysunku 5.25. Próbkę pakietu blachy o kształcie sześcianu umieszczono na płycie grzejnej. W celu zapewnienia równomiernego nagrzewania się podstawy próbki, do której doprowadzane jest ciepło, wykorzystano płytę aluminiową. Bok przeciwległy do podstawy próbki był chłodzony za pomocą wentylatora zapewniając konwekcję wymuszoną. Pozostałe boki sześcianu próbki zostały zaizolowane termicznie w celu zapewnienia przepływu ciepła tylko w jednym kierunku. Pomiaru temperatury na ściankach prostopadłych do kierunku przewodzenia strumienia cieplnego dokonano za pomocą termopary typu K. Dodatkowo, aby zminimalizować opory cieplne pomiędzy poszczególnymi elementami stanowiska, zastosowano pastę termoprzewodzącą.



Rys. 5.25. Stanowisko do wyznaczania współczynnika przewodnictwa pakietu blachy elektrotechnicznej (a), schemat ideowy (b)

Wykorzystując wyżej opisane stanowisko wyznaczono przewodność cieplną dla wszystkich trzech osi. W tabeli 5.9 przedstawiono wyniki przeprowadzonego doświadczenia. Dwie pierwsze wartości λ_x oraz λ_y reprezentują przewodność cieplną pakietu blach, w przypadku gdy poszczególne blachy są ułożone równoległe do kierunku przewodzenia strumienia ciepła.

Tab. 5.9. Wyznaczone wartości przewodności cieplnej pakietu blachy elektrotechnicznej

	λ_x [W/(mK)]	λ_y [W/(mK)]	λ_z [W/(mK)]
Wartość	20	20	9,8

5.5. Obliczenia cieplne silnika synchronicznego z magnesami trwałymi

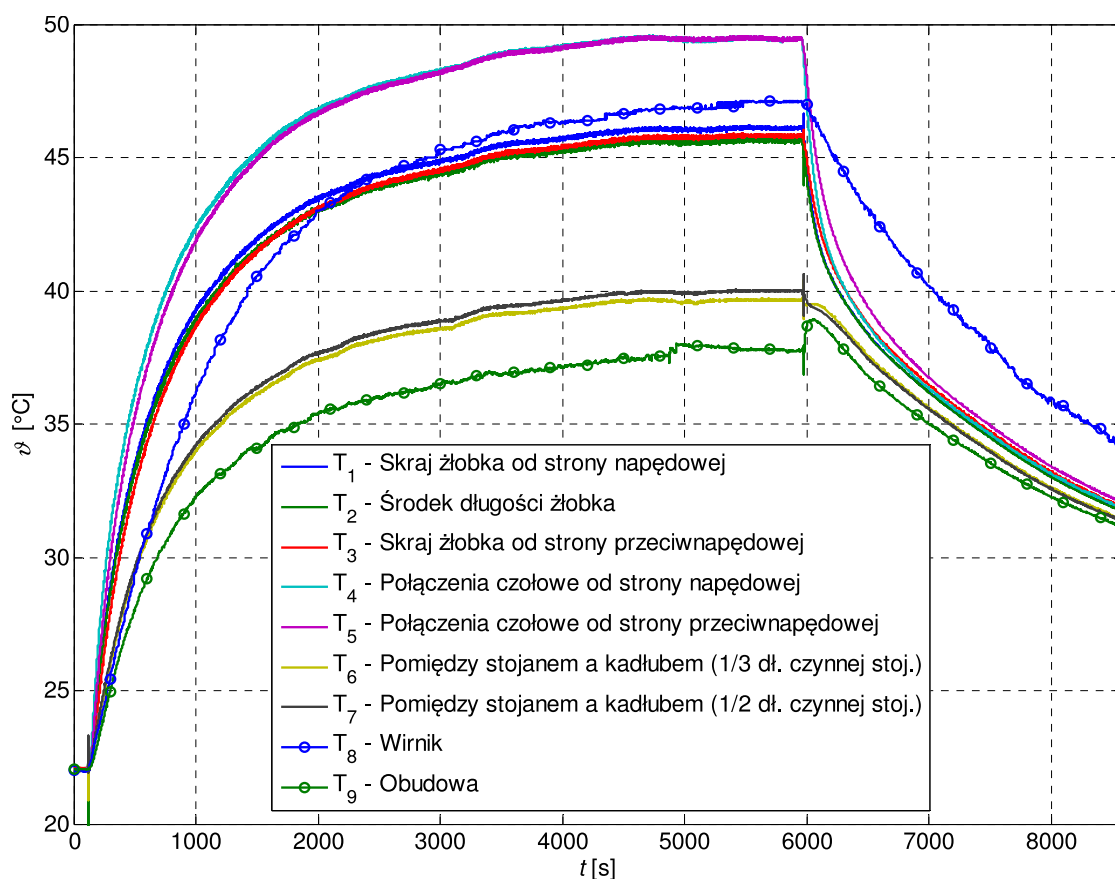
5.5.1. Obliczenia cieplne – schemat cieplny

Analiza stanów cieplnie nieustalonych badanego silnika została przeprowadzona w oparciu o metodę schematu cieplnego. Poszczególnym drogom przepływu ciepła pomiędzy odpowiednimi elementami analizowanej maszyny przypisano odpowiednie opory cieplne, zgodnie z zależnościami, które zostały szerzej opisane w podrozdziale 3.5. W tabeli 5.10 przedstawiono wartości parametrów materiałów wykorzystywanych podczas wyznaczania oporów cieplnych poszczególnych elementów badanej maszyny. W zbudowanym modelu przyjęto następujące założenia upraszczające: maszyna jest symetryczna, pominięto straty mechaniczne, współczynnik oddawania ciepła został uśredniony względem całej powierzchni obudowy maszyny.

Podczas budowy zastępczego schematu cieplnego ograniczono się jedynie do zamodelowania podstawowych elementów silnika: połączeń czołowych, uzwojeń w żłobkach, zębów i jarzma stojana, wirnika oraz obudowy. Ograniczenie tylko do sześciu punktów obliczeniowych związane jest tym, że w przypadku silników małej mocy różnice temperatur w poszczególnych elementach maszyny są nieznaczne, co potwierdzają wyniki pomiarów (rys. 5.25). W przypadku pracy silnika w warunkach znamionowych, różnice temperatury w danych punktach pomiarowych odnoszących się do tej samej części silnika tzn. uzwojenia w żłobku (T_1, T_2, T_3), połączenia czołowego od strony napędowej oraz przeciwnapędowej (T_4, T_5), bądź pomiędzy stojanem a kadłubem (T_6, T_7) nie przekraczają $0,5^\circ\text{C}$. Jedynie w przypadku obudowy silnika różnice temperatury mogą dochodzić do kilku stopni. W zbudowanym modelu matematycznym ograniczono się jednak tylko do wyznaczenia maksymalnego przyrostu temperatury jaki występuje na obudowie. Informacja ta jest najbardziej interesująca z punktu widzenia pracy i eksploatacji maszyny.

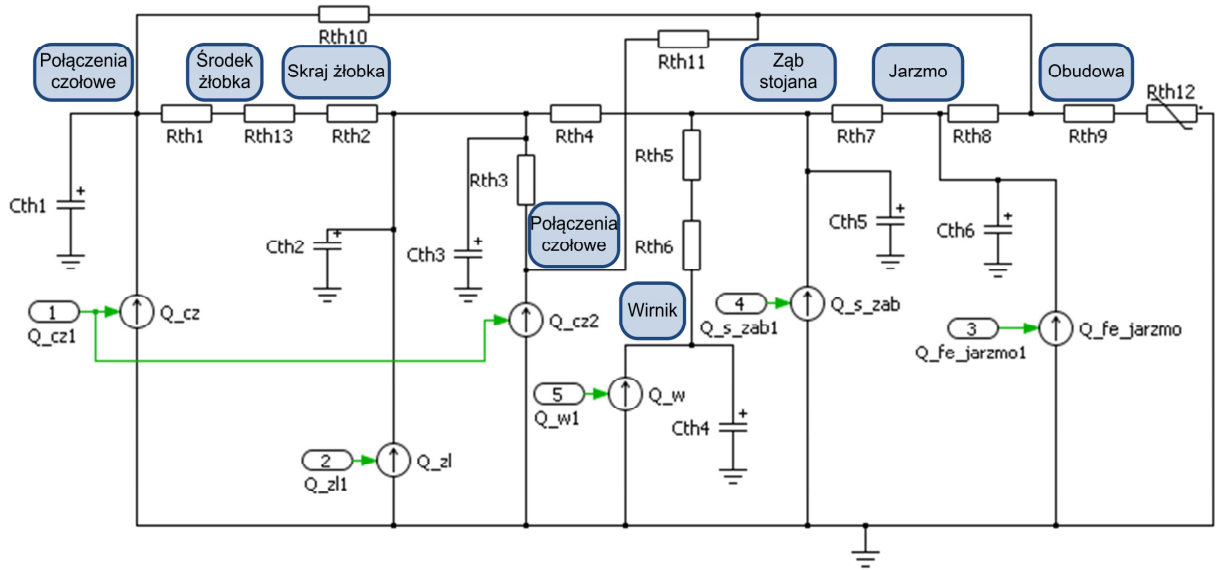
Tab. 5.10. Parametry cieplne materiałów konstrukcyjnych występujących w silniku oraz powietrza

Materiał	λ [W/(mK)]	c_w [J/(kgK)]	ρ [kg/m ³]
Uzwojenie	$\lambda_x, \lambda_y = 0,18$ $\lambda_z = 167$	380	8920
Blacha elektrotechniczna	$\lambda_x, \lambda_y = 20$ $\lambda_z = 9,7$	500	7700
Aluminium	236	899	2700
Powietrze	0,025	1007	1,205
Izolacja	0,25	1400	1400



Rys. 5.26. Zmiana temperatury w wybranych punktach pomiarowych w silniku PMSM, pracującego w warunkach znamionowych (nagrzewanie i stygnięcie)

Model matematyczny silnika PMSM w postaci schematu cieplnego (rys. 5.27) został zaimplementowany w programie PLECS. Ze względu na to, że termopary T_1 , T_2 , T_3 zostały umieszczone na skraju uzwojenia (pomiędzy izolacją żłobkową a uzwojeniem), a nie w jego środku, w schemacie cieplnym zamodelowano dwa punkty pomiarowe. Punkt *środek żłobka* odpowiada maksymalnej temperaturze jaka występuje w środku uzwojenia, natomiast *skraj żłobka* odpowiada punktowi pomiarowemu T_2 . W przypadku połączeń czołowych termopary zostały umieszczone w środku uzwojenia, dlatego też zamodelowano je jako jeden punkt odpowiadający maksymalnej temperaturze w tym elemencie.



Rys. 5.27. Implementacja schematu cieplnego silnika PMSM w programie PLECS

Na podstawie powyższego modelu cieplnego silnika PMSM przeprowadzono szereg symulacji komputerowych, dla różnych warunków pracy analizowanej maszyny. W celu zweryfikowania wyników symulacji wykonano pomiary na rzeczywistym obiekcie. W tym celu zestawiono stanowisko pomiarowe w oparciu o autorski system akwizycji danych, który szczegółowo został opisany w rozdziale 4. Na rysunkach 5.28-5.31 przedstawiono zmiany temperatury w wybranych punktach pomiarowych w silniku pracującym z prędkością znamionową przy różnych obciążeniach.

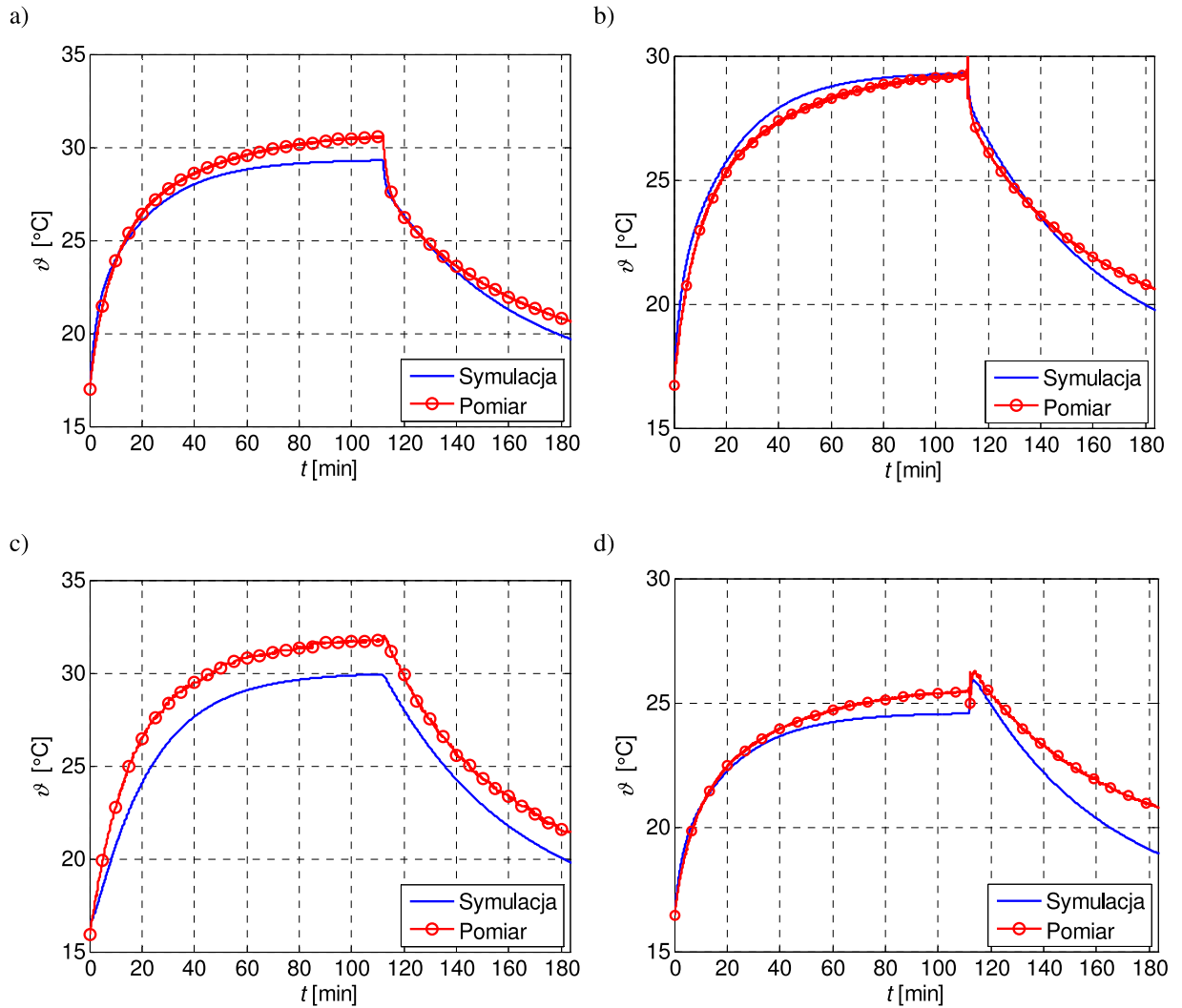
Jako miarę błędów otrzymanych z obliczeń wartości temperatury w stanie ustalonym przyjęto błąd δ_1 :

$$\delta_1 = \left| \frac{\vartheta_{ob}}{\vartheta_p} - 1 \right| \cdot 100\% \quad (5.16)$$

gdzie: ϑ_{ob} – temperatura otrzymana z obliczeń, ϑ_p – temperatura otrzymana z pomiarów. Z kolei w celu określenia błędu pomiędzy obliczonymi a zmierzonymi charakterystykami nagrzewania i stygnięcia w poszczególnych elementach silnika, przyjęto błąd δ_2 określony zależnością:

$$\delta_2 = \frac{1}{n_p - 1} \sqrt{\sum_{i=1}^{n_p} (\vartheta_{p_i} - \vartheta_{ob_i})^2} \quad (5.17)$$

gdzie: n_p – liczba próbek, ϑ_p – temperatura otrzymana z pomiarów, ϑ_{ob} – temperatura otrzymana z symulacji.



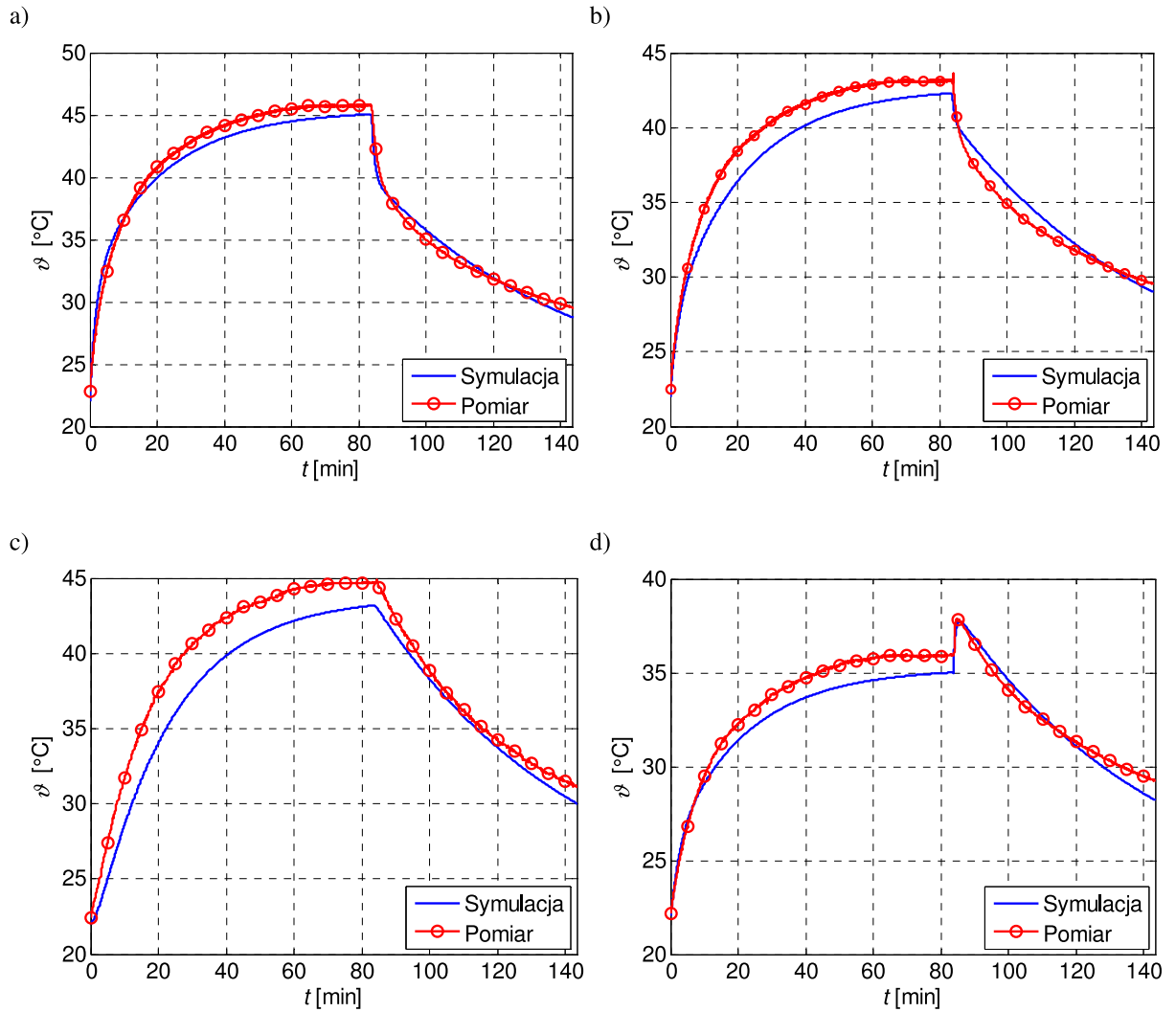
Rys. 5.28. Porównanie zmian temperatury w punktach pomiarowych silnika PMSM ($T_f=0,46 \text{ N}\cdot\text{m}$, $n=2200 \text{ obr/min}$) – nagrzewanie i stygnięcie, a) połączenia czołowe, b) uzwojenie w żłobku, c) wirnik, d) obudowa

