



mgr inż. Krzysztof Górski

Nieliniowy elektrotermiczny model transformatora impulsowego stosowanego w elektronicznych układach zasilających

Praca doktorska
przedstawiona Radzie Wydziału Elektrycznego
Uniwersytetu Morskiego w Gdyni

Promotor:
prof. dr hab. inż. Krzysztof Górecki

Promotor pomocniczy:
dr inż. Kalina Detka

Gdynia 2019

**Pragnę serdecznie podziękować mojemu promotorowi
prof. dr hab. inż. Krzysztofowi Góreckiemu
za opiekę merytoryczną, za cenne uwagi i sugestie,
za zaangażowanie, dzięki któremu było możliwe napisanie tej rozprawy.**

Pragnę również podziękować:

**J. M. Rektorowi UMG i Kierownikowi Katedry Elektroniki Morskiej
prof. dr hab. inż. Januszowi Zarębskiemu
za wszechstronną pomoc i życzliwość w trakcie przeprowadzania badań naukowych,**

**Promotorowi pomocniczemu dr inż. Kalinie Detce
za cenne uwagi zgłaszane podczas tworzenia rozprawy doktorskiej,**

**Dr inż. Krystynie Noga
za zachęcenie do rozpoczęcia studiów doktoranckich,**

**Kolegom i koleżankom
z Katedry Elektroniki Morskiej
za wsparcie w realizacji mojej rozprawy,**

Koledze dr inż. Przemysławowi Ptakowi za szczególne wsparcie w realizacji mojej rozprawy

**oraz dziękuję
mojej mamie Krystynie, synom Kacprowi i Patrycjuszowi oraz moim Bliskim
za cierpliwość, wyrozumiałość i wsparcie.**

Spis treści

WYKAZ WAŻNIEJSZYCH OZNACZEŃ	5
1. WPROWADZENIE	8
2. PRZEGLĄD TYPOWYCH ROZWIĄZAŃ KONSTRUKCYJNYCH TRANSFORMATORÓW	11
2.1 Wstęp.....	11
2.2 Transformatory impulsowe	13
2.2.1 Transformatory z rdzeniem kubkowym	13
2.2.3 Transformatory toroidalne.....	14
2.2.3 Transformatory planarne	14
3. LITERATUROWE MODELE TRANSFORMATORÓW	16
3.1. Model z liniowo sprzężonymi uzwojeniami	17
3.2. Model z liniowo sprzężonymi uzwojeniami uwzględniający straty w uzwojeniach.....	17
3.3. Izotermiczny model transformatora	18
3.4. Elektrotermiczne modele transformatora	19
3.5 Wnioski	23
4. MODELE TERMICZNE ELEMENTÓW ELEKTRONICZNYCH	24
4.1 Mechanizmy odprowadzania ciepła	24
4.2 Model mikroskopowy.....	25
4.3 Modele skupione	25
4.4 Literaturowe modele termiczne transformatora	28
5. BADANE ELEMENTY	31
5.1 Transformator planarny.....	31
5.2 Transformator kubkowy	32
5.3 Transformatory toroidalne.....	33
6. POMIARY ROZKŁADÓW TEMPERATURY W TRANSFORMATORZE	35
6.1 Metody wyznaczania rozkładu temperatury w transformatorze.	35
6.2 Wybrane wyniki pomiarów rozkładów temperatury transformatora	37
6.2.1 Termogramy dla transformatora z rdzeniem toroidalnym	37
6.2.2 Termogramy dla transformatora z rdzeniem planarnym.....	41
6.2.3 Termogramy dla transformatora z rdzeniem kubkowym	43
6.3 Wnioski	43
7. SKUPIONY MODEL TERMICZNY TRANSFORMATORA.....	45
7.1. Postać liniowego modelu termicznego.....	45
7.2 Parametry termiczne transformatora	46

7.2.1	Rezystancja termiczna.....	46
7.2.2	Prześciowa impedancja termiczna	47
8.	POMIARY PARAMETRÓW TERMICZNYCH TRANSFORMATORÓW	49
8.1	Metody i układy pomiarowe.....	49
8.2	Ocena dokładności zastosowanych metod pomiaru parametrów termicznych.....	55
8.3	Wybrane wyniki pomiarów parametrów termicznych transformatorów	57
9.	NIELINIOWY MODEL TERMICZNY TRANSFORMATORA.....	62
9.1.	Postać nieliniowego modelu termicznego transformatora	62
9.2	Wyniki weryfikacji modelu.....	63
9.2.1	Wyniki weryfikacji autorskiego modelu dla transformatora planarnego.....	64
9.2.2	Wyniki weryfikacji modelu dla transformatorów toroidalnych	65
9.2.3	Wnioski	68
10.	NIELINIOWY ELEKTROTERMICZNY MODEL TRANSFORMATORA.....	69
11.	ESTYMACJA PARAMETRÓW NIELINIOWEGO ELEKTROTERMICZNEGO MODELU TRANSFORMATORA.....	73
11.1.	Estymacja parametrów magnetycznych	73
11.2.	Estymacja parametrów geometrycznych.....	75
11.3.	Estymacja parametrów termicznych	76
12.	WERYFIKACJA POPRAWNOŚCI OPRACOWANEGO MODELU	79
12.1.	Transformatory z rdzeniem toroidalnym.....	79
12.2.	Transformatory planarne	85
12.3	Charakterystyki prądowo – napięciowe rdzenia ferrytowego.....	89
13.	PODSUMOWANIE	94
LITERATURA		96
Prace autorskie		96
Prace innych autorów		97
DODATKI.....		102
A.	Elektrotermiczny nieliniowy model transformatora – Plik wejściowy dla programu SPICE	102
B.	Błędy pomiaru rezystancji termicznych transformatora.....	106
C.	Wartości parametrów modeli rdzeni.....	108
D.	Wyniki obliczeń i pomiarów temperatury transformatora z rdzeniem planarnym.....	112

WYKAZ WAŻNIEJSZYCH OZNACZEŃ

A	- parametr pola
a_i	- współczynnik wagowy związany z i -tą termiczną stałą czasową τ_{thi}
B_m	- amplituda indukcji magnetycznej
B_r	- indukcja remanencji
B_{S0}	- indukcja nasycenia w temperaturze T_0
B_{sat}	- indukcja nasycenia
f	- częstotliwość
H	- natężenie pola magnetycznego
H_c	- pole koercji
h_R	- wysokość rdzenia pierścieniowego
i_μ	- prąd magnesujący
i_0	- prądu biegu jałowego
i_{Fe}	- prąd strat w rdzeniu
i_h	- prąd odpowiadający stratom histerezy
i_w	- prąd odpowiadający stratom wiroprądowym
k	- współczynnik sprzężenia cewek
L	- indukcyjność
l_d	- długość drutu nawojowego
l_{Fe}	- długość drogi magnetycznej
l_p	- długość uzwojenia pierwotnego
l_w	- długość uzwojenia wtórnego
M_a	- magnetyzacja na krzywej pierwotnego magnesowania
M_{an}	- magnetyzacja odwracalna
M_{irr}	- magnetyzacja nieodwracalna
M_s	- magnetyzacja nasycenia
P_{loss}	- moc strat w rdzeniu
P_V	- stratność
P_{V0}	- parametr opisujący straty mocy w rdzeniu
R_0	- rezystancja obciążenia
R_{S1}	- rezystancja szeregową uzwojenia pierwotnego
R_{S2}	- rezystancja szeregową uzwojenia wtórnego
R_{th}	- rezystancja termiczna
R_{thC}	- rezystancja termiczna rdzenia

- R_{thW1} - rezystancja termiczna uzwojenia pierwotnego
- R_{thW2} - rezystancja termiczna uzwojenia wtórnego
- R_{W1} - rezystancja uzwojenia pierwotnego
- T_0 - temperatura odniesienia
- T_a - temperatura otoczenia
- T_C - temperatura rdzenia
- T_{Curie} - temperatura Curie
- T_j - temperatura wnętrza elementu
- T_m - temperatura, w której występuje minimum strat mocy
- T_P - temperatura początkowa
- T_W - temperatura uzwojenia
- T_{W1} - temperatura uzwojenia pierwotnego
- T_{W2} - temperatura uzwojenia wtórnego
- ΔT_j - błąd pomiaru temperatury wnętrza
- $\Delta \epsilon$ - błąd oszacowania emisyjności ϵ badanej powierzchni
- V_e - objętość ekwiwalentna rdzenia
- z - liczba zwojów uzwojenia
- $Z_{th}(t)$ - przejściowa impedancja termiczna
- $Z_{thC}(t)$ - własna przejściowa impedancja termiczna rdzenia
- $Z_{thW1}(t)$ - własna przejściowa impedancja termiczna uzwojenia pierwotnego
- $Z_{thW1C}(t)$ - wzajemna przejściowa impedancja termiczna między uzwojeniem pierwotnym a rdzeniem
- $Z_{thW1W2}(t)$ - wzajemna przejściowa impedancja termiczna między uzwojeniem pierwotnym a uzwojeniem wtórnym
- $Z_{thW2}(t)$ - przejściowa impedancja termiczna uzwojenia wtórnego
- α - wykładnik w zależności stratności od częstotliwości
- α_{BS} - temperaturowy współczynnik indukcji nasycenia
- α_c - temperaturowy współczynnik pola koercji
- α_{CU} - temperaturowy współczynnik rezystywności miedzi
- α_M - parametr odkształceń ścian domen
- α_R - temperaturowy współczynnik rezystancji
- α_r - temperaturowy współczynnik indukcji remanencji
- α_T - temperaturowy współczynnik parametru pola A
- β - wykładnik w zależności stratności od amplitudy indukcji
- ϵ - emisyjność
- μ - przenikalność magnetyczna
- μ_0 - przenikalność magnetyczna próżni
- ρ - rezystywność miedzi

- δ_{Rth} - błąd względny pomiaru rezystancji termicznej
- τ_{thi} - i – ta termiczna stała czasowa
- ω_s - współczynnik sprzężenia uzwojeń

1. WPROWADZENIE

Transformatory impulsowe są ważnym komponentem impulsowych układów zasilających. Zapewniają one separację galwaniczną między obwodami wejściowymi i wyjściowymi rozważanej klasy układów [6, 11, 13, 22, 57, 58, 65, 67, 72, 78, 82, 92, 93,]. Transformatory zawierają rdzeń ferromagnetyczny i co najmniej 2 uzwojenia nawinięte na tym rdzeniu. Pomimo tak prostej konstrukcji nie wszystkie zjawiska wpływające na pracę transformatora są dobrze poznane i opisane. W literaturze, np. [20, 22, 33, 40, 92, 95, 98, 99] dużo uwagi poświęca się badaniom właściwości rdzeni ferromagnetycznych wykonanych z różnych materiałów, ale niewiele prac dotyczy transformatorów.

Przy projektowaniu układów elektronicznych wykorzystuje się powszechnie programy komputerowe dedykowane do analizy takich układów. Jednym z popularnych programów do takiej analizy jest SPICE [28, 77, 97, 105, 106, 109]. W programie tym wbudowane są modele podstawowych elementów elektronicznych, tzn. induktorów, rezystorów, kondensatorów i przyrządów półprzewodnikowych. Typowo stosowane modele transformatorów uwzględniają jedynie sprzężenia między uzwojeniami, rezystancje uzwojeń, a czasami nieliniowość charakterystyki rdzenia ferromagnetycznego [11, 22, 98, 99]. Tymczasem istotne znaczenie mogą mieć zjawiska cieplne zachodzące w tym elemencie.

W zależności od częstotliwości i mocy sygnału transmitowanego przez transformator zmienia się temperatura elementów konstrukcyjnych transformatora [6, 22, 13, 57, 58, 71, 78, 82, 92]. Ta zmiana temperatury wynika z występowania zjawisk cieplnych (nazywanych też zjawiskami termicznymi), takich jak samonagrzewanie w rdzeniu i w uzwojeniach oraz wzajemne sprzężenia termiczne między nimi.

Samonagrzewanie przejawia się wzrostem temperatury wnętrza elementu elektronicznego ponad temperaturę otoczenia na skutek strat energii elektrycznej w tym elemencie na ciepło przy nieidealnym chłodzeniu tego elementu [55]. Jak wynika z badań przeprowadzonych przez autora [A11], wzrost tej temperatury może być znaczny i w konsekwencji może prowadzić do uszkodzenia elementu, np. przez stopienie izolacji przewodów lub istotne obniżenie wartości napięcia na wyjściu transformatora związanego z nadmiernym wzrostem temperatury rdzenia.

W celu zapewnienia długotrwałej bezawaryjnej pracy rozważanego elementu niezbędne jest zapewnienie skutecznego odprowadzania generowanego w nim ciepła. Skuteczność tego procesu może być charakteryzowana przez przejściową impedancję termiczną [3, 7, 30, 39, 44, 73, 80, 81, 89, 90, 94, 99]. Dodatkowo wiadomo [6, 12, 22, 30, 57, 58, 79, 92], że zmiana temperatury elementów konstrukcyjnych transformatora powoduje m.in. zmianę rezystancji uzwojeń, zmianę indukcji nasycenia rdzenia czy też jego przenikalności magnetycznej. A zatem w transformatorze zachodzi wzajemne oddziaływanie zjawisk elektrycznych, magnetycznych oraz cieplnych [6, 22, 30, 57, 58, 92].

W celu uwzględnienia tych oddziaływań w analizach komputerowych niezbędne są specjalne modele elektro-magneto-termiczne. Modele takie są już znane w literaturze [28, 98, 99], ale typowo są one bardzo uproszczone. Dla przykładu przy formułowaniu tych modeli zakładano równomierny rozkład temperatury w całym elemencie [12, 28, 98, 30, 99] oraz pomijano wpływ punktu pracy tego elementu na jego przejściową impedancję termiczną [7, 30, 39, 44, 99]. Dodatkowo, znane modele transformatora nie odwołują się do jego parametrów konstrukcyjnych, tzn. kształtu magnetowodu, materiału wykorzystanego do konstrukcji rdzenia ani sposobu uzwojenia transformatora. Wszystkie wymienione czynniki wpływają na

parametry elektryczne transformatora, np. na jego pasmo przenoszenia oraz sprawność energetyczną [6, 22, 50, 57, 78, 92]. Z punktu widzenia projektanta elementów magnetycznych istotne jest sformułowanie wzorów analitycznych opisujących wpływ parametrów konstrukcyjnych transformatora na jego parametry elektryczne i cieplne. Sformułowane wzory, po zaimplementowaniu w elektro-magneto-termicznym modelu transformatora umożliwią wyznaczenie charakterystyk transformatorów przy uwzględnieniu nieliniowości zjawisk elektrycznych i cieplnych zachodzących w tych elementach oraz optymalizację konstrukcji rozważanej klasy elementów.

W znanych z literatury elektro-magneto-termicznych modelach transformatora [27, 56, 107, 108] właściwie są prezentowane zjawiska elektryczne i magnetyczne zachodzące w tym elemencie, ale właściwości cieplne modelowane są w sposób uproszczony. Przykładowo, w pracy [56] stosuje się tylko jedną temperaturę wnętrza całego transformatora, a w pracy [27] uwzględniono zróżnicowanie temperatury rdzenia i uzwojeń, ale przyjęto, że wszystkie uzwojenia mają identyczną temperaturę. Również pominięto w tej pracy nieliniowość zjawisk odpowiedzialnych za odprowadzanie ciepła z transformatora. Tymczasem z badań przeprowadzonych przez autora [A5, A6, A10, A11, A13] wynika, że różnice między temperaturą uzwojenia pierwotnego i wtórnego mogą być znaczące. Obecnie stosowane transformatory impulsowe mogą mieć różną konstrukcję, uzależnioną głównie od kształtu magnetowodu. Stosuje się zarówno transformatory z rdzeniem toroidalnym, z rdzeniem kubkowym, z rdzeniem składanym z innych kształtek. Wykorzystuje się też transformatory planarne, w których uzwojeniami są ścieżki drukowane jak i transformatory z uzwojeniem nawiniętym drutem nawojowym. W niniejszej pracy rozważane są wszystkie z wymienionych grup transformatorów zawierających rdzenie wykonane z różnych materiałów ferromagnetycznych, tzn. ferrytów, sproszkowanego żelaza oraz nanopermu.

Celem pracy jest zbadanie wpływu zjawisk cieplnych na parametry elektryczne, magnetyczne oraz termiczne transformatorów impulsowych, opracowanie i weryfikacja doświadczalna elektrotermicznego modelu transformatora uwzględniającego wpływ materiałów użytych do jego budowy oraz konstrukcji mechanicznej na jego zaciskowe charakterystyki elektryczne oraz nieliniowość zjawisk odpowiedzialnych za rozpraszanie ciepła generowanego w tym elemencie.

Sformułowano następującą tezę pracy:

Możliwe jest sformułowanie skupionego nieliniowego elektrotermicznego modelu transformatora impulsowego umożliwiającego wyznaczenie zaciskowych napięć i prądów tego elementu oraz temperatury rdzenia i każdego uzwojenia przy uwzględnieniu zjawisk elektrycznych, magnetycznych i termicznych zachodzących w tym elemencie oraz uwzględnieniu wpływu właściwości materiałów użytych do budowy transformatora, jego rozmiarów geometrycznych oraz sposobu jego uzwojenia.

W celu wykazania słuszności tak sformułowanej tezy pracy należało zrealizować następujące zadania cząstkowe:

- a) Analiza informacji literaturowych na temat transformatorów impulsowych i ich modeli.
- b) Analiza czynników wpływających na nieliniowość charakterystyk magnetycznych i termicznych transformatora.
- c) Projekt i konstrukcja układu do pomiaru charakterystyk elektrycznych transformatorów w szerokim zakresie zmian częstotliwości i amplitud sygnału wejściowego oraz dla różnych kształtów tego sygnału.

- d) Projekt i konstrukcja układu do pomiaru parametrów modelu termicznego transformatora.
- e) Pomiar charakterystyk elektrycznych wybranych transformatorów.
- f) Pomiar parametrów termicznych rozważanych transformatorów.
- g) Sformułowanie zależności analitycznych opisujących wpływ istotnych czynników na przebiegi przejściowych impedancji termicznych w transformatorze.
- h) Sformułowanie zależności analitycznych opisujących wpływ wybranych czynników na elementy modelu elektrycznego transformatora.
- i) Sformułowanie nieliniowego elektrotermicznego modelu transformatora i implementacja tego modelu w programie SPICE.
- j) Opracowanie metody wyznaczania wartości parametrów opracowanego modelu.
- k) Weryfikacja poprawności opracowanego modelu dla różnych konstrukcji transformatorów i amplitud sygnału wejściowego i rezystancji obciążenia.
- l) Ocena zakresu słuszności opracowanego modelu.

Efekty realizacji wymienionych zadań zawarto w kolejnych rozdziałach niniejszej pracy. W rozdziale drugim dokonano przeglądu typowych rozwiązań konstrukcyjnych transformatorów. W rozdziale trzecim przedstawiono literaturowe modele transformatorów. W rozdziale czwartym scharakteryzowano modele termiczne elementów elektronicznych. W rozdziale piątym opisano konstrukcje badanych transformatorów impulsowych. W rozdziale szóstym zaprezentowano metodę wyznaczania rozkładu temperatury w transformatorze oraz wybrane wyniki pomiarów rozkładu temperatury w transformatorze. W rozdziale siódmym opisano postać skupionego modelu termicznego elementu elektronicznego. Rozdział ósmy zawiera opis układu pomiarowego do wyznaczania charakterystyk elektrycznych, magnetycznych i termicznych transformatora impulsowego, oraz ocenę dokładności zastosowanych metod pomiarowych i wybrane wyniki pomiarów. W rozdziale dziewiątym opisano nieliniowy model termiczny transformatora. W rozdziale dziesiątym zaproponowano autorski nieliniowy elektrotermiczny model transformatora, a w rozdziale jedenastym przedstawiono etapy estymacji parametrów nieliniowego elektrotermicznego modelu transformatora. W rozdziale dwunastym przedstawiono wyniki weryfikacji doświadczalnej poprawności nieliniowego elektrotermicznego modelu transformatora.

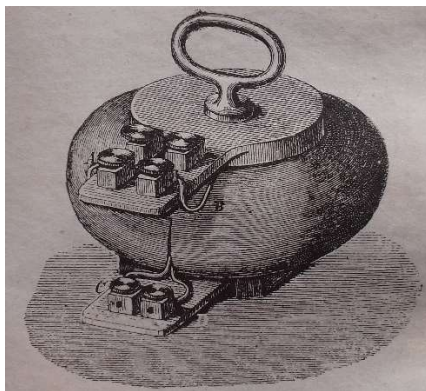
Niniejsza praca stanowi podsumowanie prac z udziałem autora z zakresu modelowania wpływu zjawisk termicznych na właściwości elektryczne i magnetyczne transformatorów impulsowych stosowanych w elektronicznych układach zasilających prowadzonych w latach 2013 – 2018. Znaczna część wyników tych prac została opublikowana i oznaczono je w wykazie literatury literą [A]. W pracy przyjęto zasadę, iż wyniki badań opublikowanych już w artykułach naukowych przedstawiono skrótowo, natomiast nowe, nieopublikowane dotąd rezultaty badań, a istotne dla wykazania słuszności tezy pracy, przedstawiono szerzej.

2. PRZEGLĄD TYPOWYCH ROZWIĄZAŃ KONSTRUKCYJNYCH TRANSFORMATORÓW

Jak wspomiano we Wprowadzeniu, transformator służy do przenoszenia energii między obwodami odseparowanymi od siebie galwanicznie. Transformatory zawierają uzwojenie pierwotne oraz co najmniej jedno uzwojenie wtórne. Uzwojenia te nawinięte są na wspólnym rdzeniu (magnetowodzie) [50]. W transformatorach wykorzystuje się zjawisko indukcji elektromagnetycznej, które przejawia się powstawaniem siły elektromotorycznej (SEM) na zaciskach uzwojenia wtórnego w wyniku zmian wartości strumienia pola magnetycznego w rdzeniu powodowanym przez zmiany napięcia na uzwojeniu pierwotnym. Z kolei, zmiany tego strumienia są powodowane przez zmiany wartości prądu płynącego przez uzwojenia. Wartość indukowanej siły elektromotorycznej jest równa iloczynowi liczby zwojów uzwojenia i czasowej pochodnej strumienia pola magnetycznego.

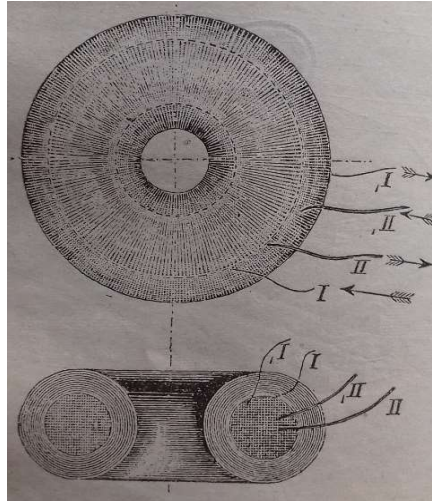
2.1 Wstęp

Na przestrzeni ostatnich 150 lat konstrukcje transformatorów zmieniały się wraz z rozwojem badań nad materiałami magnetycznymi stosowanymi w ich rdzeniach. Przykład transformatora z II połowy XIX wieku przedstawiono na rysunku 2.1. W pierwszej połowie XIX wieku powszechnie używało się do konstrukcji elementów magnetycznych rdzeni wykonanych z żelaza. Na skutek niskiej rezystywności żelaza w tych rdzeniach występują duże straty na prądy wirowe. W celu ograniczenia tych strat w wyniku prowadzonych badań i eksperymentów zaczęto stosować rdzenie w postaci cienkich blach lub drutów stalowych, pokrytych cienką warstwą izolacyjną [50, 62].



Rys. 2.1 Transformator z II połowy XIX wieku [62]

Składając ze sobą wiele cienkich rdzeni laminowanych można uzyskać pożądany przekrój rdzenia, przy jednoczesnym ograniczeniu wartości prądów wirowych. Natomiast w konstrukcji rdzenia z cienkich drutów stalowych, ówczesni badacze Zipernowsky i Déri' zastosowali interesujące rozwiązanie [62], w którym uzwojenie wtórne i pierwotne zwinięte zostało w pierścien i owinięte na zewnątrz izolowanym drutem stalowym (rysunek 2.2). Końce uzwojeń wyprowadzone zostały na zewnątrz przez szczeliny w rdzeniu owijającym rzeczony uzwojenia [62]. Rozwiązanie to, pochodzące z końca XIX wieku, przywodzi na myśl obecnie stosowane rdzenie kubkowe. Prądy wirowe udało się zminimalizować w okresie międzywojennym wprowadzając rdzenie proszkowe. Rdzenie te składają się z drobin żelaza połączonych żywicą i do tej pory są powszechnie stosowane.



Rys. 2.2 Transformator Zipernowsky'ego i Déri'ego z II połowy XIX wieku - plan ogólny i przekrój [62]

Odseparowanie od siebie poszczególnych drobin żelaza powoduje, że w takich rdzeniach mamy do czynienia z rozproszoną szczeliną powietrzną [50]. Wraz z rozwojem badań nad materiałami magnetycznymi w rdzeniach proszkowych zaczęto stosować stopy metali. Rdzenie proszkowe możemy podzielić na dwie grupy: wykonane z żelaza (iron powder core) oraz wykonane ze stopów metali (alloy powder core). Wprowadzone w drugiej połowie XX wieku ferryty należą do ceramicznych materiałów ferromagnetycznych. Cechujące się one dużą rezystywnością i twardością oraz kruchością. Najnowszymi materiałami magnetycznymi są stopy amorficzne oraz materiały nanokrystaliczne.

Właściwości materiałów ferromagnetycznych są charakteryzowane przez szereg parametrów. Część z nich opisuje przebieg krzywej magnesowania nazywanej pętlą histerezy. Do tej grupy parametrów należą indukcja nasycenia B_s , indukcja remanencji B_R , pole koercji H_C , przenikalność magnetyczna μ . Wartość tej przenikalności gwałtownie maleje powyżej temperatury Curie T_{Curie} . Straty energii podczas przemagnesowania opisuje stratność. Definicje wymienionych parametrów podano m.in. w pracy [50].

Na rdzenie transformatorów pracujących przy częstotliwości od kilkudziesięciu do kilkuset kHz stosowane są kształtki ferrytowe, materiały nanokrystaliczne, stopy amorficzne, rdzenie proszkowe [6, 13, 11, 22, 50].

Ferryty powstają w procesie polegającym na zmieszaniu składowych tlenków metali i ich zmieleniu, wstępnym spiekaniu i ponownym zmieleniu. Z powstałego proszku formuje się kształtki przez prasowanie i tłoczenie oraz spiekanie w temperaturze 1000 - 1400 °C w atmosferze ochronnej. W wyniku opisanego procesu technologicznego powstają kształtki o określonych wymiarach, będące gotowymi rdzeniami. Parametry rdzeni silnie zależą od ich składu chemicznego. W zależności od zastosowań produkowane są rdzenie o określonym składzie. Rdzenie ferrytowe najczęściej wykonuje się w postaci kubków, kształtek U, kształtek EI (rdzenie planarne), kształtek EE.

Rdzenie proszkowe mają postać drobin sproszkowanego żelaza połączonych żywicą. Odseparowanie od siebie poszczególnych drobin żelaza powoduje, że w takich rdzeniach mamy do czynienia z rozproszoną szczeliną powietrzną. Rdzenie te cechują się niską wartością maksymalnej temperatury pracy, niską wartością przenikalności magnetycznej, wysoką indukcją nasycenia oraz słabym wpływem temperatury na charakterystyki rdzenia [50].

Stopy amorficzne są stopami żelaza z kobaltem, borem, niklem, niobem, magnezem. Mają one postać cienkich taśm o grubości 10 – 50 μm . W procesie produkcji stopów amorficznych występuje gwałtowne schłodzenie roztopionego materiału, co uniemożliwia powstanie struktury krystalicznej [50]. Najnowszymi materiałami magnetycznymi są nanokryształy magnetyczne, które powstają z warstw amorficznych o grubości 15 – 25 μm . Zawierają one żelazo miedź, niob, bor i krzem. Tego typu materiał jest bardzo kruchy, dlatego niezbędne są epoksydowe lub plastikowe opakowania rdzeni wykonanych z tego typu materiału [50]. Skutkiem impulsowego przekształcania energii elektrycznej przy wysokiej częstotliwości kluczowania jest możliwe zmniejszenie wymiarów geometrycznych takich elementów jak transformatory, kondensatory i dławiki. Wzrost częstotliwości pracy elementów magnetycznych powoduje wzrost strat energii w rdzeniu i w uzwojeniach. Aby ograniczyć te straty należy zwrócić uwagę na wybór materiału, kształtu i wymiarów rdzenia oraz sposobu wykonania uzwojeń, w tym ich profilu, wymiarów i sposobu ułożenia [11, 13, 22, 50, 52].

Materiały magnetyczne przeznaczone na rdzenie transformatorów pracujących w impulsowych układach zasilających powinny charakteryzować się następującymi cechami [6, 50]:

- duża wartość względnej przenikalności magnetycznej,
- słaba zależność przenikalności magnetycznej od temperatury, czasu i częstotliwości,
- mała stratność,
- wysoka wartość temperatury Curie,
- niska wartość indukcji remanencji i pola koercji (wąska pętla histerezy),
- wysoka wartość indukcji nasycenia,
- niska cena i dostępność surowców.

2.2 Transformatory impulsowe

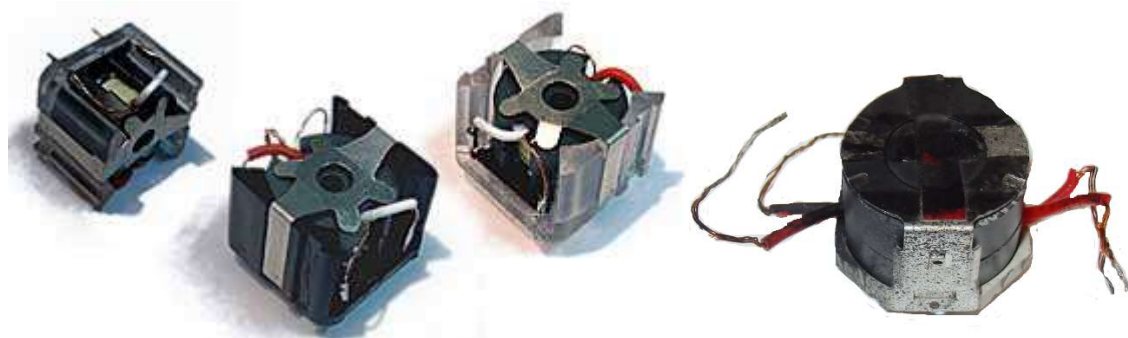
W konstrukcjach transformatorów impulsowych wykorzystuje się rdzenie wykonywane z materiałów magnetycznie miękkich. Rdzenie te mogą być wykonane, jako rdzeń ze szczeliną lub bez szczeliny. W konstrukcji transformatorów zazwyczaj stosuje się rdzenie bez szczeliny powietrznej. Producenci rdzeni ferrytowych podają w danych katalogowych oprócz parametrów materiału magnetycznego, następujące parametry konstrukcyjne: długość drogi magnetycznej l_{Fe} , pole przekroju rdzenia S_{Fe} , objętość rdzenia V_e , indukcyjność cewki zawierającej jeden zwój nawinięty na rdzeniu A_L , masę rdzenia. Dla rdzeni ze szczeliną, dla każdej wykonywanej długości szczeliny podawana jest także przenikalność równoważna μ_e [6, 13, 22, 50, 75, 91].

2.2.1 Transformatory z rdzeniem kubkowym

Na rysunku 2.3 przedstawiono transformatory z rdzeniem kubkowym. Rdzeń transformatora kubkowego składa się z dwóch połówek wykonanych z materiału ferromagnetycznego.

Wewnątrz rdzenia umieszcza się uzwojenia nawinięte na karkasie. Rdzeń kubkowy jest dobrym ekranem magnetycznym, otaczając uzwojenia zamyka strumień magnetyczny powodując jego małe rozproszenie oraz redukuje emitowane zakłócenia.

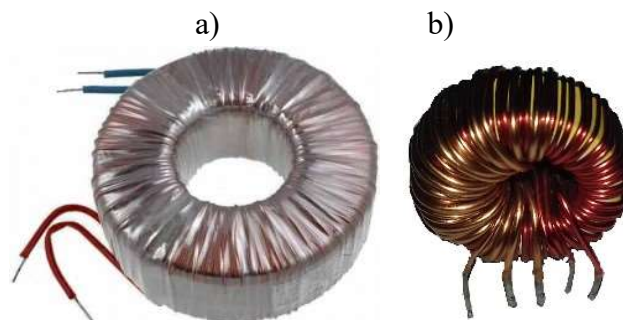
Kształtki rdzeni kubkowych produkowane są w różnych rozmiarach. W rdzeniu są dwie wąskie szczeliny, przez które wyprowadza się końcówki uzwojeń.



Rys. 2.3 Transformatory z rdzeniem kubkowym [88]

2.2.3 Transformatory toroidalne

Transformatory toroidalne zwane również pierścieniowymi są stosunkowo często wykorzystywane w elektronicznych układach zasilających, ponieważ taki rdzeń ma optymalny kształt, zapewniający najlepsze wykorzystanie materiału magnetycznego (brak pola rozproszonego) [100].



Rys. 2.4 Transformatory toroidalne a) sieciowy b) impulsowy

Podstawowymi wadami rdzeni pierścieniowych są: utrudnione nawijanie, złe odprowadzanie ciepła oraz brak możliwości wypełnienia całego okna uzwojeniem [50]. Na rysunku 2.4 przedstawiono przykładowe konstrukcje transformatorów toroidalnych.

W zależności od materiału, z jakiego został wykonany rdzeń transformatora toroidalnego może on pracować, jako transformator sieciowy lub transformator impulsowy.