Tab. 5.11. Zestawienie wartości temperatury w stanie ustalonym ($T_f=0,46 \text{ N}\cdot\text{m}$, $n=2200 \text{ obr/min}$)

	Połączenia czołowe	Uzwojenie w żłobku	Wirnik	Obudowa
Symulacja ϑ_s [°C]	29,3	29,3	29,9	24,6
Pomiar ϑ_p [°C]	30,6	29,2	31,8	25,5
δ_T [%]	4,2	0,3	6	3,5

Tab. 5.12. Wartości błędów δ_2 dla poszczególnych charakterystyk nagrzewania i stygnięcia PMSM ($T_f=0,46 \text{ N}\cdot\text{m}$, $n=2200 \text{ obr/min}$)

	Połączenia czołowe	Uzwojenie w żłobku	Wirnik	Obudowa
δ_2 [°C]	0,8	0,4	1,8	1,0



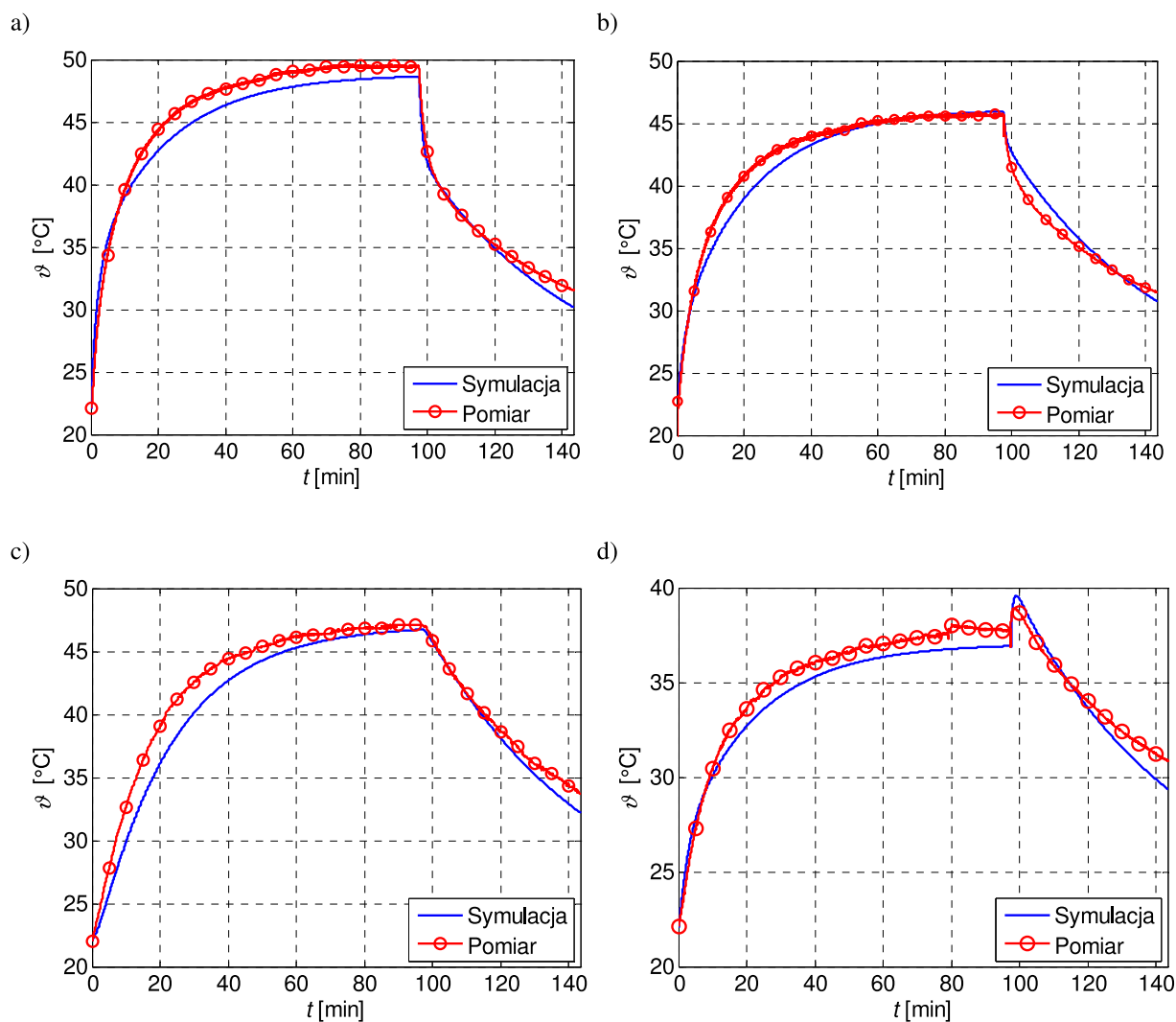
Rys. 5.29. Porównanie zmian temperatury w punktach pomiarowych silnika PMSM ($T_l=7 \text{ N}\cdot\text{m}$, $n=2200 \text{ obr/min}$) – nagrzewanie i stygnięcie, a) połączenia czołowe, b) uzwojenie w żłobku, c) wirnik, d) obudowa

Tab. 5.13. Zestawienie wartości temperatury w stanie ustalonym ($T_l=7 \text{ N}\cdot\text{m}$, $n=2200 \text{ obr/min}$)

	Połączenia czołowe	Uzwojenie w żłobku	Wirnik	Obudowa
Symulacja ϑ_s [°C]	45,1	42,3	43,3	35,0
Pomiar ϑ_p [°C]	45,8	43,1	44,7	35,9
δ_1 [%]	1,5	1,9	3,1	2,5

Tab. 5.14. Wartości błędów δ_2 dla poszczególnych charakterystyk nagrzewania i stygnięcia PMSM ($T_l=7 \text{ N}\cdot\text{m}$, $n=2200 \text{ obr/min}$)

	Połączenia czołowe	Uzwojenie w żłobku	Wirnik	Obudowa
δ_2 [°C]	0,8	1,2	1,9	0,8



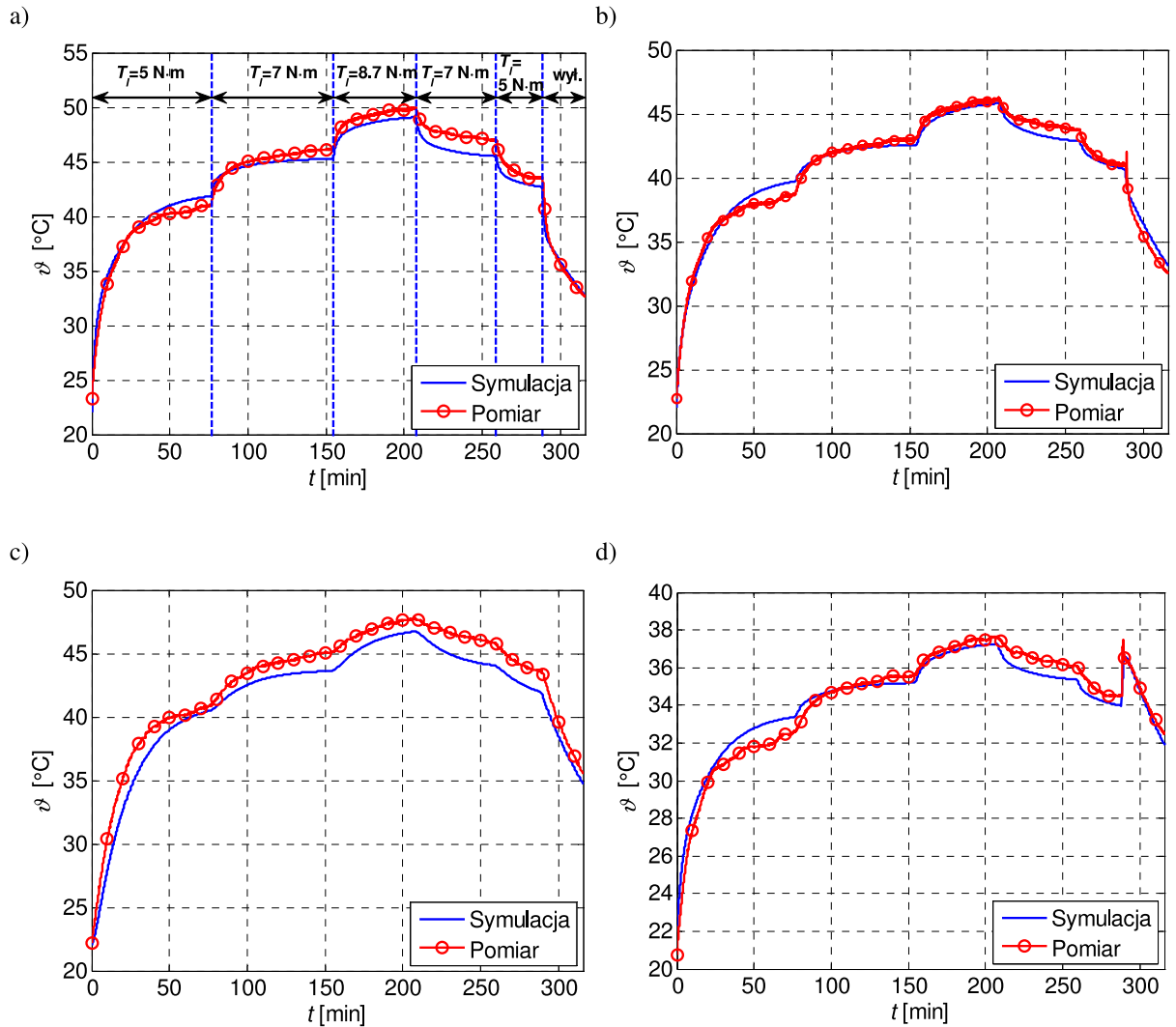
Rys. 5.30. Porównanie zmian temperatury w punktach pomiarowych silnika PMSM ($T_l=8,7$ N·m, $n=2200$ obr/min) – nagrzewanie i stygnięcie, a) połączenia czołowe, b) uzwojenie w żłobku, c) wirnik, d) obudowa

Tab. 5.15. Zestawienie wartości temperatury w stanie ustalonym ($T_l=8,7$ N·m, $n=2200$ obr/min)

	Połączenia czołowe	Uzwojenie w żłobku	Wirnik	Obudowa
Symulacja ϑ_s [°C]	49,1	46,0	46,7	37,3
Pomiar ϑ_p [°C]	49,4	45,6	47,1	37,8
δ_1 [%]	0,6	0,9	0,8	1,3

Tab. 5.16. Wartości błędu δ_2 dla poszczególnych charakterystyk nagrzewania i stygnięcia PMSM ($T_l=8,7$ N·m, $n=2200$ obr/min)

	Połączenia czołowe	Uzwojenie w żłobku	Wirnik	Obudowa
δ_2 [°C]	0,8	0,9	1,5	0,6



Rys. 5.31. Porównanie zmian temperatury w punktach pomiarowych silnika PMSM ($T_l = \text{var}$, $n = 2200 \text{ obr/min}$) – nagrzewanie i stygnięcie, a) połączenia czołowe, b) uzwojenie w żłobku, c) wirnik, d) obudowa

Tab. 5.17. Wartości błęd δ dla poszczególnych charakterystyk nagrzewania i stygnięcia PMSM ($T_l = \text{var}$, $n = 2200 \text{ obr/min}$)

	Połączenia czołowe	Uzwojenie w żłobku	Wirnik	Obudowa
δ_2 [°C]	0,9	0,6	0,6	1,3

Otrzymane wyniki symulacji komputerowych, dla wybranych przypadków pracy silnika, przedstawione na rys. 5.28-5.31 wykazują zadawalającą zgodność z wynikami pomiarów. Najwyższa temperatura w analizowanym silniku PMSM występuje w połączeniach czołowych uzwojenia. Spowodowane to jest tym, że element ten z racji otaczającego go powietrza ma utrudnione warunki oddawania ciepła. Przewodność cieplna powietrza jest o trzy rzędy mniejsza w porównaniu z przewodnością pakietu blachy elektrotechnicznej. Dodatkowo w połączeniach czołowych występuje stosunkowo duża gęstość mocy w porównaniu z innymi elementami analizowanego silnika PMSM. Drugim pod względem

wysokości temperatury elementem silnika jest wirnik. Jego temperatura w stanie ustalonym jest zawsze o kilka stopni wyższa w porównaniu z uzwojeniem w żłobku, pomimo tego, że występują w nim zdecydowanie mniejsze straty mocy niż w żłobku. Wynika to z faktu, że podobnie jak w przypadku połączeń czołowych, wirnik jest otoczony powietrzem. W klasycznych konstrukcjach silników dominuje promieniowy strumień ciepła oddawanego przez maszynę, dlatego też ogromną rolę w chłodzeniu odgrywa szerokość szczeliny powietrznej.

W przypadku uzwojenia, w części żłobkowej osiągnięta temperatura jest niższa niż w połączeniach czołowych pomimo tego, że w obu regionach występują podobne gęstości strat mocy. Spowodowane to jest skuteczniejszym odprowadzaniem ciepła przez pakiet blachy stojana niż przez powietrze. Najniższą temperaturę otrzymano dla obudowy maszyny. Należy jednak pamiętać, że rozkład temperatury w przypadku obudowy silnika jest nierównomierny. W zbudowanym w pracy modelu skupiono się jedynie na najgorętszym punkcie obudowy, który odpowiada jej części wspólnej ze stojanem. Dodatkowo na charakterystykach nagrzewania i stygnięcia obudowy można zauważyć, że w chwili wyłączenia silnika następuje gwałtowny wzrost temperatury, po czym można zaobserwować stopniowe jej stygnięcie. Zjawisko to jest spowodowane zmianą sposobu oddawania ciepła. Gdy silnik jest włączony, ciepło z obudowy odprowadzane jest w wyniku konwekcji wymuszonej, którą zapewnia pracujący wentylator, natomiast gdy maszyna jest wyłączona i wentylator zostaje zatrzymany, następuje zmiana charakteru konwekcji z wymuszonej na swobodną.

Temperatura w połączeniach czołowych i w części żłobkowej uzwojenia, w momencie wyłączenia silnika gwałtownie spada i stosunkowo szybko wyrównuje się z temperaturą stojana i obudowy. Jedynie wirnik ma znacznie dłuższą stałą czasową stygnięcia wynikającą, jak to zostało już wspomniane powyżej, z gorszych warunków oddawania ciepła spowodowanych szczeliną powietrzną.

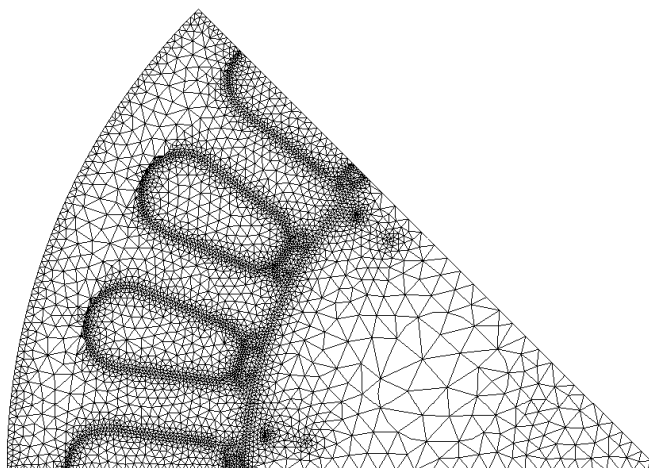
Występujące różnice pomiędzy wynikami obliczeń i pomiarów wynikają przede wszystkim z przyjętych założeń upraszczających, z niedokładności wyznaczenia właściwości fizycznych materiałów konstrukcyjnych oraz trudności w wyznaczeniu współczynników oddawania ciepła. Największy błąd $\delta_T=6\%$ otrzymano dla pomiaru temperatury w wirniku, dla silnika obciążonego momentem $T_l=0,46 \text{ N}\cdot\text{m}$. Błąd ten spowodowany jest niedoszacowaniem strat od wyższych harmonicznych. Poza tym tak duża wartość błędu, która jest wyrażona w procentach, związana jest także ze stosunkowo małym przyrostem temperatury w wirniku, w badanych warunkach pracy maszyny. Potwierdzają to także wartości błędów dla pozostałych punktów pomiarowych, które dla obciążenia $T_l=0,46 \text{ N}\cdot\text{m}$ są stosunkowo duże. Dodatkowo błąd δ_T w przypadku wirnika dla pozostałych wartości momentu obciążenia $T_l=7 \text{ N}\cdot\text{m}$ i $T_l=8,7 \text{ N}\cdot\text{m}$ jest już co najmniej dwukrotnie mniejszy i wynosi on odpowiednio 3,1% oraz 0,8%. Największymi błędami obarczone są obliczenia wartości temperatury dla wirnika oraz obudowy. W przypadku błędów δ_2

odnoszącego się do przebiegu nagrzewania można zauważyć, że obliczenia wartości temperatury dla wirnika oraz obudowy także cechują się większym błędem. Jednak pomimo tego w najgorszym przypadku, błąd ten nie przekracza $1,93\text{ }^{\circ}\text{C}$ (wirnik – $T_I=7\text{N}\cdot\text{m}$).

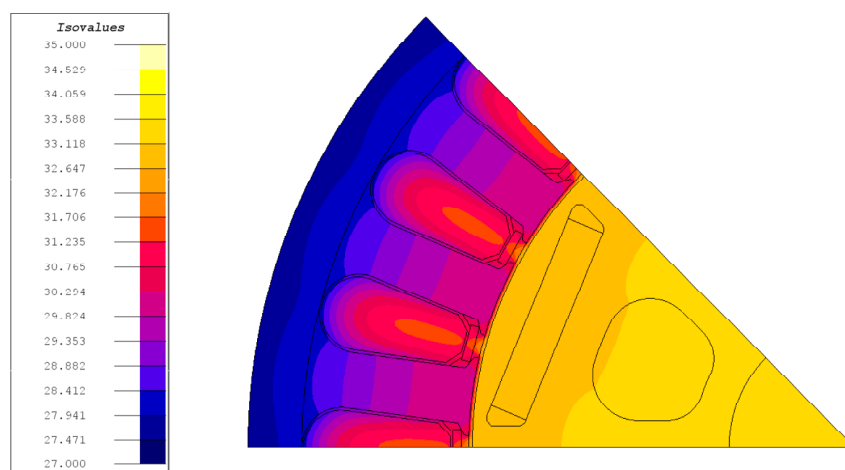
5.5.2. Obliczenia cieplne – model połowy

W kolejnym etapie badań przeprowadzono analizę połową rozkładu pola temperaturowego w stanie ustalonym. W tym celu został zbudowany dwuwymiarowy model połowy, którego struktura wraz z siatką dyskretyzacyjną została przedstawiona na rysunku 5.32. Wygenerowana siatka dyskretyzacyjna składała się z trójkątnych elementów drugiego rzędu i zawierała 7895 elementów oraz 16018 węzłów. Podczas budowy modelu połowego analizowanego silnika zastosowano warunki symetrii, ograniczając w ten sposób obszar obliczeniowy do 1/8 powierzchni przekroju poprzecznego całej maszyny. W modelu przyjęto podobne założenia upraszczające jak w przypadku schematu cieplnego. Dodatkowo w modelu połowym przyjęta wartość współczynnika oddawania ciepła została skorygowana o współczynnik odpowiadający powierzchni oddawania ciepła oraz opór cieplny obudowy, co pozwoliło na pominięcie obudowy silnika [3].

Wykorzystując opracowany model, przeprowadzono symulacje komputerowe dla różnych stanów pracy silnika PMSM. Na rysunkach 5.33-5.35 przedstawiono rozkłady pola temperaturowego w silniku, dla różnych wartości momentu obciążenia. W obliczeniach przyjęto taką samą temperaturę otoczenia jak w przypadku obliczeń wykonanych za pomocą schematu cieplnego.



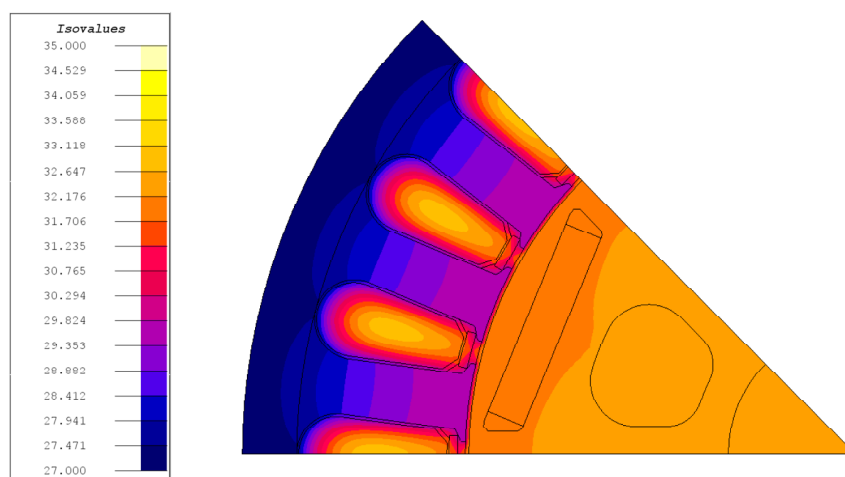
Rys. 5.32. Struktura modelu połowego wraz siatką dyskretyzacyjną wykorzystywaną do obliczeń cieplnych



Rys. 5.33. Rozkład temperatury w silniku PMSM ($T_l=0,46 \text{ N}\cdot\text{m}$, $n=2200 \text{ obr/min}$)

Tab. 5.18. Zestawienie wartości temperatury w stanie ustalonym (MES) – $T_l=0,46 \text{ N}\cdot\text{m}$, $n=2200 \text{ obr/min}$

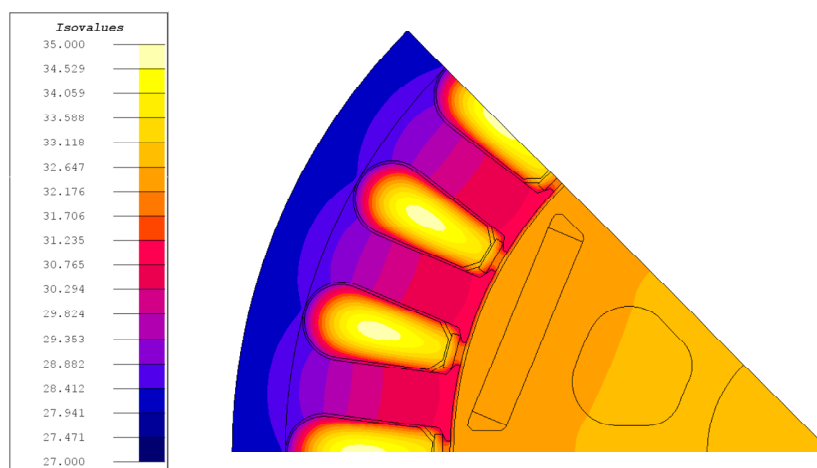
	Uzwojenie w żłobku	Wirnik	Obudowa
Symulacja $\vartheta_{s, \text{MES}} [^{\circ}\text{C}]$	30,2	31,3	26,2
Pomiar $\vartheta_p [^{\circ}\text{C}]$	29,2	31,8	25,5
$\delta_I \text{MES} [\%]$	3,4	1,6	2,7



Rys. 5.34. Rozkład temperatury w silniku PMSM ($T_l=7 \text{ N}\cdot\text{m}$, $n=2200 \text{ obr/min}$)

Tab. 5.19. Zestawienie wartości temperatury w stanie ustalonym (MES) – $T_l=7 \text{ N}\cdot\text{m}$, $n=2200 \text{ obr/min}$

	Uzwojenie w żłobku	Wirnik	Obudowa
Symulacja $\vartheta_{s, \text{MES}} [^{\circ}\text{C}]$	44,2	44,5	37
Pomiar $\vartheta_p [^{\circ}\text{C}]$	43,1	44,7	35,9
$\delta_I \text{MES} [\%]$	2,5	0,4	3,1



Rys. 5.35. Rozkład temperatury w silniku PMSM ($T_l=8,7\text{N}\cdot\text{m}$, $n=2200$ obr/min)

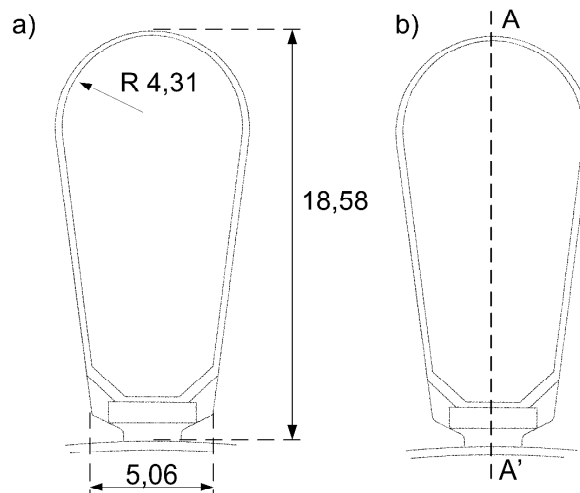
Tab. 5.20. Zestawienie wartości temperatury w stanie ustalonym (MES) –
 $T_l=8,7$ N·m, $n=2200$ obr/min

	Uzwojenie w żłobku	Wirnik	Obudowa
Symulacja $\vartheta_{s, MES}$ [°C]	46,4	46,5	38,7
Pomiar ϑ_p [°C]	45,6	47,1	37,8
δ_I MES [%]	1,8	1,3	2,4

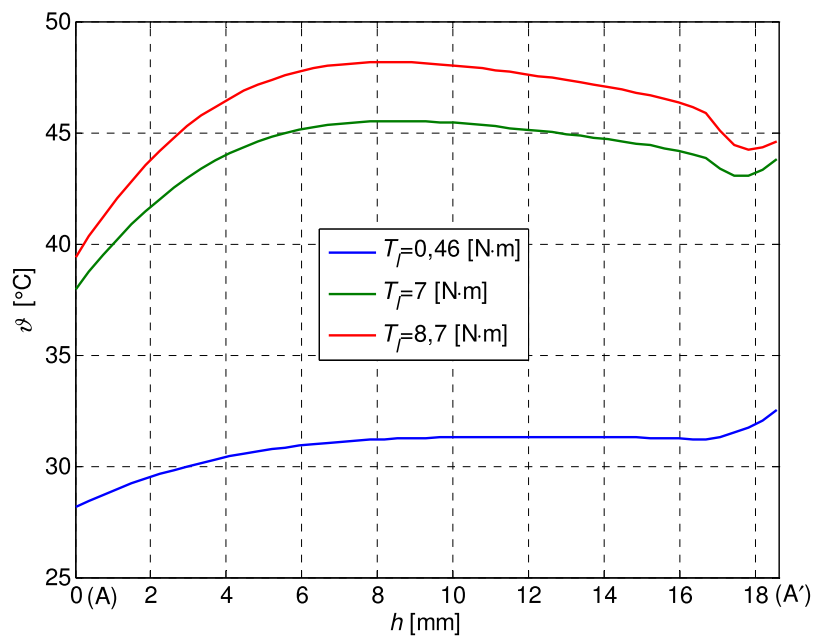
W tabelach 5.18-5.20 zestawiono porównanie wyników symulacji komputerowych, przeprowadzonych w oparciu o opracowany model połowy z wynikami pomiarów przeprowadzonych na obiekcie rzeczywistym badanej maszyny. Na podstawie otrzymanych wyników można stwierdzić, że wykazują one dużą zgodność z pomiarami. Występujące błędy δ_I pomiędzy obliczeniami a pomiarami są na podobnym poziomie jak w przypadku wyników otrzymanych ze schematu cieplnego i nie przekraczają 3,4%.

Zaletą modelu połowego jest możliwość wyznaczenia rozkładu pola temperatury w całym przekroju poprzecznym analizowanego silnika PMSM. Otrzymane wyniki pozwalają na ocenę poprawności oraz przydatności zbudowanego schematu cieplnego silnika PMSM. W przypadku wirnika można zauważyć, że różnice temperatury występujące w nim są stosunkowo małe. Otrzymane rozkłady pola temperaturowego dla wirnika w stanie ustalonym są zbliżone do rozkładu jednorodnego, co potwierdza słuszność przyjętych założeń upraszczających podczas budowy schematu cieplnego.

Najważniejszą informacją z punktu widzenia obciążalności jak i czasu życia maszyny, jest dokładna znajomość maksymalnej wartości temperatury w uzwojeniu. W przypadku uzwojeń wsypywanych, pomimo tego że są one impregnowane, różnica temperatury pomiędzy środkiem a skrajem uzwojenia może dochodzić do kilku stopni Celsjusza. Na podstawie przeprowadzonych obliczeń wyznaczono rozkład temperatury w żłobku wzdłuż jego wysokości (rys. 5.36b – linia przerywana A-A'), dla trzech różnych wartości momentu obciążenia (rys. 5.37).



Rys. 5.36. Żłobek silnika PMSM: a) wymiary żłobka, b) model uzwojenia homogenizowanego



Rys. 5.37. Rozkład temperatury w żłobku wzdłuż pionowej linii A-A' (rys.5.36)

Przedstawione na rysunku 5.37 rozkłady temperatury w żłobku potwierdzają poprawność wyników otrzymanych za pomocą schematu cieplnego. Można zaobserwować, że maksymalna wartość temperatury występuje w środku uzwojenia (ok. $h=9\text{mm}$). W przypadku warunków znamionowych różnica temperatury pomiędzy środkiem żłobka a jego skrajem (ok. $h=16\text{mm}$), a więc w punkcie w którym dokonywano pomiarów, wynosi 2°C . W tabeli 5.21 porównano maksymalne wartości temperatury w żłobku, które otrzymano z modelu połowego oraz schematu cieplnego.

Tab. 5.21. Zestawienie maksymalnych wartości temperatur uzwojenia w części żłobkowej silnika

	$T_l=0,46 \text{ N}\cdot\text{m}$	$T_l=7 \text{ N}\cdot\text{m}$	$T_l=8,7 \text{ N}\cdot\text{m}$
Schemat cieplny $\vartheta_{MSC} [^\circ\text{C}]$	29,3	43,7	47,4
Model polowy $\vartheta_{MES} [^\circ\text{C}]$	31,3	45,5	48,1
Różnica w %	6,3	3,9	1,5

Rozdział 6

Analiza silnika indukcyjnego

6.1. Model fizyczny trójfazowego silnika indukcyjnego

Drugim obiektem badań analizowanym w pracy jest trójfazowy silnik indukcyjny typu Sh80-6B produkowany przez zakład BESEL S.A w Brzegu. W tabeli 6.1 zamieszczono wybrane parametry elektromechaniczne analizowanego silnika.

Tab. 6.1. Wybrane parametry elektromechaniczne silnika Sh80-6B

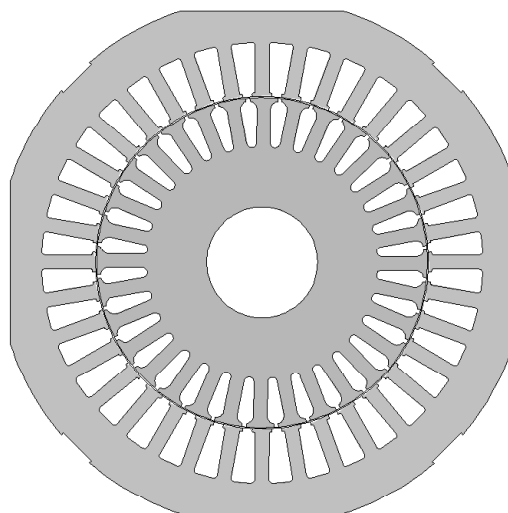
Wielkość	Wartość
Moc znamionowa [kW]	0,55
Napięcie znamionowe [V]	400
Prąd znamionowy [A]	1,8
Sprawność [%]	67
Moment znamionowy [N·m]	5,84
Prędkość obrotowa znamionowa [obr/min]	900

Na rysunku 6.1 przedstawiono stojan oraz wirnik badanej maszyny. Ponieważ analizowany silnik należy do maszyn małej mocy, w uzwojeniu stojana umieszczono tylko dwie termopary: w części żłobkowej uzwojenia oraz w połączeniach czołowych.



Rys. 6.1. Stojan oraz wirnik analizowanego silnika indukcyjnego

Na rysunku 6.2 przedstawiono wykroje blach elektrotechnicznych wykorzystanych w silniku, natomiast w tabeli 6.2 zamieszczono ich podstawowe wymiary geometryczne.

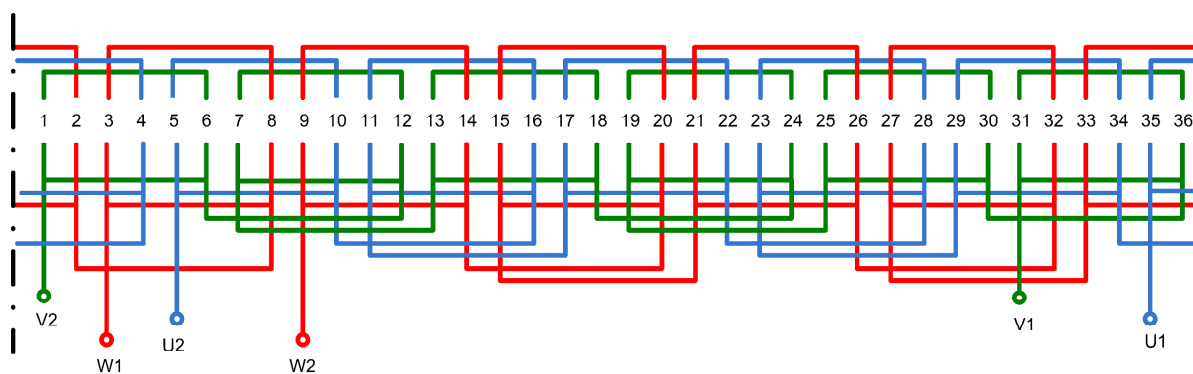


Rys. 6.2. Wykroje blach silnika Sh80-6B

Tab. 6.2. Dane techniczne silnika Sh80-6B

Stojan	
Długość pakietu	$l=72$ mm
Średnica zewnętrzna	$d_1=124$ mm
Średnica wewnętrzna	$d_2=78$ mm
Liczba żłobków	$z=36$
Wirnik	
Średnica wirnika	$d_3=78$ mm
Liczba żłobków	$z=32$

W żłobkach stojana umieszczono trójfazowe uzwojenie o całkowitym poskoku (rys. 6.3). W tabeli 6.3 zamieszczono dane nawojowe silnika Sh80-6B.



Rys. 6.3. Schemat uzwojenia silnika Sh80-6B

Tab. 6.3. Dane nawojowe silnika Sh80-6B

Uzwojenie	
Poskok żłobkowy	$y=5$
Liczba zwojów na fazę	$z=648$
Liczba drutów w jednym zezwoju	$L_d=1$
Liczba żłobków na biegun i fazę	$q=1$
Średnica drutu [mm]	$d=0,53$

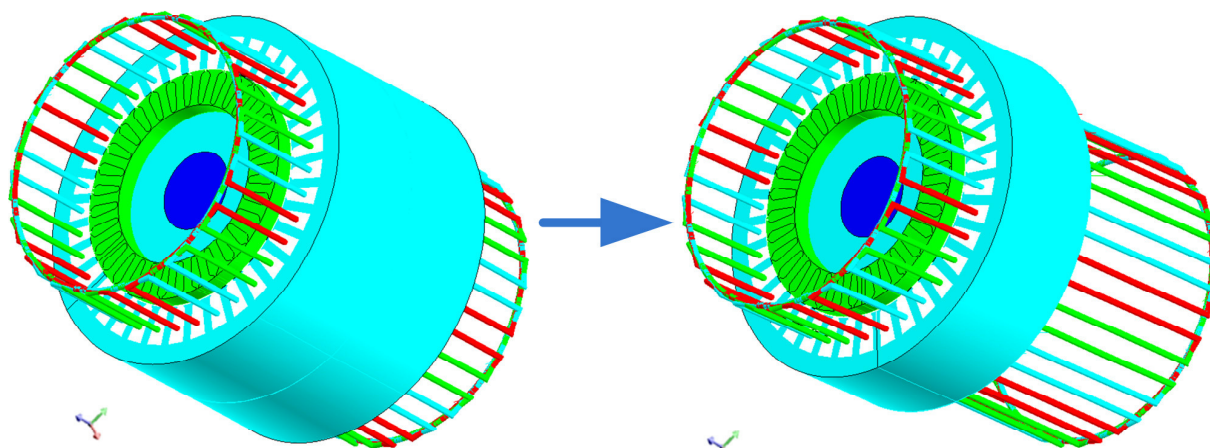
6.2. Analiza elektromagnetyczna silnika indukcyjnego

6.2.1. Obliczenia elektromagnetyczne – modele polowe

W pierwszym etapie badań silnika indukcyjnego przeprowadzono jego analizę elektromagnetyczną, na podstawie której możliwe było wyznaczenie strat mocy występujących w poszczególnych częściach maszyny. W pierwszej kolejności został zbudowany trójwymiarowy model silnika indukcyjnego. Podobnie jak w przypadku analizy silnika PMSM w modelu polowym wprowadzono kilka założeń upraszczających, które pozwoliły na ograniczenie złożoności zadania, przy jednoczesnym zachowaniu żądanej dokładności wyników przeprowadzonych obliczeń. Na podstawie przeprowadzonej analizy budowy maszyny oraz jej warunków pracy w modelu polowym przyjęto następujące założenia upraszczające:

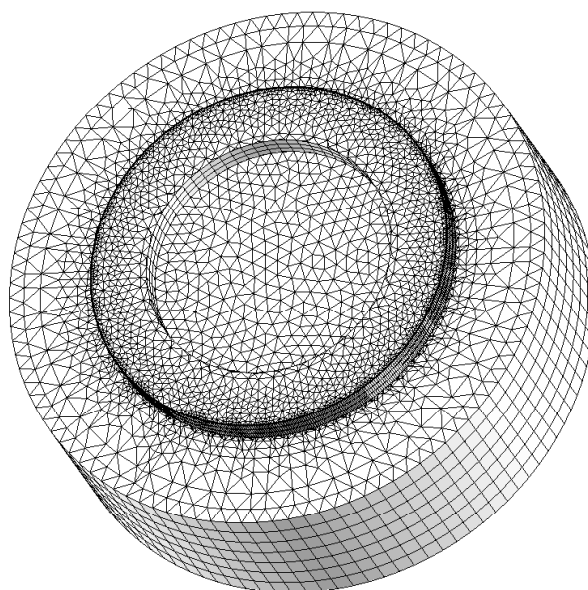
- założono pełną symetrię maszyny,
- pominięto skos żłobków w wirniku,
- przyjęto nieliniowe jednowartościowe charakterystyki magnesowania,
- założono zerową konduktywność blachy elektrotechnicznej,
- przyjęto stałą gęstość prądu w całym przekroju cewek.