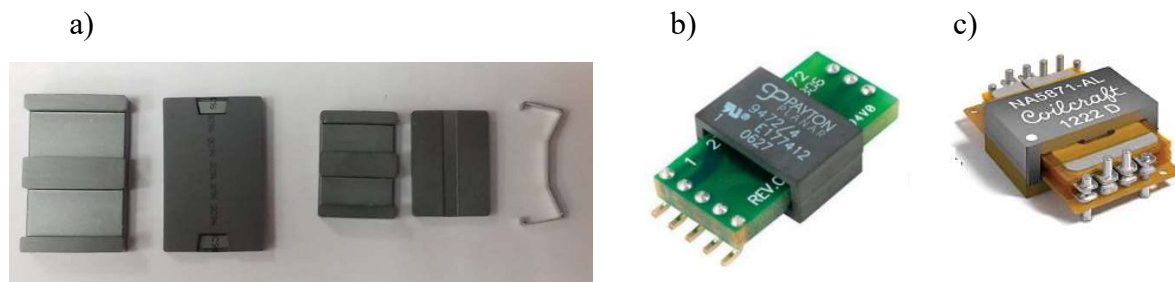
2.2.3 Transformatory planarne

Uzwojenia opisanych powyżej transformatorów wykonane są z drutu nawojowego. W transformatorze planarnym nazywanym też drukowanym, uzwojenia są wykonane w postaci ścieżek miedzianych osadzonych na płytce drukowanej. Płytki taka jest umieszczona wewnątrz rdzenia ferrytowego.

Dzięki takiemu rozwiązaniu transformatory planarne mają małe rozmiary, niewielką wysokość i masę. Płaskie uzwojenie zapewnia mniejszą indukcję rozproszenia. Uzwojenia wtórne jak i uzwojenia pierwotne mogą być wykonane na wielu warstwach z zastosowaniem technologii druku wielowarstwowego. W konstrukcjach transformatorów planarnych najczęściej stosuje się rdzenie z kształtek E + PLT i EE w wersji do montażu klejonego, oraz E/R + PLT/S do montażu za pomocą sprężystych spinek [1]. Na rysunku 2.5a przedstawiono kształtki E/R + PLT/S oraz przykłady transformatorów planarnych (rysunek 2.5b i 2.5c).

Rdzenie transformatorów planarnych wykonane z ceramiki ferrytowej mogą pracować w transformatorach zawartych w przetwornicach impulsowych w szerokim zakresie częstotliwości. Rdzenie wykonane z materiału 3F3 mogą pracować w przetwornicach

impulsowych o częstotliwości kluczowania do 500 kHz [73, 87, 112]. Materiał 3F3 jest obecnie zastępowany przez materiał 3F36 mogący pracować w transformatorach sterowanych sygnałem o częstotliwości od 300 kHz do 1 MHz.



Rys. 2.5 Kształtki E/R + PLT/S ze spinką (a), transformatory planarne (b, c) [73, 89]

3. LITERATUROWE MODELE TRANSFORMATORÓW

Jak wiadomo, transformator zawiera, co najmniej dwa uzwojenia sprzężone magnetycznie i niebędące elementami jednego obwodu elektrycznego. Uzwojenia transformatora – są nawinięte na rdzeń wykonany z materiału ferromagnetycznego. Przewarzająca część strumienia magnetycznego tworzy strumień główny zamykający się w rdzeniu sprzężonym z obydwoma uzwojeniami. Jeśli do zacisków uzwojenia pierwotnego doprowadzone zostanie napięcie zmienne u_1 , to w uzwojeniu pierwotnym płynie prąd i_1 . Prąd ten zawiera także dwie składowe: prąd biegu jałowego: i_μ - zwany prądem magnesującym, wytwarzającym strumień magnetyczny w rdzeniu oraz prąd strat w rdzeniu i_{Fe} [11]. A zatem, prąd w stanie jałowym (przy braku obciążenia transformatora) dany jest wzorem

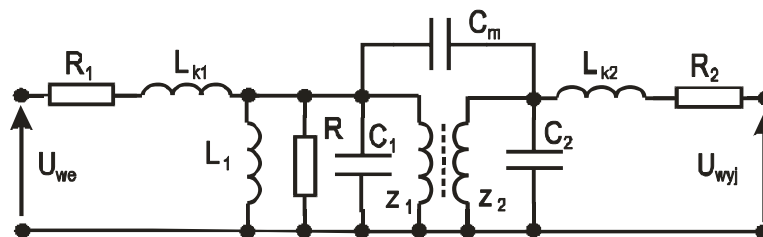
$$i_0 = i_\mu + i_{Fe} \quad (3.1)$$

przy czym

$$i_{Fe} = i_h + i_w \quad (3.2)$$

gdzie i_h – prąd odpowiadający stratom histerezy; i_w – prąd odpowiadający stratom wiropądowym [14, 15]. Prąd magnesujący i_μ wytwarza główny strumień magnetyczny Φ_{12} zamykający się w rdzeniu i skojarzony zarówno z uzwojeniem pierwotnym, jak i z uzwojeniem wtórnym. Prąd i_1 wytwarza strumień rozproszenia Φ_{S1} zamykający się wokół uzwojenia pierwotnego przez powietrze. Pod wpływem zmiennego strumienia magnetycznego Φ_{12} indukują się napięcia $u_{\mu 1}$ w uzwojeniu pierwotnym oraz napięcie $u_{\mu 2}$ - w uzwojeniu wtórnym. Jeśli uzwojenie wtórne jest obciążone, to w tym uzwojeniu płynie prąd i_2 . Zgodnie z regułą Lenza prąd i_2 ma taki zwrot, aby strumień magnetyczny wytworzony przez ten prąd miał zwrot przeciwny do zwrotu strumienia Φ_{12} . Część strumienia magnetycznego wywołanego prądem i_2 przeciwdziała strumieniowi Φ_{12} , a część strumienia magnetycznego Φ_{S2} ulega rozproszeniu, zamykając się przez powietrze wokół uzwojenia wtórnego. Osłabienie strumienia głównego Φ_{12} przez prąd i_2 wywołuje w uzwojeniu pierwotnym wzrost prądu i_1 . W ten sposób niezależnie od wartości prądu i_2 pobieranego przez obciążenie, strumień główny w rdzeniu pozostaje niezmienny [11].

Na rysunku 3.1 przedstawiony został schemat zastępczy transformatora rzeczywistego, w którym oprócz idealnego transformatora występują następujące dodatkowe elementy: rezystancje uzwojeń R_1 i R_2 oraz reaktancje uzwojeń L_{k1} i L_{k2} , indukcyjność główna transformatora L_1 , rezystancja R odpowiadająca stratom w rdzeniu i pojemności uzwojeń pierwotnego C_1 i wtórnego C_2 oraz międzyuzwojeniowa C_m .



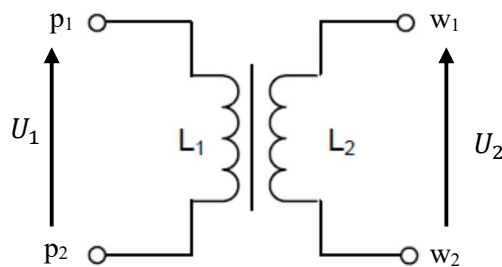
Rys. 3.1 Schemat zastępczy transformatora [50]

Reaktancje uzwojeń modelują strumienie rozproszenia, które nie zamykają się poprzez rdzeń, lecz poprzez przestrzeń przyległą do uzwojeń [50].

Modelowaniu transformatorów na potrzeby analizy układów zasilania małej mocy, poświęcono w literaturze stosunkowo mało miejsca. W tym rozdziale przedstawiono pięć arbitralnie wybranych modeli transformatorów, dedykowanych dla programu SPICE. Modele te można podzielić na dwie grupy: izotermiczne (opisane w rozdziałach 3.1 i 3.2) i elektrotermiczne (opisane w rozdziale 3.3).

3.1. Model z liniowo sprzężonymi uzwojeniami

Na rysunku 3.2 przedstawiono schemat modelu transformatora złożonego z liniowo sprzężonych uzwojeń. Uzwojenie pierwotne stanowi cewka L_1 , natomiast cewka L_2 reprezentuje uzwojenie wtórne. Model ten opisuje idealny transformator.



Rys. 3.2 Model transformatora z liniowo sprzężonymi uzwojeniami

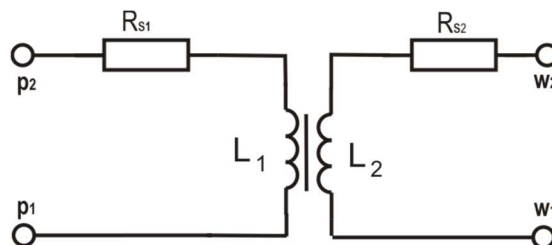
Stosunek liczby zwojów uzwojenia pierwotnego z_1 do liczby zwojów uzwojenia wtórnego z_2 nazywany jest przekładnią zwojową i dany jest wzorem

$$n = \frac{z_1}{z_2} = \frac{U_1}{U_2} = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \quad (3.3)$$

W tym modelu pominięto wszystkie straty oraz pominięto zjawisko samonagrzewania.

3.2. Model z liniowo sprzężonymi uzwojeniami uwzględniający straty w uzwojeniach

Na rysunku 3.3 przedstawiono schemat modelu transformatora złożonego z liniowo sprzężonych uzwojeń z uwzględnieniem rezystancji szeregowych R_{S1} i R_{S2} reprezentujących straty w uzwojeniach o indukcyjnościach L_1 i L_2 . Wartość rezystancji R_{S1} i R_{S2} zależą od długości uzwojenia oraz średnicy drutu nawojowego.



Rys. 3.3 Model transformatora ze sprzężonymi cewkami liniowymi z uwzględnieniem rezystancji uzwojeń.

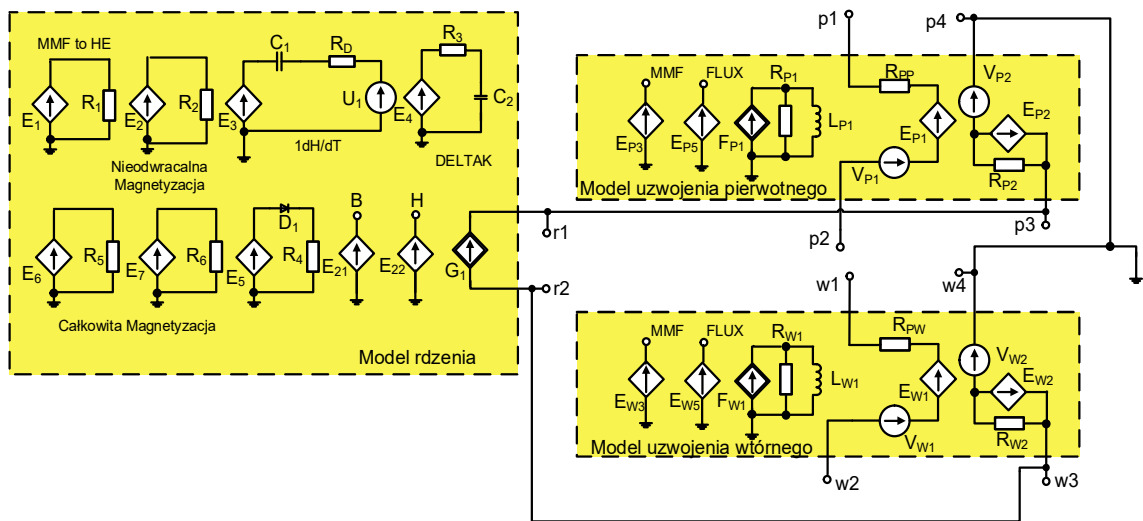
3.3. Izotermiczny model transformatora

Autorzy przedstawionego w pracy [99] izotermicznego modelu transformatora proponują, aby składał się on z modelu rdzenia ferromagnetycznego oraz modelu uzwojeń. Model transformatora oparto na modelu rdzenia zaproponowanego przez Jilesa-Athertona.

W modelu Jilesa-Athertona opisano zjawisko histerezy magnetycznej łączącej odwracalny proces magnesowania z nieodwracalnym procesem magnesowania. Proces ten charakteryzowany jest przez magnetyzację M [6, 50, 78, 92, 99].

Na rysunku 3.4 przedstawiono reprezentację obwodową modelu transformatora dla programu SPICE na podstawie opisu przedstawionego w pracy [99]. Model ten zawiera trzy bloki reprezentujące rdzeń oraz oba uzwojenia transformatora. W przedstawionym modelu transformatora znajdują się dwie grupy zacisków - zaciski elektryczne (odpowiednio p1, p2 oraz w1, w2), odpowiadające zaciskom transformatora i zaciski magnetyczne (odpowiednio p3, p4 oraz w3, w4), na których napięcie odpowiada sile magnetomotorycznej a prąd odpowiada strumieniowi pola magnetycznego.

Pomiędzy zaciskami (r1, r2) modelu rdzenia znajduje się sterowane źródło prądowe G_1 , reprezentujące siłę magnetomotoryczną. Sterowane źródło napięciowe E_1 w modelu rdzenia wykorzystywane jest do wyznaczania efektywnego natężenia pola magnetycznego H_e , natomiast źródło E_2 służy do określania wartości magnetyzacji nieodwracalnej M_{an} .



Rys. 3.4 Reprezentacja obwodowa izotermicznego modelu transformatora z pracy [99]

Magnetyzacji nieodwracalną M_{an} aproksymowana jest funkcją Langevina $L(H_e)$, która prowadzi do wyrażenia opisanego wzorem [99]:

$$M_{an} = \frac{1}{\tanh\left(\frac{H_e}{A}\right)} - \frac{A}{H_e} \quad (3.4)$$

gdzie A jest parametrem modelu opisującym kształt pętli histerezy.

Rzeczywistą magnetyzację odwracalną uzyskuje się poprzez pomnożenie prawej strony równania (3.5) przez magnetyzację nasycenia M_s . Wartość magnetyzacji M_a można wyznaczyć przez rozwiązanie równania różniczkowego o postaci [56]:

$$\frac{dM}{dH} = \frac{1}{1+c} \frac{M_{an} - M_a}{1+c \frac{\delta \cdot k}{\mu_0} - (M_{an} - M_a)} + \frac{c}{1+c} \frac{dM_{an}}{dH} \quad (3.5)$$

gdzie μ_0 - przenikalność magnetyczna próżni, δ - współczynnik określający kierunek zmian natężenia pola magnetycznego ($\delta = 1$ dla $dH/dt > 0$, $\delta = -1$ dla $dH/dt < 0$) k – współczynnik nieelastycznych odkształceń ścian domen, c – stała elastycznych odkształceń ścian domen.

Obwód, w skład, którego wchodzi sterowane źródło napięciowe E_3 , kondensator C_1 , rezystor R_D oraz źródło napięciowe V_1 służy do wyznaczenia czasowej pochodnej natężenia pola magnetycznego dH/dt . Kolejny obwód składa się z szeregowo połączonego źródła napięciowego E_4 , rezystora R_3 i kondensatora C_2 odpowiada za opóźnienie analizowanego sygnału pobudzającego, spowalnia zbrocza sygnału oraz ogranicza wartość pochodnej natężenia pola magnetycznego dH/dt . Kolejne obwody modelu rdzenia złożone są ze: sterowanego źródła napięciowego E_6 oraz rezystora R_5 , sterowanego źródła napięciowego E_7 oraz rezystora R_6 , sterowanego źródła napięciowego E_5 , szeregowo połączonej diody D_1 i rezystora R_4 , sterowanego źródła prądowego G_1 służą do wyznaczenia całkowitej magnetyzacji M . Dwa sterowane źródła napięciowe E_{21} i E_{22} służą do wyznaczania indukcji B oraz natężenia pola magnetycznego H , co umożliwia wyznaczenie krzywej magnesowania $B(H)$ rdzenia. Modele uzwojenia wtórnego i pierwotnego mają identyczną strukturę. Składają się one z obwodów modelujących siłę elektromotoryczną indukcji (źródło napięciowe E_{P1} , E_{W1}), rezystancję uzwojeń R_{PP} , R_{PW} oraz obwodów modelujących siłę magnetomotoryczną wytwarzaną przez prąd każdego z uzwojeń (źródło napięciowe E_{W2} , E_{P2} i rezystor R_{W3} , R_{P3}).

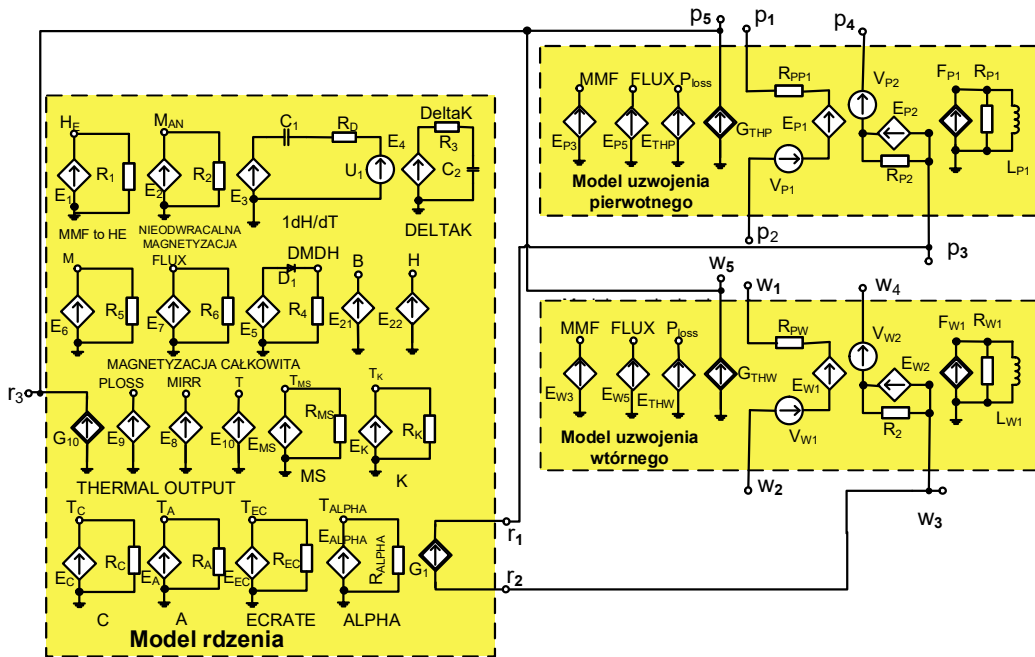
Źródła napięciowe V_{P1} , V_{W1} o wartości zero, pozwalają na monitorowanie prądów uzwojeń. Napięcie na źródłach napięciowych E_{W3} , E_{P3} i E_{W5} , E_{P5} odpowiada sile magnetomotorycznej i strumieniowi pola magnetycznego. Obwód składający się ze sterowanego źródła prądowego F_{W1} (F_{P1}), rezystora R_{W1} (R_{P1}) i cewki L_{W1} (L_{P1}) umożliwia obliczenie pochodnej czasowej strumienia pola magnetycznego. W przedstawionym modelu w straty w rdzeniu są pomijane, ale uwzględnia się straty mocy w uzwojeniach za pomocą źródła G_1 .

3.4. Elektrotermiczne modele transformatora

Na rysunku 3.5 przedstawiono reprezentację obwodową elektrotermicznego modelu transformatora z pracy [99]. Nawiązuje on do modelu izotermicznego opisanego w rozdziale 3.3. Model ten zawiera bloki modelujące charakterystykę magnesowania rdzenia i charakterystyki uzwojeń, a w równaniach opisujących elementy transformatora uwzględniono wpływ temperatury otoczenia i zjawisko samonagrzewania.

W modelu rdzenia oraz modelu uzwojeń znajdują się elementy opisujące straty energii w tych elementach. W modelu rdzenia wykorzystywane są sterowane źródła napięciowe E_8 , E_9 , E_{10} i sterowane źródło prądowe G_{10} do wyznaczania mocy generowanej w rdzeniu. Podobnie w modelach uzwojeń uwzględniono sterowane źródło prądowe G_{THP} , G_{THW} reprezentujące straty w uzwojeniach. Zaciski źródeł E_8 , E_9 , E_{10} , G_{10} , G_{TH} są podłączone do zewnętrznej sieci RC, reprezentującej przejściową impedancję termiczną transformatora. Węzły p_5 , w_5 i r_3 są połączone, napięcie na tych węzłach odpowiada nadwyżce temperatury transformatora ponad temperaturę otoczenia. Zatem w rozważanym modelu stosowana jest tylko jedna temperatura

wewnątrz całego transformatora tzn., że w rozważanym modelu temperatury uzwojeń i rdzenia są takie same.



Rys. 3.5 Reprezentacja obwodowa elektrotermicznego modelu transformatora z pracy [99]

W modelu rdzenia sterowane źródła napięciowe E_{MS} , E_C , E_A , E_{ALPHA} i rezystory R_C , R_A , R_{EC} , R_{ALPHA} stosuje się do obliczenia wartości parametrów modelu rdzenia M_S , C , A , E_{CRATE} , $ALPHA$ przy uwzględnieniu liniowej ich zależności od temperatury. Straty mocy w uzwojeniach są opisane wzorem

$$G_{TH} = I_w^2 \cdot R_w \quad (3.8)$$

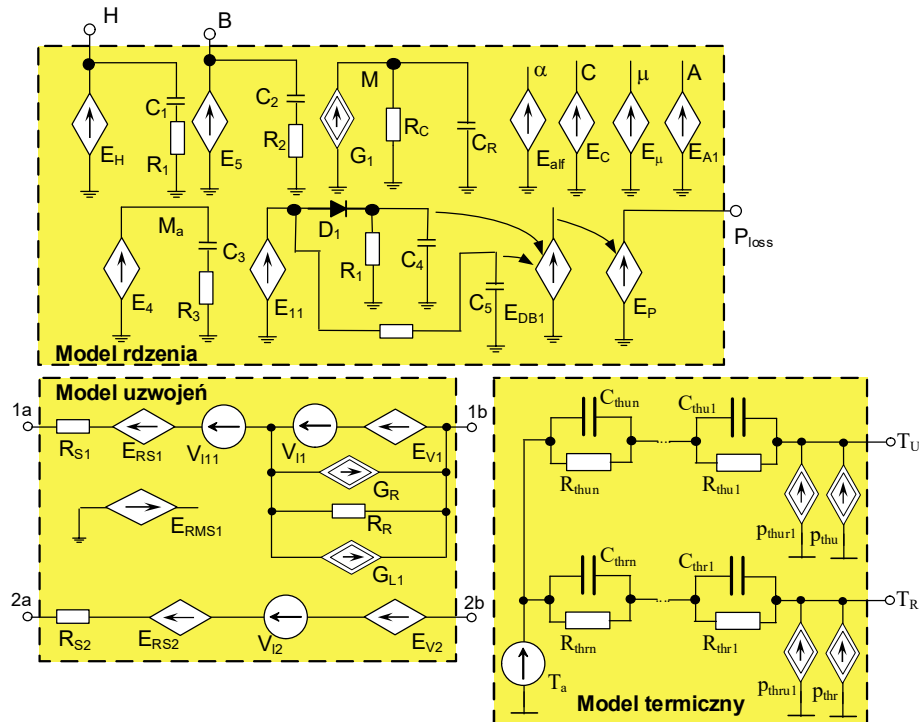
gdzie I_w jest prądem uzwojenia, zaś R_w - rezystancją uzwojenia. Z kolei, straty w rdzeniu opisane są zależnością:

$$P_{LOSS} = H \cdot LEN \cdot \mu_0 \cdot (M_S \cdot (1 + M_{STC} \cdot T) \cdot (M - M_{an}) + H) \quad (3.7)$$

gdzie μ_0 - oznacza przenikalność magnetyczną w próżni, LEN - długość drogi magnetycznej, M_{STC} - współczynnik temperaturowy magnetyzacji nasycenia, T - nadwyżkę temperatury transformatora ponad temperaturę otoczenia. We wzorze (3.7) stosunek natężenia pola magnetycznego H i długości drogi magnetycznej LEN jest równy wartości siły magnetomotorycznej, obserwowanej pomiędzy zaciskami modelu rdzenia (r_1 oraz r_2).

Przy analizach komputerowych układów elektronicznych niezbędne są modele wszystkich elementów zawartych w tych układach. Modele te powinny uwzględniać wszystkie zjawiska fizyczne istotne z punktu widzenia rozważanego układu, a jednocześnie postać tych modeli powinna być na tyle prosta, aby zapewnić krótki czas trwania obliczeń. Niestety, wymienione wymagania są wzajemnie sprzeczne. Przedstawione w literaturze elektrotermiczne modele transformatora cechują się wieloma niedoskonałościami, tzn. pominięto w niektórych z nich histerezę charakterystyki magnesowania [32] lub przedstawiony opis modelu zawiera błędy w opisie źródeł sterowanych powodujące niepoprawne wyznaczenie charakterystyk transformatora [99].

W pracy [28] przeprowadzono badania przydatności różnych modeli transformatora do wyznaczania charakterystyk przetwornic dc-dc, które wykazały, że często literaturowe elektrotermiczne modele transformatora są tak skomplikowane, że nie jest możliwe uzyskanie zbieżności obliczeń w analizach takich przetwornic [27]. Dlatego w pracy [28, 36] zaproponowano elektrotermiczny model transformatora dedykowany do zastosowania w analizach przetwornic dc-dc. Reprezentację obwodową tego modelu przedstawiono na rysunku 3.6. Model ten składa się z trzech bloków: modelu rdzenia, modelu uzwojeń oraz modelu termicznego. Model rdzenia, opisany szczegółowo w pracy [28, 36], oparty jest o zmodyfikowany model Jilesa-Athertona [56]. W modelu tym sterowane źródło napięciowe E_H i kondensator C_1 szeregowo połączony z rezystorem R_1 służą do wyznaczania natężenia pola magnetycznego H . Indukcja pola magnetycznego odpowiada napięciu na zacisku B. Straty mocy w rdzeniu są równe napięciu na zacisku P_{loss} . Model uzwojeń zawiera dwa obwody: uzwojenie pierwotne - z zaciskami 1a i 1b, a także uzwojenie wtórne - z zaciskami 2a i 2b. W modelu uzwojenia pierwotnego rezystor R_{S1} reprezentuje rezystancję szeregową tego uzwojenia w temperaturze odniesienia T_0 , sterowane źródło napięciowe E_{RS1} opisuje zmiany tej rezystancji przy zmianie temperatury uzwojenia T_U . Sterowane źródło napięciowe E_V wyznacza napięcie indukowane w uzwojeniu pierwotnym, sterowane źródło prądowe G_{L1} reprezentuje prąd magnesowania, a sterowane źródło prądowe G_R – straty energii w rdzeniu. Napięcie V_{RMS1} odpowiadające wartości skutecznej prądu uzwojenia pierwotnego, oblicza się za pomocą sterowanego źródła napięciowego E_{RMS1} . Źródła napięciowe V_{L1} i V_{H1} mają zerową wartość napięcia i są wykorzystywane do monitorowania wartości prądów płynących przez te źródła. Z kolei, model uzwojenia wtórnego zawiera tylko elementy modelujące napięcia na uzwojeniu (E_V) i rezystancję szeregową tego uzwojenia (R_S i E_{RS}). Model termiczny umożliwia obliczenie temperatury rdzenia T_R i temperatury uzwojenia T_U przy uwzględnieniu samonagrzewania i wzajemnych sprzężeń cieplnych pomiędzy rdzeniem a uzwojeniami.



Rys. 3.6 Reprezentacja obwodowa elektrotermicznego modelu transformatora [28]

Model termiczny ma postać sieci RC Fostera pobudzanej przez źródła prądowe reprezentujące wartości mocy wydzielanej w rdzeniu P_{thr} oraz w uzwojeniach P_{thu} . Wydajność źródła P_{thr} jest równa napięciu na zacisku P_{loss} opisanym wzorem (3.8). Z kolei, wydajność źródła P_{thu} dana jest wzorem [28]:

$$P_{thu} = [1 + \alpha_\rho (T_u - T_0)] \cdot (V_{RS1} \cdot i_1 + V_{RS2} \cdot i_2) + \frac{l_w}{l_p} \sqrt{\mu_0 \cdot \rho \cdot f [1 + \alpha_\rho (T_u - T_0)]} \cdot (i_1 \cdot i_2) \quad (3.8)$$

gdzie α_ρ to temperaturowy współczynnik rezystywności miedzi, i_1 oraz i_2 to prądy uzwojeń pierwotnego i wtórnego, l_p oraz l_w oznaczają długości uzwojeń transformatora, zaś V_{RS1} oraz V_{RS2} - spadki napięcia na rezystancji szeregowej uzwojenia pierwotnego i wtórnego. Jak widać ze wzoru (3.8), w opisie strat mocy w uzwojeniach uwzględniono zarówno straty omowe, jak i efekt naskórkowości. W celu uwzględnienia sprzężenia termicznego pomiędzy rdzeniem i uzwojeniami zastosowano sterowane źródła prądowe P_{thru1} , P_{thru1} . Źródło napięciowe T_a modeluje temperaturę otoczenia. Jak wynika z badań, których wyniki podano w pracy [30], termiczne stałe czasowe opisujące własne i wzajemne przejściowe impedancje termiczne w transformatorze nie różnią się istotnie między sobą, natomiast rozważane przejściowe impedancje termiczne różnią się jedynie wartościami rezystancji termicznej. Dlatego w opisywanym modelu wykorzystano wspólne sieci RC do modelowania samonagrzewania i wzajemnych sprzężeń cieplnych. Wykorzystując wyniki pomiarów pokazanych w pracach [28, 30] przyjęto, że $P_{thru1} = 0,8 \cdot P_{thu}$ oraz $P_{thru1} = 0,8 \cdot P_{thr}$.

Napięcie na źródle E_{V1} dane jest wzorem

$$E_{V1} = z_1 \cdot S_{Fe} \cdot \frac{dB}{dt} \quad (3.9)$$

gdzie z_1 oznacza liczbę zwojów uzwojenia pierwotnego, S_{Fe} – pole przekroju poprzecznego rdzenia.

Analogicznie wyznaczana jest wartość napięcia na źródle E_{V2} z uwzględnieniem liczby zwojów na uzwojeniu wtórnym. W modelu uzwojenia pierwotnego rezystor R_{S1} opisuje rezystancję szeregową tego uzwojenia w temperaturze odniesienia T_0 , sterowane źródło napięciowe E_{RS1} modeluje zmiany tej rezystancji przy zmianie temperatury uzwojeń T_U i efekt naskórkowości. Sterowane źródło napięciowe E_V opisuje napięcie indukowane w uzwojeniu pierwotnym, sterowane źródło prądowe G_{L1} reprezentuje prąd magnesujący opisany równaniem [28]:

$$G_{L1} = l_{Fe} \cdot \frac{(|H| + A)^2}{z_1^2 \cdot S_{Fe} \cdot B_{sat} \cdot A} \cdot \int_0^t U_p(x) \cdot dx \quad (3.10)$$

gdzie U_p – napięcie między zaciskami uzwojenia pierwotnego.

Sterowane źródło prądowe G_R opisuje straty energii w rdzeniu. Prąd tego źródła dany jest równaniem [28]:

$$G_R = P_{loss} \cdot \frac{V_1}{V_{RMS1}^2} \quad (3.11)$$

gdzie V_{RMS1} oznacza wartość skuteczną napięcia na źródle G_R , podczas gdy V_1 jest wartością chwilową tego napięcia. Z kolei, model uzwojenia wtórnego zawiera tylko elementy modelujące napięcie indukowane w uzwojeniu (E_V) i rezystancję tego uzwojenia (R_{S2} i E_{RS2}).

3.5 Wnioski

Przedstawione w poprzednich podrozdziałach modele zostały sformułowane na różnym poziomie dokładności i nie uwzględniają wszystkich zjawisk fizycznych zachodzących w transformatorze. W szczególności, model izotermiczny, który został przedstawiony w rozdziale 3.3 nie uwzględnia zjawisk cieplnych. Z kolei, modele elektrotermiczne przedstawione w rozdziale 3.4 są przygotowane w sposób uproszczony. Na przykład, w elektrotermicznym modelu z pracy [99] uwzględniono tylko jedną temperaturę dla całego transformatora. Z kolei, w modelu z pracy [28] wyznaczono temperatury osobno dla rdzenia i dla uzwojeń oraz określono stały współczynnik sprzężenia cieplnego między rdzeniem a uzwojeniami wynoszący 0,8 oraz pominięto zróżnicowanie temperatur uzwojeń.

Z przedstawionego przeglądu modeli literaturowych widać, że żaden z reprezentowanych modeli nie uwzględnia zróżnicowania temperatury uzwojeń, ani nieliniowości zjawisk cieplnych zachodzących w transformatorze. Są one związane z zależnością skuteczności chłodzenia rdzenia i uzwojeń od wydzielanej w nich mocy.

4. MODELE TERMICZNE ELEMENTÓW ELEKTRONICZNYCH

Jak wiadomo z fizyki, temperatura ciała, w którym generowane jest ciepło, rośnie. Ciepło generowane w objętości czynnej ciała jest odprowadzane do otoczenia w wyniku trzech mechanizmów fizycznych: przewodnictwa cieplnego, konwekcji i promieniowania [26, 55, 102]. Przyrost temperatury zależy od wartości generowanego ciepła oraz od skuteczności mechanizmów odprowadzania ciepła.

W czasie pracy transformatora generowana jest w nim energia, która jest zamieniana na ciepło. Miejscami generacji tej mocy są uzwojenia oraz rdzeń. Przepływający przez te uzwojenia prąd powoduje wydzielanie się w nich ciepła zgodnie z prawem Joule'a-Lenza. Z kolei, zmienne pole magnetyczne występujące w rdzeniu powoduje straty energii związane z histerzą krzywej magnesowania. W rdzeniu występują także straty wynikające z istnienia prądów wirowych oraz z pozostałości magnetycznej.

Spotykane w literaturze modele termiczne mają charakter modeli mikroskopowych [2, 3, 4, 7, 19, 21, 28, 55, 86, 101], dedykowanych do wyznaczania rozkładu temperatury w elemencie elektronicznym lub modeli makroskopowych (skupionych) [42, 55, 104], umożliwiających wyznaczenie jednej wartości temperatury wnętrza elementu elektronicznego. Modele mikroskopowe, ze względu na wysoki stopień komplikacji, rzadko są wykorzystywane do analizy układów elektronicznych, natomiast wykorzystuje się je do analizy właściwości cieplnych elementów elektronicznych.

W kolejnych podrozdziałach scharakteryzowano mechanizmy odprowadzania ciepła oraz przedstawiono dwa występujące w literaturze sposoby ich opisu, tzn. modele mikroskopowe oraz modele skupione, nazywane również modelami makroskopowymi.

4.1 Mechanizmy odprowadzania ciepła

Mechanizm przewodnictwa cieplnego ma dominujące znaczenie w tworzeniu termicznych modeli elementów elektronicznych. Gęstość strumienia ciepła F_p przepływającego przez określoną powierzchnię w wyniku mechanizmu przewodnictwa jest proporcjonalna do gradientu temperatury, zgodnie z prawem Fouriera [26, 55]

$$F_p = -\lambda \text{grad}(T) \quad (4.1)$$

gdzie współczynnik λ oznacza przewodność cieplną właściwą materiału umieszczonego między źródłem ciepła a brzegiem obudowy urządzenia [55].

Mechanizm konwekcji polega na przenoszeniu strumienia ciepła w wyniku ruchu cząsteczek środowiska chłodzącego. Gęstość strumienia ciepła F_k odprowadzanego za pomocą konwekcji z powierzchni elementu będącego źródłem ciepła o temperaturze T_s do ośrodka chłodzącego o temperaturze T_{ch} opisana jest wzorem Newtona o postaci [55]

$$F_k = \lambda_k (T_s - T_{ch}) \quad (4.2)$$

gdzie wielkość λ_k oznacza współczynnik przejmowania ciepła, który zależy, od właściwości ośrodka chłodzącego [60, 69]. Należy zauważyć, że występują dwa rodzaje konwekcji ciepła: wymuszona i swobodna. W pierwszym przypadku ruch ośrodka chłodzącego jest sztucznie wymuszony, a w drugim następuje samoistnie w wyniku zmian gęstości ośrodka chłodzącego.

Mechanizm promieniowania cieplnego polega na emisji fal elektromagnetycznych o szerokim widmie z ciała o temperaturze powyżej zera kelwinów. Gęstość strumienia ciepła F_{rc} odprowadzanego przez promieniowanie z powierzchni ciała doskonale czarnego jest opisana zależnością [55]

$$F_{rc} = \alpha_s \cdot T^4 \quad (4.3)$$

gdzie α_s to stała Stefana-Boltzmana. Energia wypromieniowana przez każdy rzeczywisty element jest mniejsza niż przewiduje to wzór (4.3), co można opisać za pomocą współczynnika emisyjności ε , której wartość jest mniejsza od jedności [40]. W związku z tym, wypadkowa gęstość strumienia ciepła F_{rw} odprowadzana przez promieniowanie z powierzchni elementu o temperaturze T_s do otoczenia o temperaturze T_a opisana jest zależnością [55]

$$F_{rw} = \varepsilon \cdot \alpha_s (T_s^2 - T_{ch}^2) \quad (4.4)$$

4.2 Model mikroskopowy

Najogólniejszym modelem termicznym elementu elektronicznego jest model dynamiczny o stałych rozłożonych. Przyjmując założenie, że dominujące w odprowadzaniu ciepła z objętości czynnej elementu elektronicznego jest przewodnictwo, modelem tym jest równanie przewodnictwa ciepła wraz z definicją obszaru D , w którym równanie to ma być spełnione oraz zestawu warunków brzegowych i początkowych. W równaniu tym czasowo-przestrzenny rozkład gęstości generowanej mocy cieplnej $g(r,t)$ powiązany jest z czasowo-przestrzennym rozkładem temperatury $T(r,t)$ w strukturze elementu, gdzie r oznacza wektor położenia.

Równanie nazywane mikroskopowym modelem elementu elektronicznego [55] ma ogólną postać:

$$\text{div}[\lambda \text{grad } T(r,t)] + g(r,t) = c \cdot \rho \frac{\delta T(r,t)}{\delta t} \quad (4.5)$$

gdzie c to ciepło właściwe materiału, zaś ρ oznacza gęstość materiału. Typowo w równaniu przewodnictwa ciepła przyjmuje się stałe wartości parametrów materiałowych c , λ oraz ρ , jednak w rzeczywistości parametry te są uzależnione od temperatury. Współczynnik przewodności cieplnej λ jest liniowo rosnącą funkcją temperatury. Z kolei, współczynnik konwekcji, ujęto w warunkach brzegowych równania (4.5) jest malejącą funkcją temperatury [55]. Poszukiwanie analitycznych rozwiązań równania przewodnictwa ciepła jest złożonym problemem matematycznym [26, 52, 55, 69]. Innym rozwiązaniem jest stosowanie metod numerycznych, w których nie są konieczne założenia upraszczające [55]. Tak jak już wspomniano w rozdziale 4.1 modele mikroskopowe, ze względu na wysoki stopień komplikacji, nie są typowo wykorzystywane do analizy układów elektronicznych [104].

4.3 Modele skupione

Mikroskopowe modele nie są bezpośrednio użyteczne dla konstruktorów i projektantów układów i urządzeń elektronicznych. Model mikroskopowy dla pojedynczego elementu jest zbyt skomplikowany, aby stosować go w analizie i projektowaniu urządzeń, w których skład wchodzi duża liczba elementów elektronicznych. Dlatego konieczne jest stosowanie prostszych modeli termicznych skupionych (makroskopowych) [55, 60, 61, 104]. Skupione modele termiczne odnoszą się do dyskretnych elementów elektronicznych, jak również do

monolitycznych układów scalonych. Często przedstawiane są one w postaci sieci RC, w których prąd odpowiada mocy w modelowanym elemencie, a napięcie odpowiada różnicy temperatur między elementami konstrukcyjnymi elementu [55, 104]. Skupiony model uwzględnia jednocześnie wszystkie mechanizmy odprowadzania ciepła do otoczenia, tzn. przewodnictwo, konwekcję i promieniowanie [42, 48, 55]. W modelu tym zależność temperatury wnętrza elementu T_j od wydzielanej w nim mocy cieplnej p można wyrazić za pomocą całki splotu o postaci [55, 46, 68, 110].

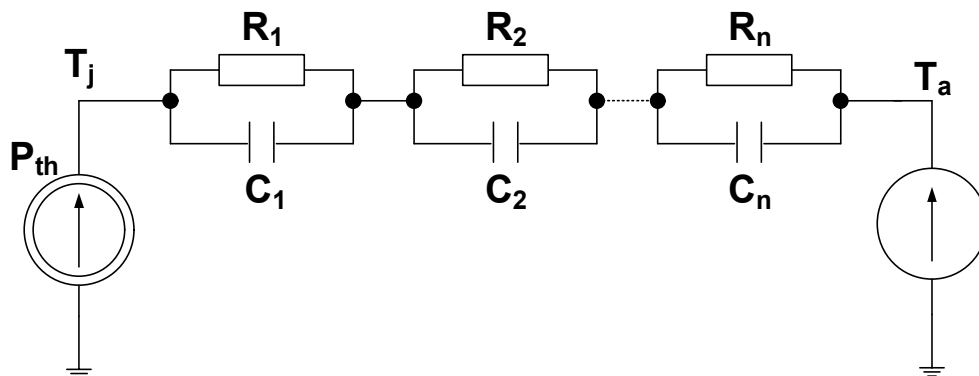
$$T_j = T_a + \int_0^t Z'_{th}(t-v) \cdot p(v) dv \quad (4.6)$$

gdzie T_a oznacza temperaturę otoczenia, $p(v)$ jest mocą cieplną w rozważanym elemencie elektronicznym, $Z'_{th}(t)$ jest czasową pochodną przejściowej impedancji termicznej [55, 110]. W stanie ustalonym termicznie równanie (4.6) upraszcza się do postaci [55, 110]

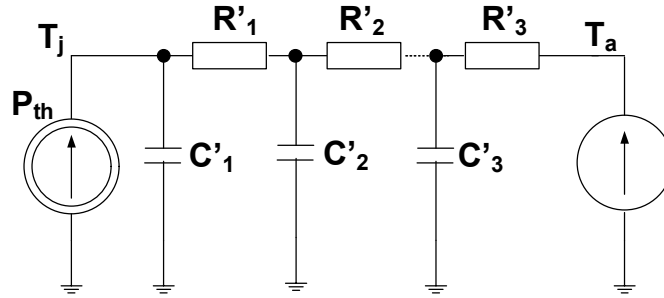
$$T_j = T_a + R_{th} \cdot p \quad (4.7)$$

Najczęściej wykorzystywane są analogi elektryczne równania (4.6) w postaci sieci Cauera (rysunek 4.1) lub Fostera RC (rysunek 4.2), które z punktu widzenia zacisku reprezentującego temperaturę wnętrza T_j elementu są w pełni równoważne [55]. Napięcia w poszczególnych węzłach sieci Cauera odpowiadają temperaturom elementów konstrukcyjnych rozważanego elementu, np. obudowy [28, 34, 42, 55, 104, 111]. Przedstawione na rysunkach 4.1 i 4.2 źródła prądowe P_{th} modelują moc cieplną wydzielaną wewnątrz elementu, napięcie w węzle T_j odpowiada temperaturze wnętrza elementu, natomiast napięcie w węzle T_a - temperaturze otoczenia. Sieć RC reprezentuje przejściową impedancję termiczną rozważanego elementu [28, 34, 55, 111].

Podstawowymi parametrami skupionych modeli termicznych elementów elektronicznych są rezystancja termiczna R_{th} i przejściowa impedancja termiczna $Z_{th}(t)$. Rezystancja termiczna charakteryzuje zdolność elementu do odprowadzania ciepła w warunkach statycznych, natomiast przejściowa impedancja termiczna w warunkach dynamicznych. Skupiony model termiczny, który wiąże temperaturę wnętrza elementu z wartością wydzielanej w nim mocy, nie uwzględnia przestrzennego rozkładu temperatury w tym elemencie. Stosowanie modelu skupionego opiera się na założeniu, że temperatura całego obszaru czynnego w elemencie jest jednakowa.



Rys. 4.1 Analog obwodowy skupionego modelu termicznego elementu elektronicznego w postaci sieci Fostera



Rys. 4.2 Analog obwodowy skupionego modelu termicznego elementu elektronicznego w postaci sieci Cauera

Założenie to jest spełnione tym gorzej, im większe są rozmiary elementu [55]. W konstrukcji elementu oraz na drodze odprowadzenia ciepła do otoczenia wyodrębnia się zwykle charakterystyczne obszary, z których każdy zostaje scharakteryzowany cząstkową rezystancją termiczną a wartość wypadkowa rezystancji termicznej jest traktowana, jako suma rezystancji składowych. Opis taki jest uproszczony, ponieważ w transporcie ciepła w różnych częściach elementu biorą udział procesy przewodnictwa, konwekcji i promieniowania, których wydajność zależy od temperatury modelowanego elementu [55].

Jak wykazano m.in. w pracach [A11, A13, 28], w transformatorach widoczne jest wyraźne zróżnicowanie wartości temperatury rdzenia i każdego uzwojenia przy prawie równomiernym rozkładzie temperatury w każdym z rozpatrywanych elementów transformatora.

Między elementami składowymi transformatora, występują wzajemne oddziaływania termiczne charakteryzowane przez wzajemne przejściowe impedancje termiczne $Z_{thij}(t)$, które mogą być opisane wzorem [111].

$$Z_{th}(t) = \frac{\Delta T(t)}{P_0} = \frac{T_j(t) - T_0}{P_0} \quad (4.8)$$

We wzorze tym $\Delta T(t)$ oznacza nadwyżkę temperatury $T_j(t)$ wnętrza elementu i-tego ponad temperaturę odniesienia T_0 , natomiast P_0 - moc wydzielaną w elemencie j-tym.

Czasowy przebieg temperatury sprzężonych ze sobą termicznie n elementów konstrukcyjnych transformatora dany jest wzorem [55, 111]:

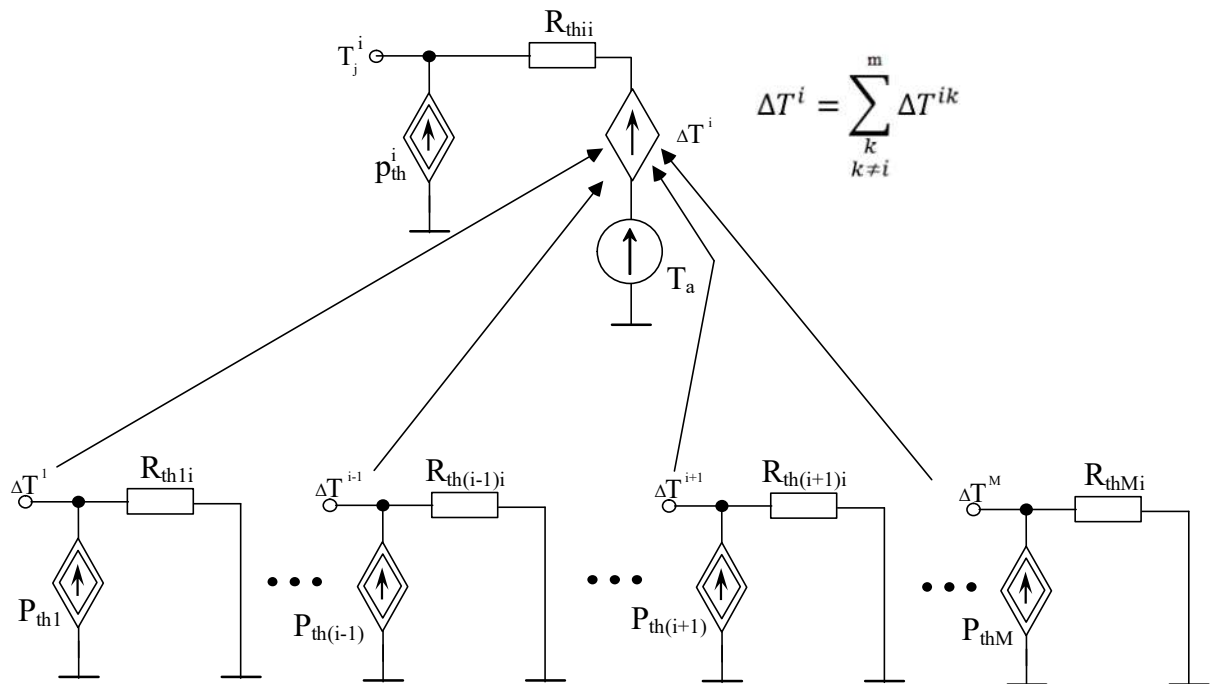
$$T_j^i(t) = T_0 + \sum_{k=1}^n \int_0^t Z'_{thik}(t-x) \cdot p_{thk}(x) dx \quad (4.9)$$

gdzie $p_{thk}(t)$ jest mocą wydzielaną w elemencie k-tym. Dla stanu termicznie ustalonego wzór (4.8) przyjmuje postać:

$$T_j^i = T_0 + \sum_{k=1}^n R_{thik} \cdot p_{thk} \quad (4.10)$$

Przy formułowaniu obwodowego modelu termicznego elementów sprzężonych termicznie, można również wykorzystać obwody przedstawione na rysunku 4.1 i 4.2 [55]. Na rysunku 4.3 przedstawiono przykład statycznego modelu termicznego elementu i-tego sprzężonego termicznie z m innymi elementami. Na rysunku 4.3 źródła prądowe reprezentują moc wydzielaną w poszczególnych elementach, źródło napięciowe T_a – temperaturę otoczenia, sterowane źródło napięciowe ΔT_i – przyrost temperatury wnętrza i-tego elementu wynikający z wzajemnych sprzężeń termicznych, zaś rezystory reprezentują własne (R_{thii}) lub wzajemne

$(R_{thi1}, R_{th(i-1)i}, R_{th(i+1)i}, R_{thmi})$ rezystancje termiczne między rozważanymi elementami [111].

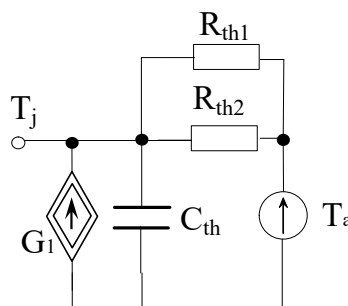


Rys. 4.3 Statyczny model termiczny elementu i -tego sprzężonego termicznie z m elementami [111]

Przedstawione powyżej modele są modelami liniowymi, tzn. takimi, których parametry nie zależą ani od temperatury ani od wydzielanej w nich mocy.

4.4 Literaturowe modele termiczne transformatora

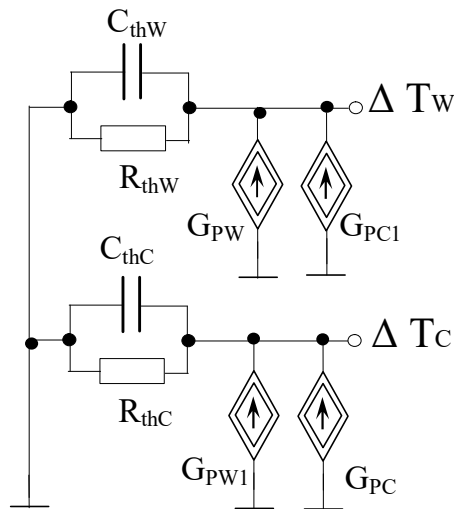
W literaturze znane są liniowe modele termiczne transformatorów. Przykładowo w pracy [99] przedstawiono liniowy model termiczny, którego reprezentację obwodową pokazano na rysunku 4.4. W rozważanym modelu C_{th} oznacza pojemność cieplną rdzenia, R_{th1} – rezystancję termiczną charakteryzującą konwekcję z powierzchni transformatora, R_{th2} – rezystancję termiczną charakteryzującą emisję promieniowania termicznego z powierzchni transformatora. W modelu tym stosowana jest tylko jedna temperatura wnętrza całego transformatora, tzn., że temperatury uzwojeń i rdzenia są takie same. A zatem, model z pracy [99] nie uwzględnienia sprzężenia termicznego pomiędzy poszczególnymi elementami transformatora.



Rys. 4.4 Reprezentacja obwodowa modelu termicznego transformatora z pracy [99]

Zaprezentowany na rysunku 4.5 model termiczny transformatora z pracy [43] pozwala obliczyć nadwyżkę temperatury rdzenia ΔT_C i uzwojenia ΔT_W ponad temperaturę otoczenia,

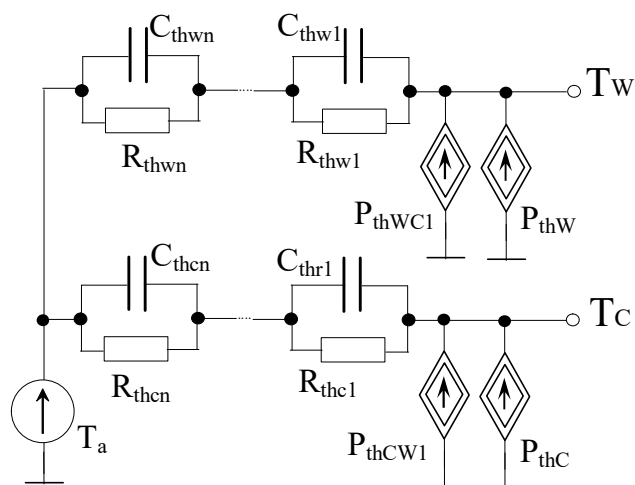
przy uwzględnieniu samonagrzewania i wzajemnych sprzężeń termicznych pomiędzy rdzeniem a uzwojeniami. W modelu tym uwzględniona jest tylko jedna termiczna stała czasowa dla uzwojeń $R_{thW} \cdot C_{thW}$ oraz dla rdzenia $R_{thC} \cdot C_{thC}$. Źródła prądowe G_{PC} i G_{PW} opisują odpowiednio moc traconą w rdzeniu i w uzwojeniach. Natomiast źródła prądowe G_{PC1} i G_{PW1} modelują wpływ wzajemnych sprzężeń termicznych między rdzeniem a uzwojeniami.



Rys. 4.5 Reprezentacja obwodowa modelu termicznego transformatora z pracy [43]

Model termiczny transformatora zaproponowany w pracy [28], którego schemat przedstawiono na rysunku 4.6, umożliwia obliczenie temperatury rdzenia T_C i temperatury uzwojeń T_W przy uwzględnieniu samonagrzewania i wzajemnych sprzężeń termicznych między rdzeniem a uzwojeniami. Model ten ma postać sieci RC Fostera pobudzonej przez źródła prądowe reprezentujące wartości mocy wydzielanej w rdzeniu (P_{thC} , P_{thWC1}) oraz w uzwojeniach (P_{thW} , P_{thWC1}).

W celu uwzględnienia sprzężenia termicznego pomiędzy rdzeniem a uzwojeniami zastosowano sterowane źródła prądowe P_{thWC1} , P_{thCW1} . Źródło napięciowe T_a modeluje temperaturę otoczenia. W opisanym modelu wykorzystano wspólne sieci RC do modelowania samonagrzewania i wzajemnych sprzężeń termicznych.



Rys. 4.6 Reprezentacja obwodowa termicznego modelu transformatora z pracy [28]

Wadą prezentowanych w tym rozdziale modeli termicznych transformatorów jest to, że nie uwzględniają one zróżnicowania temperatur uzwojeń, nieliniowości zjawisk termicznych, ani sprzężeń termicznych występujących między elementami transformatora. W kolejnych rozdziałach zaproponowano autorski model termiczny, w którym uwzględniono nieliniowości zjawisk termicznych oraz uwzględniono sprzężenia termiczne między elementami transformatora.

5. BADANE ELEMENTY

W badaniach wykorzystano następujące elementy: jeden transformator planarny, jeden transformator kubkowy oraz sześć transformatorów toroidalnych zawierających rdzenie wykonane z różnych materiałów, o różnych rozmiarach geometrycznych. Transformatory te scharakteryzowano w kolejnych podrozdziałach. Transformatory impulsowe użyte w badaniach zostały zaprojektowane i wykonane przez autora [A9, A11].

W tabeli 5.1 zebrano podstawowe parametry materiałów magnetycznych użytych na rdzenie badanych transformatorów impulsowych. W tabeli tej B_{sat} oznacza indukcję nasycenia przy natężeniu pola magnetycznego H_{sat} , H_C - natężenie pola koercji, T_{Curie} to temperatura Curie, a P_V - stratność rdzenia.

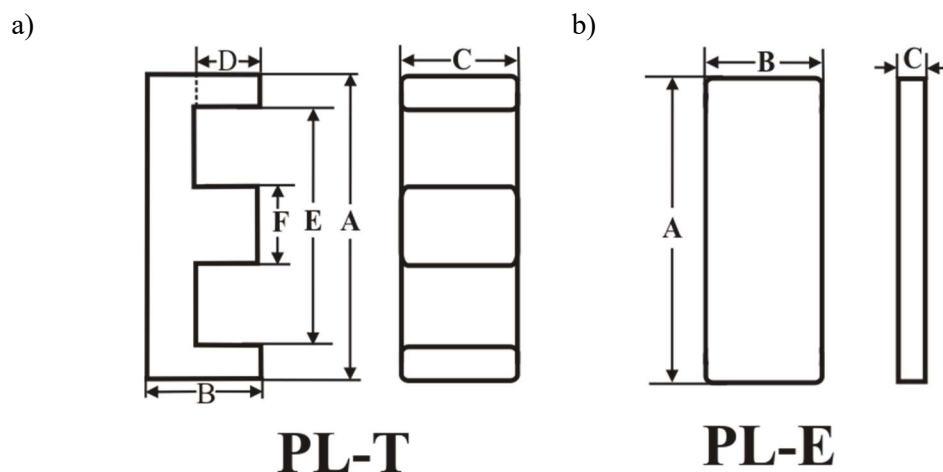
Tabela 5.1 Wartości podstawowych parametrów materiałów ferromagnetycznych użytych do budowy rdzeni badanych transformatorów [1, 88, 24].

Materiały	T106-26 i T157-26	M-070	F-867	N48	3F3
Parametry / Producent	Micrometals	Magnetec	Ferroxcube	Epcos	Ferroxcube
B_{sat} [T]	1,38	1,2	0,5	0,42	0,44
H_{sat} [A/m]	$19,9 \times 10^3$	600	970	1200	250
H_C [A/m]	440	9	75	26	13
T_{Curie} [°C]	750	600	215	170	200
P_V [kW/m ³]	83 przy $f = 100$ kHz, $B_m = 14$ mT	800 przy $f = 100$ kHz, $B_m = 0,3$ T	470 przy $f = 100$ kHz, $B_m = 0,2$ T	b.d.	175 przy $f = 100$ kHz, $B_m = 0,1$ T

5.1 Transformator planarny

W badaniach wykorzystano transformatory impulsowe, które zawierały m.in. rdzenie ferrytowe planarne cechującymi się różnymi sposobami wykonania uzwojenia.

Transformatory te mają planarne rdzenie ferrytowe typu E22/6/16R wykonane z materiału 3F3 [1], których wymiary zdefiniowano na rysunku 5.1 i w tabeli 5.2.



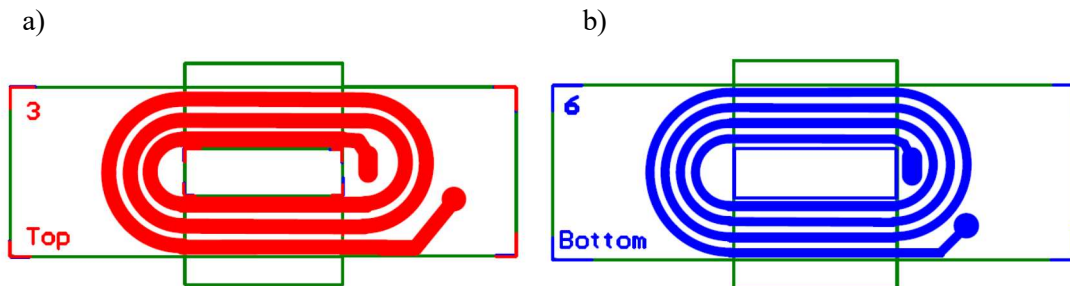
Rys. 5.1 Zwymiarowany rdzeń planarny a) kształtka E b) kształtka I

Uzwojenia transformatorów wykonane zostały na laminacie FR-4 o grubości 1mm, jako ścieżki drukowane o grubości miedzi 35 μ m. Uzwojenie wtórne jak i pierwotne mają kształt owalnej spirali. Uzwojenie pierwotne zawiera 3 zwoje o szerokości 2,5 mm, natomiast

uzwojenie wtórne - 4 zwoje o szerokości 1 mm. Wzór płytki PCB wraz z kształtem uzwojeń przedstawiony został na rysunku 5.2.

Tabela 5. 2 Wymiary zastosowanego rdzenia planarnego

Typ rdzenia	A [mm]	B [mm]	C [mm]	D [mm]	E [mm]	F [mm]
PL-E22/6/16/R	21,8	5,7	15,8	3,2	16,8	5
PL-T22/16/2.5S	21,8	15,8	2,5			



Rys. 5.2 Wzór uzwojeń na płytce PCB, strona a) top b) bottom

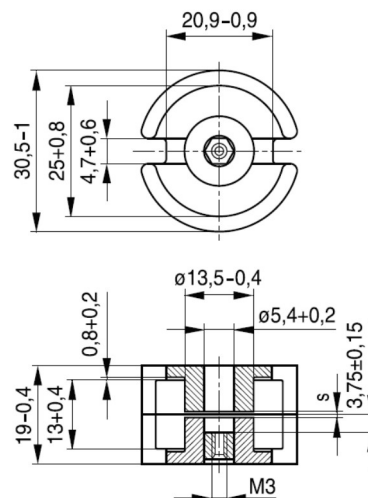
Na rysunku 5.3 przedstawiono zdjęcie badanego transformatora planarnego.



Rys. 5.3 Badany transformator z rdzeniem E22/6/16 z materiału 3F3

5.2 Transformator kubkowy

Do budowy transformatora kubkowego użytego w badaniach zastosowano rdzeń firmy EPCOS typu B65701 -T1000-A48 o średnicy 30 mm i wysokości 19 mm. Rdzeń ten wykonany został z materiału N48 [24]. Na rysunku 5.4 przedstawiono wymiary rozważanego rdzenia kubkowego, a na rysunku 5.5 przedstawiono widok badanego transformatora.



Rys. 5.3 Przekrój rdzenia kubkowego typu B65701 -T1000-A48 wraz z wymiarami [24]

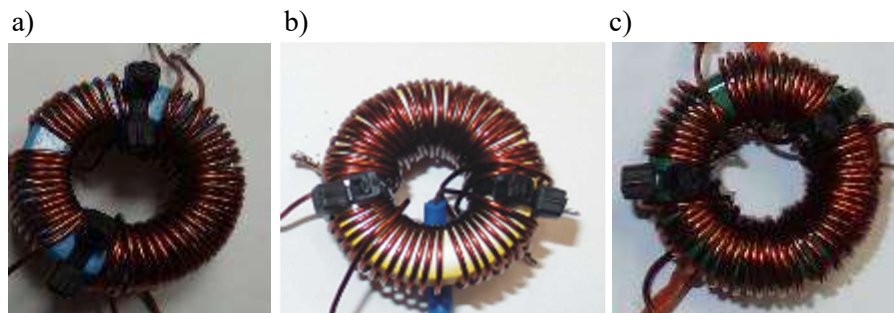


Rys. 5.4 Badany transformator z rdzeniem kubkowym

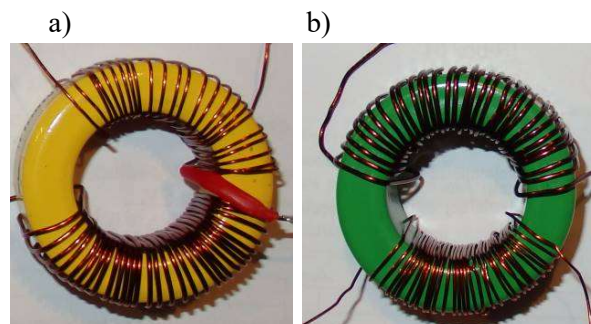
Wewnątrz rdzenia kubkowego umieszczono dwa jednakowe uzwojenia zawierające po 22 zwoje drutu miedzianego w emalii o średnicy 0,8 mm nawinięte na karkasie. W trakcie pomiarów temperatury obszar pomiaru temperatury uzwojenia za pomocą pirometru jest większy niż odległość między uzwojeniami. Temperaturę uzwojeń transformatora z rdzeniem kubkowym można zmierzyć za pomocą bocznego otworu w tym rdzeniu.

5.3 Transformatory toroidalne

W konstrukcji impulsowych transformatorów toroidalnych użytych w badaniach wykorzystano rdzenie ze sproszkowanego żelaza RTP (T106-26) o wymiarach 26.9x14x11 (nazywany dalej małym rdzeniem RTP) i 39.9x24.1x14.5 (T157-26) (nazywany dalej dużym rdzeniem RTP), rdzenie ferrytowe RTF (F-867), o wymiarach 25x15x10 (nazywany dalej małym rdzeniem RTF) i 40x24x16 (F-867), (nazywany dalej dużym rdzeniem RTF) oraz rdzeń nanokrystaliczny RTN (M-070) o wymiarach 26x16x12 (nazywany dalej małym rdzeniem RTN). Na rysunkach 5.6 i 5.7 przedstawiono zdjęcia badanych transformatorów z rdzeniem ze sproszkowanego żelaza RTP, ferrytowym RTF oraz nanokrystalicznym RTN.



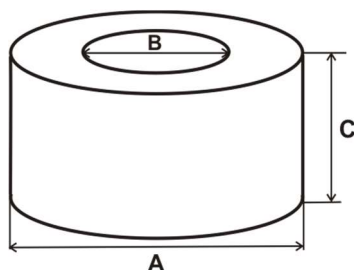
Rys. 5.5 Badane transformatory z a) małym rdzeniem RTN b) małym rdzeniem RTP c) małym rdzeniem RTF



Rys. 5.6 Badane transformatory z a) dużym rdzeniem RTP b) dużym rdzeniem RTF

Na rysunku 5.8 przedstawiono widok rdzenia pierścieniowego wraz z jego wymiarami. Przy oznaczaniu rdzeni pierścieniowych pierwsza liczba oznacza średnicę

zewnętrzną, drugą średnicę wewnętrzną a trzecia wysokość rdzenia, wymiary podawane są w milimetrach.



Rys. 5.8 Widok rdzenia pierścieniowego z wymiarami

Na transformatory z małym rdzeniem nawinięto po 2 uzwojenia liczące po 20 zwojów drutu miedzianego w emalii o średnicy 0,8 mm. Na transformatory z dużym rdzeniem nawinięto po 30 zwojów drutu miedzianego w emalii, przy czym uzwojenie pierwotne nawinięto drutem o średnicy 0,8 mm, natomiast uzwojenie wtórne drutem o średnicy 0,6 mm.

6. POMIARY ROZKŁADÓW TEMPERATURY W TRANSFORMATORZE

W zależności od właściwości fizycznych czujnika pomiarowego realizacja pomiaru temperatury może się odbywać z wykorzystaniem metod dotykowych - bezpośrednich oraz bezdotykowych – pośrednich [96]. Również występują metody elektryczne pomiaru temperatury w których wykorzystuje się informację o temperaturze na podstawie pomiaru zależności rezystancji przewodnika od temperatury. W metodzie dotykowej konieczny jest prawidłowy kontakt czujnika pomiarowego z obiektem, natomiast w metodzie bezdotykowej - pirometrii wykorzystuje się pomiar parametrów promieniowania emitowanego przez badany obiekt [10, 63, 66, 96].

Rozwój bezdotykowych metod pomiaru temperatury bazował na spostrzeżeniu, że obserwując ciało nagrzane do temperatury powyżej 600°C można orientacyjnie określić stopień jego nagrzania według jego barwy z dokładnością wystarczającą przy prostych procesach obróbki cieplnej. W 1892 roku H. LeChatelier zbudował pierwszy przyrząd do bezdotykowego pomiaru temperatury składający się z układu optycznego porównującego poprzez filtr czerwony promieniowanie obiektu i lampy olejowej [64]. W 1888 roku S.F. Morse zaprojektował pierwszy pirometr optyczny ze znikającym włóknem, który następnie w roku 1902 został zmodyfikowany przez L. Holborna i F. Kurlbauma poprzez dodanie układu optycznego [64]. Pirometr ten od 1927 roku w zakresie powyżej punktu krzepnięcia złota, był przyrządem wzorcowym Międzynarodowej Skali Temperatury ITS-27 [64]. W roku 1902 francuski badacz C. Féry skonstruował pierwszy soczewkowy pirometr radiacyjny, a w 1904 roku zwierciadłowy pirometr radiacyjny, które w wersji zmodyfikowanej stosowane są do dnia dzisiejszego [64]. W 1920 roku H. E. Ives zaproponował zastąpienie detektorów termoelektrycznych przez detektory fotoelektryczne. Pierwsze pirometry fotoelektryczne zostały wprowadzone na rynek w 1932 roku. Po II wojnie światowej rozpoczęto produkcję pirometrów z detektorami foto-rezystancyjnymi i półprzewodnikowymi [64].