Dzięki występującej w maszynie symetrii wzdłuż długości czynnej stojana zastosowano symetryczny warunek brzegowy. Zabieg ten pozwolił na ograniczenie obszaru obliczeniowego do 1/2 objętości całej maszyny, a tym samym na zredukowanie w znaczący sposób kosztów obliczeniowych. W przypadku powietrza otaczającego model silnika, na jego zewnętrznej granicy zdefiniowano zerowy warunek Dirichleta ($\mathbf{H} \cdot \mathbf{n} = 0$). Na rysunku 6.4 przedstawiono zbudowany model 3D silnika indukcyjnego wraz z uzwojeniami.



Rys. 6.4. Model 3D silnika indukcyjnego z uwzględnionymi połączeniami czołowymi przed i po ograniczeniu obszaru obliczeniowego do 1/2 całego modelu

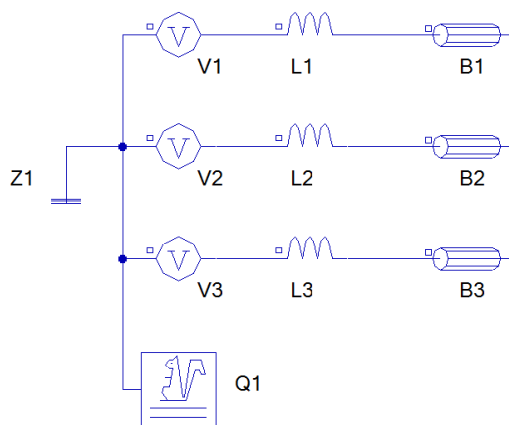
Na rys. 6.5 przedstawiono wygenerowaną siatkę dyskretyzacyjną w zbudowanym trójwymiarowym modelu połowym silnika indukcyjnego. Zastosowana siatka składała się z 158 118 elementów pryzmowych pierwszego rzędu oraz 83 560 węzłów.



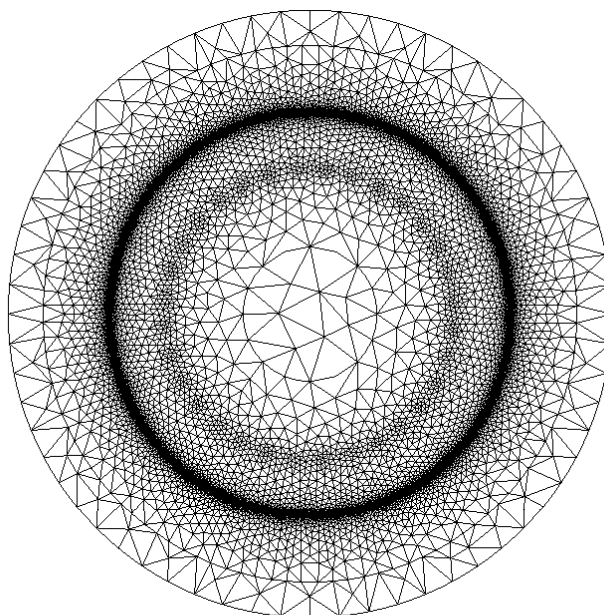
Rys. 6.5. Siatka dyskretyzacyjna trójwymiarowego modelu numerycznego (1/2 całkowitej objętości silnika)

Na podstawie tak zbudowanego modelu wyznaczono indukcyjność rozproszenia połączeń czołowych. Zakładając podobnie jak w rozdziale 5.2.1, że energia występująca w obszarze powietrza otaczającego całą maszynę reprezentuje energię rozproszenia, możliwe jest wyznaczenie indukcyjności rozproszenia pochodzącej od uzwojenia silnika zgodnie z zależnością (5.2). Wyznaczenie indukcyjności rozproszenia umożliwiło zbudowanie poprawnego modelu dwuwymiarowego silnika indukcyjnego charakteryzującego się wynikami obliczeń z akceptowalnym błędem. Wprowadzenie do modelu połowo-

obwodowego indukcyjności rozproszenia (rys. 6.6), pozwoliło na uzyskanie zadawalającej dokładności obliczeń przy znacznie mniejszym koszcie obliczeniowym. Wygenerowana siatka dyskretyzacyjna (rys. 6.7) dla tego modelu składała się z trójkątnych elementów drugiego rzędu i zawierała w sumie 31394 elementów oraz 62853 węzłów.

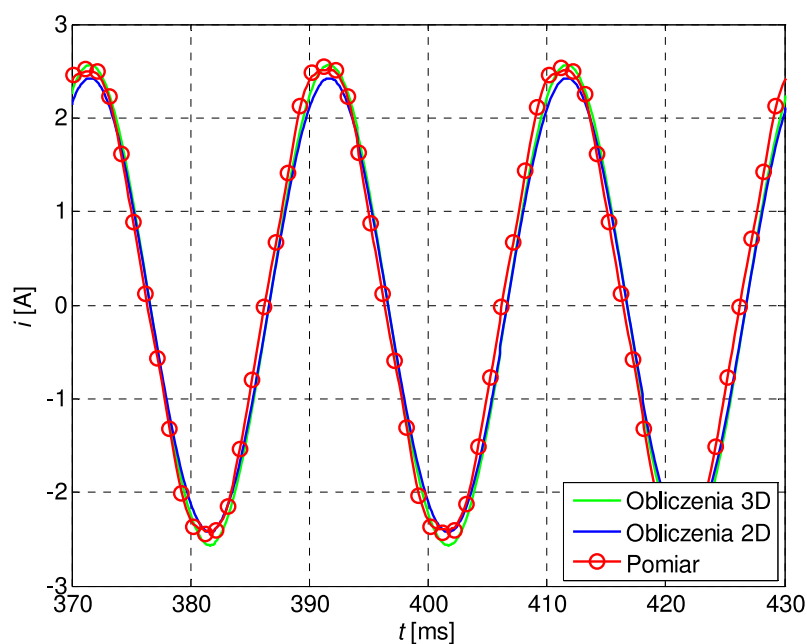


Rys. 6.6. Schemat układu zasilania w środowisku Flux2 (V_1, V_2, V_3 – źródło zasilania silnika, L_1, L_2, L_3 – indukcyjność rozproszenia, B_1, B_2, B_3 – uzwojenia silnika, Q_1 – klatka, Z_1 – punkt neutralny)



Rys. 6.7. Siatka dyskretyzacyjna dwuwymiarowego modelu numerycznego

Na rysunku 6.8 przedstawiono otrzymane z symulacji komputerowej przebiegi prądu w wybranej fazie maszyny dla silnika obciążonego momentem $T_l=5,84\text{N}\cdot\text{m}$ przy znamionowej prędkości obrotowej.



Rys. 6.8. Przebiegi prądów w wybranej fazie silnika indukcyjnego pracującego w znamionowych warunkach pracy

Błąd pomiędzy obliczeniami a pomiarami maksymalnych wartości prądu wynoszący 3,6% dla modelu 3D i 4% w przypadku modelu 2D można uznać za zadawalający i świadczy o poprawności zbudowanych modeli.

Tab. 6.4. Zestawienie maksymalnych wartości poszczególnych przebiegów prądu

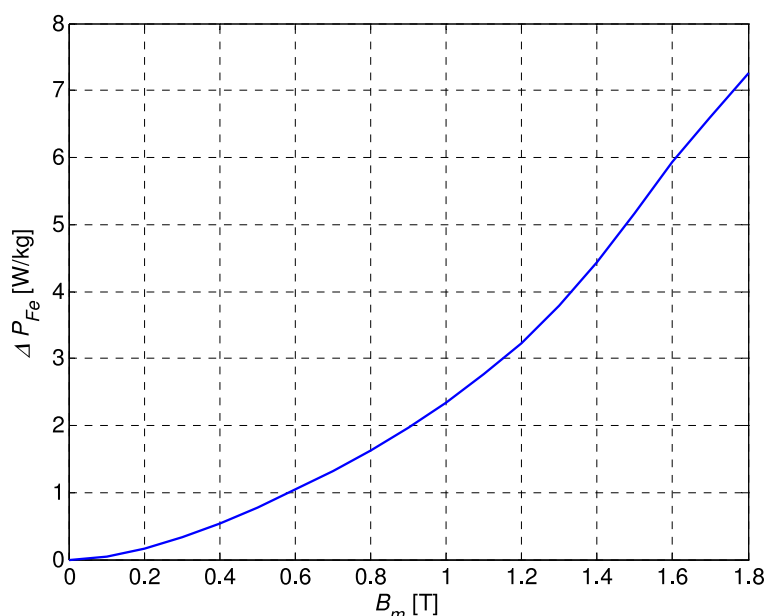
Prąd	Wartość maksymalna[A]
Pomiar	2,52
Obliczenia 3D	2,61
Obliczenia 2D	2,42

Na podstawie przeprowadzonych badań można stwierdzić, że z powodzeniem możliwe jest stosowanie w dalszych obliczeniach modelu dwuwymiarowego zamiast trójwymiarowego. Błędy wynikające z takiego podejścia można uznać za nieznaczące. Obliczenia modeli numerycznych silnika indukcyjnego zostały wykonane na komputerze z systemem Windows 7 – 64 bitowym i o parametrach: procesor Intel Core-i7, RAM – 4GB. Wyznaczenie przebiegów prądów fazowych silnika w stanie ustalonym na podstawie modelu 3D trwało około 21 godzin, natomiast w przypadku obliczeń 2D czas ten nie przekraczał 1 godziny i 20 minut.

6.2.2. Obliczanie źródeł ciepła

Na podstawie zbudowanego i zweryfikowanego modelu polowo-obwodowego przystąpiono do wyznaczenia strat mocy występujących w analizowanym silniku. Podobnie jak w przypadku silnika synchronicznego z magnesami trwałymi głównymi źródłami ciepła w silnikach indukcyjnych są straty w uzwojeniu wynikające z prawa Joule'a (2.49) oraz straty w żelazie, zarówno podstawowe jak i dodatkowe (2.53). W silniku asynchronicznym, w przeciwieństwie do silnika PMSM, występują znacznie większe straty w wirniku. Spowodowane to jest między innymi przez przepływ prądu w uzwojeniu klatkowym oraz występującym poślizgiem wirnika względem pola elektromagnetycznego.

Na podstawie danych katalogowych podawanych przez producenta, dotyczących jednostkowej stratności blach w funkcji amplitudy indukcji magnetycznej (rys. 6.9), wyznaczono współczynnik strat histerezowych (k_h) oraz nadmiarowych (k_e). W tabeli 6.5 przedstawiono wartości poszczególnych współczynników występujących w równaniu (2.53) dla blachy elektrotechnicznej M600-50A.



Rys. 6.9. Charakterystyka stratności jednostkowej blachy M600-50A w funkcji amplitudy indukcji magnetycznej dla sinusoidalnego charakteru zmian pola ($f=50\text{Hz}$) [95]

Tab. 6.5. Wartości wybranych współczynników materiałowych blachy elektrotechnicznej M600-50A

Wielkość	Symbol	Wartość	Jednostka
Współczynnik strat histerezowych	k_h	152	$\text{Ws}/\text{T}^2/\text{m}^3$
Współczynnik strat nadmiarowych	k_e	2,32	$\text{W}/(\text{Ts}^{-1})^{3/2}/\text{m}^3$
Współczynnik pakietowania	k_f	0,96	-
Konduktywność	σ	$3,3 \cdot 10^6$	S/m
Grubość blachy	b	$0,5 \cdot 10^{-3}$	m

Za pomocą zależności (2.53) obliczono straty ΔP_{Fe} w każdym elemencie wygenerowanej siatki dyskretyzacyjnej w modelu 2D w danym regionie, a następnie uśredniono względem objętości obszaru. Straty wyznaczono dla trzech charakterystycznych obszarów: dla jarzma, zębów stojana oraz dla wirnika (tab. 6.6).

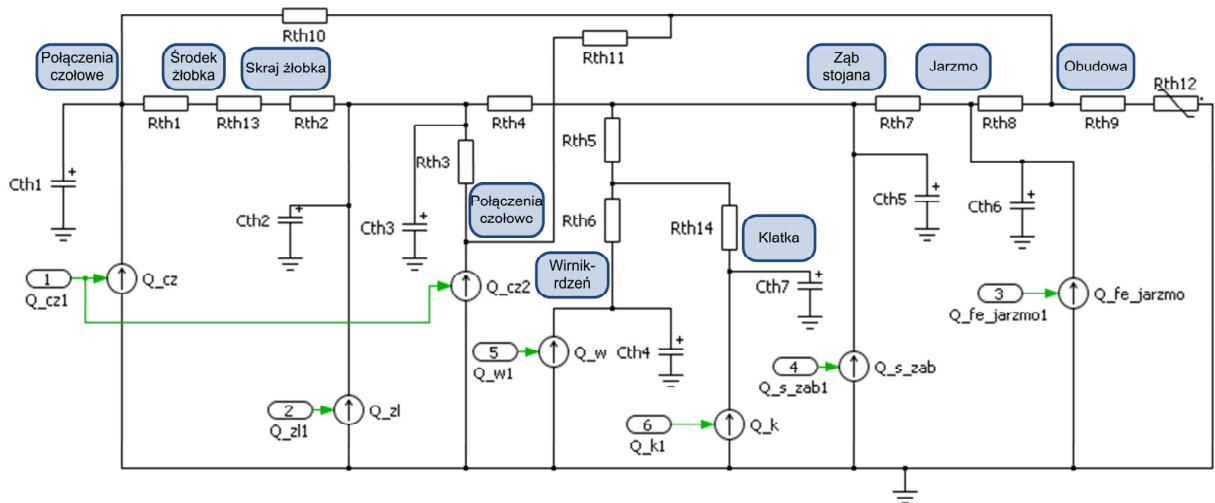
Tab. 6.6. Wyznaczone straty mocy dla wybranych stanów pracy analizowanego silnika indukcyjnego

Stan pracy silnika	Straty ΔP_{Cu} [W]	Straty ΔP_{Al} [W]	Straty ΔP_{Fe} [W]		
			Zęby stojana	Jarzmo stojana	Wirnik
$T_l=0\text{N}\cdot\text{m}$	135,84	0,5	3,57	5,47	0,72
$T_l=2,92\text{N}\cdot\text{m}$	144,30	6,62	3,78	5,8	0,93
$T_l=4,68\text{N}\cdot\text{m}$	167,40	15,50	3,92	5,98	1,05
$T_l=5,84\text{N}\cdot\text{m}$	182,30	26,52	4,00	6,08	1,13
$T_l=7\text{N}\cdot\text{m}$	225,50	34,02	4,06	6,19	1,2
<i>Stan zwarcia pomiarowego</i>	182,30	214,02	1,41	1,67	0,83

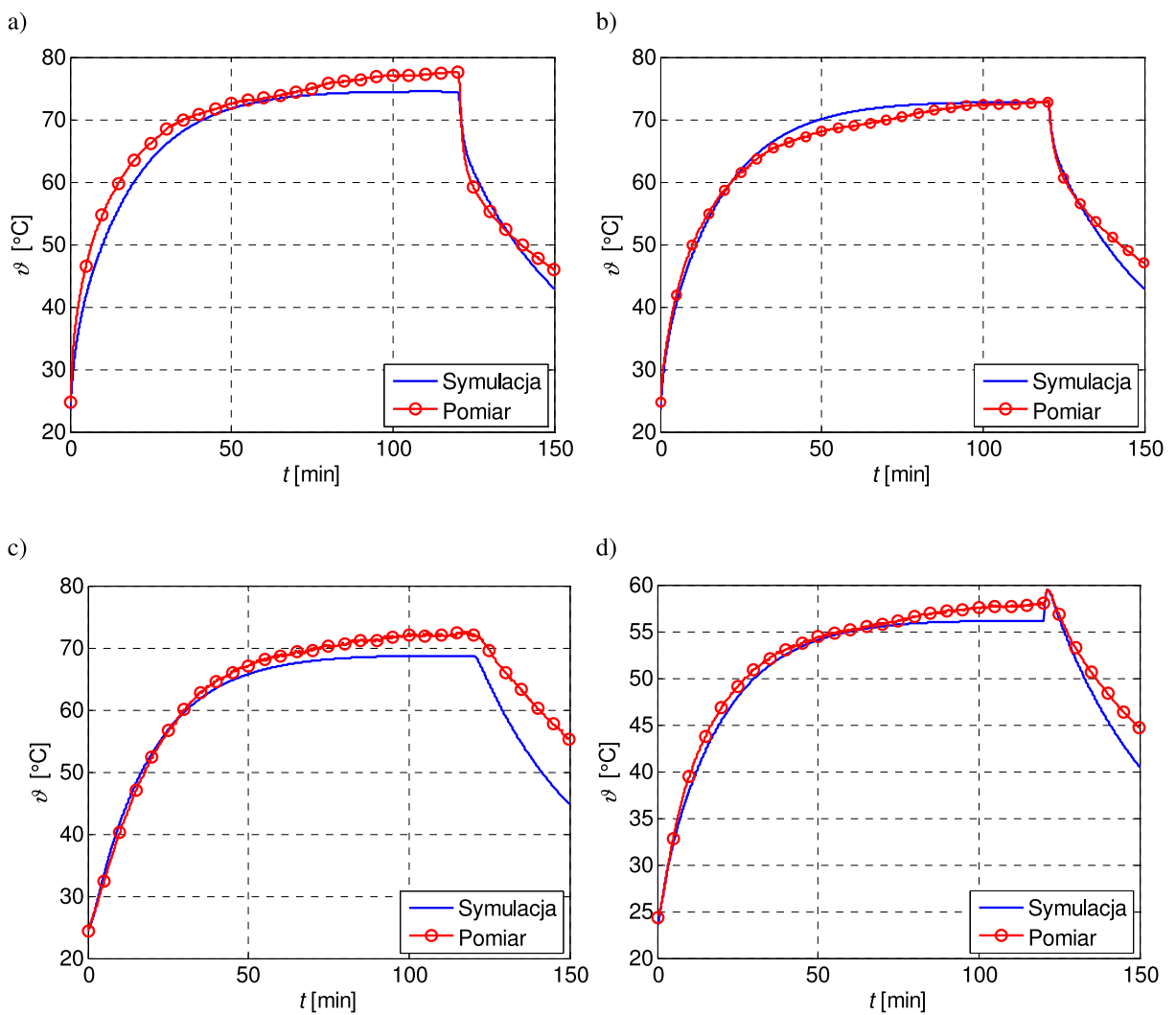
6.3. Obliczenia cieplne silnika indukcyjnego

6.3.1. Obliczenia cieplne – schemat cieplny

Analiza stanów cieplnie nieustalonych badanego silnika, podobnie jak w przypadku PMSM, została przeprowadzona w oparciu o metodę schematu cieplnego. Struktura schematu cieplnego w obydwu przypadkach jest zbliżona do siebie. Jedyna różnica jaka występuje w tych schematach odnosi się do wirnika i wynika ona z różnej konstrukcji tego elementu w obydwu maszynach. W zbudowanym modelu (rys. 6.10) przyjęto takie same założenia upraszczające jak w przypadku PMSM. Podczas wyznaczania poszczególnych oporów cieplnych wykorzystano właściwości fizyczne materiałów przedstawionych w tabeli 5.10. Ponieważ współczynnik wypełnienia żłobka jest na podobnym poziomie jak w przypadku silnika PMSM, w modelu przyjęto identyczną wartość zastępczego współczynnika przewodności cieplnej dla uzwojenia w obydwu modelach silników ($\lambda_{uz} = 0,18 \text{ W}/(\text{mK})$). Z kolei współczynnik oddawania ciepła dla obudowy wyznaczono na podstawie charakterystyk przedstawionych na rysunkach 5.15 i 5.16. Zabieg ten jest możliwy dzięki zbliżonym wymiarom i geometrii obydwu silników. Na podstawie zbudowanego modelu matematycznego silnika indukcyjnego, przeprowadzono szereg symulacji komputerowych dla różnych warunków pracy analizowanej maszyny. Na rysunkach 6.11-6.16 przedstawiono zmiany wartości temperatury w wybranych punktach pomiarowych analizowanego silnika.



Rys. 6.10. Implementacja schematu cieplnego silnika indukcyjnego w programie PLECS



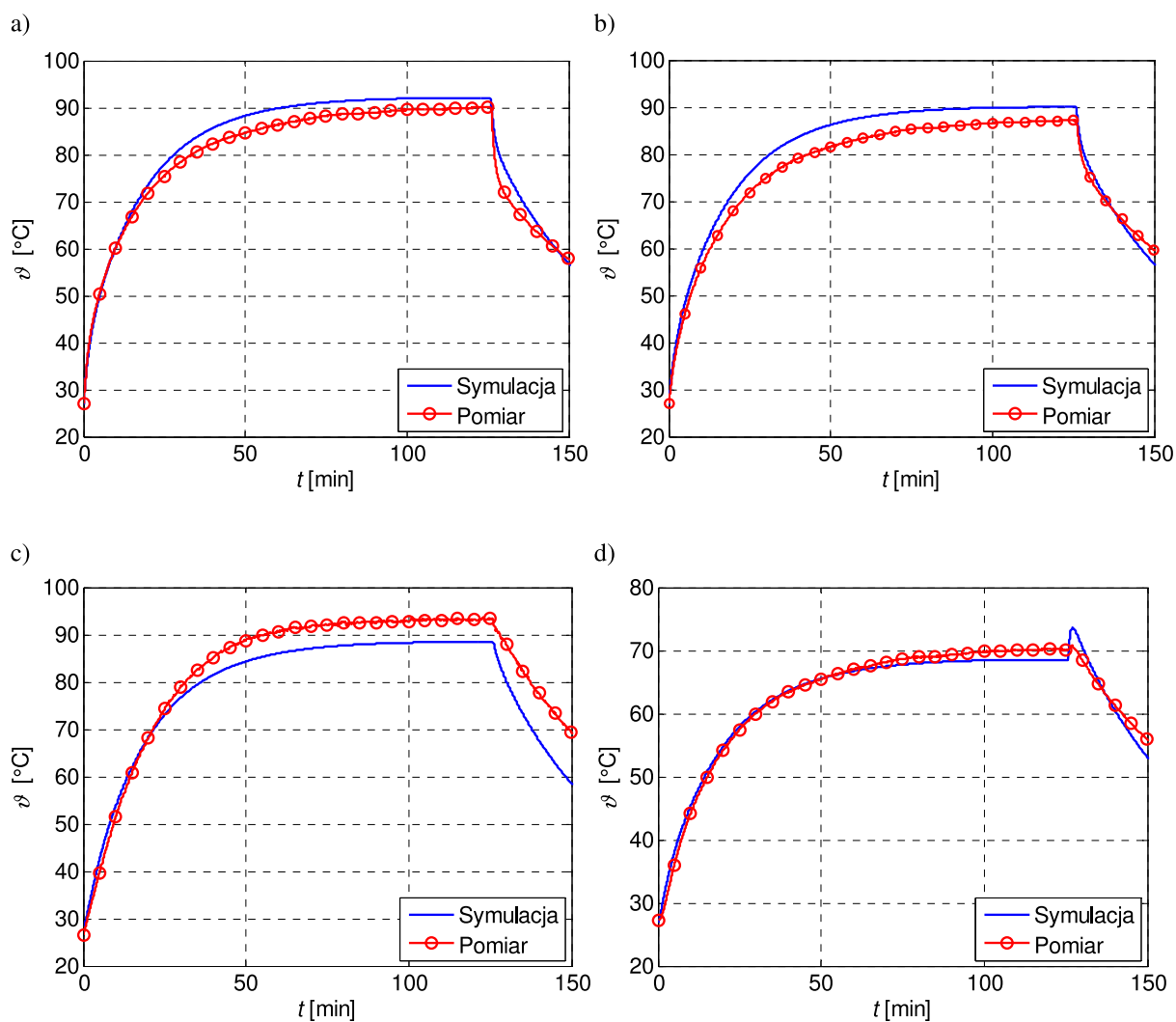
Rys. 6.11. Porównanie zmian temperatury w punktach pomiarowych silnika indukcyjnego ($T_l=0 \text{ N}\cdot\text{m}$, $n=975 \text{ obr/min}$) – nagrzewanie i stygnięcie, a) połączenia czołowe, b) uzwojenie w żłobku, c) wirnik, d) obudowa

Tab. 6.7. Zestawienie wartości temperatury w stanie ustalonym
($T_l=0 \text{ N}\cdot\text{m}$, $n=975 \text{ obr/min}$)

	Połączenia czołowe	Uzwojenie w żłobku	Wirnik	Obudowa
Symulacja ϑ_s [°C]	74,5	72,7	68,7	56,1
Pomiar ϑ_p [°C]	77,6	72,8	71,8	57,9
δ_1 [%]	4,0	0,1	4,3	3,1

Tab. 6.8. Wartości błędu δ_2 dla poszczególnych charakterystyk nagrzewania i stygnięcia silnika indukcyjnego ($T_l=0 \text{ N}\cdot\text{m}$, $n=975 \text{ obr/min}$)

	Połączenia czołowe	Uzwojenie w żłobku	Wirnik	Obudowa
δ_2 [°C]	2,4	1,6	4,1	1,5



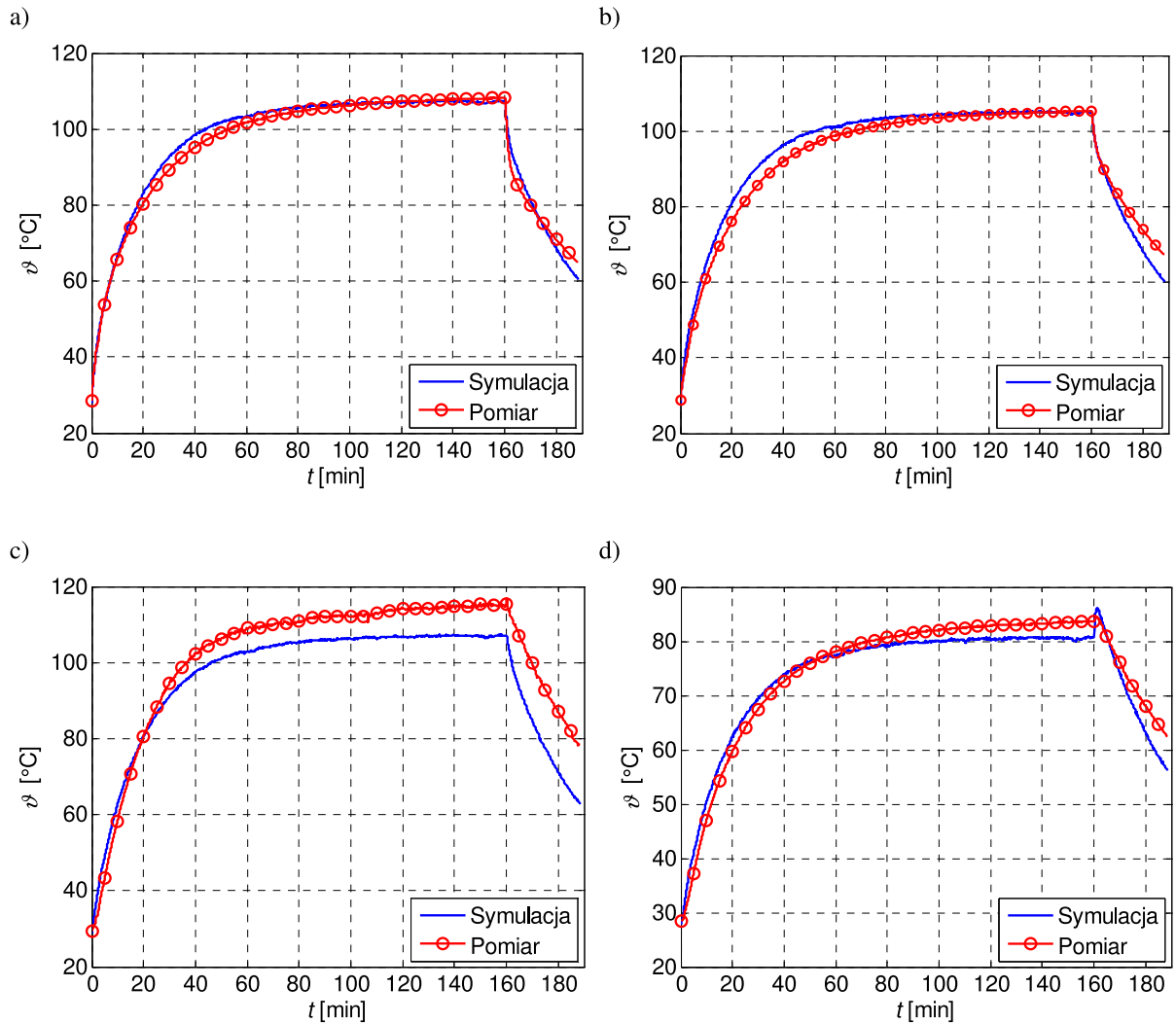
Rys. 6.12. Porównanie zmian temperatury w punktach pomiarowych silnika indukcyjnego ($T_l=4,68 \text{ N}\cdot\text{m}$, $n=935 \text{ obr/min}$) – nagrzewanie i stygnięcie, a) połączenia czołowe, b) uzwojenie w żłobku, c) wirnik, d) obudowa

Tab. 6.9. Zestawienie wartości temperatury w stanie ustalonym
($T_l=4,68 \text{ N}\cdot\text{m}$, $n=935 \text{ obr/min}$)

	Połączenia czołowe	Uzwojenie w żłobku	Wirnik	Obudowa
Symulacja ϑ_s [°C]	92,1	90,0	88,5	68,5
Pomiar ϑ_p [°C]	90,1	87,2	93,3	70,1
δ_1 [%]	2,2	3,2	5,1	2,2

Tab. 6.10. Wartości błędu δ_2 dla poszczególnych charakterystyk nagrzewania i stygnięcia silnika indukcyjnego ($T_l=4,68 \text{ N}\cdot\text{m}$, $n=935 \text{ obr/min}$)

	Połączenia czołowe	Uzwojenie w żłobku	Wirnik	Obudowa
δ_2 [°C]	2,7	3,5	5,5	1,3



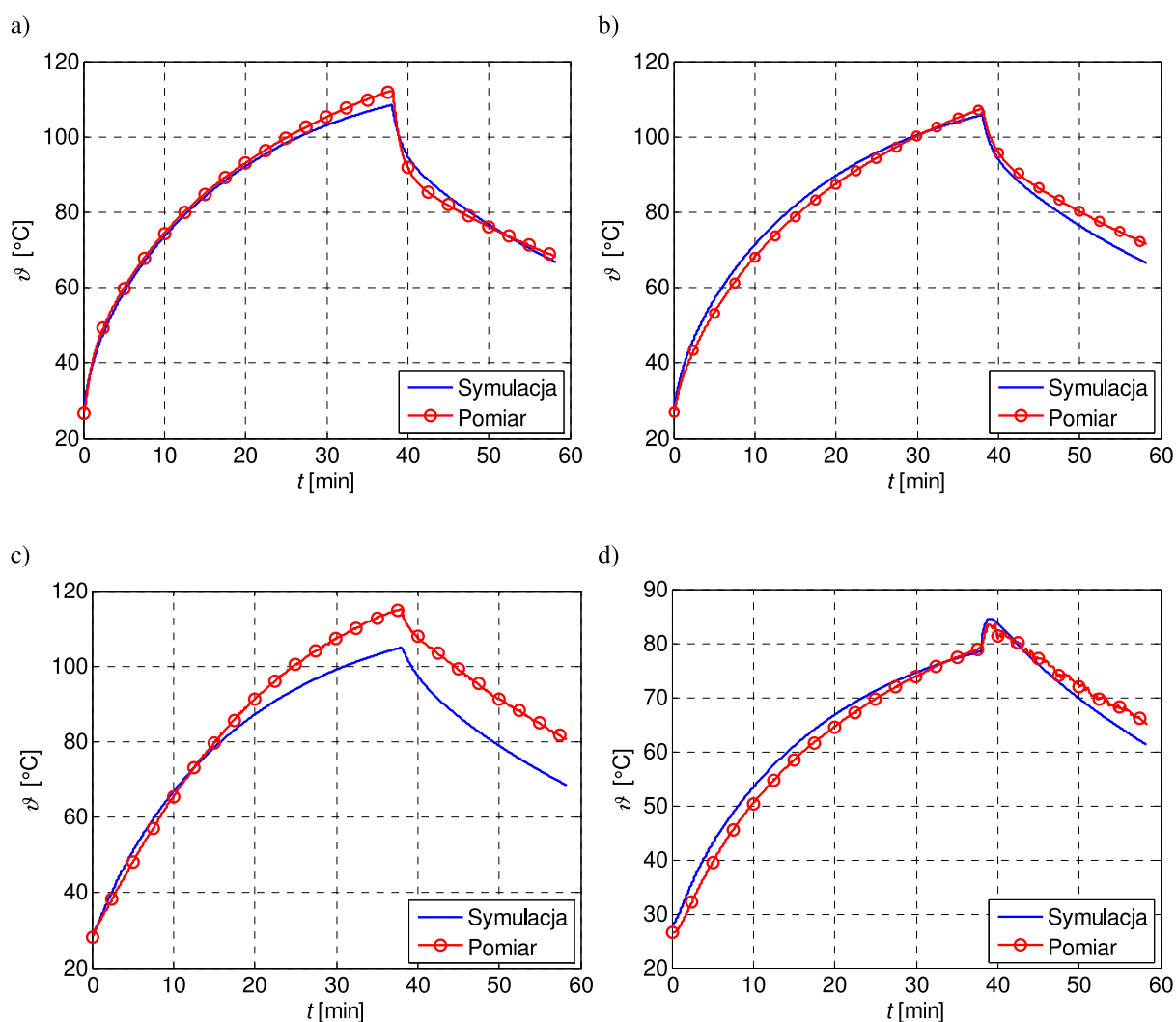
Rys. 6.13. Porównanie zmian temperatury w punktach pomiarowych silnika indukcyjnego
($T_l=5,85 \text{ N}\cdot\text{m}$, $n=906 \text{ obr/min}$) – nagrzewanie i stygnięcie, a) połączenia czołowe,
b) uzwojenie w żłobku, c) wirnik, d) obudowa

Tab. 6.11. Zestawienie wartości temperatury w stanie ustalonym
($T_l=5,85 \text{ N}\cdot\text{m}$, $n=906 \text{ obr/min}$)

	Połączenia czołowe	Uzwojenie w żłobku	Wirnik	Obudowa
Symulacja ϑ_s [°C]	107,5	105,2	107,4	80,8
Pomiar ϑ_p [°C]	108,2	105,3	115,3	83,6
δ_l [%]	0,6	0,1	6,8	3,3

Tab. 6.12. Wartości błędu δ_2 dla poszczególnych charakterystyk nagrzewania i stygnięcia silnika indukcyjnego ($T_l=5,85 \text{ N}\cdot\text{m}$, $n=906 \text{ obr/min}$)

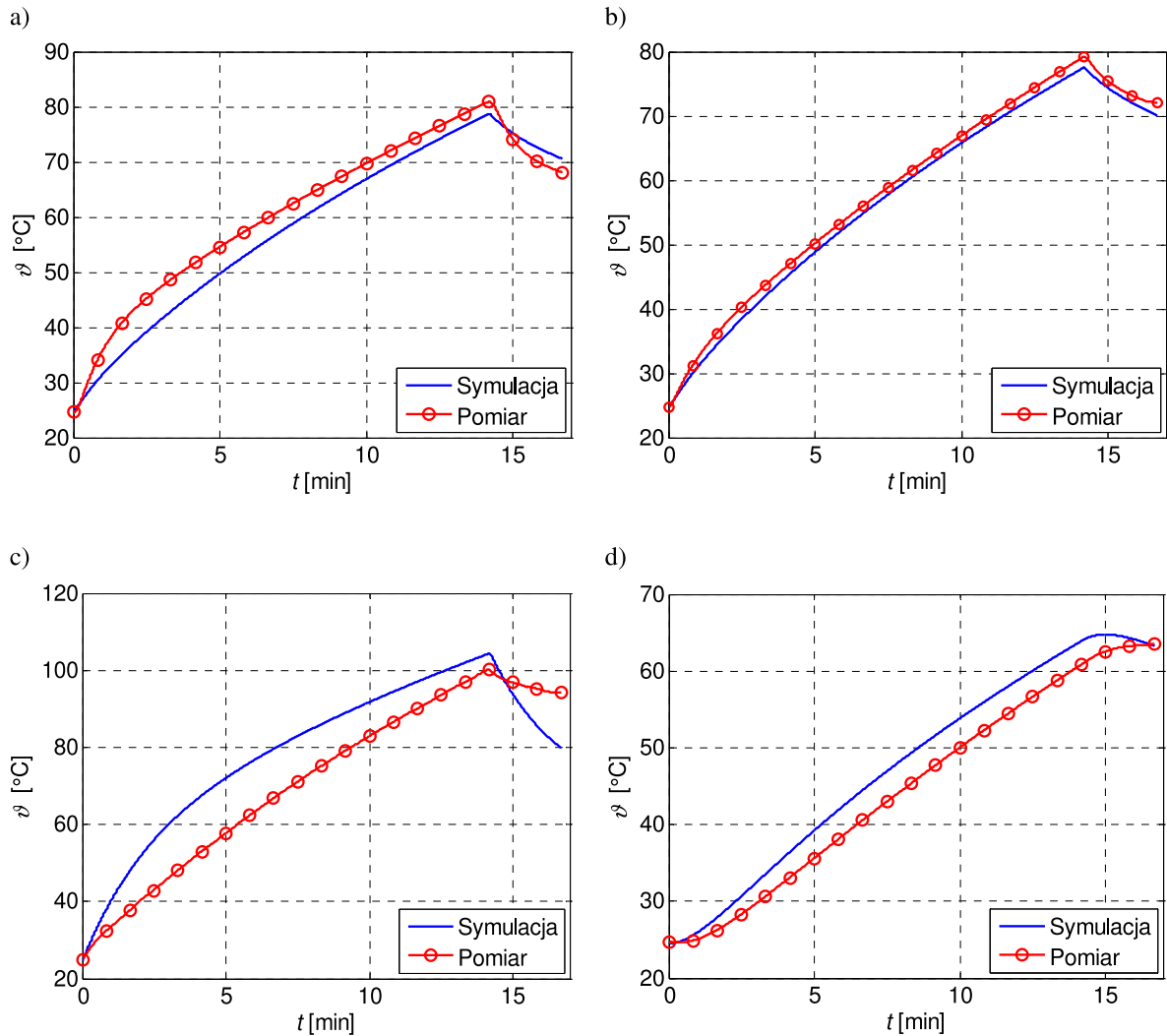
	Połączenia czołowe	Uzwojenie w żłobku	Wirnik	Obudowa
δ_2 [°C]	1,9	2,9	7,9	2,5