6.1 Metody wyznaczania rozkładu temperatury w transformatorze.

W trakcie badań nad zjawiskami termicznymi zachodzącymi w transformatorach impulsowych, zastosowano bezdotykową metodę pomiaru temperatury, wykorzystując do tego celu pirometry typu OPTEX PT-3S [85] oraz kamerą termowizyjną FLIR i5 [25]. W celu weryfikacji poprawności wyników pomiarów pirometrycznych, jednocześnie wykonano pomiary temperatury uzwojeń transformatorów metodą elektryczną.

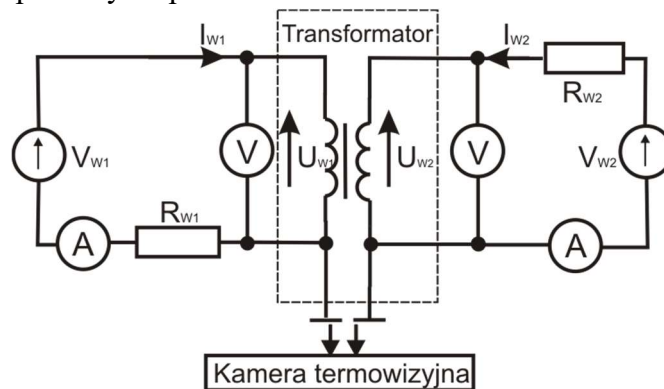
W pomiarach termowizyjnych wykorzystano kamerę termowizyjną FLIR i5, która ma możliwość zapisu obrazów w trzech paletach kolorystycznych: paleta żelaza, czarno-biała oraz tęcza. Kamera zawiera matrycę o rozdzielczości 100 x 100 punktów o czułości poniżej 0,1°C zakres pomiarowy obejmuje przedział od -20°C do +250°C. Dokładność pomiaru kamery wynosi $\pm 2^{\circ}\text{C}$ lub $\pm 2\%$ dla temperatury otoczenia od 10°C do 35°C. Kamera posiada wyświetlacz LCD o przekątnej 2,8". Kamera wyposażona jest w złącze USB pozwalające w szybki i prosty sposób przenieść wyniki wykonanych pomiarów na komputer i poddać analizie za pomocą oprogramowania FLIRQuickReport [25, 53]. Termogramy zapisywane są na karcie SD. W trakcie pomiarów wykonano termogramy badanych transformatorów

impulsowych w stanie ustalonym. Wybrane wyniki pomiarów rozkładów temperatury na powierzchni transformatorów przedstawiono w rozdziale 6.2.

Wykorzystując układ pomiarowy przedstawiony na rysunku 6.1 i 6.2 [A13], zmierzono rozkład temperatury na powierzchni transformatora impulsowego dla różnych warunków zasilania, różnego materiału, z którego został wykonany rdzeń transformatora oraz różnych wymiarów geometrycznych rdzenia i przy różnym ułożeniu przestrzennym rdzenia.

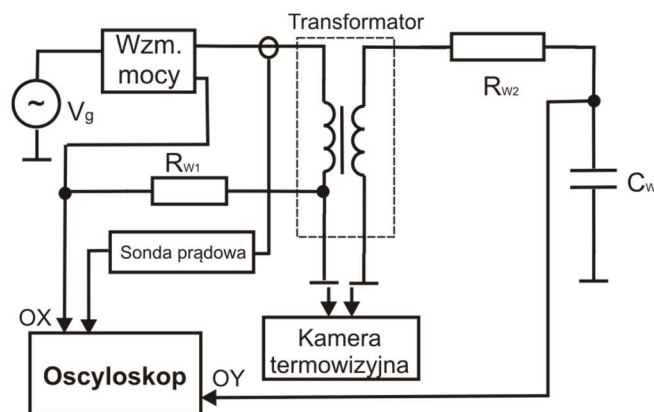
Do pobudzenia uzwojeń transformatora prądem stałym z zasilacza o dużej wydajności wykorzystano stanowisko pomiarowe w konfiguracji przedstawionej na rysunku 6.1.

W rozpatrywanym układzie źródła napięciowe V_{W1} , V_{W2} są wykorzystywane do spolaryzowania poszczególnych uzwojeń badanego transformatora, rezystory R_{W1} , R_{W2} ograniczają prąd płynący przez oba uzwojenia, natomiast woltomierze i amperomierze służą do pomiaru odpowiednio napięć U_{W1} , U_{W2} i prądów I_{W1} , I_{W2} . Kamera termowizyjna umożliwia rejestrację rozkładu temperatury na powierzchni transformatora.



Rys. 6.1 Układ do pomiaru rozkładu temperatury na powierzchni transformatora przy pobudzeniu prądem stałym

Do pobudzenia uzwojeń transformatora sygnałem zmiennym wykorzystano stanowisko pomiarowe o konfiguracji przedstawionej na rysunku 6.2.



Rys. 6.2 Układ do pomiaru rozkładu temperatury na powierzchni transformatora przy pobudzeniu sygnałem zmiennym

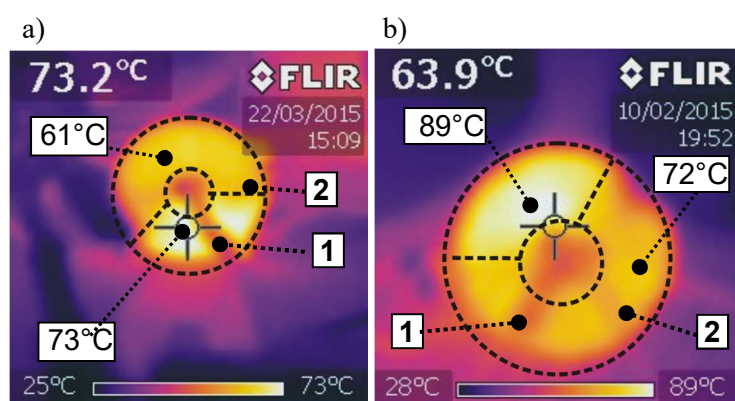
Układ ten zawiera generator sygnałowy V_g , oscyloskop czterokanałowy z sondą prądową, rezystor R_{W1} ograniczający prąd uzwojenia pierwotnego, kondensator C_{W2} oraz rezystor R_{W2} służących do wykreślenia krzywej magnesowania $B(H)$. Uzwojenie pierwotne transformatora w tym układzie zasilane jest sygnałem z generatora V_g wzmacnianym za pomocą specjalnie skonstruowanego na potrzeby stanowiska pomiarowego wzmacniacza mocy [A8]. Kamera termowizyjna rejestruje rozkład temperatury na powierzchni transformatora.

6.2 Wybrane wyniki pomiarów rozkładów temperatury transformatora

Poniżej przedstawiono wyniki pomiarów rozkładu temperatury w stanie termicznie ustalonym na powierzchni wybranych transformatorów impulsowych, zawierających toroidalne i planarne rdzenie wykonane z różnych materiałów ferromagnetycznych, o różnych rozmiarach i różnej orientacji przestrzennej. Konstrukcje badanych transformatorów przedstawiono w rozdziale 5. Na termogramach prezentowanych w dalszej części rozdziału linią przerywaną zaznaczono kontury rdzenia oraz granice nawinięcia uzwojenia pierwotnego.

6.2.1 Termogramy dla transformatora z rdzeniem toroidalnym

Na rysunku 6.3 przedstawiono termogramy zmierzone dla transformatora z małym rdzeniem RTP, ustawionego kolejno poziomo lub pionowo przy pobudzeniu uzwojenia pierwotnego prądem stałym o wartości 8 A, przy temperaturze otoczenia 25°C.



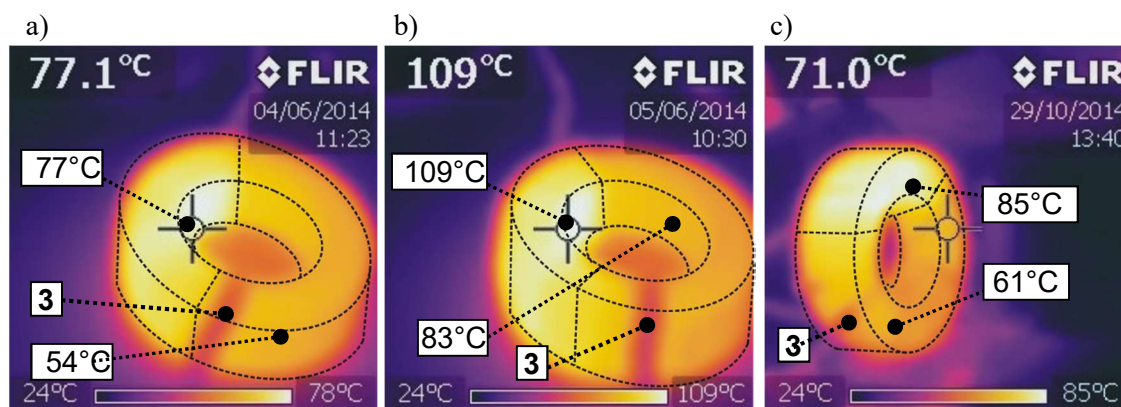
Rys. 6.3 Termogramy dla transformatora z małym rdzeniem RTP i uzwojeniem pierwotnym zasilanym prądem stałym o wartości 8 A przy ustawieniu pionowym (a), poziomym (b)

Jak można zauważyć, temperatura na powierzchni rdzenia przy jego orientacji pionowej (rys. 6.3a) przyjmuje wartości w zakresie od 61°C do 73°C, a w orientacji poziomej (rys. 6.3b) - od 64°C do 89°C. Należy zauważyć, że występują wyraźne różnice pomiędzy temperaturą rdzenia i uzwojeń. Widać wyraźnie, w którym miejscu na rdzeniu znajduje się zasilane prądem stałym uzwojenie pierwotne.

Rozkład temperatury na powierzchni uzwojenia pierwotnego jest praktycznie równomierny, natomiast niewielkie różnice temperatury występują na powierzchni rdzenia. Obszar ciemniejszy oznaczony cyfrą 1 oznacza przewód zasilający w koszulce izolacyjnej, natomiast cyfrą 2 oznacza opaski zaciskowe mocujące uzwojenie. Uzwojenie wtórne transformatora jest niewidoczne na termogramach, gdyż jego temperatura jest praktycznie taka sama jak temperatura rdzenia. Różnica temperatur między maksymalną wartością temperatury uzwojenia pierwotnego a maksymalną wartością temperatury rdzenia przy ustawieniu pionowym rdzenia (rys. 6.1a) wynosi około 12°C, natomiast przy ustawieniu poziomym (rys. 6.1b) ta różnica temperatur jest wyraźnie większa i wynosi około 25°C.

Na rysunku 6.4 przedstawiono termogramy dla transformatora z dużym rdzeniem RTP zmierzone przy zasilaniu uzwojenia pierwotnego prądem stałym o wartości 7 A i 9 A oraz pionowym i poziomym ustawieniu rdzenia, przy temperaturze otoczenia 25°C. Przy pobudzeniu transformatora prądem stałym o wartości 7 A (rys. 6.4a) temperatura na powierzchni transformatora przyjmuje wartości w zakresie od 54°C do 77°C. Wzrost wartości

prądu zasilającego do 9 A powoduje, że temperatura na powierzchni rdzenia przyjmuje wartości z zakresu od 83°C do 109°C (rys. 6.4b).

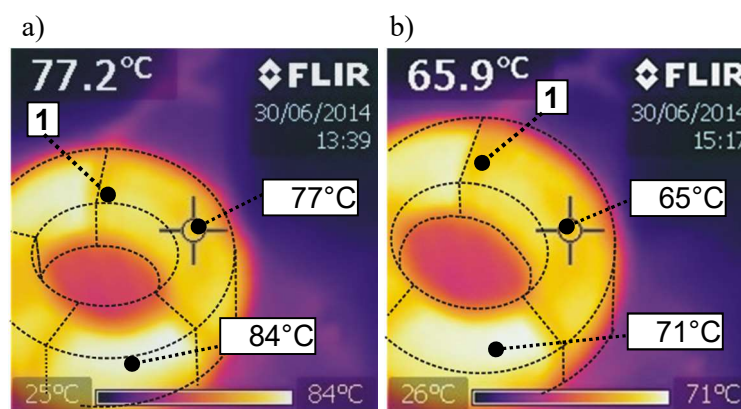


Rys. 6.4 Termogramy dla transformatora z dużym rdzeniem RTP i uzwojeniem pierwotnym zasilanym prądem stałym o wartości 7 A – ustawienie poziome (a), 9 A – ustawienie poziome (b) 9 A – ustawienie pionowe (c)

Jak można zauważyć, przy ustawieniu pionowym rdzenia i prądzie zasilania 9 A (rys. 6.4c) temperatura przyjmuje wartości w zakresie od 61°C do 85°C, które są niższe niż przy ustawieniu poziomym transformatora.

Rozkład temperatury na powierzchni uzwojenia pierwotnego jest równomierny. Obszar ciemniejszy oznaczony cyfrą 3 reprezentuje przewód zasilający wraz z koszulką izolacyjną. Rozkład temperatury na powierzchni pozostałej części rdzenia jest prawie równomierny.

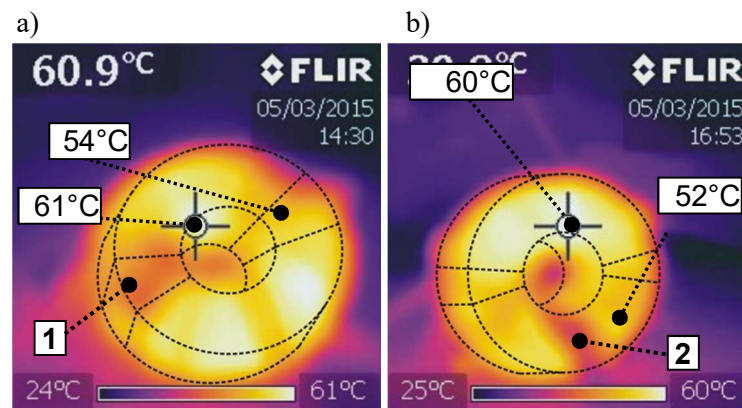
Na rysunku 6.5 przedstawiono termogramy dla transformatora z dużym rdzeniem RTP pobudzonym sygnałem harmonicznym o częstotliwości 25 kHz (rys. 6.5a) oraz 75 kHz (rys. 6.5b). Pomiary wykonano przy poziomym ustawieniu rdzenia.



Rys. 6.5 Termogramy dla transformatora z dużym rdzeniem RTP ustawionym poziomo, pobudzonym sygnałem o częstotliwości 25 kHz (a), 75 kHz (b)

Jak można zauważyć na rysunku 6.5, temperatura na powierzchni transformatora przy pobudzeniu sygnałem o częstotliwości 25 kHz przyjmuje wartości w zakresie od 77°C do 84°C, natomiast przy pobudzeniu sygnałem o częstotliwości 75 kHz przyjmuje wartości z przedziału od 65°C do 71°C. Należy zauważyć, że występują wyraźne różnice temperatury pomiędzy obszarami na powierzchni rdzenia. Ciepłe obszary to odsłonięte elementy transformatora, natomiast obszary o niższej temperaturze - to obszary uzwojenia. Rozkład temperatury na powierzchni odsłoniętej rdzenia, jak i powierzchni uzwojenia są prawie równomierne. Ciemniejszy obszar oznaczony cyfrą 1 to uzwojenie transformatora.

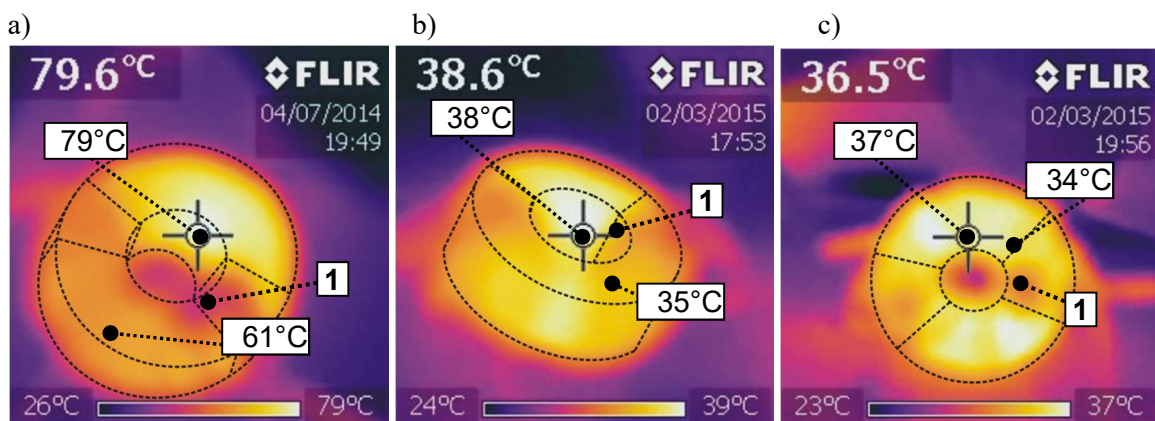
Na rysunku 6.6 przedstawiono termogramy dla transformatora z małym rdzeniem RTP, pobudzonym sygnałem o częstotliwości 5,5 kHz przy ustawieniu poziomym (rys. 6.6a) oraz pionowym (rys. 6.6b).



Rys. 6.6 Termogramy dla transformatora z małym rdzeniem RTP pobudzanego sygnałem o częstotliwości 5,5 kHz ustawionym poziomo (a), pionowo (b)

Jak można zauważyć, temperatura na powierzchni rdzenia przy pobudzeniu sygnałem o częstotliwości 5,5 kHz przyjmuje wartości w zakresie od 54°C do 61°C (rys. 6.6a), natomiast przy ustawieniu pionowym przyjmuje wartości z przedziału od 52°C do 60°C (rys. 6.6b). Podobnie jak dla transformatora z dużym rdzeniem RTP, widać wyraźne różnice temperatury pomiędzy obszarami wyróżnionymi na powierzchni rdzenia. Ciepłe obszary to odsłonięte elementy transformatora, natomiast obszar o niższej temperaturze oznaczony cyfrą 1 odpowiada opasce zaciskowej mocującej uzwojenie, obszar oznaczony cyfrą 2 oznacza przewód zasilający w koszulce izolacyjnej. Rozkłady temperatury na powierzchni odsłoniętej, jak i na powierzchni przysłoniętej uzwojeniem transformatora są prawie równomierne.

Na rysunku 6.7 przedstawiono termogramy dla transformatora z małym rdzeniem RTF, pobudzanego prądem stałym o wartości 8 A (rys. 6.7a) oraz sygnałem sinusoidalnym o częstotliwości 5,5 kHz przy ustawieniu poziomym (rys. 6.7b) i pionowym (rys. 6.7c).

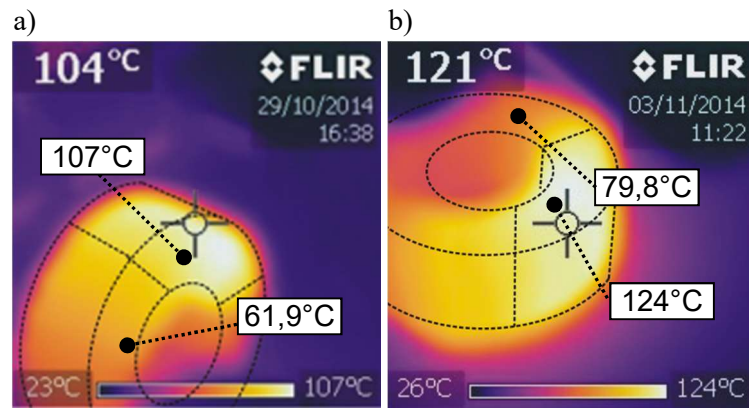


Rys. 6.7 Termogramy dla transformatora z małym rdzeniem RTF pobudzanego: prądem stałym o wartości 8 A przy ustawieniu poziomym (a), sygnałem o częstotliwości 5,5 kHz przy ustawieniu poziomym (b), pionowym (c)

Jak można zauważyć, przy pobudzeniu prądem stałym o wartości około 8 A temperatura na powierzchni rdzenia przyjmuje wartości od 61°C do 79°C. Przy pobudzeniu sygnałem o częstotliwości 5,5 kHz i amplitudzie prądu równej około 2,5 A oraz ustawieniu poziomym transformatora, temperatura na powierzchni rdzenia transformatora przyjmuje wartości

z zakresu od 35°C do 39°C. Przy identycznych warunkach zasilania oraz ustawieniu pionowym rdzenia temperatura na powierzchni rdzenia transformatora przyjmuje wartości od 34°C do 37°C. Ciemniejszy obszar oznaczony cyfrą 1 oznacza element mocujący uzwojenie.

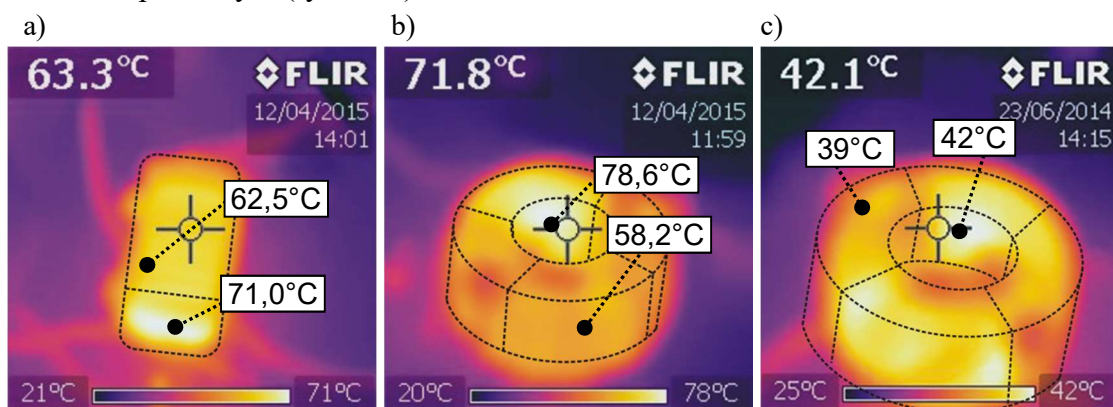
Na rysunku 6.8 przedstawiono termogramy dla transformatora z dużym rdzeniem RTF, pobudzanego prądem stałym o wartości około 9 A przy ustawieniu pionowym (rys. 6.8a) i poziomym (rys. 6.8b).



Rys. 6.8 Termogramy dla transformatora z dużym rdzeniem RTF pobudzanego prądem stałym o wartości 9A przy ustawieniu a) pionowym b) poziomym transformatora

Temperatura na powierzchni transformatora przy ustawieniu poziomym przyjmuje wartości od 79,8°C do 124°C, natomiast przy ustawieniu pionowym od 61,9°C do 107°C. Przy ustawieniu poziomym transformatora temperatura uzwojenia przyjmuje wartości od 120°C do 124°C, natomiast temperatura rdzenia przyjmuje wartości od około 76°C do 80°C. Różnica między temperaturą uzwojenia a temperaturą rdzenia dla ustawienia poziomego i pionowego rdzenia wynosi około 44°C.

Na rysunku 6.9 przedstawiono termogramy dla transformatora z małym rdzeniem RTN, pobudzanego prądem stałym o wartości 8 A przy ustawieniu pionowym (rys. 6.9a) i poziomym (rys. 6.9b) oraz pobudzanego sygnałem sinusoidalnym o częstotliwości 5,5 kHz przy ustawieniu poziomym (rys. 6.9c).



Rys. 6.9 Termogramy dla transformatora z małym rdzeniem RTN, pobudzanego prądem stałym o wartości 8 A przy ustawieniu pionowym (a), przy ustawieniu poziomym (b) sygnałem o częstotliwości 5,5 kHz

Jak można zauważyć, temperatura na powierzchni transformatora przy zasilaniu prądem stałym, przy ustawieniu pionowym przyjmuje wartości od 62,5°C do 71°C, natomiast przy ustawieniu poziomym przyjmuje wartości od 58,2°C do 78,6°C. Przy zasilaniu sygnałem

sinusoidalnym o częstotliwości 5,5 kHz i ustawieniu poziomym temperatura na powierzchni transformatora przyjmuje wartości od 39°C do 42°C.

W tabeli 6.1 zebrano informacje o nierównomierności rozkładu temperatury na powierzchni badanych transformatorów. Dla każdego z rozważanych warunków zasilania i ustawienia badanych transformatorów podano wartości maksymalnych i minimalnych temperatur rdzenia i uzwojenia pierwotnego.

Tabela 6.1 Wartości maksymalne i minimalne temperatury rdzenia i uzwojenia badanych transformatorów

Materiał rdzenia	Rozmiar	Ustawienie	Zasilanie		Uzwojenie pierwotne		Rdzeń	
					T _{min}	T _{max}	T _{min}	T _{max}
			Amplituda prądu [A]	f [kHz]	[°C]	[°C]	[°C]	[°C]
RTP	26,9x14x11 (mały rdzeń)	Poziome	8	-	83	86	71	73
		Pionowe	8	-	70	73,5	60	63
		Poziome	2,45	5,5	57	60	54	61,3
		Pionowe	2,45	5,5	52	54	57	60
	39,9x24,1x14,5 (duży rdzeń)	Poziome	7	-	72	77	52	54
		Poziome	9	-	104	109	81	83
		Pionowe	9	-	82	85	59	61
		Poziome	2	25	75	77	81	84
		Poziome	2	75	63	65	69	71
	RTF	25x15x10 (mały rdzeń)	Poziome	8	-	75	79	59
Poziome			2,45	5,5	36	38	35	37,3
Pionowe			2,45	5,5	35,6	36,9	36,7	37,3
39,9x24,1x14,5 (duży rdzeń)		Poziome	9	-	121	124	76	79
		Pionowe	9	-	104	107	59	62
RTN	26x16x12 (mały rdzeń)	Pionowe	8	-	66,7	71	62,5	64,7
		Poziome	8	-	72,6	78,6	58,1	62,9
		Poziome	2,45	5,5	40,5	42,3	39,5	41,9

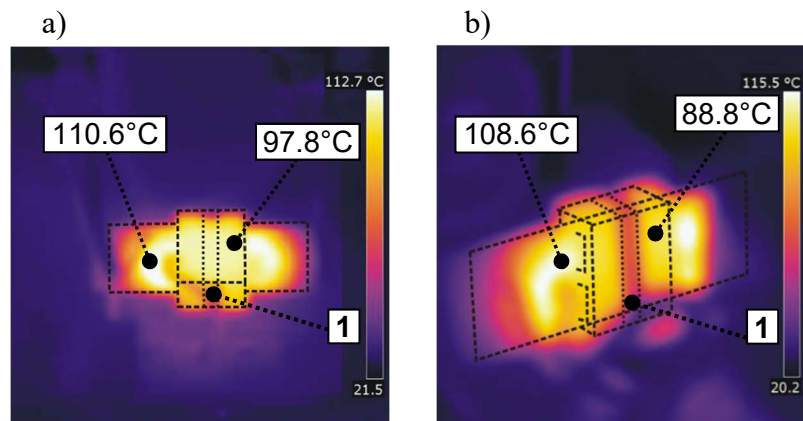
Jak widać, dla każdego z rozpatrywanych przypadków nierównomierności w rozkładzie temperatury na uzwojeniu nie przekracza 4°C, zaś różnice między maksymalną, a minimalną temperaturą rdzenia wynoszą od 3°C do 10°C. Warto też zauważyć, że temperatury rdzenia i uzwojenia pierwotnego różnią się nawet o 45°C.

Z przeprowadzonych badań wynika, że dla wszystkich badanych transformatorów uzyskano praktycznie równomierny rozkład temperatury na powierzchni uzwojenia oraz na powierzchni rdzenia. Z kolei, zaobserwowano istotne różnice między temperaturami maksymalnymi rdzenia i uzwojenia. Wyniki te uzasadniają stosowanie skupionego modelu termicznego transformatora, w którym występują osobno temperatura rdzenia oraz temperatura uzwojeń. Model taki zaproponowano m.in. w pracy [111]. Warto również zauważyć, że różnice między temperaturą rdzenia i uzwojenia są większe dla transformatorów z rdzeniem ferrytowym niż dla transformatorów z rdzeniem ze sproszkowanego żelaza.

6.2.2 Termogramy dla transformatora z rdzeniem planarnym

Na rys. 6.10 pokazano zmierzone rozkłady temperatury na powierzchni badanego transformatora planarnego opisanego w rozdziale 5.1 przy jego ustawieniu poziomym (rys.

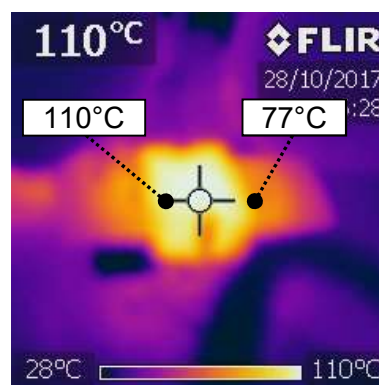
6.10a) i pionowym (rys. 6.10b). Temperatura rdzenia transformatora planarnego przy pobudzeniu prądem stałym o wartości około 5,7 A oraz przy ustawieniu poziomym przyjmuje wartości od 94 °C do 97,8.°C, natomiast przy ustawieniu pionowym od 85°C do 88°C. Przy ustawieniu poziomym transformatora temperatura uzwojenia przyjmuje wartości od 110°C do 112,7°C, natomiast przy ustawieniu pionowym od 108°C do 115,6°C. Różnica między temperaturą uzwojenia a temperaturą rdzenia dla ustawienia poziomego wynosi około 15°C. Przy pionowym ustawieniu transformatora planarnego możemy zaobserwować wyższą o 3°C maksymalną temperaturę uzwojenia niż ma to miejsce przy ustawieniu poziomym transformatora. Należy zauważyć, że pobudzone uzwojenie transformatora w położeniu poziomym znajdowało się na warstwie top płytki drukowanej.



Rys. 6.10 Rozkłady temperatury w stanie ustalonym na powierzchni transformatora planarnego zasilanego prądem stałym o wartości 5,7 A ustawionego poziomo (a), pionowo (b)

Widoczny na rysunku 6.10b ciemniejszy obszar po środku rdzenia planarnego (punkt 1) jest metalowym elementem spinającym rdzeń transformatora planarnego.

Na rysunku 6.11 pokazano zmierzone rozkłady temperatury na powierzchni badanego transformatora planarnego przy jego ustawieniu poziomym przy pobudzeniu sygnałem o częstotliwości 75 kHz i amplitudzie prądu uzwojenia pierwotnego około 2,5 A.



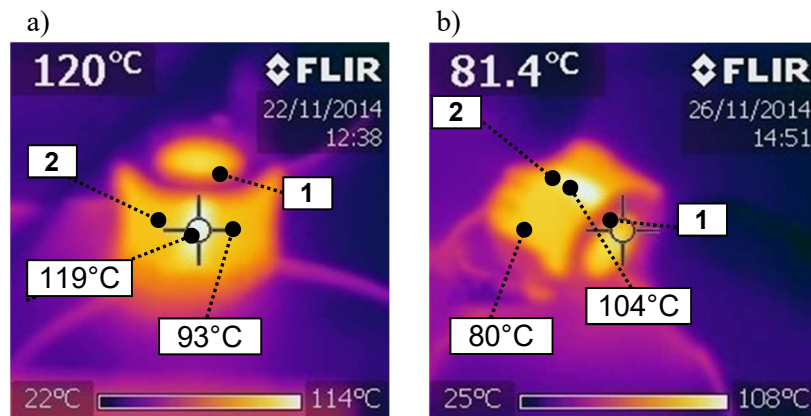
Rys. 6.11 Rozkład temperatury w stanie ustalonym na powierzchni transformatora planarnego pobudzonym sygnałem o częstotliwości 75 kHz przy ustawieniu poziomym

Temperatura rdzenia transformatora planarnego przy ustawieniu poziomym przyjmuje wartości od 99°C do 110°C. Z kolei, temperatura uzwojenia wtórnego, widocznego na zdjęciu, przyjmuje wartości od 64°C do 77°C. Maksymalna temperatura uzwojenia wtórnego zmierzona przy pomocy pirometru wynosi 81,4°C. Widoczna różnica wskazań obu przyrządów pomiarowych nie przekracza tolerancji deklarowanej przez ich producentów.

Jak można zauważyć, w obu przypadkach uzyskano praktycznie równomierny rozkład temperatury w rdzeniu, natomiast widoczne są wyraźne różnice temperatury na płycie drukowanej między obszarem zajęтым przez uzwojenie i przestrzenią pozbawioną tego uzwojenia. Warto jednak zauważyć, że temperatura całego uzwojenia jest praktycznie równa. Uzyskane zatem rozkłady temperatury w rdzeniu i w uzwojeniu uzasadniają stosowanie skupionego modelu termicznego rozważanego transformatora ze zróżnicowanymi temperaturami rdzenia i każdego uzwojenia.

6.2.3 Termogramy dla transformatora z rdzeniem kubkowym

Na rysunku 6.12 pokazano rozkłady temperatur na powierzchni transformatora z rdzeniem kubkowym, zmierzone przy pobudzeniu uzwojenia pierwotnego prądem stałym. Obszar o niższej temperaturze w postaci okręgu jest elementem spinającym połówki rdzenia (punkt 1). Po środku rdzenia poprzez jego boczną szczelinę można zaobserwować obszar (uzwojenie) o temperaturze około 119°C (rys. 6.12a) i 104°C (rys. 6.12b), temperatura ta jest wyraźnie wyższa od temperatury rdzenia, która wynosi odpowiednio 93°C (rys. 6.12a) i 80°C (rys. 6.12b). Uzwojenie wtórne jest niewidoczne, temperaturę uzwojenia wtórnego możemy wyznaczyć korzystając z metody elektrycznej pomiaru temperatury opisanej w rozdziale 8.2.



Rys. 6.12 Rozkład temperatury w stanie ustalonym dla transformatora z rdzeniem kubkowym, przy pobudzeniu uzwojenia pierwotnego prądem o wartości 9 A i ustawieniu poziomym (a) oraz przy prądzie 8,8 A i ustawieniu pionowym (b)

6.3 Wnioski

Przedstawione wyniki badań doświadczalnych ilustrują wpływ rozmiarów i materiału rdzenia transformatora oraz jego ustawienia i warunków zasilania na nierównomierność rozkładu temperatury na jego powierzchni. Z przeprowadzonych badań wynika, że dla wszystkich badanych transformatorów uzyskano prawie równomierny rozkład temperatury na powierzchni uzwojenia oraz na powierzchni rdzenia. Z kolei, zaobserwowano istotne różnice między temperaturami maksymalnymi rdzenia i uzwojenia. Wyniki te uzasadniają stosowanie skupionego modelu termicznego transformatora, w którym występują osobno temperatura rdzenia oraz temperatury każdego z uzwojeń. Warto również zauważyć, że różnice między temperaturą rdzenia i uzwojeń są większe dla transformatorów z rdzeniem ferrytowym niż dla transformatorów z rdzeniem ze sproszkowanego żelaza.