Rys. 6.14. Porównanie zmian temperatury w punktach pomiarowych silnika indukcyjnego
($T_l=7,02 \text{ N}\cdot\text{m}$, $n=865 \text{ obr/min}$) – nagrzewanie i stygnięcie, a) połączenia czołowe, b) uzwojenie w żłobku, c) wirnik, d) obudowa

Tab. 6.13. Wartości błędu δ_2 dla poszczególnych charakterystyk nagrzewania i stygnięcia silnika indukcyjnego ($T_l=7,02 \text{ N}\cdot\text{m}$, $n=865 \text{ obr/min}$)

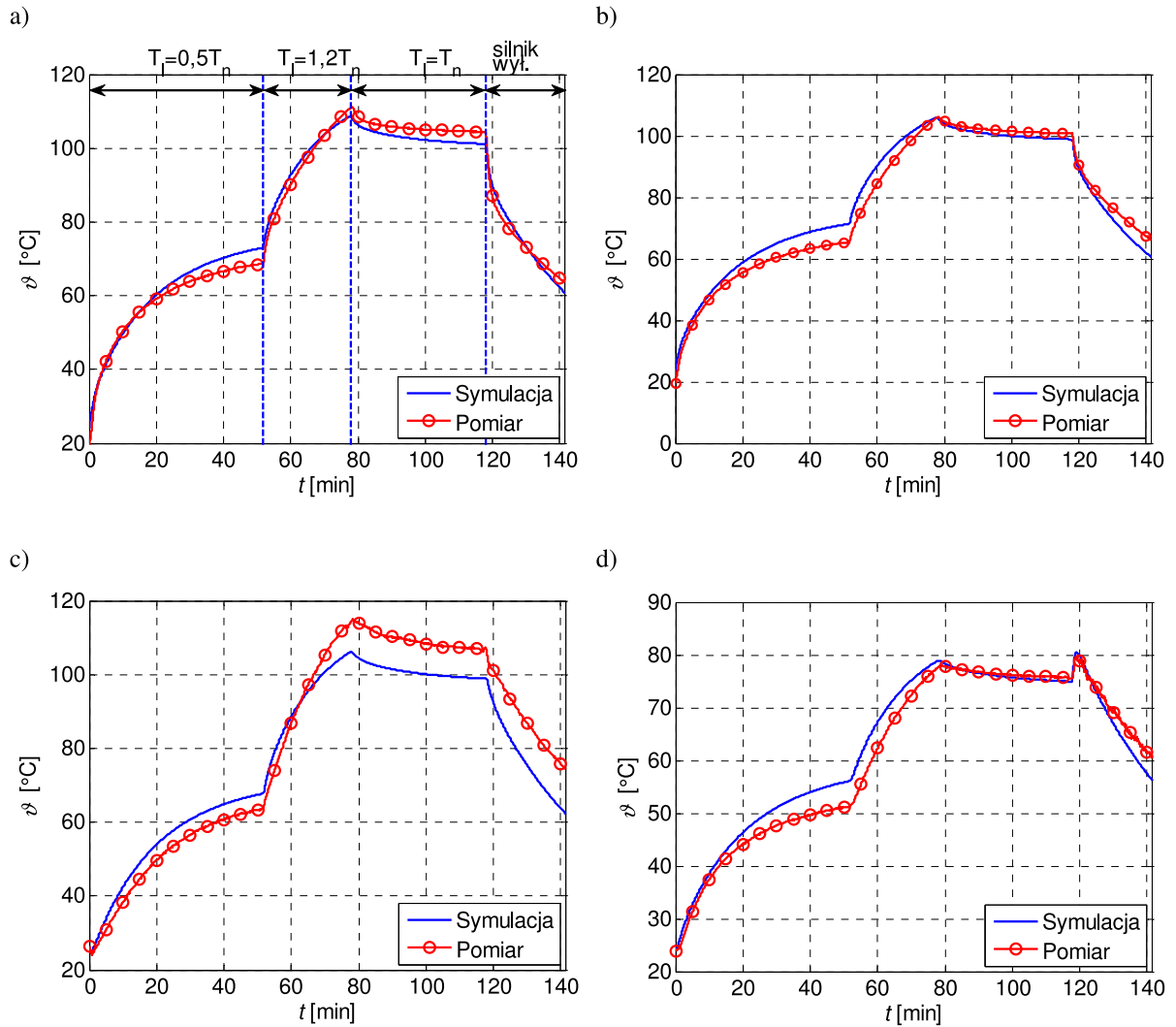
	Połączenia czołowe	Uzwojenie w żłobku	Wirnik	Obudowa
δ_2 [°C]	1,8	2,8	8,4	2,3



Rys. 6.15. Porównanie zmian temperatury w punktach pomiarowych silnika indukcyjnego (zwarcie pomiarowe) – nagrzewanie i stygnięcie, a) połączenia czołowe, b) uzwojenie w żłobku, c) wirnik, d) obudowa

Tab. 6.14. Wartości błędu δ_2 dla poszczególnych charakterystyk nagrzewania i stygnięcia silnika indukcyjnego (zwarcie pomiarowe)

	Połączenia czołowe	Uzwojenie w żłobku	Wirnik	Obudowa
δ_2 [°C]	3,8	1,4	10,1	3,1



Rys. 6.16. Porównanie zmian temperatury w punktach pomiarowych silnika indukcyjnego ($T_I=var$) – nagrzewanie i stygnięcie, a) połączenia czołowe, b) uzwojenie w żłobku, c) wirnik, d) obudowa

Tab. 6.15. Wartości błędu δ_2 dla poszczególnych charakterystyk nagrzewania i stygnięcia silnika indukcyjnego ($T_I=var$)

	Połączenia czołowe	Uzwojenie w żłobku	Wirnik	Obudowa
δ_2 [°C]	5,2	4,4	14,1	6,2

Otrzymane wyniki symulacji komputerowych dla wybranych przypadków pracy silnika przedstawionych na rys. 6.11-6.16 wykazują zadawalającą zgodność z wynikami otrzymanymi z pomiarów. Podobnie jak w przypadku silnika PMSM, w analizowanym silniku indukcyjnym można stwierdzić, że wraz ze wzrostem momentu obciążenia silnika zwiększają się także przyrosty temperatury w poszczególnych jego elementach (rys. 6.16). Najwyższa temperatura w analizowanym silniku występuje w wirniku. Spowodowane to jest tym,

że element ten posiada najgorsze warunki oddawania ciepła oraz tym, że w silniku indukcyjnym występują zdecydowanie większe straty właśnie w tym elemencie niż w przypadku silnika PMSM. Straty mocy występujące w wirniku powstają głównie w klatce. Straty w rdzeniu wirnika są zdecydowanie mniejsze i spowodowane to jest tym, że silnik zasilany jest częstotliwością $f=50\text{Hz}$. Jedynie w przypadku biegu jałowego temperatura wirnika jest mniejsza niż temperatura połączeń czołowych, co można wytłumaczyć małym poślizgiem wirnika, a tym samym małymi stratami. Natomiast w zmianach temperatury w połączeniach czołowych, w żłobkowej części uzwojenia oraz obudowie można zaobserwować identyczne zachowanie jak w silniku PMSM. W stanie przeciążenia silnika momentem $T_I=1,2T_N$ oraz zwarcia pomiarowego ograniczono czas analizy cieplnej silnika, ponieważ uzyskanie stanu cieplnie ustalonego w takich warunkach jest niemożliwe, a próba jego uzyskania oznacza zniszczenie maszyny.

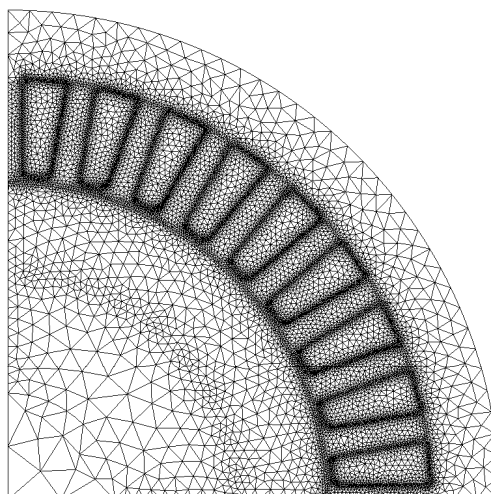
Występujące różnice pomiędzy obliczeniami a pomiarami wynikają, podobnie jak w przypadku silnika PMSM, z przyjętych założeń upraszczających, z niedokładności wyznaczenia właściwości fizycznych materiałów konstrukcyjnych oraz trudności w wyznaczeniu współczynników oddawania ciepła. Największymi błędami charakteryzują się obliczenia wartości temperatury w wirniku i właśnie dla tego elementu otrzymano największy błąd δ_1 . Dla silnika obciążonego momentem znamionowym $T_I=5,85\text{ N}\cdot\text{m}$ błąd δ_1 wynosi 6%. W przypadku pozostałych punktów pomiarowych błąd ten nie przekracza 4%.

W przypadku analizy charakterystyk nagrzewania oraz stygnięcia największy błąd δ_2 odnosi się do wirnika i dla zmian wartości temperatur przy zmiennym obciążeniu osiąga on największą wartość i wynosi $14,1^\circ\text{C}$. Natomiast dla pozostałych punktów pomiarowych błąd ten nie przekracza $5,2^\circ\text{C}$, co można uznać za zadawalającą wartość.

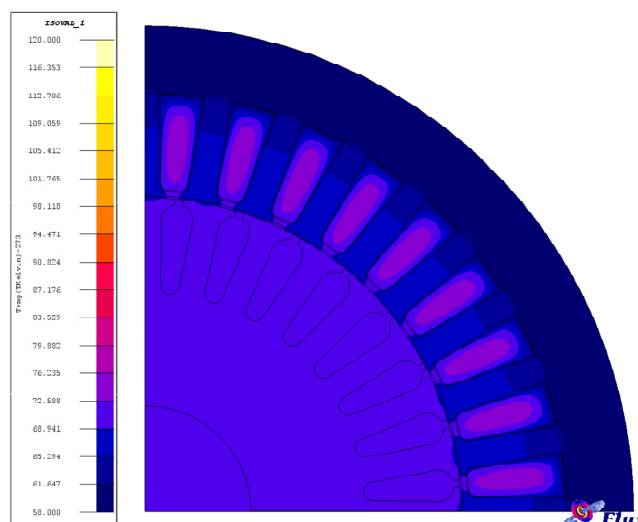
6.3.2. Obliczenia cieplne – model połowy

W kolejnym etapie badań analizowanego silnika indukcyjnego, przeprowadzono analizę połową rozkładu pola temperaturowego w stanie ustalonym. W tym celu został zbudowany dwuwymiarowy model połowy, który wraz z siatką dyskretyzacyjną został przedstawiony na rysunku 6.17. Wygenerowana siatka dyskretyzacyjna składała się z trójkątnych elementów drugiego rzędu i zawierała w sumie 22943 elementów oraz 46024 węzłów. Podczas budowy modelu połowego analizowanego silnika zastosowano warunki symetrii, ograniczając w ten sposób obszar obliczeniowy do 1/4 powierzchni przekroju poprzecznego całej maszyny, co pozwoliło zredukować koszt obliczeniowy. W modelu przyjęto podobne założenia upraszczające jak w przypadku schematu cieplnego. Dodatkowo w modelu połowym przyjęta wartość współczynnika oddawania ciepła została skorygowana o współczynnik związany z powierzchnią oddawania ciepła oraz opór cieplny obudowy, co pozwoliło na pominięcie obudowy silnika.

Wykorzystując opracowany model połowy przeprowadzono szereg symulacji komputerowych dla różnych stanów pracy silnika indukcyjnego. Wyniki obliczeń pozwalają na ocenę poprawności oraz przydatności zbudowanego schematu cieplnego silnika. Poniżej na rysunkach 6.18-6.20 przedstawiono rozkłady pola temperaturowego w silniku, dla różnych wartości zadanego momentu obciążenia. W obliczeniach przyjęto taką samą temperaturę otoczenia jak w przypadku obliczeń wykonanych za pomocą schematu cieplnego.



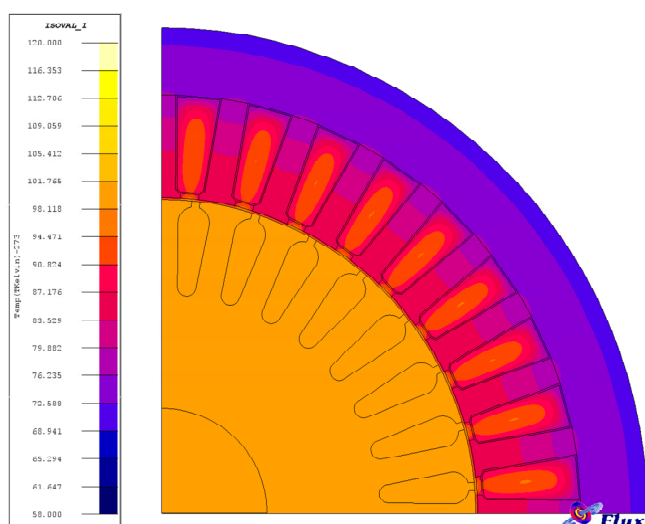
Rys. 6.17. Model połowy wraz z siatką dyskretyzacyjną wykorzystywany do obliczeń cieplnych



Rys. 6.18. Rozkład temperatury w silniku indukcyjnym ($T_l=0 \text{ N}\cdot\text{m}$, $n= 975 \text{ obr/min}$)

Tab. 6.16. Zestawienie wartości temperatury w stanie ustalonym (MES) – $T_l=0 \text{ N}\cdot\text{m}$, $n= 975 \text{ obr/min}$

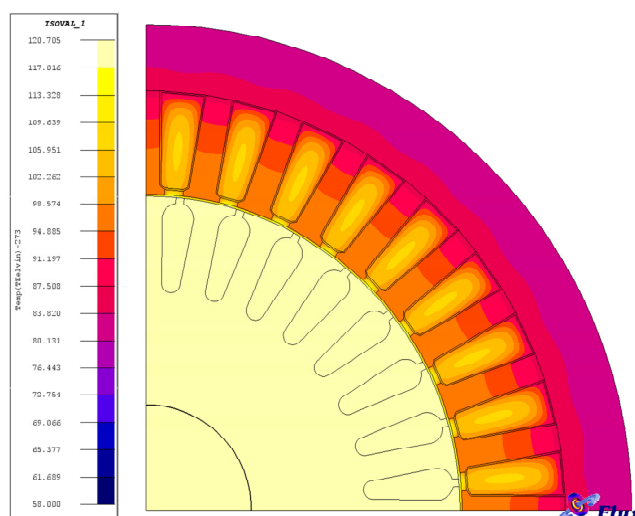
	Uzwojenie w żłobku	Wirnik	Obudowa
Symulacja ϑ_s MES [°C]	71,2	68,9	58,1
Pomiar ϑ_p [°C]	72,8	71,8	57,9
δ_l MES [%]	2,2	4	0,3



Rys. 6.19. Rozkład temperatury w silniku indukcyjnym ($T_l=4,68 \text{ N}\cdot\text{m}$, $n=935 \text{ obr/min}$)

Tab. 6.17. Zestawienie wartości temperatury w stanie ustalonym (MES) – $T_l=4,68 \text{ N}\cdot\text{m}$, $n=935 \text{ obr/min}$

	Uzwojenie w żłobku	Wirnik	Obudowa
Symulacja $\vartheta_{s, \text{MES}}$ [°C]	90,9	97,7	71,4
Pomiar ϑ_p [°C]	87,2	93,3	70,1
$\delta_I \text{ MES}$ [%]	4,2	4,7	1,9



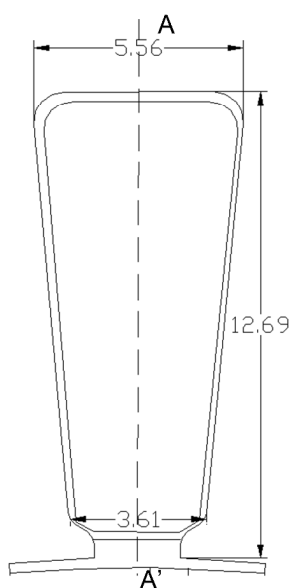
Rys. 6.20. Rozkład temperatury w silniku indukcyjnym ($T_l=5,85 \text{ N}\cdot\text{m}$, $n=906 \text{ obr/min}$)

Tab. 6.18. Zestawienie wartości temperatury w stanie ustalonym (MES) – $T_l=5,85 \text{ N}\cdot\text{m}$, $n=906 \text{ obr/min}$

	Uzwojenie w żłobku	Wirnik	Obudowa
Symulacja $\vartheta_{s, \text{MES}}$ [°C]	104,6	119,1	80,5
Pomiar ϑ_p [°C]	105,3	115,3	83,6
$\delta_I \text{ MES}$ [%]	0,7	3,3	3,7

W tabelach 6.16-6.18 zestawiono wyniki symulacji komputerowych przeprowadzonych w oparciu o opracowany model połowy silnika indukcyjnego z wynikami pomiarów przeprowadzonych na obiekcie rzeczywistym badanej maszyny. Na podstawie otrzymanych wyników analizy połowej można stwierdzić, że otrzymane wyniki wykazują dużą zgodność z pomiarami. Dodatkowo, występujące błędy δ_l pomiędzy obliczeniami a pomiarami są na podobnym poziomie jak w przypadku wyników otrzymanych ze schematu cieplnego i nie przekraczają one 3,7%.