Porównując termogramy wyznaczone przy zasilaniu uzwojenia pierwotnego transformatora prądem stałym i prądem sinusoidalnym stwierdzono, że w pierwszym

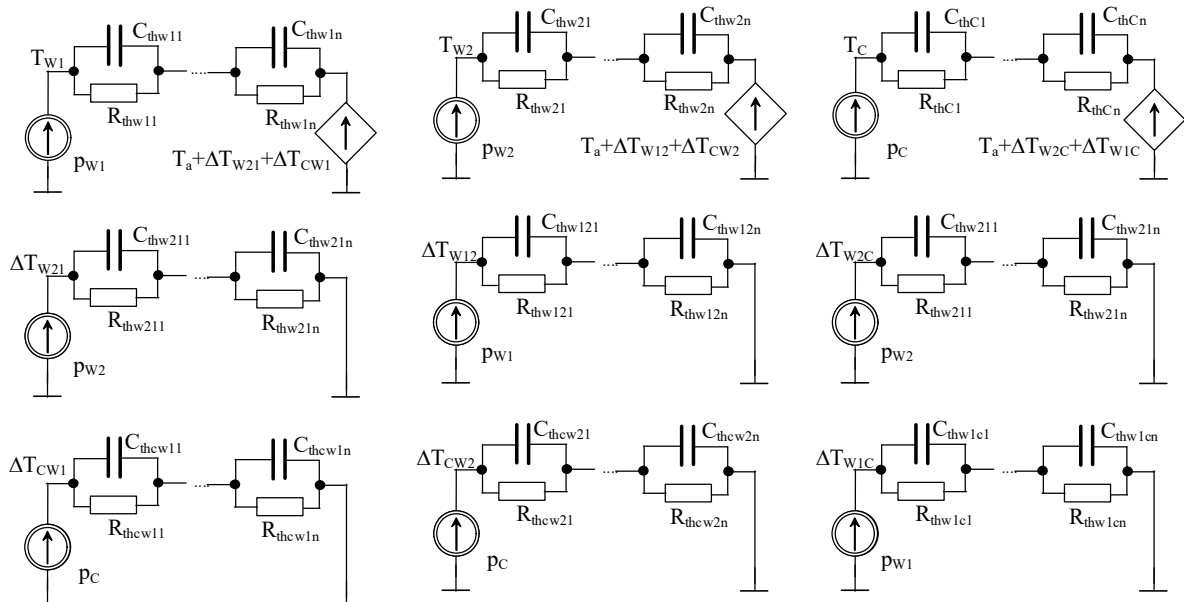
przypadku temperatura tego uzwojenia jest wyższa od temperatury rdzenia, a w drugim przypadku relacja między tymi temperaturami jest odwrotna.

7. SKUPIONY MODEL TERMICZNY TRANSFORMATORA

Jak wykazano m.in. w pracach [A5, A6, A10] oraz w rozdziale 6 tej pracy w transformatorach widoczne jest wyraźne zróżnicowanie wartości temperatury rdzenia i każdego uzwojenia przy prawie równomiernym rozkładzie temperatury w każdym z rozpatrywanych elementów transformatora [4, 30, 84]. Dlatego w modelu termicznym transformatora zasadne jest uwzględnienie zróżnicowania temperatury rdzenia i każdego z uzwojeń. W dalszej części rozdziału rozpatrywany jest liniowy model termiczny transformatora charakteryzujący się tym, że skuteczność odprowadzania ciepła nie zależy od żadnych czynników.

7.1. Postać liniowego modelu termicznego

Rozważany model termiczny umożliwia obliczenie przebiegów temperatury rdzenia i każdego z uzwojeń. W tym modelu uwzględnia się zjawisko samonagrzewania zarówno w rdzeniu, jak i w uzwojeniach oraz wzajemne sprzężenia termiczne między tymi elementami transformatora. Reprezentacja obwodowa tego modelu została przedstawiona na rysunku 7.1 [A10, A13].



Rys. 7.1 Reprezentacja obwodowa liniowego modelu termicznego transformatora

W modelu przedstawionym na rysunku 7.1 można wyróżnić dziewięć podukładów, które umożliwiają obliczenie temperatury uzwojenia pierwotnego T_{W1} , temperatury uzwojenia wtórnego T_{W2} oraz temperatury rdzenia T_C . W przypadku części tego modelu przeznaczonej do obliczenia temperatury T_{W1} poszczególne podukłady służą do wyznaczenia:

- nadwyżki temperatury uzwojenia pierwotnego ponad temperaturę otoczenia ΔT_{CW1} wynikającej z rozproszenia mocy w rdzeniu oraz z wzajemnych sprzężeń termicznych między rdzeniem a uzwojeniem pierwotnym,
- nadwyżki temperatury uzwojenia pierwotnego ponad temperaturę otoczenia ΔT_{W21} wynikającego z rozpraszania mocy w uzwojeniu wtórnym i wzajemnym sprzężeniu termicznym między uzwojeniami,

- temperatury T_{W1} wynikającego ze zjawiska samonagrzewania w tym uzwojeniu i wzajemnych sprzężeń termicznym pomiędzy uzwojeniem pierwotnym i pozostałymi elementami transformatora.

Źródła prądowe p_{W1} , p_{W2} i p_C reprezentują przebiegi mocy rozpraszanej odpowiednio w uzwojeniu pierwotnym, w uzwojeniu wtórnym i w rdzeniu. Sterowane źródło napięciowe reprezentują wpływ temperatury otoczenia T_a i przyrost temperatury wynikający z wzajemnych sprzężeń termicznych z innymi elementami transformatora [A10]. Temperaturę każdego z elementów można opisać, jako sumę całek splotu mocy wydzielanych w elementach konstrukcyjnych transformatora oraz własnych i wzajemnych przejściowych impedancji termicznych w modelu. W tym modelu występują trzy temperatury T_{W1} , T_{W2} , T_C , które można opisać następującymi zależnościami [A10]:

$$T_{W1}(t) = T_a + \int_0^t Z'_{thW1}(\tau) \cdot P_{W1}(t-\tau) d\tau + \int_0^t Z'_{thW2W1}(\tau) \cdot P_{W2}(t-\tau) d\tau + \int_0^t Z'_{thCW1}(\tau) \cdot P_C(t-\tau) d\tau \quad (7.1)$$

$$T_{W2}(t) = T_a + \int_0^t Z'_{thW2}(\tau) \cdot P_{W2}(t-\tau) d\tau + \int_0^t Z'_{thW1W2}(\tau) \cdot P_{W1}(t-\tau) d\tau + \int_0^t Z'_{thCW2}(\tau) \cdot P_C(t-\tau) d\tau \quad (7.2)$$

$$T_C(t) = T_a + \int_0^t Z'_{thC}(\tau) \cdot P_C(t-\tau) d\tau + \int_0^t Z'_{thW1C}(\tau) \cdot P_{W1}(t-\tau) d\tau + \int_0^t Z'_{thW2C}(\tau) \cdot P_{W2}(t-\tau) d\tau \quad (7.3)$$

Aby opisać model termiczny transformatora, potrzebne są trzy własne przejściowe impedancje termiczne (każdego z wymienionych komponentów transformatora) i sześć wzajemnych przejściowych impedancji termicznych (między każdą parą komponentów transformatora). Ponieważ przepływ ciepła między każdą z par elementów składowych transformatora jest taki sam w obu kierunkach, to w modelu termicznym zamiast sześciu wzajemnych przejściowych impedancji termicznych, wystarczające jest użycie trzech wzajemnych przejściowych impedancji termicznych [A10].

7.2 Parametry termiczne transformatora

Parametrami skupionego modelu termicznego transformatora są własne i wzajemne przejściowe impedancje termiczne $Z_{th}(t)$. Wartość każdej z tych przejściowych impedancji termicznych w stanie ustalonym jest równa rezystancji termicznej R_{th} .

7.2.1 Rezystancja termiczna

Rezystancja termiczna R_{th} opisuje skuteczność odprowadzania ciepła generowanego w elemencie lub układzie elektronicznym w stanie termicznie ustalonym. Rezystancją termiczną R_{th} elementu elektronicznego między jego wnętrzem a wybranym punktem odniesienia o temperaturze T_0 nazywamy stosunek nadwyżki temperatury wnętrza T_j (4.7) ponad temperaturę odniesienia T_0 do wydzielanej mocy P , która spowodowała tę nadwyżkę [55, 111]

$$R_{th} = \frac{T_j - T_a}{P} \quad (7.4)$$

A zatem, korzystając z tej definicji można w transformatorze impulsowym wyznaczyć własne rezystancje termiczne rdzenia R_{thC} , uzwojenia pierwotnego R_{thW1} oraz uzwojenia wtórnego R_{thW2} przy wykorzystaniu wzorów definicyjnych o postaci [28, 55, 70, 111]:

$$R_{thC} = \frac{T_C - T_a}{P_C} \quad (7.5)$$

$$R_{thW1} = \frac{T_{W1} - T_a}{P_{W1}} \quad (7.6)$$

$$R_{thW2} = \frac{T_{W2} - T_a}{P_{W2}} \quad (7.7)$$

gdzie T_C oznacza temperaturę rdzenia, P_C - moc wydzielaną w rdzeniu, T_{W1} - temperaturę uzwojenia pierwotnego, P_{W1} - moc wydzielaną w uzwojeniu pierwotnym, T_{W2} - temperaturę uzwojenia wtórnego, P_{W2} - moc wydzielaną w uzwojeniu wtórnym.

7.2.2 Przejściowa impedancja termiczna

Przejściowa impedancja termiczna elementu elektronicznego jest definiowana jako odpowiedź termiczna elementu na pobudzenie mocą w postaci skoku jednostkowego [55, 111]:

$$p(t) = P_o \cdot 1(t) \quad (7.8)$$

Moc wydzielana w elemencie powoduje w nim wzrost temperatury wnętrza $T_j(t)$ ponad temperaturę odniesienia T_0 . Zgodnie z definicją można opisać przejściową impedancję termiczną za pomocą wzoru o postaci [55, 111]:

$$Z_{th}(t) = \frac{T_j(t) - T_o}{P_o} \quad (7.9)$$

Przejściowa impedancja termiczna charakteryzuje zatem proces odprowadzania ciepła z wnętrza elementu do wybranego punktu czy powierzchni odniesienia. Podobnie jak w przypadku rezystancji termicznej R_{th} można mówić o przejściowej impedancji termicznej między wnętrzem i obudową lub między wnętrzem a otoczeniem [55, 111]. A zatem w transformatorze impulsowym możemy wyznaczyć własne przejściowe impedancje termiczne rdzenia $Z_{thC}(t)$, uzwojenia pierwotnego $Z_{thW1}(t)$ oraz uzwojenia wtórnego $Z_{thW2}(t)$ przy wykorzystaniu poniższych wzorów definicyjnych [28, 55, 111]:

$$Z_{thC}(t) = \frac{T_C(t) - T_a}{P_C} \quad (7.10)$$

$$Z_{thW1}(t) = \frac{T_{W1}(t) - T_a}{P_{W1}} \quad (7.11)$$

$$Z_{thW2}(t) = \frac{T_{W2}(t) - T_a}{P_{W2}} \quad (7.12)$$

W zależności od tego, który element transformatora jest źródłem ciepła można wyznaczyć następujące wzajemne przejściowe impedancje termiczne: wzajemną przejściową impedancją termiczną między rdzeniem a uzwojeniem pierwotnym $Z_{thCW1}(t)$, wzajemną przejściową impedancją termiczną między rdzeniem a uzwojeniem wtórnym $Z_{thCW2}(t)$, wzajemną przejściową impedancją termiczną między uzwojeniem pierwotnym a rdzeniem $Z_{thW1C}(t)$, wzajemną przejściową impedancją termiczną między uzwojeniem pierwotnym a uzwojeniem wtórnym $Z_{thW1W2}(t)$, wzajemną przejściową impedancją termiczną między uzwojeniem wtórnym a rdzeniem $Z_{thW2C}(t)$, wzajemną przejściową impedancją termiczną między uzwojeniem wtórnym a uzwojeniem pierwotnym $Z_{thW2W1}(t)$. Wyżej wymienione wzajemne

przejściowe impedancje termiczne można wyznaczyć korzystając z poniższych wzorów definicyjnych [6, 28, 55]:

$$Z_{thCW1}(t) = \frac{T_{W1}(t) - T_a}{P_C} \quad (7.13)$$

$$Z_{thCW2}(t) = \frac{T_{W2}(t) - T_a}{P_C} \quad (7.14)$$

$$Z_{thW1C}(t) = \frac{T_C(t) - T_a}{P_{W1}} \quad (7.15)$$

$$Z_{thW1W2}(t) = \frac{T_{W2}(t) - T_a}{P_{W1}} \quad (7.16)$$

$$Z_{thW2C}(t) = \frac{T_C(t) - T_a}{P_{W2}} \quad (7.17)$$

$$Z_{thW2W1}(t) = \frac{T_{W1}(t) - T_a}{P_{W2}} \quad (7.18)$$

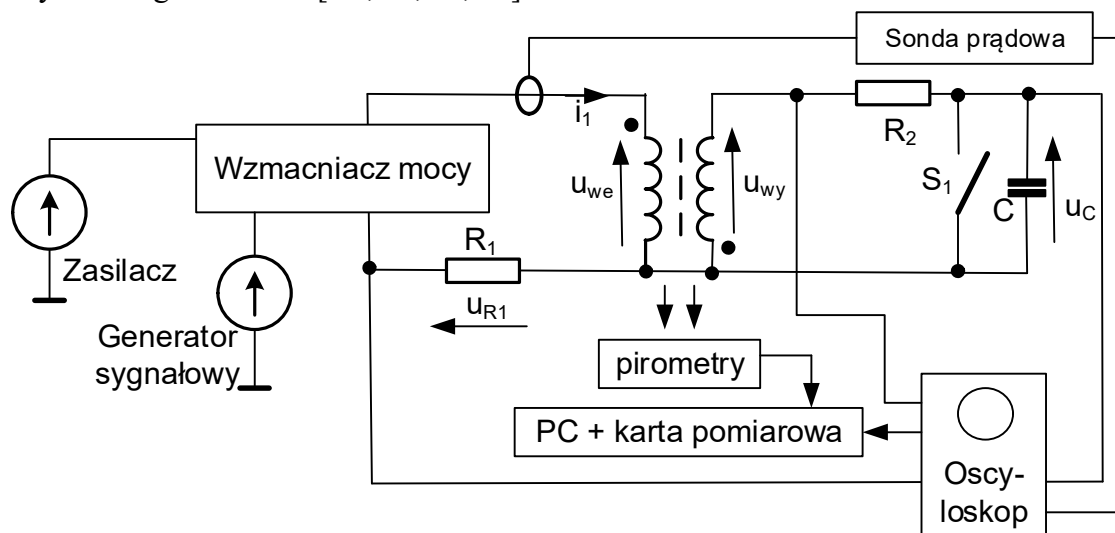
Przy wyznaczaniu wzajemnej przejściowej impedancji termicznej między elementem będącym źródłem ciepła (grzejnikiem) a pozostałymi elementami transformatora można korzystać tych samych układów pomiarowych, jak przy wyznaczaniu własnych przejściowych impedancji termicznych. Odpowiednie układy pomiarowe opisano w kolejnym rozdziale.

8. POMIARY PARAMETRÓW TERMICZNYCH TRANSFORMATORÓW

Wyznaczanie wartości parametrów skupionego modelu termicznego opisanego w rozdziale 7 wymaga użycia odpowiednich metod pomiaru i układów pomiarowych. Opisy tych metod i układów pomiarowych przedstawiono w kolejnym podrozdziale.

8.1 Metody i układy pomiarowe

W pracach [A10, 30, 54, 103] opisano metodę pomiaru własnej przejściowej impedancji termicznej $Z_{thC}(t)$ rdzenia ferromagnetycznego zawartego w badanych transformatorach oraz wzajemnych przejściowych impedancji termicznych między rdzeniem a każdym z uzwojeń transformatora Z_{thCW1} , Z_{thCW2} . Pomiar wykonywany jest w dwóch etapach przy wykorzystaniu układu pomiarowego, którego schemat przedstawiono na rysunku 8.1. Układ ten zawiera generator sygnałowy pirometry Optex PT-3S, zestaw komputerowy PC z kartą pomiarową USB-1608GX-2AO, oscyloskop czterokanałowy z sondą prądową, rezystory R_1 i R_2 , kondensator C oraz skonstruowany z udziałem autora wzmacniacz mocy, zasilany z dedykowanego zasilacza [A9, 23, 74, 83].



Rys. 8.1 Układ do pomiaru charakterystyk i parametrów transformatora impulsowego

W pierwszym etapie pomiaru uzwojenie pierwotne transformatora jest pobudzane sygnałem sinusoidalnym o częstotliwości f , podczas gdy czasowe przebiegi temperatury rdzenia $T_C(t)$, temperatury uzwojenia pierwotnego $T_{W1}(t)$ i temperatury uzwojenia wtórnego $T_{W2}(t)$ są mierzone przez pirometry. Po uzyskaniu stanu termicznie ustalonego mierzona jest pętla histerezy charakterystyki magnesowania $B(H)$ rdzenia, a pole powierzchni tej pętli wyznaczone jest za pomocą programu Excel. Przy wyznaczaniu charakterystyk magnesowania rdzenia czasowe przebiegi natężenia pola magnetycznego $H(t)$ oraz indukcji $B(t)$ wyznaczone są ze wzorów [95]

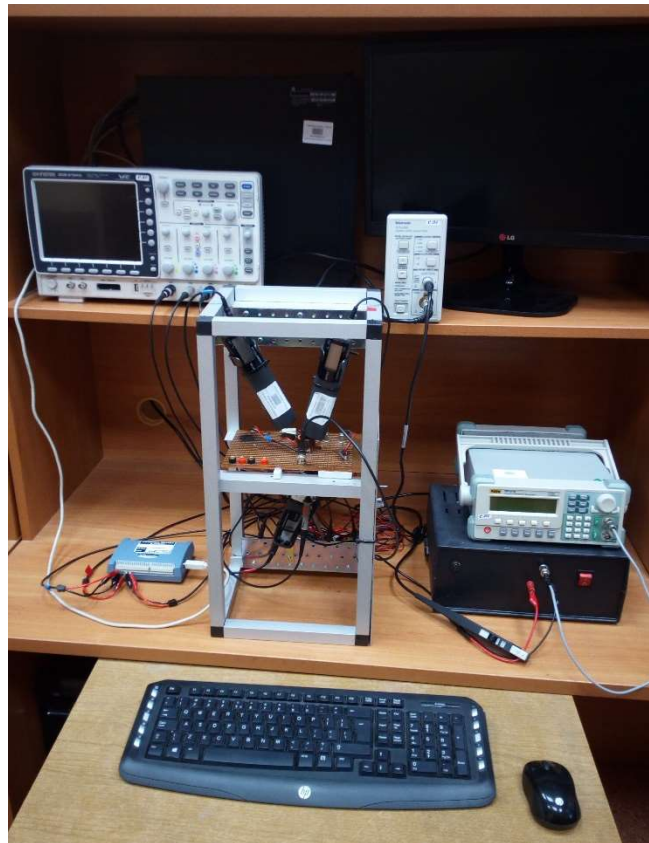
$$H(t) = \frac{z_1 \cdot u_{R1}(t)}{l_{Fe} \cdot R_1} \quad (8.1)$$

$$B(t) = \frac{R_2 \cdot C \cdot u_C(t)}{z_2 \cdot S_{Fe}} \quad (8.2)$$

gdzie l_{Fe} oznacza długość drogi magnetycznej w rdzeniu, z_1 oraz z_2 – liczbę zwojów uzwojenia pierwotnego i wtórnego badanego transformatora, S_{Fe} – pole przekroju poprzecznego rdzenia, zaś R_1 , R_2 oraz C oznaczają odpowiednio rezystancje i pojemność elementów układu z rys. 8.1.

Jak wynika z postaci wzorów (8.1) i (8.2), po zarejestrowaniu na oscyloskopie czasowych przebiegów $u_C(t)$, oraz $u_{R1}(t)$ mogą być wyliczone czasowe przebiegi $B(t)$ oraz $H(t)$, a następnie wykreślana jest krzywa magnesowania $B(H)$. Przebieg tej krzywej zależy od temperatury, częstotliwości oraz amplitudy sygnału na wyjściu wzmacniacza mocy.

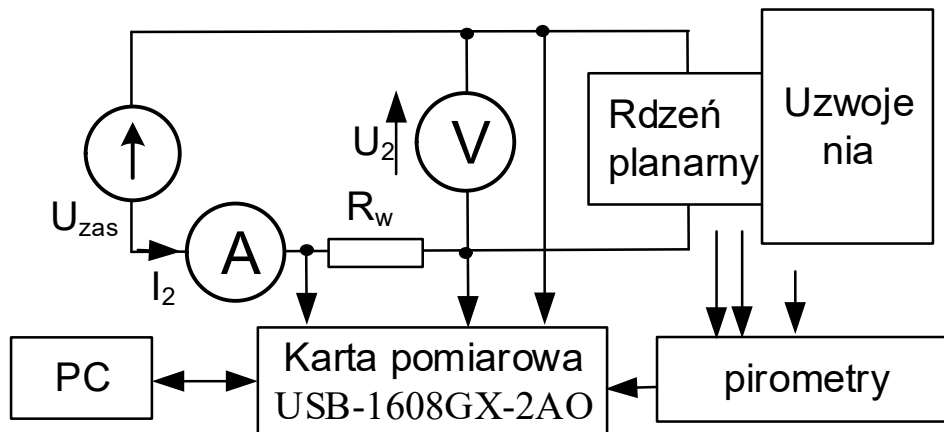
W drugim etapie pomiaru sygnał pobudzający jest wyłączany, a krzywe chłodzenia czyli czasowe przebiegi temperatury rdzenia $T_C(t)$, temperatury uzwojenia pierwotnego $T_{W1}(t)$ i temperatury uzwojenia wtórnego $T_{W2}(t)$ są mierzone za pomocą pirometrów i karty pomiarowej i rejestrowane w komputerze, aż do uzyskania stanu termicznie ustalonego. Ostatecznie, własna przejściowa impedancja termiczna rdzenia $Z_{thC}(t)$ jest obliczana z użyciem równania (7.10), a wzajemne przejściowe impedancje termiczne między rdzeniem a każdym z uzwojeń $Z_{thCW1}(t)$, $Z_{thCW2}(t)$ - za pomocą równań (7.13) oraz (7.14) [A10, 41, 55]. Na rysunku 8.2 pokazano zdjęcie stanowiska do pomiaru charakterystyk i parametrów transformatorów impulsowych.



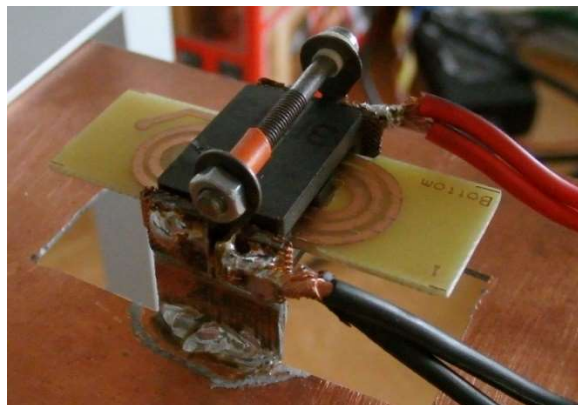
Rys. 8.2 Stanowisko do pomiaru parametrów termicznych transformatora impulsowego

Uzyskanie wysokiej dokładności pomiaru takich parametrów termicznych jak $Z_{thC}(t)$, $Z_{thCW1}(t)$, $Z_{thCW2}(t)$ przy opisanej wyżej metodzie, wymaga takiego zasilania transformatora, aby krzywa magnesowania jego rdzenia była zbliżona do wielkiej pętli histerezy. Jest to związane z wymaganiem dużej wartości mocy traconej w rdzeniu, co nie jest łatwym do spełnienia warunkiem.

W celu wyeliminowania niedogodności opisanej metody, opracowano nową metodę pomiaru własnej przejściowej impedancji termicznej rdzenia $Z_{thC}(t)$ i wzajemnych przejściowych impedancji termicznych między rdzeniem a każdym z uzwojeń $Z_{thCW1}(t)$, $Z_{thCW2}(t)$. Na rysunku 8.3 pokazano schemat stanowiska do pomiaru przejściowych impedancji termicznych w transformatorze planarnym. W tej metodzie pomiarowej, realizowanej w prezentowanym układzie pomiarowym wykorzystano specjalne zaciski umożliwiające doprowadzenie napięcia stałego polaryzującego rdzeń (rys.8.4). Układ ten zawiera zasilacz prądu stałego, pirometry Optex PT-3S, zestaw komputerowy z kartą pomiarową USB-1608GX-2AO, woltomierz i amperomierz.



Rys. 8.3 Układ do pomiaru przejściowych impedancji termicznych transformatora planarnego



Rys. 8.4 Sposobu doprowadzenia zasilania do zacisków rdzenia planarnego

Metoda ta opiera się na koncepcji pomiaru mocy rozpraszanej w transformatorze zaproponowanej w przy [5] i jest rozszerzeniem metody pomiaru rezystancji termicznej rdzenia ferromagnetycznego zaproponowanej w pracy [A12]. W tej metodzie pomiar wykonywany jest dwuetapowo, w pierwszym etapie przez rdzeń badanego transformatora planarnego, traktowanego jak rezystor, przepływa prąd stały nagrzewając rdzeń aż do osiągnięcia stanu termicznie ustalonego. W czasie tego nagrzewania monitorowane są wartości temperatury komponentów transformatora. Stan termicznie ustalony jest wykrywany, gdy wartości tych temperatur nie zmieniają się bardziej niż o 1 K w ciągu 10 minut. Mierzy się wówczas prąd I_2 przepływający przez rdzeń i spadek napięcia na rdzeniu U_2 . Następnie, w chwili $t = 0$, zasilanie jest wyłączane, a przebiegi temperatury rdzenia $T_C(t)$, temperatury uzwojenia pierwotnego $T_{W1}(t)$ i temperatury uzwojenia wtórnego $T_{W2}(t)$ są mierzone przy użyciu pirometrów i rejestrowane przez komputer aż do uzyskania stanu termicznie ustalonego.

Po zakończeniu pomiaru własną przejściową impedancję termiczną rdzenia $Z_{thC}(t)$ oblicza się za pomocą wzoru

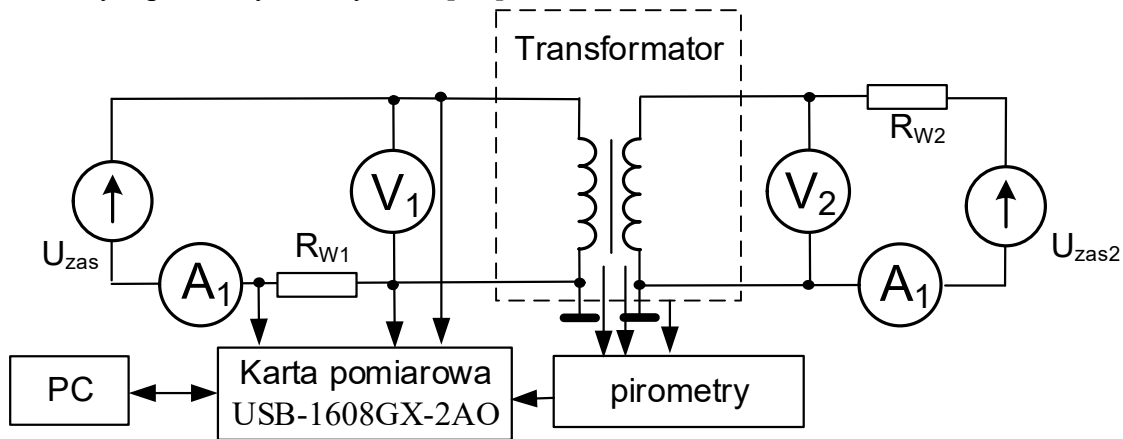
$$Z_{thC}(t) = \frac{T_C(t=0) - T_C(t)}{U_2 \cdot I_2} \quad (8.3)$$

a wzajemne przejściowe impedancje termiczne między rdzeniem a uzwojeniami $Z_{thCW1}(t)$ oraz $Z_{thCW2}(t)$ oblicza się za pomocą następujących wzorów

$$Z_{thCW1}(t) = \frac{T_{W1}(t=0) - T_{W1}(t)}{U_2 \cdot I_2} \quad (8.4)$$

$$Z_{thCW2}(t) = \frac{T_{W2}(t=0) - T_{W2}(t)}{U_2 \cdot I_2} \quad (8.5)$$

Impedancję termiczną uzwojenia pierwotnego $Z_{thW1}(t)$, wzajemną przejściową impedancję termiczną między uzwojeniami $Z_{thW1W2}(t)$ oraz wzajemną przejściową impedancję termiczną między uzwojeniem pierwotnym a rdzeniem $Z_{thW1C}(t)$ można zmierzyć w układzie pomiarowym pokazanym na rys. 8.5 [A8].



Rys. 8.5 Układ do pomiaru $Z_{thW1}(t)$, $Z_{thW1C}(t)$, $Z_{thW1W2}(t)$ transformatora

Układ pokazany na rysunku 8.5 zawiera, oprócz badanego transformatora, źródła sygnału zasilającego U_{zas} , U_{zas2} , rezystory R_{W1} , R_{W2} ograniczające prądy uzwojeń, 3 pirometry mierzące temperatury obu uzwojeń i rdzenia transformatora, kartę pomiarową USB, komputer sterujący (PC), dwa woltomierze oraz dwa amperomierze. Zastosowana karta pomiarowa firmy Measurement Computing typu USB-1608GX-2AO umożliwia jednoczesny pomiar napięć w 8 punktach przy maksymalnej częstotliwości próbkowania równej około 1 MHz. Za pomocą tej karty rejestrowane są wartości chwilowe temperatury rdzenia $T_C(t)$, temperatury uzwojenia pierwotnego $T_{W1}(t)$ oraz temperatury uzwojenia wtórnego $T_{W2}(t)$ uzyskiwane na wyjściach pirometrów typu Optex PT-3S, a także wartości napięcia na uzwojeniu pierwotnym $u_1(t)$ oraz prądu uzwojenia pierwotnego $i_1(t)$. Wartości napięcia na uzwojeniu wtórnym $u_2(t)$ zmierzono za pomocą multimetru laboratoryjnego APPA 207, natomiast wartość prądu uzwojenia wtórnego $i_2(t)$, zmierzono za pomocą multimetru UNIDEN UT802. Przebieg napięcia $u_2(t)$ i prądu $i_2(t)$, rejestrowano za pomocą komputera, przy użyciu oprogramowania dedykowanego zastosowanym przyrządom pomiarowym.

Na rysunku 8.6 przedstawiono zdjęcie stanowiska pomiarowego. W celu ograniczenia wpływu czynników zewnętrznych na wyniki pomiarów badany transformator wraz z pirometrami umieszczono na specjalnym rusztowaniu w komorze badań cieplnych.



Rys. 8.6 Widok komponentów stanowiska do pomiaru parametrów cieplnych transformatora o schemacie z rys. 8.5

W tej metodzie pomiar wykonywany jest dwuetapowo. W pierwszym etapie pomiaru uzwojenie pierwotne pobudzone jest uskokiem prądu o wartości I_1 załączanego w chwili $t = 0$. Od tej chwili aż do uzyskania stanu termicznie ustalonego mierzone są za pomocą pirometrów czasowe przebiegi temperatury uzwojeń $T_{W1}(t)$, $T_{W2}(t)$ oraz rdzenia $T_C(t)$. Po uzyskaniu stanu termicznie ustalonego mierzona jest wartość napięcia U_1 na uzwojeniu pierwotnym transformatora oraz prądu tego uzwojenia I_1 . W drugim etapie, w oparciu o zmierzone przebiegi temperatury elementów konstrukcyjnych transformatora wyliczane są czasowe przebiegi przejściowej impedancji termicznej uzwojenia $Z_{thW1}(t)$, wzajemnej przejściowej impedancji termicznej między uzwojeniem a rdzeniem $Z_{thW1C}(t)$ oraz wzajemnej przejściowej impedancji termicznej między uzwojeniami $Z_{thW1W2}(t)$ przy wykorzystaniu wzorów definicyjnych (7.11), (7.15), (7.16) [A10, 41].

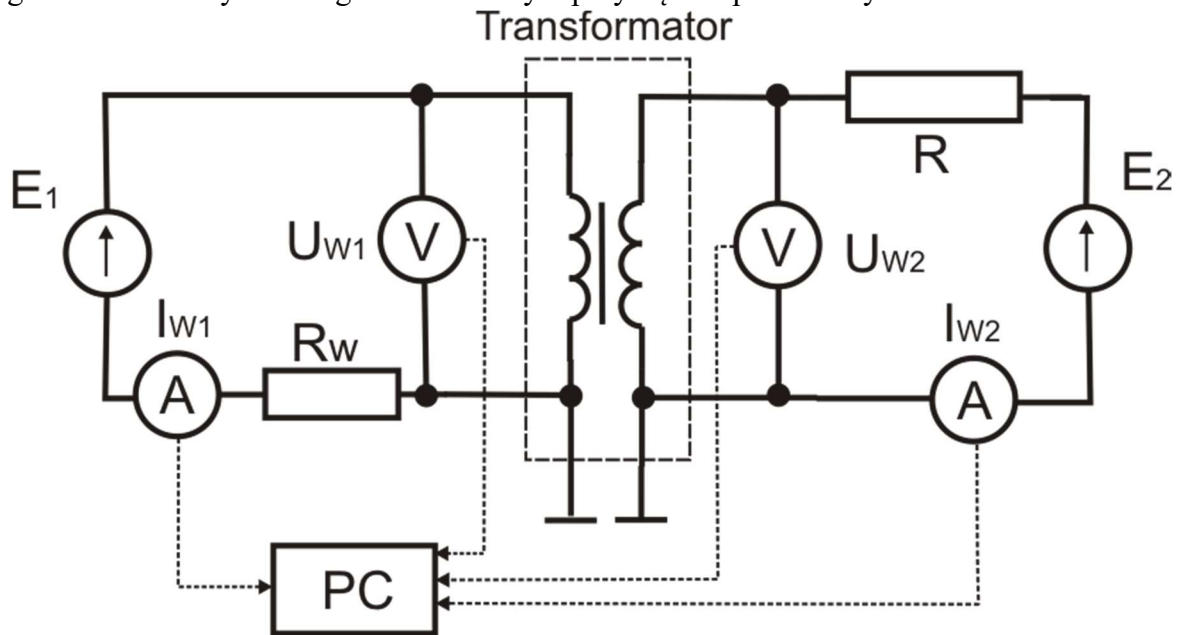
W przedstawionych powyżej metodach i układach pomiarowych, pomiar temperatury wykonywany jest za pomocą pirometru. Pomiar pirometrem oparty jest na detekcji mocy promieniowania cieplnego, emitowanego przez ciała o temperaturze przekraczającej 0 K.