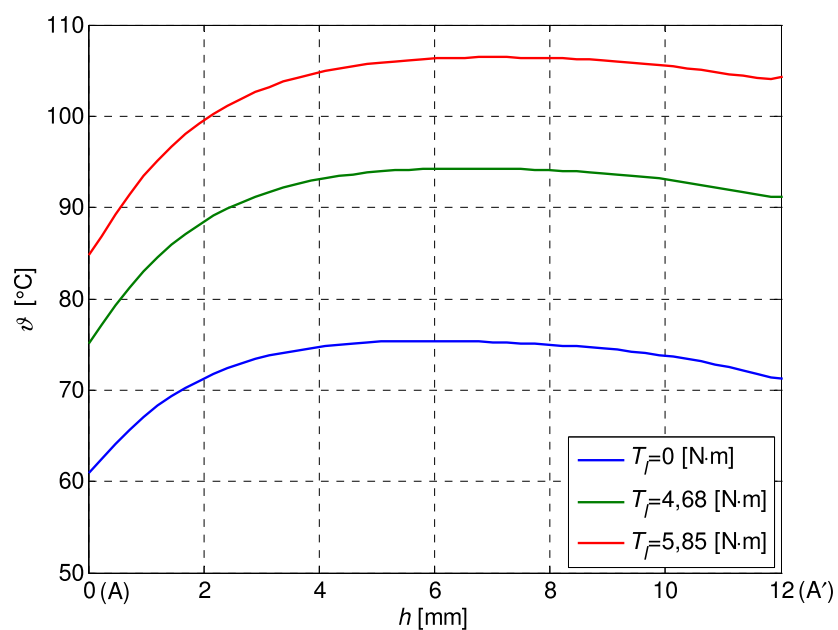
Zaletą zbudowanego modelu połowego jest możliwość wyznaczenia dokładnego rozkładu pola temperatury w analizowanym silniku indukcyjnym, w szczególności w uzwojeniu. Najważniejszą informacją z punktu widzenia obciążalności jak i czasu życia maszyny, jest dokładna znajomość maksymalnej wartości temperatury w uzwojeniu. W przypadku uzwojeń wsypywanych, pomimo tego że są one impregnowane, różnica pomiędzy środkiem a skrajem uzwojenia może dochodzić do kilku stopni Celsjusza. Na podstawie przeprowadzonych obliczeń wyznaczono rozkład temperatury w żłobku wzdłuż jego wysokości (rys. 6.21 – linia przerywana A-A') dla trzech przykładowych momentów obciążenia (rys. 6.22).



Rys. 6.21. Wymiary żłobka silnika indukcyjnego

Przedstawione rozkłady temperatury w żłobku na rys. 6.22 potwierdzają poprawność wyników otrzymanych ze schematu cieplnego. Można zaobserwować, że maksymalna wartość temperatury występuje w środku uzwojenia (ok. $h=6\text{mm}$). W warunkach znamionowych różnica pomiędzy środkiem żłobka a jego skrajem (ok. $h=12\text{mm}$), czyli w punkcie w którym dokonywano pomiarów, wynosi $2,5^\circ\text{C}$. Natomiast w przypadku biegu jałowego różnica ta wynosi już ok. 5°C , a więc w przeciwieństwie do silnika PMSM różnica ta jest odwrotnie proporcjonalna do momentu obciążenia silnika. Spowodowane to jest tym, że w silniku indukcyjnym straty mocy wydzielane w wirniku gwałtownie rosną

wraz ze wzrostem obciążenia, a ich wartość jest zdecydowanie większą niż w przypadku silnika PMSM. W tabeli 6.19 porównano maksymalne wartości temperatury w żłobku, które otrzymano z modelu polowego oraz schematu cieplnego.



Rys. 6.22. Rozkład temperatury w żłobku wzdłuż pionowej linii przerywanej A-A' (rys.6.21)

Tab. 6.19. Zestawienie maksymalnych wartości temperatur uzwojenia w części żłobkowej silnika

	$T_l=0$ N·m	$T_l=4,68$ N·m	$T_l=5,85$ N·m
Schemat cieplny ϑ_{MSC} [°C]	73,9	91,2	106,6
Model polowy ϑ_{MES} [°C]	75,4	94,3	106,4
Różnica w %	2,0	3,3	0,2

Rozdział 7

Podsumowanie

Analiza cieplna maszyn elektrycznych jest istotnym etapem ich projektowania oraz optymalizacji parametrów. Nowe zastosowania silników elektrycznych w motoryzacji jak i w lotnictwie stawiają nowe wymagania przetwornikom elektromechanicznym. Pomimo tego, że obliczenia cieplne maszyn elektrycznych są znanym problemem i istnieje wiele prac poświęconych temu zagadnieniu, to brak jest jednolitego podejścia pozwalającego na przygotowanie projektu, przy zachowaniu zadawalającej dokładności i akceptowalnego kosztu obliczeniowego. Na podstawie przeprowadzonego przeglądu literatury wynika, że stan wiedzy odnośnie homogenizacji impregnowanych uzwojeń wsypywanych jest niewystarczający, co wpływa na dużą niepewność podczas projektowania przetworników elektromechanicznych odnośnie maksymalnej wartości temperatury w uzwojeniu. Dodatkowo większość prac badawczych opiera się na metodach polowych oraz mechanice płynów. Jednak złożoność tych metod wyklucza je w chwili obecnej do praktycznego zastosowania.

W związku z przedstawionymi problemami, w pracy podjęto próbę opracowania skutecznej metody pozwalającej na efektywną analizę cieplną maszyn elektrycznych. W pracy zaproponowano kompleksowe podejście do obliczeń cieplnych silników małej mocy, które pozwala na ograniczenie do minimum konieczność budowy kosztownych prototypów. Jako obiekty badań przyjęto silnik synchroniczny z magnesami trwałymi o mocy 2kW oraz silnik indukcyjny trójfazowy o mocy 0,55kW.

W pierwszej kolejności podczas przeprowadzanej analizy cieplnej silników skupiono się na wyznaczeniu strat mocy jakie występują w badanych maszynach. W tym celu zbudowano modele polowe, za pomocą których wyznaczono straty mocy jakie występują w danych przetwornikach elektromechanicznych. Podczas obliczeń skupiono się przede wszystkim na stratach wynikających z prawa Joule'a oraz stratami występującymi w żelazie.

W kolejnym etapie badań podjęto próbę wyznaczenia współczynnika oddawania ciepła dla każdego charakterystycznego punktu obudowy silników. Współczynnik ten wyznaczono na podstawie wykonanych pomiarów oraz przy wykorzystaniu warunku Newtona. W celu ograniczenia niepewności pomiarowej wykonano serię pomiarów. Zaproponowana metoda oszacowania intensywności oddawania ciepła z obudowy pozwala także na uwzględnienie zjawiska promieniowania. Jednak należy zaznaczyć, że w analizowanych przypadkach ten rodzaj transportu ciepła jest pomijalnie mały. Zaletą wyznaczenia współczynnika oddawania ciepła w funkcji prędkości obrotowej, a nie w funkcji prędkości powietrza jest to, że zależność ta jest łatwa do implementacji podczas obliczeń. Przeprowadzone badania pozwalają stwierdzić, że otrzymane zależności można uznać za poprawne dla całej gamy silników o podobnych wymiarach oraz geometrii obudowy silnika.

W pracy zaprezentowano także metodę homogenizacji pakietu blachy elektrotechnicznej oraz uzwojenia wsypywanego. Złożona struktura tych elementów sprawia, że wyznaczenie zastępczej przewodności cieplnej jest dla nich bardzo kłopotliwe. Natomiast niepoprawne

wyznaczanie tych wielkości, w szczególności przewodności cieplnej uzwojenia, skutkuje błędnymi wynikami obliczeń cieplnych. Dla pakietu blachy elektrotechnicznej przewodność cieplną wyznaczono w oparciu o prawo Fouriera. Zbudowano w tym celu stanowisko pomiarowe i na podstawie serii pomiarów dla próbki w kształcie sześciianu o identycznym współczynniku pakietowania jak w przypadku rdzeni silników, wyznaczono tensor przewodności cieplnej dla pakietu blachy elektrotechnicznej. W przypadku impregnowanych uzwojeń wsypywanych zaproponowano autorską metodę homogenizacji, która uwzględnia skomplikowaną strukturę takich uzwojeń. Dzięki zaproponowanemu podejściu możliwe jest dokładne wyznaczenie maksymalnej wartości temperatury w uzwojeniu, co ma decydujący wpływ na obciążalność i żywotność maszyn elektrycznych. Przedstawiony sposób postępowania pozwala na wyznaczenie przewodności cieplnej dla całej gamy uzwojeń. Natomiast zaprezentowane wyniki badań są poprawne dla uzwojeń charakteryzujących się podobnym współczynnikiem wypełnienia.

Wyznaczenie wszystkich wyżej wymienionych wielkości pozwoliło na zbudowanie, w oparciu o metodę schematów cieplnych, modelu matematycznego analizowanych silników. Na podstawie zaimplementowanego modelu przeprowadzono szereg symulacji komputerowych dla różnych stanów pracy badanych maszyn elektrycznych. Dodatkowo otrzymane wyniki porównano z wynikami otrzymanymi na podstawie modeli polowych.

W celu sprawdzenia poprawności zaproponowanego podejścia do analizy cieplnej silników małej mocy, otrzymane wyniki z symulacji komputerowych zweryfikowano pomiarami wykonanymi na obiektach rzeczywistych maszyn. W tym celu zestawiono stanowiska pomiarowe oraz opracowano kompleksowy system akwizycji danych, pozwalający na monitorowanie i rejestrację wielkości mechanicznych, elektrycznych oraz cieplnych maszyn.

Na podstawie przeprowadzonej analizy otrzymanych wyników symulacji komputerowych można stwierdzić, że zaproponowana metoda pozwala na uzyskanie wyników obliczeń o zadawalającej dokładności, przy akceptowalnym koszcie obliczeniowym. Dodatkową zaletą prezentowanego podejścia jest przedstawienie uniwersalnej metodologii dla całej gamy silników małej mocy. W oparciu o przeprowadzone badania można stwierdzić, że przedstawiona na początku pracy teza została udowodniona a główne cele osiągnięte.

Należy jednak stwierdzić, że praca nie wyczerpuje badanego zagadnienia. Prezentowane podejście może być rozszerzone także o silniki większej mocy, również z dodatkowymi kanałami chłodzącymi w rdzeniu silnika. Jednak w takim przypadku konieczne są dalsze badania. Wskazane byłoby także przebadanie metody homogenizacji dla większej liczby typów uzwojeń, tak aby możliwe było wyznaczenie ogólnych zależności. Dodatkowo w dobie powszechnego stosowania zasilania z przemienników częstotliwości należy z pewnością położyć większy nacisk w badaniach na straty dodatkowe wynikające z tego rodzaju zasilania maszyn elektrycznych.

Bibliografia

- [1] **Alberti L., Bianchi N.:** *A Coupled Thermal–Electromagnetic Analysis for a Rapid and Accurate Prediction of IM Performance*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 10, October 2008, pp. 3575-3582.
- [2] **Antal L., Antal M.:** *Heating of the induction motor rotor with damaged squirrel-cage*. Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 63, 2009, s.1-6.
- [3] **Barański M.:** *Polowo-obwodowa analiza nieustalonych stanów elektromagnetycznych i cieplnych w silnikach indukcyjnych*, Rozprawa doktorska, Poznań, 2010.
- [4] **Bernatt J., Gawron S., Król E.:** *Zastosowania trakcyjne nowoczesnych silników z magnesami trwałymi*, Przegląd Elektrotechniczny nr 12/2009, s. 20-23.
- [5] **Bernatt J., Bernatt M.:** *Silniki klatkowe dużej mocy do często powtarzanych lub długo trwających rozruchów*, Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne Nr 4/4/2012, Komel, s.43-47.
- [6] **Bernatt J.:** *Obwody elektryczne i magnetyczne maszyn elektrycznych wzbudzanych magnesami trwałymi*, Branżowy Ośrodek Badawczo-Rozwojowy Maszyn Elektrycznych Komel, Katowice, 2010.
- [7] **Boglietti A., Cavagnino A., Lazzari M., Pastorelli M.:** *A Simplified Thermal Model for Variable-Speed Self-Cooled Industrial Induction Motor*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 39, No. 4, July/August 2003, pp. 945-952.
- [8] **Boglietti A., Cavagnino A., Staton D. A., Popescu M., Cossar C., McGilp M. I.:** *End space heat transfer coefficient determination for different induction motor enclosure types*, IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 2008, pp. 1–8.
- [9] **Boglietti A., Cavagnino A., Staton D., Shanel M., Mueller M., Mejuto C.:** *Evolution and Modern Approaches for Thermal Analysis of Electrical Machines*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 56, No. 3, March 2009, pp. 871-882.
- [10] **Bolkowski S., Stabrowski M., Skoczylas J., Sroka J., Sikora J., Wicenciak S.:** *Komputerowe metody analizy pola elektromagnetycznego*, Wydawnictwo Naukowo-Techniczne, Warszawa, 1993.
- [11] **Cassat A., Espanet Ch., Wavre N.:** *BLDC Motor Stator and Rotor Iron Losses and Thermal Behavior Based on Lumped Schemes and 3-D FEM Analysis*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 39, No. 5, September/October 2003, pp. 1314-1322.
- [12] **Chin Y.K., Nordlund E., Staton D.A.:** *Thermal analysis - lumped-circuit model and finite element analysis*, http://www.ee.kth.se/php/modules/publications/reports/2003/IR-EE-EME_2003_003.pdf - dostępne 21.08.2013

- [13] **Dajaku G., Gerling D.:** *An Improved Lumped Parameter Thermal Model for Electrical Machines*, 17th International Conference on Electrical Machines (ICEM2006), September 2-5, 2006, Chania, Crete Island, Greece.
- [14] **Dems M., Komeza K., Szulakowski J.:** *Straty podstawowe i dodatkowe w rdzeniu wysokoobrotowych silników indukcyjnych małej mocy. Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne* Nr 86/2010, wyd. BOBRME Komel, s. 113-118.
- [15] **Dorrell D. G., Knight A. M., Popescu M., Evans L., Staton D. A.:** *Comparison of different motor design drives for hybrid electric vehicles*, IEEE ECCE, 2010, s. 3352–3359.
- [16] **Driesen J., Belmans R. J. M., Hameyer K.:** *Finite-Element Modeling of Thermal Contact Resistances and Insulation Layers in Electrical Machines*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, No. 1, January/February 2001.
- [17] **Driesen J., De Gersem H., Belmans R., Hameyer K.:** *Coupled thermal-magnetic analysis of a saturated permanent magnet motor*, Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Advanced Machines Power Quality (Speedam 98), Sorrento, Italy, June 3-5, 1998.
- [18] **EL-Refaie A.M., Harris N.C., Jahns T. M., Rahman K. M.:** *Thermal Analysis of Multibarrier Interior PM Synchronous Machine Using Lumped Parameter Model*, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 19, No. 2, June 2004, pp.303-309.
- [19] **Faiz J., Ganji B., Carstensen Ch. E., Kasper K. A., De Doncker R. W.:** *Temperature Rise Analysis of Switched Reluctance Motors due to Electromagnetic Losses*, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 45, no. 7, July 2009, pp. 2927-2934.
- [20] **Fan J., Zhang Ch., Wang Z., Strangas E. G.:** *Thermal Analysis of Water Cooled Surface Mount Permanent Magnet Electric Motor for Electric Vehicle*, 2010 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Incheon, 10-13 October 2010, pp. 1024 -1028.
- [21] **Flux3d**, *User's guide*, vol. 1-4, 2012.
- [22] **Gao Z., Colby R.S., Habetler T.G., Harley R.G.:** *A Model Reduction Perspective on Thermal Models for Induction Machine Overload Relays*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 10, October 2008, pp. 3525-3534.
- [23] **Gawrylczyk K., M.:** *Analiza wrażliwości pola elektromagnetycznego z użyciem metody elementów skończonych*, Instytut Naukowo-Badawczy ZTUREK, Warszawa, 2007.
- [24] **Gnaciński P.:** *Wybrane zagadnienia oceny wpływu jakości energii elektrycznej na obciążenia cieplne silników indukcyjnych klatkowych małych mocy*, Prace Naukowe Akademii Morskiej w Gdyni, Gdynia, 2009.
- [25] **Grobler A.J., Holm S.R., van Schoor G.:** *Thermal modelling of a high speed permanent magnet synchronous machine*, Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), 2013 IEEE International, 12-15 May 2013, s. 319 – 324.

- [26] **Guechi M.R., Desevaux P., Baucour P., Espanet C., Brunel R., Poirot M.:** *On the improvement of the thermal behavior of electric motors*, Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)- 2013 IEEE, 15-19 Sept. 2013, s. 1512 – 1517.
- [27] **Hering M.:** *Termokinyka dla elektryków*, WNT 1980.
- [28] **Huai Y., Melnik R. V. N., Thogersen P. B.:** *Computational analysis of temperature rise phenomena in electric induction motors*, Applied Thermal Engineering, Vol. 23, 2003, pp. 779-795.
- [29] **Idoughi L., Mininger X., Bouillault F., Bernard L., Hoang E.:** *Thermal Model with Winding Homogenization and FIT Discretization for Stator Slot*, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 47, no. 12, December 2011, pp. 4822-4826.
- [30] **Inamura S., Sakai T., Sawa K.:** *A Temperature Rise Analysis of Switched Reluctance Motor due to the Core and Copper Loss by FEM*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 39, No. 3, May 2003, pp. 1554-1557.
- [31] **Jagadeesh Chandra A. P., Venugopal C. R.:** *Novel Design Solutions for Remote Access, Acquire and Control of Laboratory Experiments on DC Machines*. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 61, No. 2, February 2012, pp. 349-357.
- [32] **Jianming J.:** *The finite element method in electromagnetic*, A Wiley-Interscience Publication, John Wiley & Sons, INC., New York, 1993.
- [33] **Kefalas T. D., Kladas A. G.:** *Finite Element Transient Thermal Analysis of PMSM for Aerospace Applications*. International Conference on Electrical Machines (ICEM), 2-5 September 2012, s. 2566 – 2572.
- [34] **Kim K.S., Lee B.H., Hong J.P.:** *Improvement of Thermal Equivalent Circuit Network and Prediction on Heat Characteristic of Motor by Calculation of Convection Heat Transfer Coefficient*, Sixth International Conference on Electromagnetic Field Problems and Applications (ICEF), 19-21 June 2012, s.1-4.
- [35] **Kochetov R., Andritsch T., Lafont U., Morshuis P.H.F., Picken S.J., Smit J.J.:** *Thermal Behaviour of Epoxy Resin Filled with High Thermal Conductivity Nanopowders*, Proceedings of IEEE Electrical Insulation Conference, Montreal, QC, Canada, May 2009, s. 524-528.
- [36] **Kołodziej J.:** *Analiza dynamicznych i ustalonych stanów pracy silnika reluktancyjnego ze strumieniem poprzecznym*, Rozprawa doktorska, Opole, 2010.
- [37] **Kolondzovski Z., Belahcen A., Arkkio A.:** *Comparative thermal analysis of different rotor types for a high-speed permanent-magnet electrical machine*, IET Electric Power Applications, vol. 3, no. 4, Jul. 2008, pp. 279–288.
- [38] **Kostrubiec F.:** *Podstawy fizyczne materiałoznawstwa dla elektryków*, Wydawnictwo Politechniki Łódzkiej, 1999.