W pirometrach promieniowanie ciepłe emitowane przez obiekt badany skupiane jest na detektorze pirometrycznym za pomocą układu optycznego. Na wynik pomiaru temperatury za pomocą pirometrów wpływa szereg czynników, najważniejszymi z nich są [96]:

- promieniowanie ciepłe wysyłane przez obiekt o temperaturze T i emisyjności ϵ ;
- pochłanianie promieniowania obiektu badanego przez atmosferę o temperaturze T_{atm} i emisyjności zastępczej;
- emisja własna promieniowania cieplnego atmosfery i zanieczyszczenia w niej zawarte;
- emisja promieniowania cieplnego otoczenia pirometru (wartość temperatury otoczenia);
- ruch badanego obiektu lub chwilowe przesunięcia.

Pomiar temperatury uzwojeń może być wykonany także metodą elektryczną. W pomiarach elektrycznych temperatury wykorzystano metodę techniczną pomiaru napięć i prądów określaną jako metoda poprawnie mierzonego napięcia [11]. W układzie przedstawionym na rysunku 8.7, zastosowano laboratoryjne multimetry typu APPA 207, za

pomocą których zmierzono napięcia na uzwojeniach U_{W1} i U_{W2} oraz multimetry typu UNIDEN UT802, za pomocą którego zmierzono prądy tych uzwojeń I_{W1} i I_{W2} . Przebiegi napięć $U_{W1}(t)$, $U_{W2}(t)$ i prądów $I_{W1}(t)$, $I_{W2}(t)$ rejestrowano za pomocą komputera PC, przy użyciu oprogramowania dedykowanego zastosowanym przyrządom pomiarowym.



Rys. 8.7 Układ do pomiaru temperatury uzwojeń metodą elektryczną

Zmiany rezystancji przewodnika wraz ze zmianą jego temperatury opisane są zależnością [11].

$$R = R_0 \cdot [1 + \alpha_R (T_W - T_0)] \quad (8.6)$$

gdzie R oznacza rezystancję uzwojenia, R_0 – rezystancję tego uzwojenia w temperaturze T_0 , T_W – temperaturę uzwojenia, α_R - temperaturowy współczynnik rezystywności uzwojeń. Dla miedzi współczynnik α_R wynosi około $4,43 \times 10^{-3} \text{ K}^{-1}$. Znając wartość rezystancji R_0 uzwojenia w temperaturze T_0 oraz wartości rezystancji uzwojenia R_W w temperaturze T_W , można wyliczyć wartość temperatury T_W ze wzoru

$$T_W = \left(\frac{R}{R_0} - 1 \right) \cdot \alpha_R + T_0 = \left(\frac{\frac{U_W}{I_W}}{\frac{U_{W0}}{I_{W0}}} - 1 \right) \cdot \alpha_R + T_0 \quad (8.7)$$

gdzie U_{W0} oznacza napięcie zmierzone na uzwojeniu transformatora w temperaturze T_0 , przy prądzie I_{W0} płynącym przez to uzwojenie, U_W oznacza napięcie mierzone na uzwojeniu transformatora w temperaturze T_W , przy prądzie I_W płynącym przez to uzwojenie.

W celu wyznaczenia własnej przejściowej impedancji termicznej uzwojenia pierwotnego $Z_{thW1}(t)$ oraz wzajemnej przejściowej impedancji termicznej między uzwojeniami należy ustawić małą wartość na źródle napięciowym E_2 , przy której moc wydzielana w uzwojeniu wtórnym jest na tyle mała, że można pominąć zjawisko samonagrzewania w tym uzwojeniu. Uzwojenie pierwotne pobudzone jest uskokiem prądu ze źródła napięciowego E_1 aż do uzyskania stanu ustalonego termicznie. Jednocześnie rejestrowane są czasowe przebiegi napięć na obu uzwojeniach oraz prądów obu uzwojeń. Przy wykorzystaniu zarejestrowanych przebiegów tych prądów i napięć wyliczane są czasowe przebiegi temperatury obu uzwojeń $T_{W1}(t)$ oraz $T_{W2}(t)$.

Na podstawie pomiarów czasowych przebiegów napięcia $U_{W1}(t)$, $I_{W1}(t)$, $U_{W2}(t)$ oraz $I_{W2}(t)$ wyznaczone są przebiegi czasowe temperatury uzwojeń $T_{W1}(t)$ oraz $T_{W2}(t)$, a następnie przebiegi własnej przejściowej impedancji termicznej uzwojenia pierwotnego $Z_{thW1}(t)$ ze wzoru (7.11). Z kolei przebieg wzajemnej przejściowej impedancji termicznej między termiczną między uzwojeniami wyznaczany jest ze wzoru (7.16), (7.18).

8.2 Ocena dokładności zastosowanych metod pomiaru parametrów termicznych

Błędy pomiarowe dla wszystkich rozważanych metod pomiarowych, można oszacować za pomocą metody różniczki zupełnej w odniesieniu do wzoru (7.4) [16, 37, 38, 96]. W rezultacie otrzymuje się formułę opisującą błąd względny pomiaru rezystancji termicznej. Postać tej zależności jest podobna dla wszystkich własnych i wzajemnych rezystancji termicznych charakteryzujących właściwości cieplne transformatora. Aby nie powtarzać takich samych rozważań dla poszczególnych rezystancji termicznych, przedstawiono analizę błędu pomiaru dla rezystancji termicznej uzwojenia pierwotnego. Błąd pomiaru własnej rezystancji termicznej uzwojenia pierwotnego dany jest wzorem

$$\delta_{R_{th}} = \frac{\Delta T_{W1}}{T_{W1} - T_a} + \frac{\Delta T_a}{T_w - T_a} + \frac{\Delta P_{W1}}{P_{W1}} \quad (8.8)$$

gdzie ΔT_{W1} , ΔT_a , ΔP_{W1} oznaczają błędy bezwzględne pomiaru temperatur T_{W1} , T_a i mocy rozpraszanej w uzwojeniu pierwotnym P_{W1} . Jak wynika z zależności (8.8), przy stałej dokładności pomiaru wspomnianych wielkości, błąd pomiaru rezystancji termicznej jest malejącą funkcją zarówno mocy, jak i różnicy temperatur $T_{W1} - T_a$. Zwykle wartość mocy P_{W1} w uzwojeniu wyznaczana jest pośrednio przez pomiar napięcia i prądu. W związku z tym, błąd pomiaru mocy ΔP_{W1} za pomocą typowych multimetrów laboratoryjnych dany jest wzorem

$$\Delta P_{W1} = U_{W1} \cdot \Delta I_{W1} + I_{W1} \cdot \Delta U_{W1} \quad (8.9)$$

Dla prawidłowo dobranych zakresów pomiarowych błąd względny wyznaczenia mocy $\Delta P_{W1}/P_{W1}$ nie przekracza 0,1%. Z kolei, bezwzględny błąd pomiaru temperatury otoczenia ΔT_a za pomocą termometru zazwyczaj nie przekracza 0,5 K [63, 64, 66].

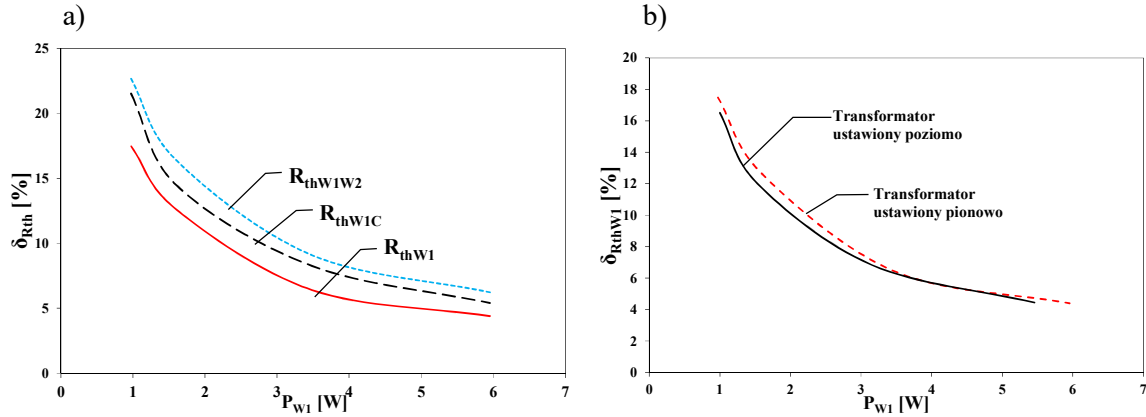
Błąd pomiaru temperatury uzwojenia ΔT_j zależy od zastosowanej metody pomiarowej [76]. W metodzie optycznej błąd pomiaru temperatury T_{W1} – wyznaczonej za pomocą pirometru lub kamery termowizyjnej, wynosi typowo 2 K. Rozdzielczość takich przyrządów jest bliska 0,1 K. Dodatkowo błąd związany z niedokładnym oszacowaniem emisyjności ε badanej powierzchni opisany jest wzorem

$$\Delta T_{W1} = \frac{\Delta \varepsilon}{\varepsilon} \cdot (T_{W1} - T_a) \quad (8.10)$$

podczas gdy względny błąd wyznaczenia emisyjności $\Delta \varepsilon / \varepsilon$ zwykle nie przekracza 5 %.

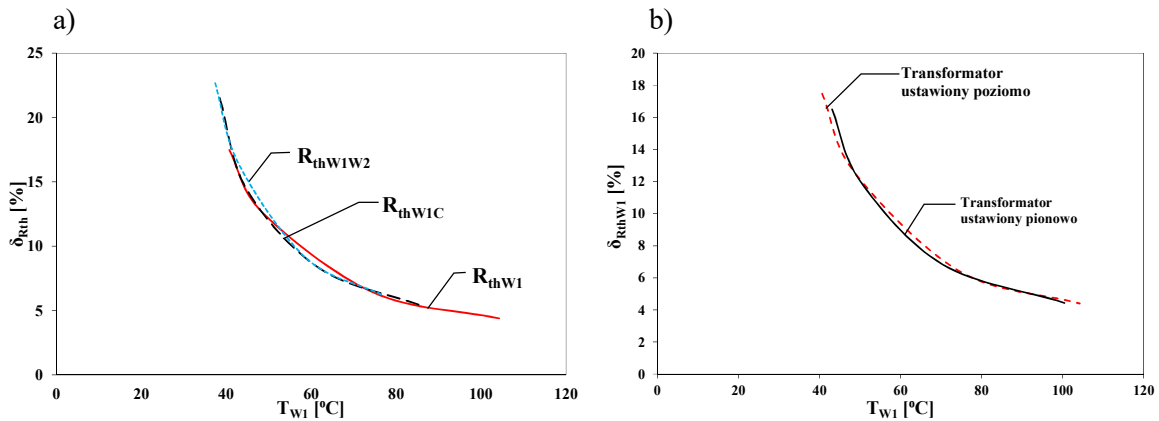
W metodach optycznych błąd względny pomiarów rezystancji termicznych można zdefiniować za pomocą wzoru (8.8). Na rysunku 8.8a przedstawiono obliczone ze wzoru (8.8) zależności błędu względnego pomiaru rezystancji termicznych R_{thW1} , R_{thW1C} , R_{thW1W2} od mocy wydzielanej w uzwojeniu pierwotnym przy pobudzeniu stałoprądowym. Obliczenia przeprowadzono dla transformatora toroidalnego z małym rdzeniem RTP, opisanego w rozdziale 5.3.

Jak widać, wraz ze wzrostem mocy wydzielanej w uzwojeniu pierwotnym błąd pomiaru maleje od 23 % przy mocy 1 W do 5 % przy mocy równej 6 W. Na rysunku 8.8b linią ciągłą oznaczono błąd pomiaru R_{thW1} przy ustawieniu pionowym rdzenia, a przerywaną - przy ustawieniu poziomym. Jak widać, wpływ ustawienia rdzenia na błąd względny pomiaru $\delta_{R_{th}}$ jest pomijalny.



Rys. 8.8 Obliczone zależności błędu pomiaru, rezystancji termicznej R_{thW1} , R_{thW1C} , R_{thW1W2} (a), rezystancji termicznej R_{thW1} przy pionowym i poziomym ustawieniu małego rdzenia RTP (b) od mocy wydzielanej w uzwojeniu pierwotnym

Na rysunku 8.9a wykreślono obliczone ze wzoru (8.8) zależności błędu względnego pomiaru rezystancji termicznej R_{thW1} , R_{thW1C} , R_{thW1W2} od temperatury uzwojenia pierwotnego.



Rys. 8.9 Obliczone zależności błędu pomiaru rezystancji termicznej R_{thW1} , R_{thW1C} , R_{thW1W2} (a), rezystancji R_{thW1} przy pionowym i poziomym ustawieniu rdzenia RTP (b) od temperatury uzwojenia pierwotnego.

Wraz ze wzrostem temperatury uzwojenia pierwotnego pod wpływem wydzielanej w nim mocy błąd pomiaru maleje od 22 % (przy temperaturze T_{W1} równej około 40 °C) do 5 % przy temperaturze T_{W1} równej 105°C. Na rysunku 8.9b linią ciągłą oznaczono $\delta_{R_{th}}$ przy ustawieniu pionowym rdzenia a linią przerywaną - przy ustawieniu poziomym. Jak widać wpływ ustawienia rdzenia na błąd względny pomiaru $\delta_{R_{th}}$ jest pomijalny.

W tabeli 8.1 zaprezentowano obliczone wartości błędów względnych pomiaru rezystancji termicznej $\delta_{R_{th}}$, przy ustalonych wartościach prądu uzwojenia pierwotnego I_{W1} . Wartości tych błędów są na poziomie akceptowalnym. Wartości błędów odpowiadające innym warunkom zasilania transformatora zebrano w Dodatku B.

Analizując tabelę 8.1, można stwierdzić, że wartości błędu pomiaru R_{th} mieszczą się w zakresie od 4 % do 23 %. Wartości tego błędu są malejącą funkcją zarówno temperatury T_{W1} ,

jaki i mocy wydzielanej w uzwojeniu. Przykładowo, przy zmianach mocy od 1 do 6 W największe błędy występują przy mocy mniejszej od 2 W, a najmniejsze - przy mocy powyżej 3 W.

Tabela 8.1 Wartości błędu pomiaru rezystancji termicznej transformatora z dużym rdzeniem RTP dla różnych warunków pracy.

Parametr	Warunki pomiaru						δR_{th} [%]
	I_{W1} [A]	U_{W1} [V]	P [W]	T_{W1} [°C]	T_a [°C]	R_{th} [K/W]	
$Z_{thW1}(t)$ dla transformatora ustawionego poziomo	4,20	0,23	0,97	40,68	25,31	15,79	17,48
	5,25	0,31	1,61	48,65	26,72	13,64	12,57
	7,40	0,47	3,48	74,58	27,13	13,63	6,41
	9,21	0,65	5,95	104,2	27,72	12,85	4,40
$Z_{thW1C}(t)$ dla transformatora ustawionego poziomo	4,20	0,23	0,97	38,43	26,13	12,64	21,53
	5,25	0,31	1,61	44,74	25,91	11,72	14,45
	7,40	0,47	3,48	61,99	26,91	10,07	8,27
	9,21	0,65	5,95	85,66	27,28	9,80	5,41
$Z_{thW1}(t)$ dla transformatora ustawionego pionowo	4,25	0,24	1,00	43,12	26,78	16,33	16,51
	5,18	0,30	1,53	50,12	27,03	15,06	12,01
	7,20	0,44	3,15	70,39	26,47	13,93	6,83
	9,08	0,60	5,46	100,5	24,94	13,84	4,44
$Z_{thW1W2}(t)$ dla transformatora ustawionego poziomo	4,20	0,23	0,97	37,37	25,72	11,97	22,67
	5,25	0,31	1,61	42,96	26,50	10,24	16,36
	7,40	0,47	3,48	58,71	27,28	9,02	9,10
	9,21	0,65	5,95	76,61	27,63	8,23	6,23
$Z_{thW1W2}(t)$ dla transformatora ustawionego pionowo	4,25	0,24	1,00	37,93	26,53	11,40	23,14
	5,18	0,30	1,53	43,65	27,44	10,58	16,60
	7,20	0,44	3,15	57,64	26,59	9,85	9,19
	9,08	0,60	5,46	75,32	25,19	9,19	6,12
$Z_{thW1C}(t)$ dla transformatora ustawionego pionowo	4,25	0,24	1,00	39,12	26,50	12,62	21,02
	5,18	0,30	1,53	45,90	27,28	12,15	14,60
	7,20	0,44	3,15	60,80	26,94	10,74	8,53
	9,08	0,60	5,46	79,70	25,72	9,89	5,76

8.3 Wybrane wyniki pomiarów parametrów termicznych transformatorów

Przy wykorzystaniu metod pomiarowych opisanych w rozdziale 8.1 wykonano pomiary parametrów termicznych transformatorów opisanych w rozdziale 5 przy różnych warunkach ich zasilania. Wybrane wyniki pomiarów pokazano w dalszej części tego rozdziału.

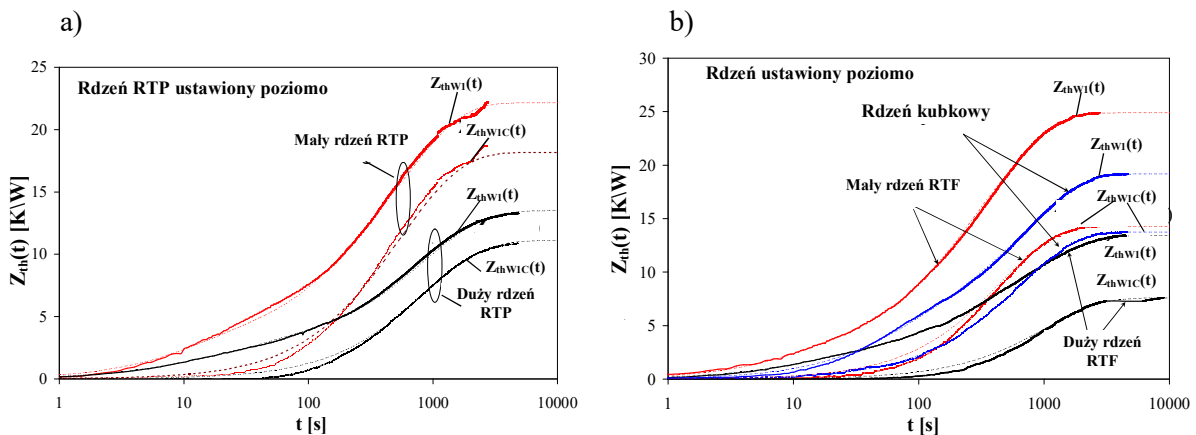
Przedstawione poniżej wyniki badań ilustrują wpływ takich czynników jak wymiary geometryczne rdzenia (rysunek 8.10), jego orientacja przestrzenna (rysunek 8.11), kształt rdzenia (rysunek 8.12), prąd uzwojenia pierwotnego (rysunek 8.13), materiał, z którego wykonany jest rdzeń (rysunek 8.14) i częstotliwość prądu uzwojenia pierwotnego (rysunek 8.15) na przebieg własnych i wzajemnych przejściowych impedancji termicznych transformatorów. Na rysunkach tych pokazano zmierzone (linie ciągłe) i modelowane (linie kreskowe) za pomocą równania [55, 111]:

$$Z_{th}(t) = R_{th} \left[1 - \sum_{i=0}^N a_i \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau_{thi}}\right) \right] \quad (8.11)$$

przebiegi rozważanych przejściowych impedancji termicznych. We wzorze (8.11) τ_{thi} oznacza i-tą termiczną stałą czasową związaną ze współczynnikiem wagowym a_i , zaś N jest liczbą termicznych stałych czasowych.

Rysunek 8.10 ilustruje obliczone i zmierzone przebiegi własnej przejściowej impedancji termicznej uzwojenia pierwotnego $Z_{thW1}(t)$ i wzajemnej przejściowej impedancji termicznej między uzwojeniem pierwotnym a rdzeniem $Z_{thW1C}(t)$ dla transformatorów zawierających rdzenie pierścieniowe RTP (T106-26) o wymiarach 26.9x14x11 (mały rdzeń RTP) i 39.9x24.1x14.5 (duży rdzeń RTP) (rysunek 8.10a) a także rdzenie pierścieniowe RTF (F-867) o wymiarach 25x15x10 (mały rdzeń RTF), 39.9x24.1x14.5 (duży rdzeń RTF) oraz rdzeń kubkowy (rysunek 8.10b). Pomiary przeprowadzono przy pobudzeniu uzwojenia pierwotnego prądem stałym o wartości równej 9 A. Jak można zauważyć na rysunku 8.10, proces nagrzewania rdzenia i uzwojenia transformatora z rozważanymi rdzeniami przebiega powoli.

Czas niezbędny do uzyskania stanu ustalonego przekracza 3000 s dla małych rdzeni toroidalnych RTP i RTF, 4000 s dla rdzenia kubkowego i 5000 s dla dużego rdzenia pierścieniowego RTP i RTF.



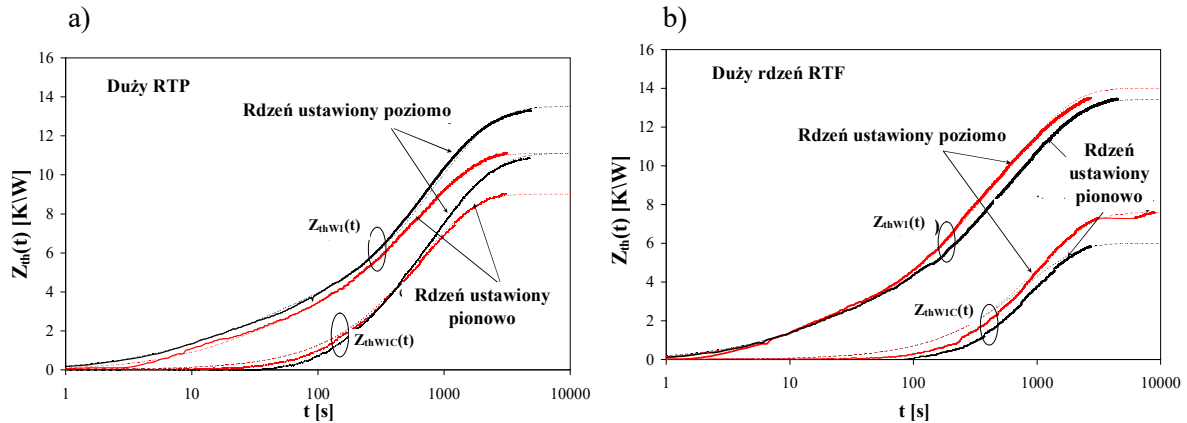
Rys. 8.10 Przebiegi własnych i wzajemnych przejściowych impedancji termicznych w transformatorach z rdzeniami pierścieniowymi RTP (a) i rdzeniami RTF (b), ustawionymi poziomo

Wartość przejściowych impedancji termicznych $Z_{thW1}(t)$ w stanie ustalonym jest o około 40% większa dla transformatora z małym rdzeniem RTP niż dla transformatora z dużym rdzeniem RTP. W przypadku transformatora a rdzeniem RTF uzyskano większe o około 10% wartości rozważanego parametru dla transformatorów z małym rdzeniem pierścieniowym w porównaniu transformatorów z dużym rdzeniem pierścieniowym. Natomiast transformator z rdzeniem kubkowym wykazuje pośrednie wartości między wartościami uzyskanymi dla dwóch rdzeni pierścieniowych. Przebiegi wzajemnej przejściowej impedancji termicznej między uzwojeniem a rdzeniem $Z_{thW1C}(t)$ są opóźnione względem przebiegów $Z_{thW1}(t)$ o ponad 20 s, a wartości $Z_{thW1C}(t)$ w stanie ustalonym są mniejsze od wartości $Z_{thW1}(t)$ w stanie ustalonym. Dla transformatorów z rdzeniami RTP różnica ta wynosi około 15%.

W przypadku transformatorów z rdzeniem RTF różnice te są większe i wynoszą około 50% dla rdzeni toroidalnych i 30% dla rdzenia kubkowego. Dla wszystkich rozpatrywanych

przebiegów uzyskuje się bardzo dobrą zgodność pomiędzy wynikami pomiarów i obliczeń wykonanych przy użyciu rozważanego modelu.

Na rysunku 8.11 przedstawiono przebiegi $Z_{thW1}(t)$ oraz $Z_{thW1C}(t)$ dla transformatora z dużymi rdzeniami toroidalnym RTP (rysunek 8.11a) oraz RTF (rysunek 8.11b) ustawionymi poziomo i pionowo przy pobudzeniu uzwojenia pierwotnego uskokiem prądu o wartości 9 A.



Rys. 8.11 Zmierzane i obliczone przebiegi przejściowych impedancji termicznych transformatora z dużym rdzeniem RTP (a) oraz z dużym rdzeniem RTF (b) przy ustawieniu pionowym i poziomym transformatorów

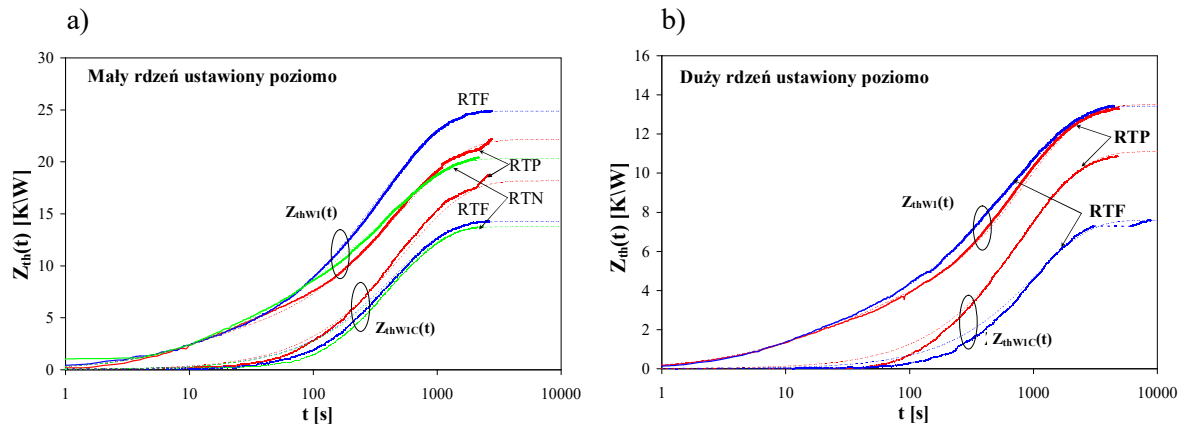
Jak należało oczekiwać, przebiegi $Z_{thW1}(t)$ i $Z_{thW1C}(t)$ uzyskane przy ustawieniu poziomym leżą powyżej przebiegów uzyskanych dla transformatorów ułożonych pionowo. Jest to rezultatem skuteczniejszej konwekcji ciepła dla elementów ustawionych pionowo, podobnie jak ma to miejsce dla tranzystorów zamocowanych do radiatora ustawionego pionowo [60, 113]. Wartości rozważanych przejściowych impedancji termicznych w stanie ustalonym przy ustawieniu poziomym i pionowym różnią się o około 15% dla transformatora z rdzeniem RTP i o około 10 % dla transformatora z rdzeniem RTF.

Na rysunku 8.12 zilustrowano wpływ doboru materiału rdzenia ferromagnetycznego na przebiegi $Z_{thW1}(t)$ oraz $Z_{thW1C}(t)$ transformatorów zawierających mały (rysunek 8.12a) lub duży (rysunek 8.12b) rdzeń toroidalny RTP. Pomiary wykonano przy pobudzeniu uskokiem prądu o wartości 9 A. Jak można zauważyć na rysunku 8.12a, odprowadzenie ciepła z transformatora zawierającego mały rdzeń ferrytowy (RTF) jest najmniej skuteczne, natomiast transformatory z rdzeniem proszkowym (RTP) i nanokrystalicznym (RTN) cechują się identycznymi przebiegami $Z_{thW1}(t)$. Warto zauważyć, że wydzielanie mocy o zbliżonej wartości w uzwojeniu powoduje znacznie większy wzrost temperatury rdzenia RTP niż dla pozostałych rozważanych rdzeni. Dlatego w transformatorze z tym rdzeniem występują znacznie mniejsze różnice temperatury między uzwojeniem a rdzeniem niż dla pozostałych rozważanych transformatorów. Podobne jakościowo wyniki uzyskano dla transformatorów zawierających duży rdzeń toroidalny. W tym przypadku, przyrosty temperatury uzwojenia i rdzenia w stanie ustalonym dla transformatora z rdzeniem RTP różnią się zaledwie o około 20 %, a dla transformatora z rdzeniem RTF – aż o 60 %.

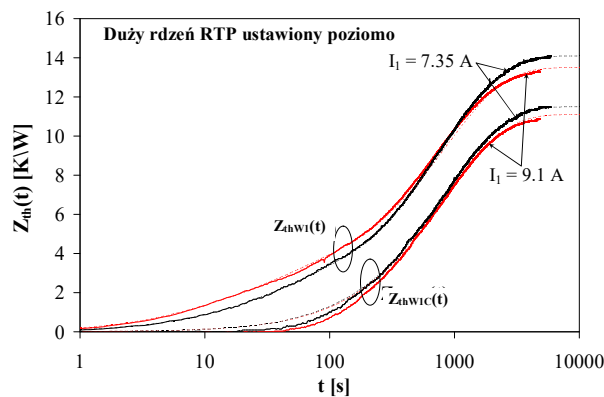
Na rysunku 8.13 zilustrowano wpływ prądu płynącego przez uzwojenie pierwotne transformatora na przebiegi przejściowej impedancji termicznej uzwojenia oraz wzajemnej przejściowej impedancji termicznej między uzwojeniem a rdzeniem. Pomiary wykonano dla transformatora z dużym toroidalnym rdzeniem RTP ułożonym poziomo dla prądu równego kolejno 7,35 A i 9,1 A. Jak można zauważyć, przy prądzie uzwojenia pierwotnego o wartości

9,1 A wartości $Z_{thW1}(t)$ oraz $Z_{thW1C}(t)$ są o około 8 % mniejsze niż przy prądzie równym 7,35 A. Poprawa skuteczności chłodzenia przy wzroście prądu uzwojenia wynika ze wzrostu wartości mocy wydzielanej w tym elemencie, która powoduje wzrost temperatury uzwojenia.

Z kolei, wzrost temperatury uzwojenia powoduje wzrost skuteczności konwekcji ciepła.

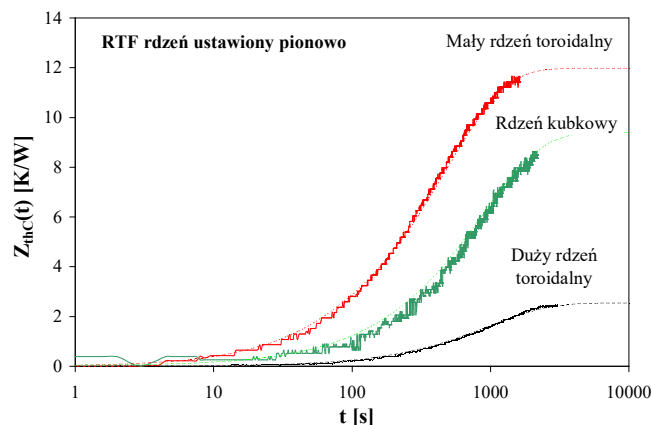


Rys. 8.12 Zmierzone i obliczone przebiegi przejściowej impedancji termicznej transformatorów z małym (a) oraz dużym (b) rdzeniem toroidalnym wykonanym z różnych materiałów



Rys. 8.13 Zmierzone i obliczone przebiegi przejściowych impedancji termicznych transformatorów z dużym rdzeniem RTP przy pobudzeniu prądem stałym o różnej wartości

Na rysunku 8.14 widać wyraźne zróżnicowanie uzyskanych przebiegów $Z_{thC}(t)$.



Rys. 8.14 Obliczone i zmierzone przebiegi własnej przejściowej impedancji termicznej transformatorów z rdzeniem RTF przy pobudzeniu prądem sinusoidalnym

Najskuteczniejsze chłodzenie zapewnia duży rdzeń toroidalny, a najmniej skuteczne – mały rdzeń toroidalny. Pośrednie wartości $Z_{thC}(t)$ uzyskuje się dla transformatora z rdzeniem

kubkowym. Uzyskiwane wartości rozważanej przejściowej impedancji termicznej różnią się między sobą nawet czterokrotnie.

Z przedstawionych wyników pomiarów widać, że przebiegi przejściowych impedancji termicznych zmieniają się wraz z mocą wydzielaną w poszczególnych elementach transformatora. W związku z tym, celowe jest sformułowanie nieliniowego modelu termicznego transformatora, który został przedstawiony w kolejnym rozdziale.