- [39] **Kowol M.:** *Analiza pracy przelączalnego silnika reluktancyjnego z wirnikiem zewnętrznym do napędu lekkich pojazdów*, Rozprawa doktorska, Opole, 2007.
- [40] **Kral C., Haumer A., Haigis M., Lang H., Kapeller H.:** *Comparison of a CFD Analysis and a Thermal Equivalent Circuit Model of a TEFC Induction Machine with Measurements*, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 24, No. 4, December 2009, pp. 806-818.
- [41] **Krings A., Nategh S., Wallmark O., Soulard J.:** *Local Iron Loss Identification by Thermal Measurements on an Outer-Rotor Permanent Magnet Synchronous Machine*. 15th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2012, s. 1 – 5.
- [42] **Krok R.:** *Sieci cieplne w modelowaniu pola temperatury w maszynach elektrycznych prądu przemiennego*, Monografia, Gliwice, 2010.
- [43] **Krusz G.:** *Obliczanie pól temperaturowych metodą elementów skończonych na przykładzie silnika liniowego*, Praca doktorska, Łódź, 1986.
- [44] **Kylander G.:** *Thermal modelling of small cage induction motors*, Ph.D. thesis, Göteborg, 1995.
- [45] **Lamghari-Jamal M-S., Fouladgar J., Zaim E-H., Trichet D.:** *A Magneto-Thermal Study of a High-Speed Synchronous Reluctance Machine*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 42, No. 4, April 2006, pp. 1271-1274.
- [46] **Lee B., Kim K., Jung J., Hong J., Kim Y.:** *Temperature Estimation of IPMSM Using Thermal Equivalent Circuit*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 48, No. 11, November 2012, pp. 2949-2952.
- [47] **Lefik M.:** *Obliczenia cieplne silników indukcyjnych małej mocy metodami polowymi*, Rozprawa doktorska, Łódź, 2011.
- [48] **Li G., Ojeda J., Hoang E., Gabsi M., Lécrivain M.:** *Thermal–Electromagnetic Analysis for Driving Cycles of Embedded Flux-Switching Permanent-Magnet Motors*, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 61, No. 1, January 2012, pp. 140-151.
- [49] **Luan R., Fu D.P., Tang L.Y.:** *Study on 3D temperature distribution in new evaporative cooling asynchronous generator*, Proceedings of the CSEE, Vol.24, August.2004, pp. 205-209.
- [50] **Łukaniszyn M., Wróbel R., Jagieła M.:** *Komputerowe modelowanie bezszczotkowych silników tarczowych wzbudzanych magnesami trwałymi*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Opolskiej, Opole, 2002.
- [51] **Łukaniszyn M., Jaszczyk B.:** *Podstawy elektromagnetyzmu*, Skrypt uczelniany nr 252, Oficyna Wydawnicza Politechniki Opolskiej, Opole, 2003.
- [52] **Madejski J.:** *Teoria wymiany ciepła*, Wydawnictwo Uczelniane Politechniki Szczecińskiej 1998.

- [53] **Makowski K.:** *Wyznaczanie strat mocy w rdzeniu magnetycznym mikrosilników indukcyjnych*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 59, 2006.
- [54] **Marignetti F., Delli Colli V., Coia Y.:** *Design of axial flux PM synchronous machines through 3-D coupled electromagnetic thermal and fluid-dynamical finite-element analysis*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 10, Oct. 2008, pp. 3591–3601.
- [55] **Mayer J., Huger D., Gerling D.:** *Enhancing Post-Fault Operation Performance of Multiphase PMSM-Machines Using Transient Thermal Modeling and Optimization*. International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics and 2011 Electromotion Joint Conference (ACEMP), 8-10 Sept. 2011, s. 703 – 708.
- [56] **Mellor, P., Wrobel, R., Mlot, A., Horseman, T., Staton D.:** *Influence of Winding Design on Losses in Brushless AC IPM Propulsion Motors*, Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE, 17-22 Sept. 2011, pp. 2782-2789.
- [57] **Mendrela E., Łukaniszyn M., Macek-Kamińska K.:** *Tarczowe silniki prądu stałego z komutacją elektroniczną*, Monografia PAN, Komisja Elektroniki, Oddział w Katowicach, Katowice, 2002.
- [58] **Mezani S., Takorabet N., Laporte B.:** *A Combined Electromagnetic and Thermal Analysis of Induction Motors*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 41, No. 5, May 2000, pp. 1572-1575.
- [59] **Milej W.:** *Modele o parametrach zmiennych maszyn indukcyjnych, ich właściwości i zastosowanie*. Rozprawa doktorska, Kraków, 2007.
- [60] **Milton G. W.:** *Bounds on the transport and optical properties of a two-component composite material*, J. Appl. Phys., vol. 52, 1981, pp. 5294-5304.
- [61] **Mlot A., Korkosz M., Łukaniszyn M.:** *Iron loss and eddy-current loss analysis in a low-power BLDC motor with magnet segmentation*, Archives of Electrical Engineering, Vol. 61(1), 2012, pp. 33-46.
- [62] **Mlot A., Łukaniszyn M., Korkosz M.:** *Wpływ efektu zbliżeniowego i naskórkowości na straty mocy w uzwojeniu silnika elektrycznego*, Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne Nr 100/2013, wyd. BOBRME Komel, s. 61-66.
- [63] **Mnich T.:** *Ocena możliwości zastosowania określonego schematu cieplnego silnika indukcyjnego w szerszym zakresie mocy znamionowych*, Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne Nr 80/2008, s. 205-209.
- [64] **Nategh S., Wallmark, O., Leksell M., Zhao S.:** *Thermal Analysis of a PMSRM Using Partial FEA and Lumped Parameter Modeling*, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 27, No. 2, June 2012, pp. 477-488.
- [65] **Oner Y.:** *Thermal Analysis of the Three-Phase Induction Motor and Calculation of Its Power Loss by using Lumped-Circuit Model*, Electronics and Electrical Engineering, No. 8(104), 2010, pp. 81-84.

- [66] **Pełczewski W.:** *Zagadnienia cieplne w maszynach elektrycznych*, PWT Warszawa, 1956.
- [67] **Rostami N., Feyzi M. R., Pyrhönen J., Parviainen A., Niemelä M.:** *Lumped-Parameter Thermal Model for Axial Flux Permanent Magnet Machines*. IEEE Transactions on Magnetism vol. 49, 2013, pp. 1178 – 1184.
- [68] **Saari J.:** *Thermal analysis of high-speed induction machines*, Ph.D. thesis, Helsinki, 1998.
- [69] **Schwartz T.:** *Termokinetyka układów elektrotermicznych*, WNT, Warszawa 1966.
- [70] **Sikora R.:** *Teoria pola elektromagnetycznego*, Wydawnictwo Naukowo-Techniczne, Warszawa, 1997.
- [71] **Siyambalapitiya D. J. T., Tavner P. J.:** *Transient thermal characteristics of induction machine rotor cage*, IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 3, no. 4, 1988, pp. 849 –854.
- [72] **Skoczylas A.:** *Przenoszenie ciepła*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej 1999.
- [73] **Srinivas K. N., Arumugam R.:** *Analysis and Characterization of Switched Reluctance Motors: Part II—Flow, Thermal, and Vibration Analyses*, IEEE Transactions on Magnetism, Vol. 41, No. 4, April 2005, pp. 1321-1332.
- [74] **Staton D. A., Cavagnino A.:** *Convection heat transfer and flow calculations suitable for analytical modelling of electric machines*, IEEE Industrial Electronics (IECON 2006)—32nd Annual Conference, 2006, pp. 4841–4846.
- [75] **Staton D.A.:** *Thermal Computer Aided Design - Advancing the Revolution in Compact Motors*, IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC), Boston, USA, 17-20 June 2001.
- [76] **Staton, D., Boglietti, A. ; Cavagnino, A.:** *Solving the more difficult aspects of electric motor thermal analysis in small and medium size industrial induction motors*, IEEE Transactions on Energy Conversion, vol.20 , 2005, s. 620 – 628.
- [77] **Sun J., Wang Y., Bai F., Sun F.:** *Design of transient characteristic measuring system for switched reluctance drive based on LabVIEW*, Interactional Conference on Measurement, Information and Control (MIC) Harbin, China, 2012, pp. 278-281.
- [78] **Szargut J.:** *Modelowanie numeryczne pól temperatury*, Warszawa ,WNT, 1992.
- [79] **Szcypior J., Jakubowski R.:** *Obliczenia cieplne w bezrdzeniowej maszynie dyskowej z magnesami trwałymi o chłodzeniu bezpośrednim*. Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne Nr 83/2009, wyd. BOBRME Komel, s. 59-66.
- [80] **Szcypior J., Jakubowski R.:** *Obliczenia i badania cieplne maszyny z magnesami trwałymi i zewnętrznym wirnikiem*. Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne Nr 3/2014, wyd. BOBRME Komel, s. 151-156.
- [81] **Taler J., Duda P.:** *Rozwiązywanie prostych i odwrotnych zagadnień przewodzenia ciepła*, Warszawa, WNT, 2003.

- [82] **Tomczuk B.Z.:** *Metody numeryczne w analizie pola układów transformatorowych*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Opolskiej, Opole, 2007.
- [83] **Vainel G., Staton D. A., Giulii Capponi F., De Donato G., Caricchi F.:** *Thermal Modelling of a Fractional-Slot Concentrated-Winding Kaman Type Axial-Flux Permanent-Magnet Machine*, Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)-2013 IEEE, 15-19 Sept. 2013, pp. 1505 -1511.
- [84] **Waindok A.:** *Obliczenia i pomiar nagrzewania tubowego silnika liniowego z magnesami trwałymi*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej Nr 66, 2012, str.304-311.
- [85] **Wincenciak S.:** *Metody i algorytmy optymalizacji kształtu obiektów w polu elektromagnetycznym*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 1998.
- [86] **Wiśniewski S., Wiśniewski T. S.:** *Wymiana ciepła*, WNT 2009.
- [87] **Wrobel R., Mellor P. H., Holliday D.:** *Thermal Modeling of a Segmented Stator Winding Design*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 47, No. 5 pp. 2023-2030.
- [88] **Wrobel R., Mellor P. H., McNeill N., Staton D. A.:** *Thermal Performance of an Open-Slot Modular-Wound Machine with External Rotor*, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 25, No. 2, June 2010, pp.403-411.
- [89] **Wrobel R., Mellor P. H.:** *A General Cuboidal Element for Three-Dimensional Thermal Modelling*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 46, No. 8, August 2010, pp. 3197-3200.
- [90] **Wrobel R., Mellor P. H.:** *Thermal Design of High-Energy-Density Wound Components*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 58, No. 9, September 2011, pp. 4096-4104.
- [91] **Wrobel R., Salt D.E., Griffio A., Simpson N., Mellor P.H.:** *Derivation and Scaling of AC Copper Loss in Thermal Modeling of Electrical Machines*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 61, 2014, pp. 4412-4420.
- [92] **Zalas P., Antal L.:** *Silnik PMSM małej mocy przeznaczony do rozruchu synchronicznego*, Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne Nr 3/2012, wyd. BOBRME Komel, s. 125-130.
- [93] **Zhang Y., Ruan J., Huang T., Yang X, Zhu H., Yang G.:** *Calculation of Temperature Rise in Air-Cooled Induction Motors Through 3-D Coupled Electromagnetic Fluid-Dynamical and Thermal Finite-Element Analysis*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 48, No. 2, February 2012, pp.1047-1050.
- [94] **[http://www.sura.se/Sura/hp_products.nsf/vOpendocument/03A8B2433FAE16C4C1256AA8002280E6/\\$FILE/470-50hp.pdf?OpenElement](http://www.sura.se/Sura/hp_products.nsf/vOpendocument/03A8B2433FAE16C4C1256AA8002280E6/$FILE/470-50hp.pdf?OpenElement)**
dostępne 10.01.2014
- [95] **[http://www.sura.se/Sura/hp_products.nsf/vOpendocument/03A8B2433FAE16C4C1256AA8002280E6/\\$FILE/600-50.pdf?OpenElement](http://www.sura.se/Sura/hp_products.nsf/vOpendocument/03A8B2433FAE16C4C1256AA8002280E6/$FILE/600-50.pdf?OpenElement)**
dostępne 10.01.2014
-

Publikacje własne autora

- [A1] **Kowol M., Mynarek P., Mrocheń D.:** *Construction of a Dynamic Model for a Switched Reluctance Motors*, 2nd International Students Conference on Electrodynamics and Mechatronics, May 19-21, Opole, 2009, pp. 25-26.
- [A2] **Kowol M., Mynarek P., Mrocheń D.:** *The Electromagnetic Field Calculation of the Switched Reluctance Motor*, 2nd International Students Conference on Electrodynamics and Mechatronics, May 19-21, Opole, 2009, pp. 13-14.
- [A3] **Mynarek P., Mrocheń D., Kowol M.:** *Zastosowanie programów FEMM i FLUX w obliczeniach parametrów całkowitych silnika SRM*, XV Konferencja Zastosowania Komputerów w Elektrotechnice, ZKwE'2010, Poznań, 19-21 kwietnia 2010, s. 177-178.
- [A4] **Kowol M., Mynarek P., Mrocheń D.:** *Model matematyczny przełączalnego silnika reluktancyjnego do analizy stanów dynamicznych*, Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne, Nr 88/2010, Komel, s.7-11.
- [A5] **Mynarek P., Kowol M.:** *Charakterystyki elektromechaniczne dwupasmowego silnika SRM*, XVI Konferencja Zastosowania Komputerów w Elektrotechnice, ZKwE'2011, Poznań, 11-13 kwietnia 2011, s. 149-150.
- [A6] **Mynarek P.:** *Construction of a dynamic model for a switched reluctance motor*, Zeszyty Naukowe Politechniki Opolskiej, Elektryka, z.66, Opole, 2011, s. 57-58.
- [A7] **Mynarek P., Kowol M.:** *Thermal analysis of three-phase induction motor using circuit models*, 3rd International Students Conference on Electrodynamics and Mechatronics, October 6-8, Opole, 2011, s. 119-122.
- [A8] **Mynarek P., Kowol M.:** *Wyznaczanie średnich wartości temperatur uzwojeń trójfazowego silnika indukcyjnego-* Doktorant a innowacyjność podejmowanych tematów badań, CreateTime, Kraków, 2011, s.231-240.
- [A9] **Mynarek P., Kowol M.:** *Electromechanical characteristics of two phase SRM motor*, Poznan University of Technology Academic Journal – Electrical Engineering, No. 65, Poznań, 2011, s. 75-84.
- [A10] **Mynarek P.:** *Lumped-parameter thermal model of induction asynchronous motor*, Politechnika Opolska, Prace Doktorantów-Články Doktorandů, Opole 2012, s. 59-62.
- [A11] **Mynarek P., Kowol M.:** *Schemat cieplny silnika indukcyjnego klatkowego małej mocy*, Poznan University of Technology Academic Journal – Electrical Engineering, No. 72, Poznań 2012, s. 109-114.
- [A12] **Mynarek P., Kowol M., Łukaniszyn M.:** *Modelowanie, analiza i weryfikacja zjawisk cieplnych na przykładzie 3-fazowego silnika indukcyjnego*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, nr 66, Seria Studia i Materiały nr 33, Wrocław, 2012, s. 371-377.

- [A13] **Mynarek P.:** *Steady-state analysis of thermal field of an asynchronous motor*, Zeszyty Naukowe Politechniki Opolskiej, Elektryka, z.68, Opole, 2012, s. 47-48.
- [A14] **Mynarek P., Kowol M.:** *Zastosowanie środowiska LabView do systemu akwizycji danych*- Młodzi Naukowcy dla Polskiej Nauk cz. IV, CreateTime, Kraków, 2012, s.172-175.
- [A15] **Mynarek P., Kowol M.:** *Analiza termiczna silnika indukcyjnego w różnych stanach jego pracy*- Nowe Trendy w Naukach Inżynieryjnych 2 tom.I, CreateTime, Kraków, 2012, s.193-199.
- [A16] **Mynarek P., Kowol M.:** *Thermal analysis of induction motor*- WOFEX 2012, VŠB – Technical University of Ostrava, FEECS, Ostrava, 2012, pp. 538–541.
- [A17] **Mynarek P., Kowol M.:** *Analiza dynamiczna stanów cieplnych w silnikach małej mocy*, X Jubileuszowe Seminarium Naukowe Wybrane Zagadnienia Elektrotechniki i Elektroniki (WZEE), Ustroń, 27-29 września 2012.
- [A18] **Mynarek P.:** *Analiza statyczna pola temperaturowego silnika asynchronicznego*, Politechnika Opolska, Prace Doktorantów-Články Doktorandů, Opole 2012, s. 55-58.
- [A19] **Mynarek P.:** *Estymacja współczynnika oddawania ciepła silników elektrycznych* – Zeszyty Naukowe Politechniki Opolskiej, Elektryka, z.67, Opole, 2012, s. 69-74.
- [A20] **Mynarek P., Kowol M.:** *Analiza dynamiczna stanów cieplnych w silnikach małej mocy*, Prace Naukowe Politechniki Śląskiej. Elektryka, z. 2 (222), Gliwice, 2012, s. 55-63.
- [A21] **Kowol M., Mynarek P., Kołodziej J.:** *Zastosowanie środowiska LabVIEW w badaniach silników z magnesami trwałymi*, Poznan University of Technology Academic Journals – Electrical Engineering, Computer Applications in Electrical Engineering, Issue 75, Poznań, 2013. s. 49-56.
- [A22] **Mynarek P., Kowol M., Łukaniszyn M.:** *Zastosowanie metody elementów skończonych do wyznaczania parametrów elektromagnetycznych silnika PMSM*, Poznan University of Technology Academic Journals – Electrical Engineering, Computer Applications in Electrical Engineering, Issue 75, Poznań, 2013. s. 57-62.
- [A23] **Mynarek P.:** *Thermal modeling of a stator winding of electrical machine using FEA* – Zeszyty Naukowe Politechniki Opolskiej, Elektryka, z.69, Opole, 2013, s. 65-66.
- [A24] **Mynarek P., Kowol M.:** *Analiza polowo-obwodowa silnika synchronicznego z magnesami trwałymi o rozruchu częstotliwościowym*, Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne Nr 100/3/2013, Komel, s. 73-76.
- [A25] **Mynarek P.:** *Modelowanie uzwojeń stojana maszyn elektrycznych za pomocą metody elementów skończonych*- Młodzi Naukowcy dla Polskiej Nauk cz. X, CreateTime, Kraków, 2013, s. 126-129.
- [A26] **Mynarek P.:** *Modelowanie i analiza pracy silnika synchronicznego z magnesami trwałymi*- Nowe Trendy w Naukach Inżynieryjnych 4, tom II, CreateTime, Kraków, 2013, s.144-152.

- [A27] **Mynarek P.:** *Analysis of Iron and Copper Losses in Permanent Magnet Synchronous Motor*- WOFEX 2013, VŠB – Technical University of Ostrava, FEECS, Ostrava, 2013, pp. 124–127.
- [A28] **Mynarek P.:** *Analiza strat w żelazie w silniku synchronicznym małej mocy z magnesami trwałymi*, Politechnika Opolska, Prace Doktorantów-Články Doktorandů, Opole, 2013, s. 59-64.
- [A29] **Mynarek P., Kowol M.:** *Metoda homogenizacji uzwojeń stojana maszyn elektrycznych*, Poznan University of Technology Academic Journals – Electrical Engineering, Computer Applications in Electrical Engineering, Issue 77, Poznań, 2014. s. 149-154.
- [A30] **Mynarek P.:** *Thermal model of electrical machine with winding homogenization* – Zeszyty Naukowe Politechniki Opolskiej, Elektryka, z.70, Opole, 2014, s. 71-72.
- [A31] **Mynarek P., Kowol M.:** *Analiza cieplna silnika PMSM za pomocą metody elementów skończonych oraz schematów cieplnych*, Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne Nr 104/4/2014, Komel, s. 49-54.
- [A32] **Mynarek P.:** *Homogenization of electrical machines stator windings* - WOFEX 2014, VŠB – Technical University of Ostrava, FEECS, Ostrava, 2014, pp. 683–686.