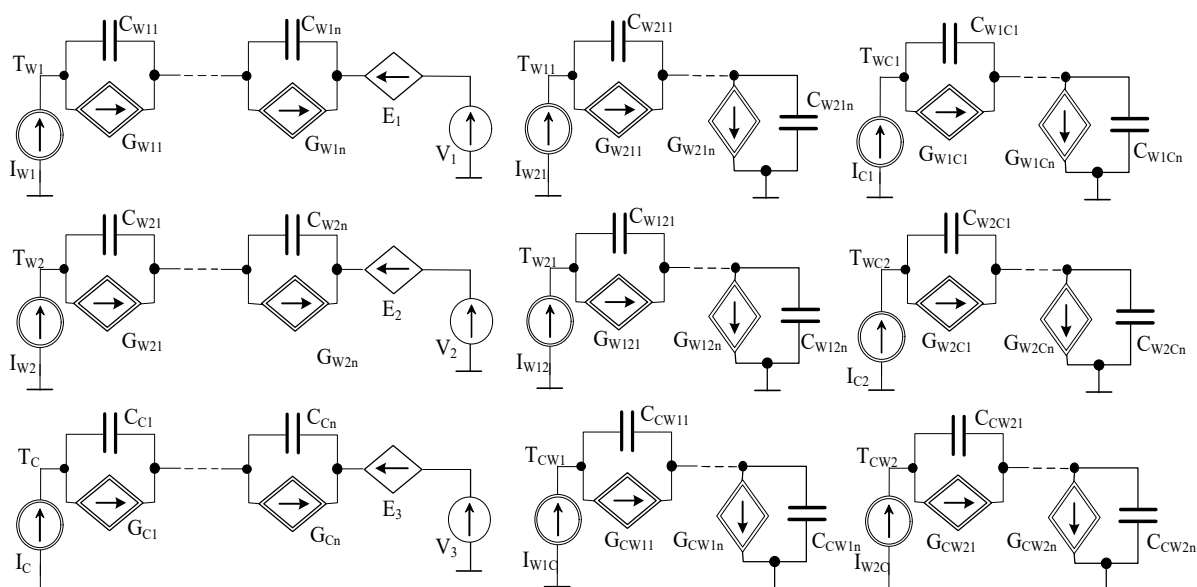
9. NIELINIOWY MODEL TERMICZNY TRANSFORMATORA

W rozdziale 4 zaprezentowano literaturowe modele termiczne transformatorów. Jak już wspomniano w rozdziale 4.4, wadą tych modeli jest pominięcie nieliniowości zjawisk termicznych, a w szczególności sprzężeń termicznych występujących między wszystkimi komponentami transformatora. W niniejszym rozdziale zaproponowano autorski nieliniowy model termiczny transformatora, w którym uwzględniono nieliniowość zjawisk odpowiedzialnych za odprowadzanie ciepła oraz sprzężenia termiczne między wszystkimi elementami składowymi transformatora.

9.1. Postać nieliniowego modelu termicznego transformatora

Opracowany przez autora nieliniowy model termiczny transformatora ma postać obwodową i dedykowany jest dla programu SPICE. Postać ta jest inspirowana liniowym modelem termicznym transformatora planarnego zaproponowanym w pracy [A2] oraz nieliniowym modelem termicznym przyrządów półprzewodnikowych opisanym w pracy [46, 51]. W nowym modelu uwzględniono zróżnicowanie wartości temperatury komponentów transformatora (rdzeń i wszystkie uzwojenia). Wartości tych temperatur są wynikiem zjawiska samonagrzewania w każdym z tych komponentów i wzajemnych sprzężeń termicznych pomiędzy każdą parą z nich. Podczas formułowania rozważanego modelu, w oparciu o wyniki pomiarów pokazanych w pracy [A3] przyjęto, że zmiany wartości mocy wydzielanej w poszczególnych komponentach transformatora wpływają tylko na wartości rezystancji termicznych występujących w modelu termicznym, natomiast pojemności ciepłne nie zależą od tej mocy.

W reprezentacji obwodowej proponowanego modelu, przedstawionej na rysunku 9.1 widocznych jest dziewięć pod obwodów [A3].



Rys. 9.1 Reprezentacja obwodowa nieliniowego modelu termicznego transformatora impulsowego

Trzy z nich (pokazane po lewej stronie rys. 9.1) umożliwiają obliczenie przebiegów temperatury uzwojenia pierwotnego T_{W1} , temperatury uzwojenia wtórnego T_{W2} i temperatury rdzenia T_C . Temperatury te odpowiadają napięciom w węzłach oznaczonych odpowiednio T_{W1} ,

T_{W2} i T_C . Z kolei, źródła prądowe I_{W1} , I_{W2} , I_C reprezentują moce wydzielane odpowiednio w każdym uzwojeniu i w rdzeniu [A4].

Obwody składające się z kondensatorów i sterowanych źródeł prądowych modelują własne przejściowe impedancje termiczne uzwojenia pierwotnego ($C_{W11}, \dots, C_{W1n}, G_{W11}, \dots, G_{W1n}$), uzwojenia wtórnego ($C_{W21}, \dots, C_{W2n}, G_{W21}, \dots, G_{W2n}$) i rdzenia ($C_{C1}, \dots, C_{Cn}, G_{C1}, \dots, G_{Cn}$). Napięcie na tych obwodach odpowiada nadwyżce temperatury komponentów transformatora ponad temperaturę otoczenia, spowodowanej zjawiskiem samonagrzewania. Sterowane źródła napięcia E_1 , E_2 i E_3 reprezentują wpływ wzajemnych sprzężeń termicznych między komponentami transformatora na temperatury tych komponentów.

Napięcie na źródle E_1 jest równe sumie napięć w węzłach T_{W11} i T_{WC1} , napięcie na źródle E_2 jest równe sumie napięć w węzłach T_{W21} i T_{WC2} , podczas gdy napięcie na źródle E_3 jest równe sumie napięć w węzłach T_{CW1} i T_{CW2} .

Niezależne źródła napięciowe V_1 , V_2 i V_3 modelują temperaturę otoczenia. Pozostałe 6 podukładów modeluje wzajemne sprzężenia termiczne pomiędzy każdą parą elementów transformatora. W tych podukładach źródła prądowe reprezentują moc wydzielaną w każdym elemencie transformatora (I_{W12} i I_{W1C} - w uzwojeniu pierwotnym, I_{W21} i I_{W2C} - w uzwojeniu wtórnym, I_{C1} i I_{C2} - w rdzeniu). Sieci podłączone do tych źródeł prądu modelują wzajemne przejściowe impedancje termiczne pomiędzy każdą parą elementów transformatora.

Wszystkie własne i wzajemne przejściowe impedancje termiczne można opisać klasyczną formułą (8.14) [A4, 4, 47, 86]. W rozpatrywanym modelu zależność R_{th} od wydzielanej mocy opisano za pomocą wzoru empirycznego sformułowanego przez autora o postaci

$$R_{th} = R_{th0} \cdot \left[1 + \alpha \cdot \exp\left(-\frac{p}{b}\right) \right] \quad (9.1)$$

gdzie R_{th0} oznacza minimalną wartość rezystancji termicznej, zaś a oraz b są parametrami modelu, natomiast p oznacza moc wydzielaną w komponentcie grzejmym.

Zmiany wartości rezystancji termicznej są modelowane przez sterowane źródła prądowe G_i widoczne na rysunku 9.1. Prąd przepływający przez takie sterowane źródło prądowe opisuje wzór

$$G_i = \frac{V_{G_i}}{a_i \cdot R_{th}} \quad (9.2)$$

gdzie V_{G_i} oznacza napięcie na źródle prądowym G_i .

9.2 Wyniki weryfikacji modelu

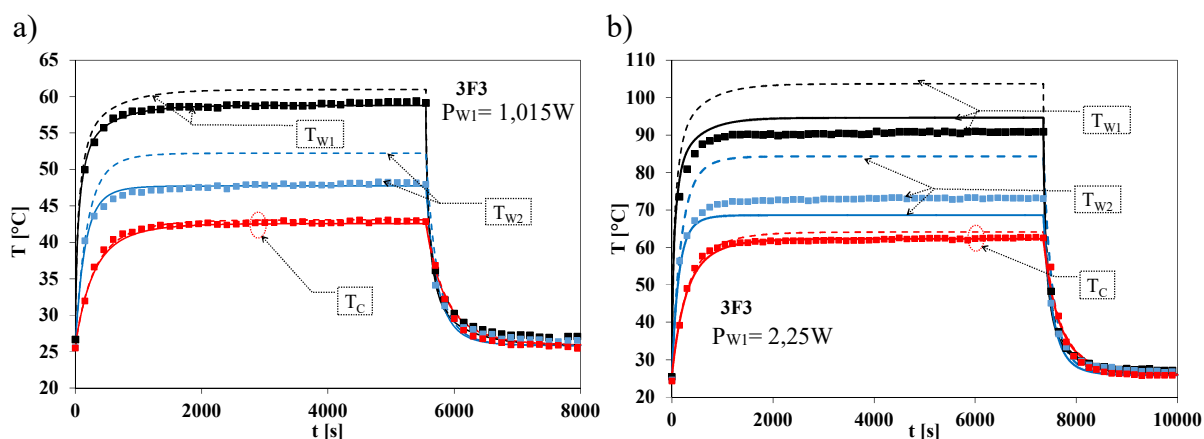
W celu weryfikacji poprawności i praktycznej przydatności zaprezentowanego modelu wykonano pomiary i obliczenia czasowych przebiegów temperatury komponentów transformatora planarnego oraz transformatorów toroidalnych, których konstrukcje opisane zostały w rozdziale 5. Wyniki obliczeń uzyskane za pomocą modelu autorskiego porównano z wynikami obliczeń wykonanych za pomocą modelu z pracy [28] zwanego dalej modelem podstawowym, a następnie z wynikami pomiarów. Wyniki pomiarów oznaczono punktami, wyniki obliczeń wykonane za pomocą modelu podstawowego oznaczono linią przerywaną, natomiast wyniki obliczeń wykonanych za pomocą modelu autorskiego - linią ciągłą.

9.2.1 Wyniki weryfikacji autorskiego modelu dla transformatora planarnego

Wykorzystując przedstawiony autorski model termiczny obliczono przebiegi temperatury uzwojenia pierwotnego T_{W1} , temperatury rdzenia T_C oraz temperatury uzwojenia wtórnego T_{W2} dla transformatora planarnego zawierającego rdzeń ferrytowy z materiału 3F3. Obliczeń tych dokonano dla trzech wariantów pobudzenia: tylko uzwojenia pierwotnego, tylko rdzenia oraz przy jednoczesnym pobudzeniu uzwojenia pierwotnego i rdzenia mocą w kształcie pojedynczego impulsu prostokątnego o różnej wartości amplitudy i czasu trwania.

Obliczenia wykonano dla wartości parametrów opisujących nieliniowy model termiczny zawartych w tabeli 11.3. Z kolei, dla modelu podstawowego przyjęto wartości parametrów odpowiadające najmniejszej badanej wartości mocy wydzielanej w poszczególnych komponentach transformatora. Wartości tych parametrów dla transformatora planarnego zebrano w Tabeli C.9 w dodatku C.

Rysunek 9.2 ilustruje zmierzone i obliczone przebiegi temperatury uzwojenia pierwotnego T_{W1} , temperatury uzwojenia wtórnego T_{W2} oraz temperatury rdzenia T_C przy pobudzeniu uzwojenia pierwotnego pojedynczym impulsem prostokątnym o czasie trwania równym 5500 s (rys. 9.2 a) i 7500 s (rys. 9.2 b) oraz amplitudzie mocy $P_{W1} = 1$ W (rys. 9.2 a) oraz $P_{W1} = 2,25$ W (rys. 9.2 b).



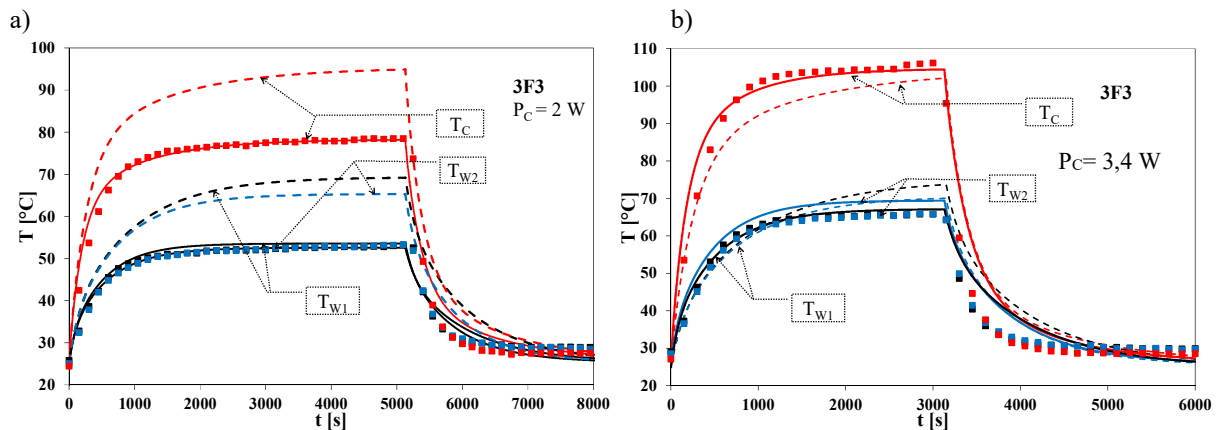
Rys. 9.2 Zmierzone i obliczone przebiegi temperatury uzwojenia pierwotnego T_{W1} , temperatury uzwojenia wtórnego T_{W2} oraz temperatury rdzenia T_C przy pobudzeniu uzwojenia pierwotnego mocą o amplitudzie $P_{W1} = 1$ W (a) oraz $P_{W1} = 2,25$ W (b)

Jak można zauważyć, wyniki obliczeń za pomocą autorskiego modelu zapewniają lepszą zgodność z wynikami pomiarów niż wyniki obliczeń wykonanych za pomocą modelu podstawowego. Obserwowane różnice między wynikami pomiarów a wynikami obliczeń wykonanych za pomocą modelu podstawowego przekraczają nawet 10°C , natomiast wyniki obliczeń wykonanych za pomocą modelu autorskiego nie różnią się od wyników pomiarów więcej niż o 4°C .

Na rysunku 9.3 przedstawiono zmierzone i obliczone przebiegi temperatur uzwojenia pierwotnego T_{W1} , uzwojenia wtórnego T_{W2} oraz rdzenia T_C przy pobudzeniu rdzenia pojedynczym impulsem prostokątnym mocy o czasie trwania równym 5500 s i amplitudzie $P_C = 2$ W (rys. 9.3 a) oraz $P_C = 3,4$ W (rys. 9.3 b).

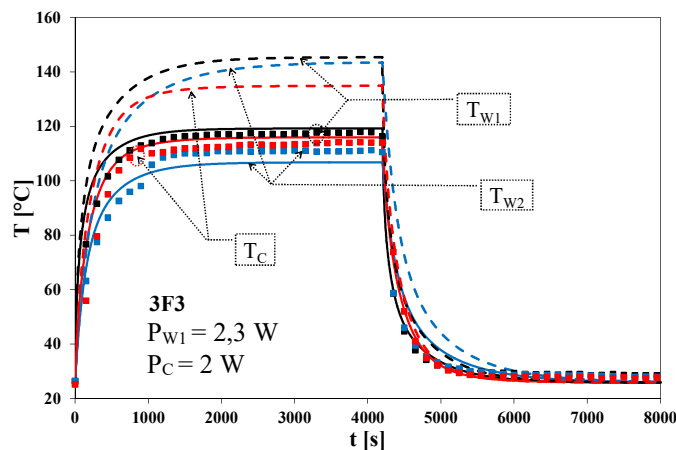
Obserwując przedstawione na rysunku 9.3 przebiegi można zauważyć, że wyniki obliczeń wykonanych przy pomocy modelu autorskiego zapewniają lepszą zgodność z wynikami

pomiarów niż wyniki obliczeń wykonanych za pomocą modelu podstawowego, które różnią się od wyników pomiarów nawet o 20°C.



Rys. 9.3 Zmierzone i obliczone przebiegi temperatur uzwojenia pierwotnego T_{W1} , wtórnego T_{W2} oraz temperatury rdzenia T_C przy wydzielaniu mocy w rdzeniu o amplitudzie $P_C = 2$ W (a) oraz $P_C = 3,4$ W (b)

Z kolei na rysunku 9.4 przedstawiono obliczone i zmierzone przebiegi temperatur poszczególnych komponentów transformatora przy jednoczesnym pobudzeniu rdzenia i uzwojenia pojedynczym impulsem prostokątnym o czasie trwania równym 4500 s i amplitudzie mocy $P_{W1} = 2,3$ W oraz $P_C = 2$ W.



Rys. 9.4 Zmierzone i obliczone przebiegi temperatur uzwojenia pierwotnego T_{W1} , uzwojenia wtórnego T_{W2} , rdzenia T_C przy rozpraszaniu mocy o kształcie impulsu o amplitudzie w rdzeniu $P_C = 2$ W i w uzwojeniu pierwotnym $P_{W1} = 2,3$ W.

Jak można zauważyć, wyniki obliczeń za pomocą autorskiego modelu zapewniają lepszą zgodność z wynikami pomiarów niż wyniki obliczeń wykonanych za pomocą modelu podstawowego. Obserwowane różnice między wynikami pomiarów a wynikami obliczeń wykonanych za pomocą modelu podstawowego przekraczają nawet 40°C, natomiast wyniki obliczeń wykonanych za pomocą modelu autorskiego nie różnią się od wyników pomiarów więcej niż o 5°C.

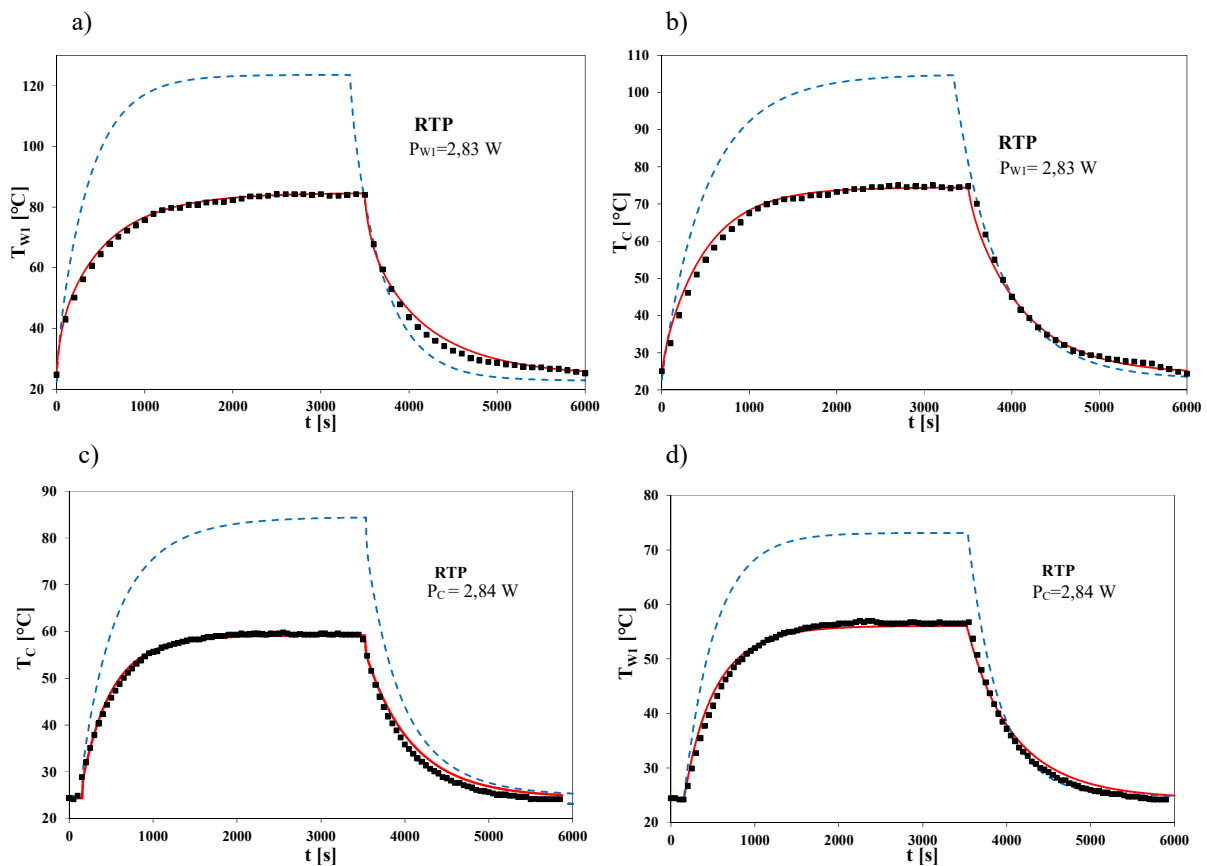
9.2.2 Wyniki weryfikacji modelu dla transformatorów toroidalnych

Wykorzystując autorski nieliniowy model termiczny obliczono, przebiegi temperatur uzwojenia pierwotnego T_{W1} , uzwojenia wtórnego T_{W2} oraz rdzenia T_C dla transformatorów toroidalnych z rdzeniami RTP, RTN oraz RTF. Obliczeń tych dokonano przy rozpraszaniu mocy tylko w uzwojeniu pierwotnym lub tylko w uzwojeniu wtórnym, lub tylko w rdzeniu oraz

przy jednoczesnym rozpraszaniu mocy w uzwojeniu pierwotnym i w uzwojeniu wtórnym. Uzwojenia oraz rdzeń pobudzano mocą o różnej wartości w kształcie pojedynczego impulsu prostokątnego o długim czasie trwania.

Obliczenia wykonano dla wartości parametrów opisujących nieliniowy model termiczny transformatora z rdzeniem toroidalnym RTP zawartych w Tabelach C.2 i C3 w Dodatku C, wartości tych parametrów dla transformatora z rdzeniem toroidalnym RTF zawarto w Tabeli C.4 w Dodatku C. Z kolei, wartości parametrów modelu termicznego transformatora z rdzeniem toroidalnym RTN zawarto w Tabeli C.6 w Dodatku C. Dla modelu podstawowego przyjęto wartości parametrów odpowiadające najmniejszej badanej wartości mocy wydzielanej w poszczególnych komponentach transformatora. Wartości tych parametrów dla wszystkich rozważanych transformatorów zebrano w Tabeli C.10 w dodatku C.

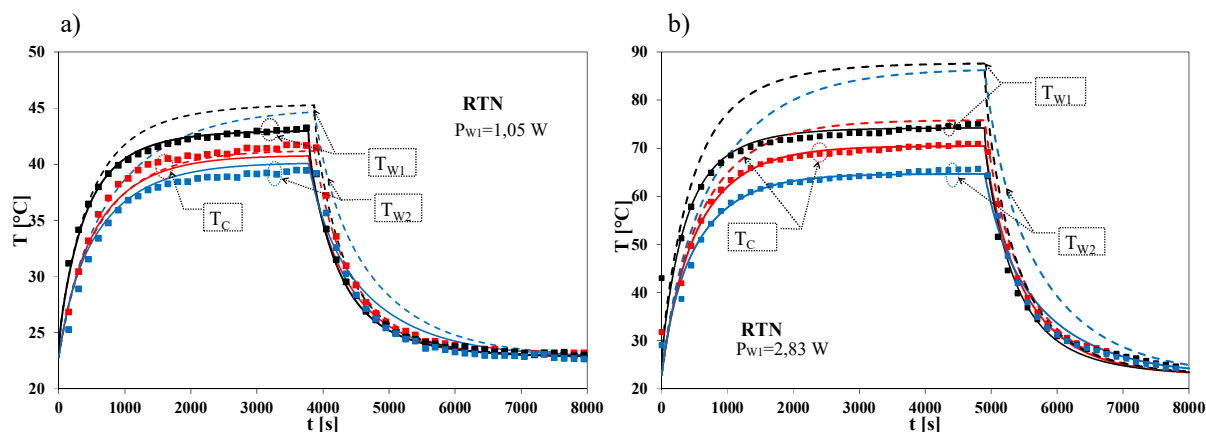
Rysunek 9.5 ilustruje zmierzone i obliczone przebiegi temperatur uzwojenia pierwotnego T_{W1} oraz rdzenia T_C dla transformatora z małym rdzeniem RTP przy pobudzeniu uzwojenia pierwotnego pojedynczym impulsem prostokątnym o czasie trwania równym 3700 s oraz amplitudzie mocy $P_{W1} = 2,83$ W (rys. 9.5 a, b) lub przy wydzielaniu mocy w rdzeniu o amplitudzie $P_C = 2,84$ W (rys. 9.5 c, d).



Rys. 9.5 Zmierzone i obliczone przebiegi temperatur uzwojenia pierwotnego T_{W1} i rdzenia T_C przy rozpraszaniu mocy w uzwojeniu pierwotnym o amplitudzie $P_{W1} = 2,83$ W (a, b), w rdzeniu o amplitudzie $P_C = 2,84$ W (c, d)

Obserwując przedstawione na rysunku 9.5 przebiegi temperatury rdzenia T_C i temperatury uzwojenia pierwotnego T_{W1} można zauważyć, że wyniki obliczeń wykonane przy pomocy modelu autorskiego zapewniają lepszą zgodność z wynikami pomiarów niż wyniki obliczeń wykonanych za pomocą modelu podstawowego, które wyraźnie odbiegają od wyników pomiarów i różnią się nawet o 50°C .

Na rysunku 9.6 przedstawiono zmierzone i obliczone przebiegi temperatur uzwojenia pierwotnego T_{W1} , uzwojenia wtórnego T_{W2} oraz rdzenia T_C dla transformatora z rdzeniem RTN.

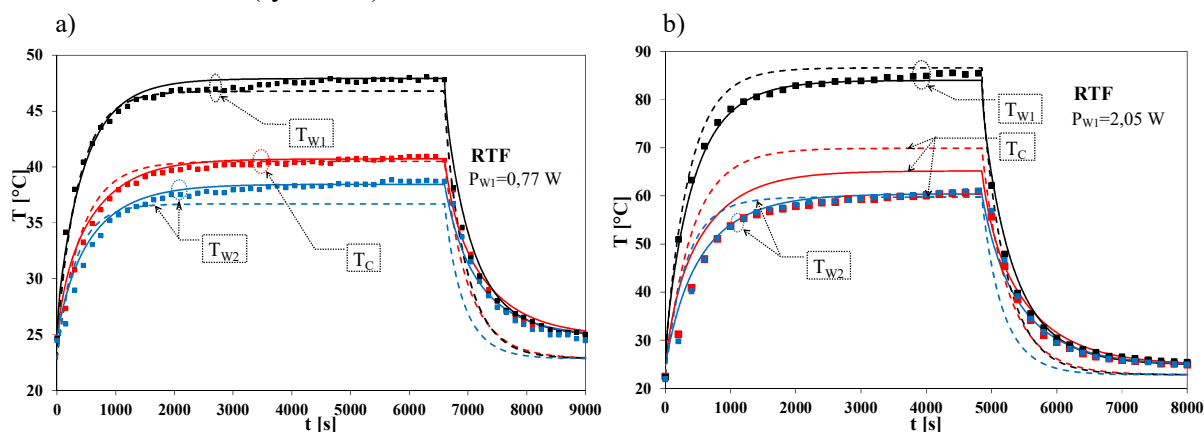


Rys. 9.6 Zmierzone i obliczone przebiegi temperatur uzwojenia pierwotnego T_{W1} , temperatury uzwojenia wtórnego T_{W2} , temperatury rdzenia T_C przy rozpraszaniu mocy w uzwojeniu pierwotnym o amplitudzie $P_{W1} = 1,05$ W (a) i $P_{W1} = 2,83$ W (b)

Obliczenia i pomiary wykonano przy pobudzeniu uzwojenia pierwotnego pojedynczym impulsem prostokątnym o czasie trwania równym 4000 s (rys. 9.6 a) i 5000 s (9.6 b) oraz amplitudzie mocy $P_{W1} = 1,05$ W (rys. 9.6 a) oraz $P_{W1} = 2,83$ W (rys. 9.6 b).

Analizując przedstawione na rysunku 9.6 przebiegi temperatury elementów transformatora z rdzeniem RTN można zauważyć, że wyniki obliczeń wykonane za pomocą modelu podstawowego wyraźnie różnią się od wyników pomiarów (nawet o 20°C). Z kolei, wyniki obliczeń wykonanych za pomocą nieliniowego modelu autorskiego wykazują bardzo dobrą zgodność przy pobudzeniu uzwojenia pierwotnego impulsem mocy o amplitudzie $P_{W1} = 2,83$ W. Przy pobudzeniu uzwojenia pierwotnego impulsem o mniejszej amplitudzie mocy $P_{W1} = 1,05$ W wyniki obliczeń wykonane za pomocą nieliniowego modelu termicznego różnią się od wyników pomiarów o zaledwie kilka stopni Celsjusza.

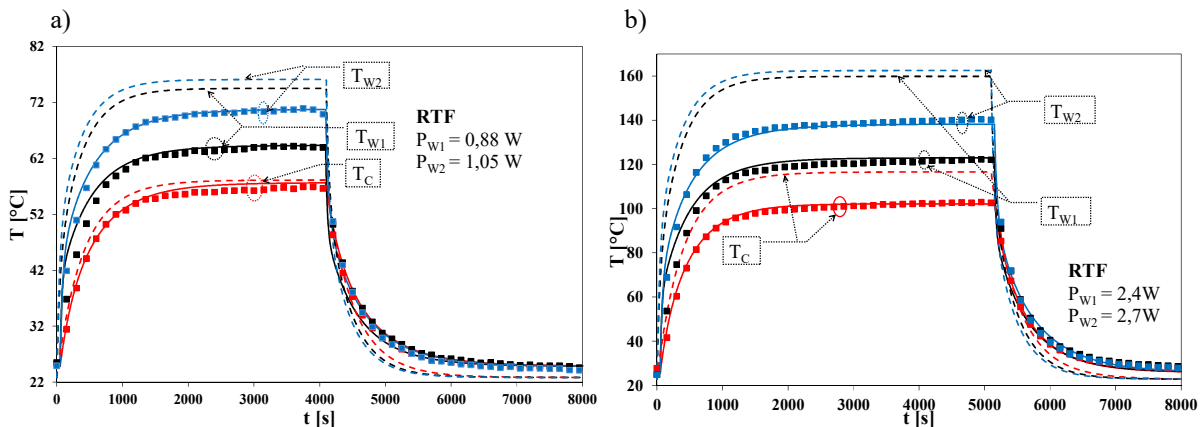
Rysunek 9.7 ilustruje zmierzone i obliczone przebiegi temperatur uzwojenia pierwotnego T_{W1} , uzwojenia wtórnego T_{W2} , oraz rdzenia T_C dla transformatora z rdzeniem RTF przy pobudzeniu uzwojenia pierwotnego pojedynczym impulsem prostokątnym o czasie trwania równym 7000 s (rys.9.7 a), 5000 s (rys.9.7 b) przy amplitudzie mocy $P_{W1} = 0,77$ W (rys.9.7 a) oraz $P_{W1} = 2,05$ W (rys.9.7 b).



Rys. 9.7 Zmierzone i obliczone przebiegi temperatury uzwojenia pierwotnego T_{W1} , temperatury uzwojenia wtórnego T_{W2} , temperatury rdzenia T_C przy rozpraszaniu impulsu mocy w uzwojeniu pierwotnym o amplitudzie $P_{W1} = 0,77$ W (a) i $P_{W1} = 2,05$ W (b)

Obserwując przedstawione na rysunku 9.7 przebiegi temperatur rdzenia T_C , uzwojenia pierwotnego T_{W1} , uzwojenia wtórnego T_{W2} można zauważyć, że wyniki obliczeń wykonane przy pomocy nieliniowego modelu autorskiego zapewniają lepszą zgodność z wynikami pomiarów niż wyniki obliczeń wykonanych za pomocą modelu podstawowego.

Na rysunku 9.8 przedstawiono zmierzone i obliczone przebiegi temperatur uzwojenia pierwotnego T_{W1} , uzwojenia wtórnego T_{W2} oraz rdzenia T_C dla transformatora z rdzeniem RTF przy jednoczesnym pobudzeniu uzwojenia pierwotnego i wtórnego pojedynczym impulsem prostokątnym o czasie trwania równym 4500 s (rys.9.8 a), 5500 s (rys. 9.8 b) przy amplitudzie mocy $P_{W1} = 0,88$ W, $P_{W2} = 1$ W (rys. 9.8 a) oraz $P_{W1} = 2,4$ W, $P_{W2} = 2,7$ W (rys. 9.8 b).



Rys. 9.8 Zmierzone i obliczone przebiegi temperatur uzwojenia pierwotnego T_{W1} i uzwojenia wtórnego T_{W2} , rdzenia T_C przy jednoczesnym rozpraszaniu mocy w uzwojeniach w postaci impulsu o amplitudach $P_{W1} = 0,88$ W, $P_{W2} = 1,05$ W (a) oraz $P_{W1} = 2,4$ W, $P_{W2} = 2,7$ W (b)

Analizując przedstawione na rysunku 9.8 przebiegi temperatur komponentów transformatora z rdzeniem RTF można zauważyć, że wyniki obliczeń wykonane za pomocą modelu podstawowego wyraźnie różnią się od wyników pomiarów (nawet o 20°C), natomiast wyniki obliczeń wykonanych za pomocą nieliniowego modelu autorskiego wykazują bardzo dobrą zgodność z wynikami pomiarów.

9.2.3 Wnioski

Porównując wyniki obliczeń uzyskanych za pomocą autorskiego modelu termicznego transformatora z wynikami pomiarów pokazano, że opracowany nieliniowy model zapewnia lepszą zgodność z wynikami pomiarów niż model podstawowy. Przedstawione wyniki obliczeń i pomiarów świadczą również o tym, że moc rozpraszana w elementach transformatora wpływa głównie na rezystancję termiczną, a jej wpływ na pojemność cieplną jest zanedbywalny.

Uzyskane różnice między wartościami temperatury komponentów transformatora są równe nawet 50°C (rys. 9.2, 9.3, 9.7). Tak duże różnice uzasadniają stosowanie w modelu termicznego różnych temperatur każdego uzwojenia i rdzenia transformatora.

Model podstawowy umożliwia uzyskanie dobrej zgodności między wynikami obliczeń i pomiarów tylko dla bardzo małych wartości amplitudy mocy wydzielanej w poszczególnych komponentach badanych transformatorów. Nieliniowy model autorski dzięki uwzględnieniu zależności R_{th} od mocy, umożliwia uzyskanie dobrej zgodności między wynikami obliczeń i pomiarów w szerokim zakresie zmian amplitudy mocy wydzielanej w uzwojeniach lub w rdzeniu badanych transformatorów.

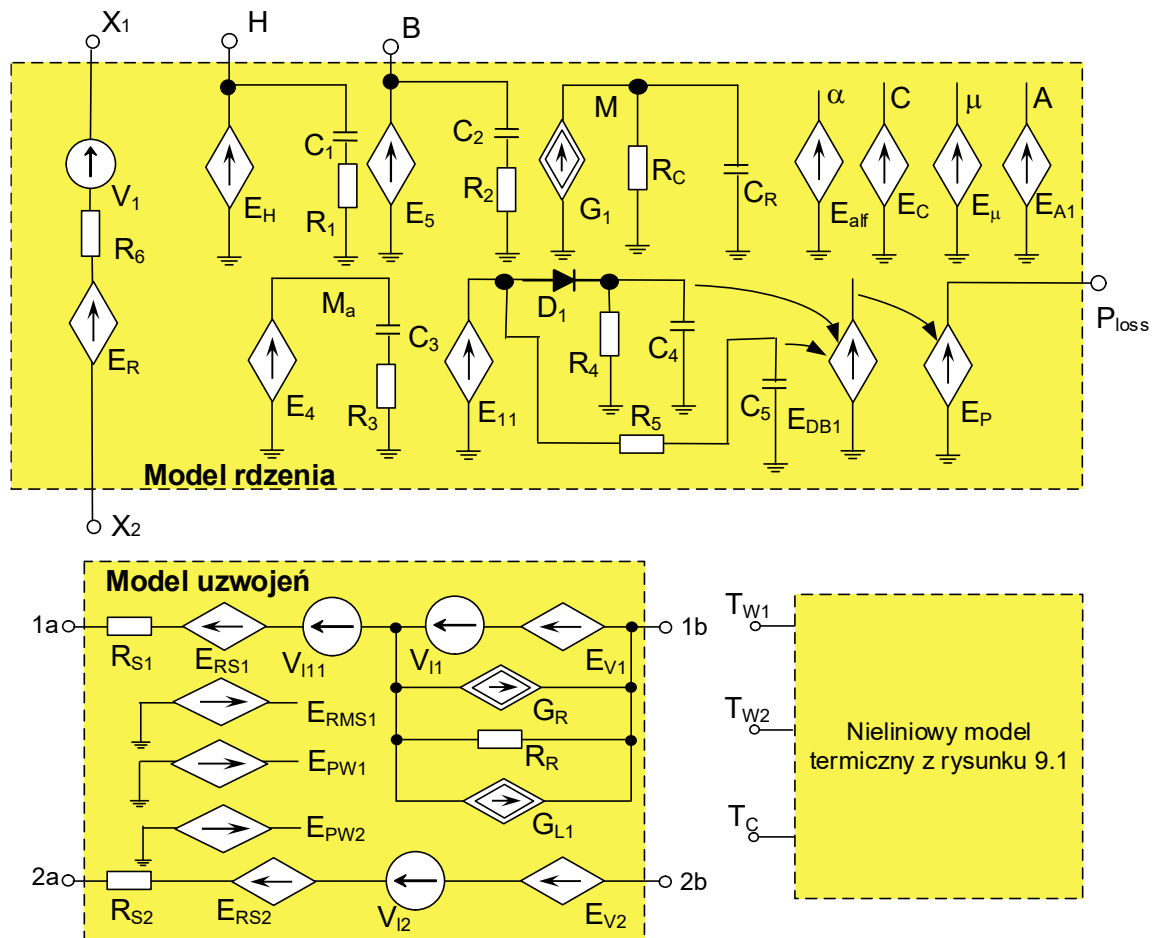
10. NIELINIOWY ELEKTROTERMICZNY MODEL TRANSFORMATORA

Przedstawione w rozdziale 3 modele transformatora są przygotowane na różnym poziomie dokładności. Cechują się one wieloma niedoskonałościami i nie uwzględniają wszystkich zjawisk fizycznych. Na bazie modelu z pracy [28] opracowano autorski nieliniowy elektrotermiczny model transformatora, w którym uwzględniono dodatkowo właściwości elektryczne rdzenia, wzajemne sprzężenia termiczne pomiędzy wszystkimi komponentami transformatora oraz nieliniowość procesu chłodzenia transformatora. Model rdzenia, oparty jest o zmodyfikowany model elektrotermiczny z pracy [28], będący rozwinięciem klasycznego modelu Jilesa-Athertona.

Prezentowany model transformatora należy do grupy skupionych modeli elektrotermicznych [55]. Model ten umożliwi obliczenie napięć i prądów na zaciskach modelowanego transformatora oraz temperatury wewnątrz jego rdzenia i każdego z uzwojeń.

Opracowany przez autora nieliniowy model elektrotermiczny transformatora jest dedykowany dla programu SPICE i ma postać podukładu.

Na rysunku 10.1 przedstawiono reprezentację obwodową autorskiego nieliniowego elektrotermicznego modelu transformatora dla programu SPICE. Model ten składa się z trzech bloków: modelu rdzenia, modelu uzwojeń oraz nieliniowego modelu termicznego.



Rys. 10.1 Nieliniowy elektrotermiczny model transformatora

W stosunku do cytowanych prac, w modelu tym dodatkowo uwzględniono elementy opisujące właściwości elektryczne rdzenia przy przyłożeniu do niego zewnętrznego pobudzenia elektrycznego reprezentowane przez sterowane źródło napięciowe E_R szeregowo połączone z rezystorem R_6 i niezależnym źródłem napięciowym V_1 . Szczegółowo ten fragment modelu rozważano w pracy [A4].

Rezystor R_1 reprezentuje minimalną wartość rezystancji rdzenia. Źródło napięcia V_1 o zerowej wydajności monitoruje prąd rdzenia, podczas gdy źródło napięcia E_R opisuje zależność rezystancji rdzenia od prądu płynącego przez modelowany rdzeń i temperaturę rdzenia T_C . Napięcie na źródle napięciowym E_R opisane jest następującym równaniem [A4]:

$$E_R = \left[\left(m_1 \cdot \exp\left(-\frac{i}{n_1}\right) + m_2 \right) \cdot \exp\left(B_1 \cdot \left(2 - \exp\left(-\frac{i}{n_2}\right) \right) \cdot \left(\frac{1}{T_C} - \frac{1}{T_0} \right) \right) + \left(m_3 \cdot \exp\left(-\frac{i}{n_3}\right) + m_4 \right) \cdot \exp\left(B_2 \cdot \left(\frac{1}{T_C} - \frac{1}{T_0} \right) \right) \right] \cdot i \cdot R_0 \cdot \left(m_5 + m_6 \cdot \exp\left(-\frac{i}{n_4}\right) \right) \quad (10.1)$$

gdzie $R_0, B_1, B_2, m_1, m_2, m_3, m_4, m_5, m_6, n_1, n_2, n_3, n_4$ oraz T_0 są parametrami modelu.

Źródło napięciowe E_4 opisuje magnetyzację na krzywej pierwotnego magnesowania opisaną równaniem [29, 49]:

$$M_a = \left[\frac{B_{S0} \cdot (1 + \alpha_{BS} \cdot (T_C - T_0))}{\mu_0} - H_S \right] \cdot F\left(\frac{H + \alpha_M \cdot M_a}{A} \right) \quad (10.1)$$

gdzie B_{S0} oznacza indukcję nasycenia w temperaturze odniesienia T_0 przy natężeniu pola magnetycznego H_S , α_{BS} – temperaturowy współczynnik indukcji nasycenia, α_M – parametr sprzężenia ścian domen, natomiast A – parametr energii cieplnej.

Wszystkie wymienione parametry występują w modelu Jilesa–Athertona, w którym $F(x)$ jest funkcją Langevina. Funkcja ta jest nieciągła dla $x = 0$. Dlatego, w prezentowanym modelu funkcję $F(x)$ zastąpiono wyrażeniem o postaci [29, 49, 55, 111]:

$$F(x) = \frac{x}{\sqrt{x^2 + 1}} \left[1 - 0.9 \cdot \exp\left(-\frac{|x|}{2.5}\right) - 0.1 \cdot \exp\left(-\frac{|x|}{25}\right) \right] \quad (10.2)$$

Prąd źródła napięciowego V_{dMa} równy jest czasowej pochodnej dM_a/dt . Źródło napięciowe E_5 opisuje indukcję magnetyczną wyrażoną równaniem:

$$B = \mu_0 \cdot (H + M \cdot C_R \cdot y) \quad (10.3)$$

gdzie C_R jest pojemnością kondensatora występującego w modelu magnetycznym rdzenia, natomiast y opisuje zależność:

$$y = \begin{cases} 1 & \text{dla } T_C < T_{Curie} \\ 1 - (T_C - T_{Curie}) \cdot 0,006 \frac{1}{K} & \text{dla } T_{Curie} < T_C < T_{Curie} + 17K \\ 0 & \text{dla } T_C > T_{Curie} + 17K \end{cases} \quad (10.4)$$

a T_{Curie} oznacza temperaturę Curie.

Prąd źródła napięciowego V_{dB} równy jest pochodnej dB/dt . Napięcie na sterowanym źródle napięciowym E_1 równe jest natężeniu pola magnetycznego H , natomiast prąd źródła napięciowego V_{dH} opisuje pochodną dH/dt . Napięcie w węzle M opisuje magnetyzację rdzenia.

Prąd płynący w sterowanym źródle prądowym G_1 opisuje równanie [28, 29]

$$G_1 = -\frac{(M_a - M \cdot C_2) \cdot \text{sgn}(dH/dt)}{C_1 \cdot H_{C0} \cdot [1 + \alpha_{HC} \cdot (T_C - T_0)]} \cdot \frac{dH}{dt} - \frac{C}{C_1 \cdot (1+C)} \cdot \frac{dM_a}{dt} + M \cdot \frac{C_R}{R_C} \quad (10.5)$$

gdzie $\text{sgn}(z)$ oznacza znak argumentu funkcji, C parametr elastycznych odkształceń ścian domen, H_{C0} – pole koercji w temperaturze odniesienia T_0 , a α_{HC} – temperaturowy współczynnik zmian pola koercji, C_1 jest pojemnością kondensatora występującego w modelu magnetycznym rdzenia, podczas gdy R_C jest rezystancją rezystora połączonego równolegle ze sterowanym źródłem prądowym G_1 .

Sterowane źródła napięciowe E_{alf} , E_C , E_μ , E_{A1} wykorzystane zostały do wyznaczenia wartości parametrów modelu α , C , μ oraz A występujących w równaniu opisującym krzywą magnesowania $B(H)$. Szczegółowy opis tych parametrów uwzględniający wpływ temperatury przedstawiono w pracy [29].

Obwód złożony ze sterowanego źródła napięciowego E_{11} , diody D_1 , rezystorów R_1 oraz R_2 , kondensatorów C_4 oraz C_5 służy do wyznaczania wartości średniej indukcji magnetycznej (napięcie na kondensatorze C_5) oraz maksymalnej wartości indukcji magnetycznej (napięcie na kondensatorze C_4). Napięcie na sterowanym źródle napięciowym E_{11} jest proporcjonalne do indukcji magnetycznej B . Sterowane źródło napięciowe E_{DB1} wyznacza wartość amplitudy indukcji magnetycznej B_m .

W modelu rdzenia sterowane źródło napięciowe E_H i kondensator C_1 szeregowo połączone z rezystorem R_1 służy do wyznaczania natężenia pola magnetycznego H . Indukcja odpowiada napięciu na zacisku wyjściowym B .

Sterowane źródło napięciowe E_P dołączone do zacisku P_{loss} modeluje straty mocy w rdzeniu i jest opisane równaniem o postaci [28, 29]

$$E_P = V_e \cdot (B_m)^{\beta-\alpha} \cdot (1 + \alpha_P \cdot (T_R - T_m)^2) \cdot \frac{P_{V0}}{T} \int_0^T \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha dt \quad (10.7)$$

gdzie P_{V0} oznacza gęstość strat mocy w rdzeniu, V_e - objętość ekwiwalentną rdzenia, α_P – kwadratowy współczynnik temperaturowy mocy strat, T_m – temperaturę, w której występuje minimum strat mocy, T jest okresem indukcji pola magnetycznego, zaś α oraz β są parametrami modelu.

Model uzwojeń został zasadniczo scharakteryzowany w pracach [A8, 29], zawiera on następujące elementy modelujące uzwojenie pierwotne i uzwojenie wtórne. Rezystor R_{S1} reprezentuje rezystancję szeregową tego uzwojenia w temperaturze odniesienia T_0 , sterowane źródło napięciowe E_{RS1} opisuje zmiany tej rezystancji przy zmianie temperatury T_{W1} tego uzwojenia. Sterowane źródło napięciowe E_V wyznacza napięcie indukowane w uzwojeniu pierwotnym, sterowane źródło prądowe G_{L1} reprezentuje prąd magnesowania, a sterowane źródło prądowe G_R – straty energii w rdzeniu. Napięcie V_{RMS1} odpowiadające wartości skutecznej prądu uzwojenia pierwotnego, oblicza się za pomocą sterowanego źródła napięciowego E_{RMS1} . Źródła napięciowe V_{L1} i V_{H11} mają zerową wartość napięcia i są wykorzystywane do monitorowania wartości prądów płynących przez te źródła. Z kolei, model

uzwojenia wtórnego zawiera tylko elementy modelujące napięcia na uzwojeniu (E_V) i rezystancję szeregową tego uzwojenia (R_S i E_{RS}).

Dodatkowo, w modelu uzwojenia uwzględniono sterowane źródła prądowe reprezentujące moce wydzielane odpowiednio w uzwojeniu pierwotnym E_{PW1} i uzwojeniu wtórnym E_{PW2} a wydajności tych źródeł dane są wzorami:

$$E_{PW1} = [1 + \alpha_\rho (T_{W1} - T_0)] \cdot (V_{RS1} \cdot i_1) + R_{acW1} \cdot [1 + \alpha_\rho (T_{W1} - T_0)] \cdot i_1^2 \dots\dots\dots(10.8)$$

$$E_{PW2} = [1 + \alpha_\rho (T_{W2} - T_0)] \cdot (V_{RS2} \cdot i_2) + R_{acW2} \cdot [1 + \alpha_\rho (T_{W2} - T_0)] \cdot i_2^2 \quad (10.9)$$

gdzie α_ρ to temperaturowy współczynnik rezystywności miedzi, i_1 oraz i_2 to prądy uzwojeń pierwotnego wtórnego, V_{RS1} oraz V_{RS2} oznaczają spadki napięcia na rezystancji uzwojenia pierwotnego i wtórnego, natomiast R_{acW1} , R_{acW2} to rezystancje dla prądu przemiennego obu uzwojeń opisane zależnością [6].

$$R_{ac} = R_S \cdot \frac{y}{2} \left[\frac{\sinh(y) + \sin(y)}{\cosh(y) - \cos(y)} + (2m - 1)^2 \cdot \frac{\sinh(y) - \sin(y)}{\cosh(y) + \cos(y)} \right] \quad (10.10)$$

gdzie R_S oznacza rezystancję uzwojenia dla prądu stałego, zaś y oznacza względną grubość warstwy opisaną wzorem [6],

$$y = \sqrt{k_w} \cdot \frac{h}{\delta} \quad (10.11)$$

gdzie k_w oznacza współczynnik wypełnienia warstwy materiałem przewodzącym (miedzią), h – efektywna grubość warstwy uzwojenia, δ – głębokość wnikania, będąca miarą intensywności wypierania prądu z wnętrza przewodu określona wzorem [6].

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot \mu_0 \cdot \mu_w \cdot f}} = \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot \mu_0 \cdot \mu_w \cdot \gamma}} \quad (10.12)$$

Przy czym ρ , γ , μ_w oznaczają rezystywność, konduktywność i względną przenikalność magnetyczną materiału, z którego jest wykonany przewód nawojowy, f oraz ω to częstotliwość i pulsacja prądu płynącego w przewodzie.

Skupiony nieliniowy model termiczny umożliwia wyznaczenie temperatur trzech komponentów transformatora uzwojenia pierwotnego T_{W1} , uzwojenia wtórnego T_{W2} oraz rdzenia T_C . Model ten szczegółowo został opisany w rozdziale 9.2. W modelu tym wykorzystuje się wartości mocy wyznaczone odpowiednio w modelu uzwojeń i modelu rdzenia oraz nieliniową sieć termiczną przedstawioną w rozdziale 9.

11. ESTYMACJA PARAMETRÓW NIELINIOWEGO ELEKTROTERMICZNEGO MODELU TRANSFORMATORA

Praktyczne stosowanie modelu transformatora impulsowego wymaga wyznaczenia wartości parametrów tego modelu. Parametry transformatora impulsowego obejmują parametry magnetyczne, elektryczne oraz termiczne. Parametry magnetyczne określają właściwości rdzenia ferromagnetycznego. Parametry elektryczne obejmują rezystancje szeregowo uzwojeń [5, 8, 9, 17, 31, 35, 40]. Parametry termiczne opisują skuteczność odprowadzania ciepła generowanego w elemencie. Są to własne i wzajemne przejściowe impedancje termiczne [A1, 40].

Część parametrów rdzeni używanych w konstrukcjach transformatorów impulsowych można odczytać z danych katalogowych producentów, natomiast część parametrów wymaga zastosowania procedury estymacyjnej. Dane katalogowe zawierają informacje o wartości parametrów materiałów ferromagnetycznych oraz o wartości parametrów geometrycznych rdzeni. Przedstawione w danych katalogowych charakterystyki odnoszą się tylko do wybranych częstotliwości sinusoidalnego sygnału pobudzającego. Do zmierzenia charakterystyk i parametrów eksploatacyjnych transformatorów impulsowych w szerokim zakresie częstotliwości i temperatury niezbędne jest zastosowanie odpowiedniego stanowiska pomiarowego, które zostało przedstawione na rysunku 8.1.

11.1. Estymacja parametrów magnetycznych

W modelu transformatora opisanym w rozdziale 10 występują następujące parametry magnetyczne: pole koercji H_C , początkowa przenikalność magnetyczna μ_i , magnetyzacja nasycenia M_S , indukcja nasycenia B_S , indukcja remanencji B_R , współczynniki temperaturowe indukcji nasycenia α_S , pola koercji α_C , gęstości indukcji remanencji α_R .

W celu określenia wartości parametrów materiału ferromagnetycznego należy podjąć następujące kroki [A7, 20, 21, 28, 39]:

- 1) odczytać z danych katalogowych materiału ferromagnetycznego użytego do wytworzenia rdzenia wartości następujących parametrów: początkowej przenikalności magnetycznej μ_i i temperaturę Curie T_{Curie} ;
- 2) odczytać na pętli histerezy wartości parametrów H_{C0} , B_{R0} , B_{S0} , H_S uzyskane w temperaturze odniesienia T_0 ;
- 3) obliczyć wartość magnetyzacji nasycenia za pomocą zależności

$$M_S = \frac{B_S}{\mu_0} - H_S \quad (11.1)$$

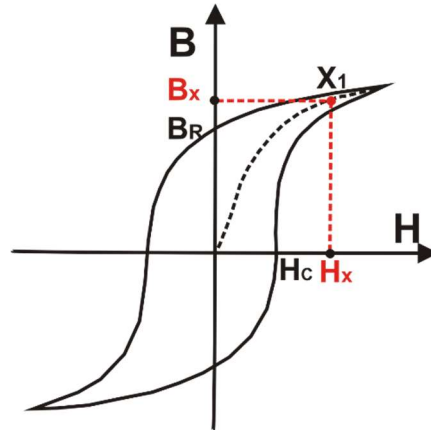
gdzie B_S jest indukcją nasycenia przy polu magnetycznym H_S a μ_0 jest przenikalnością magnetyczną próżni równą $4\pi \cdot 10^{-7} \text{H/m}$;

- 4) odczytać z arkusza danych materiału ferromagnetycznego użytego do wykonania rdzenia lub zmierzyć wartości H_C , B_{R0} i B_{S0} dla temperatury $T_0 < T_1 < T_{Curie}$, na przykład $T_1 = 100^\circ\text{C}$;
- 5) obliczyć wartość współczynników temperaturowych zmian indukcji nasycenia α_C , pola koercji α_C , indukcji remanencji α_R , stosując następujący wzór

$$a_x = \frac{X_1/X_0 - 1}{T_1 - T_0} \quad (11.2)$$

gdzie α_x jest zdefiniowanym współczynnikiem temperaturowym, podczas gdy X_1 i X_0 przedstawiają określone wartości parametrów odpowiednio w temperaturach T_1 oraz T_0 ;

- 6) w danych katalogowych materiału ferromagnetycznego użytego do budowy rdzenia, odczytać z krzywej pierwotnego magnesowania $B(H)$ współrzędne punktu $X_1(H_X, B_X)$ leżącego w pobliżu, zagięcia tej krzywej (patrz rysunek 11.1);



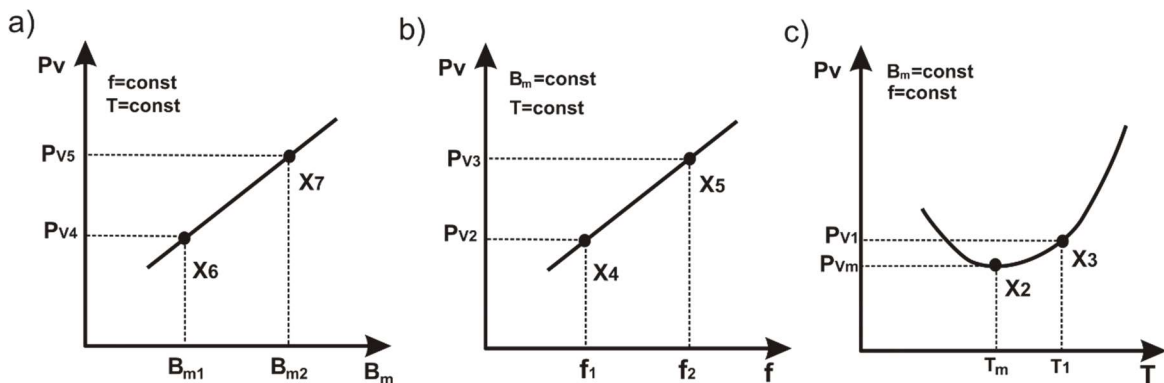
Rys. 11.1 Lokalizacja punktu X_1 na pętli histerezy

- 7) obliczyć wartość M_X ze wzoru [6, 28, 39]

$$M_X = B_X / \mu_0 - H_X \quad (11.3)$$

W celu określenia wartości parametrów opisujących straty w rdzeniu należy:

- 1) wyznaczyć temperaturę T_m wykorzystując charakterystyki opisujące zależność gęstości mocy strat w rdzeniu od temperatury $P_v(T)$ (rysunek 11.2), odpowiadającej wartościom amplitudy indukcji w rdzeniu B_m i częstotliwości f , przy której charakterystyka $P_v(T)$ posiada minimum (punkt X_2 na rysunku 11.2);
- 2) dla tego samego punktu $X_2(T_m, P_{vm})$ z charakterystyki $P_v(T)$, odczytać wartość P_{vm} ;



Rys. 11.2 Typowe zależności gęstości mocy strat od amplitudy indukcji (a), od częstotliwości (b), od temperatury (c)

- 3) gęstość mocy strat P_{v0} wyznaczana jest ze wzoru [45]

$$P_{V0} = \frac{P_{V1}}{2 \cdot B_{m1}^\beta \cdot f_1^\alpha (2\pi)^{\alpha-1} \cdot (1,9907 - 0,5943 \cdot \ln(\alpha))} \quad (11.4)$$

4) wybierając punkt $X_3(T_1, P_{V1})$ na tej samej charakterystyce $P_V(T)$, wyznaczana jest wartość parametru α_p ze wzoru

$$\alpha_p = \left(\frac{P_{V1}}{P_{V0} \cdot f^\alpha \cdot B_m^\beta} - 1 \right) / (T_1 - T_m)^2 \quad (11.5)$$

Aby jak najdokładniej określić wartość parametru α_p różnica między temperaturą T_1 oraz T_m powinna być możliwie duża.

Parametry α oraz β należy wyliczyć ze wzorów

$$\alpha = \frac{\log\left(\frac{P_{V2}}{P_{V3}}\right)}{\log\left(\frac{f_1}{f_2}\right)} \quad (11.6)$$

$$\beta = \frac{\log\left(\frac{P_{V4}}{P_{V5}}\right)}{\log\left(\frac{B_{m1}}{B_{m2}}\right)} \quad (11.7)$$

gdzie punkty $X_4(f_1, P_{V2})$ oraz $X_5(f_2, P_{V3})$ leżą na charakterystyce $P_V(f)$ opisującej zależność mocy strat od częstotliwości przy stałej wartości amplitudy indukcji B_{m1} oraz $X_6(B_{m1}, P_{V4})$ oraz $X_7(B_{m2}, P_{V5})$ leżących na charakterystyce $P_V(B_m)$ przy stałej wartości częstotliwości f_1 . Zależności $P_V(f)$ i $P_V(B_m)$ dostępne są w danych katalogowych materiałów magnetycznych.

W tabeli 11.1 przedstawiono wartości parametrów magnetycznych rdzenia planarnego 3F3. W dodatku C zawarto parametry magnetyczne pozostałych badanych rdzeni.

Tabela 11.1 Wartości parametrów magnetycznych dla rdzenia planarnego 3F3

Parametr	Wartość	Parametr	Wartość	Parametr	Wartość	Parametr	Wartość
P_{V0} [kW·s ^α /(m ³ ·T ^β)]	0,642	α	1,434	β	2,68	α_p [1/K]	1,132 x 10 ⁻⁵
μ_0 [H/m]	1,257 x 10 ⁻⁶	μ_i	2000	T_{Curie} [°C]	200	α_C [1/K]	-3,46 x 10 ⁻³
H_S [A/m]	225	B_{S0} [mT]	420	B_{S1} [mT]	345	B_{R0} [mT]	155
B_{R1} [mT]	120	H_{C0} [A/m]	13,5	H_{C1} [A/m]	10	M_{X1} [A/m]	2,983 x 10 ⁵
M_{X0} [kA/m]	258,546	M_{S0} [kA/m]	34	M_{S1} [kA/m]	274,317	R_0 [kΩ]	3,6
m_1	0,53	m_2	0,38	m_3	0,61	m_4	0,17
m_5	0,65	m_6	0,7	n_1 [mA]	3,2	n_2 [A]	0,15
n_3 [mA]	4,2	n_4 [A]	0,125	B_1 [K]	1000	B_2 [K]	8500
T_0 [K]	300	p_0 [W]	5	α_S [1/K]	-2,38 x 10 ⁻³	α_R [1/K]	-3 x 10 ⁻³
S_{W1} [m ²]	8,75 x 10 ⁻⁸	S_{W2} [m ²]	3,5 x 10 ⁻⁸	l_{W2} [m]	0,2557	l_{W1} [m]	0,19797

11.2. Estymacja parametrów geometrycznych

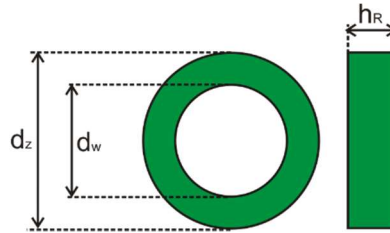
Wartości parametrów geometrycznych rdzenia, tj. długość drogi magnetycznej l_{Fe} , pole przekroju rdzenia S_{Fe} i równoważną objętość V_e , należy odczytać z danych katalogowych

rdzenia, dotyczy to przede wszystkim rdzenia kubkowego oraz planarnego. W przypadku rdzenia toroidalnego można w prosty sposób obliczyć wartości parametrów geometrycznych rdzenia wykorzystując podstawowe zależności geometryczne.

Aby wyznaczyć wartości parametrów geometrycznych rdzenia toroidalnego należy:

- 1) określić rozmiary rdzenia, tj. średnicę zewnętrzną d_z , średnicę wewnętrzną d_w i wysokość h_R (dane te są zwykle zawarte w nazwie rdzenia, np. RTP 26,9x14,5x11);
- 2) obliczyć długość drogi magnetycznej l_{Fe} z zależności

$$l_{Fe} = \frac{\pi}{2} \cdot (d_z + d_w) \quad (11.8)$$



Rys. 11.3 Zwymiarowany rdzeń toroidalny

- 3) obliczyć pole przekroju czynnego rdzenia ze wzoru

$$S_{Fe} = \frac{(d_z - d_w) \cdot h_R}{2} \quad (11.9)$$

- 4) obliczyć objętość ekwiwalentną rdzenia z zależności

$$V_e = \frac{\pi \cdot (d_z^2 - d_w^2) \cdot h_R}{4} \quad (11.10)$$

Tabela 11.2 zawiera zestawienie wartości parametrów geometrycznych badanych rdzeni.

Tabela 11.2 Wartości parametrów geometrycznych badanych rdzeni

Parametr	RTF F-867	RTF F-867	RTP T-106-26	RTP T157-26	RTN M-070	E22/6/16R 3F3	B65701 -T1000-A48 N-48
Wymiary [mm]	25x15x10	40x24x16	26.9x14.5x11	39.9x24.1x14.5	25x16x12	wymiary jak w tabeli 5.2	wymiary jak na Rys. 5.4
l_{Fe} [mm]	62,83	100,528	64,9	101	64,4	26,1	37,2
S_{Fe} [mm ²]	50	128	65,9	106	54	78,5	93
V_e [cm ³]	3,14	12,861	4,28	10,7	3,476	2,1	3,46

11.3. Estymacja parametrów termicznych

Parametrami termicznymi transformatora impulsowego są własne i wzajemne przejściowe impedancje termiczne. Sposób pomiaru wymienionych parametrów termicznych wraz z odpowiednimi układami pomiarowymi przedstawiono w rozdziale 8. Przejściowe impedancje termiczne aproksymowane są zależnością o postaci (8.14) [44, 55, 111].

Wyznaczenie wartości powyżej wymienionych parametrów wymaga pomiaru przebiegów poszczególnych własnych i wzajemnych przejściowych impedancji termicznych, a następnie aproksymacji zmierzonych przebiegów za pomocą wzoru (8.14).

W drugim etapie, w oparciu zmierzone przebiegi własnych i wzajemnych przejściowych impedancji termicznych obliczane są wartości elementów R i C występujących w modelu termicznym transformatora impulsowego z wykorzystaniem algorytmu ESTYM [39], w którym zmierzone przebiegi własnej i wzajemnej przejściowej impedancji termicznej stanowią dane wejściowe. W niniejszej pracy zastosowano model termiczny w postaci sieci Fostera. Program ESTYM wylicza wartość rezystancji termicznej R_{th} przez uśrednienie przebiegu $Z_{th}(t)$ w stanie ustalonym za ostanie 100 s. Wartość parametrów współczynnika wagowego a_i oraz termicznej stałej czasowej τ_{thi} obliczane są iteracyjnie metodą najmniejszych kwadratów w określonym przedziale czasu, od najdłuższej termicznej stałej czasowej, aproksymując zależność

$$y_k(t) = \ln \left(1 - \frac{Z_{th}(t)}{R_{th}} - \sum_{i=1}^{k-1} a_i \cdot \exp \left(-\frac{t}{\tau_{thi}} \right) \right) \quad (11.11)$$

za pomocą funkcji liniowej danej wzorem

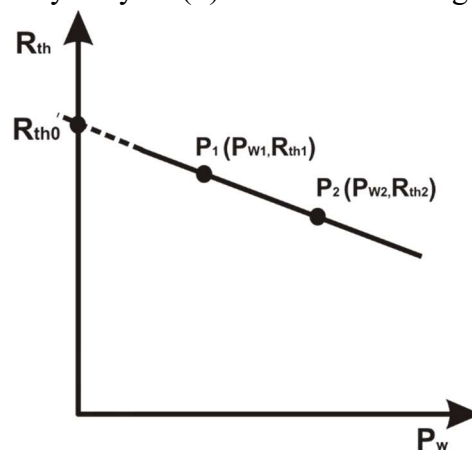
$$y_k(t) = -\frac{t}{\tau_{thk}} + \ln(a_k) \quad (11.12)$$

Algorytm ESTYM określa granice przedziałów, w których obliczane są wartości parametrów a_i oraz τ_{thi} . Dla każdego przedziału czasu niezbędne jest obliczenie wartości parametrów a_k oraz τ_{thk} opisujących dłuższe termiczne stałe czasowe. Algorytm ESTYM określa również położenie prostej aproksymującej i liczbę niezbędnych termicznych stałych czasowych. Wartości R_{thi} oraz C_{thi} można otrzymać stosując poniższe równania [A3, 28, 30, 55]

$$R_{thi} = R_{th} \cdot a_i \quad (11.13)$$

$$C_{thi} = \frac{\tau_{thi}}{R_{thi}} \quad (11.14)$$

W celu wyznaczenia wartości parametrów opisujących zależność $R_{th}(P)$ należy, w oparciu o wyniki pomiarów sporządzić wykresy $R_{th}(P)$ w skali liniowo-logarytmicznej (rys. 11.4).



Rys. 11. 4 Charakterystyka zależności rezystancji termicznej R_{th} od mocy P_w .

Wartości parametrów opisujących zależność rezystancji termicznej poszczególnych elementów transformatora do mocy wyznaczane są w identyczny sposób przy wykorzystaniu wzorów (11.15), (11.16). W charakterze przykładu opisano poniżej sposób wyznaczenia parametrów a_{w1} , b_{w1} oraz R_{thw1} opisujących zależność $R_{thw1}(P_{w1})$. Wykorzystując współrzędne

punktów $P_1(P_{w1}, R_{th1})$ oraz $P_2(P_{w2}, R_{th2})$ należy wyliczyć wartości parametrów a_{w1} oraz b_{w1} ze wzorów:

$$a_{w1} = \exp \left(\frac{P_{w1} \cdot \ln \left(\frac{R_{th2}}{R_{th0}} - 1 \right) - P_{w2} \cdot \ln \left(\frac{R_{th1}}{R_{th0}} - 1 \right)}{P_{w1} - P_{w2}} \right) \quad (11.15)$$

$$b_{w1} = \frac{-P_{w1}}{\ln \left(\frac{R_{th}}{R_{th0}} - \ln(a_{w1}) \right)} \quad (11.16)$$

Wartość parametru R_{th0} wyznacza się przedłużając prostą przechodzącą przez punkty P_{w1} i P_{w2} do przecięcia z osią R_{th} . W tabeli 11.3 zestawiono wybrane wartości parametrów R_{th} , a_i , τ_{thi} , estymowanych parametrów modelu termicznego dla transformatora z rdzeniem planarnym oraz wartości parametrów opisujących zależności rezystancji termicznych od mocy wydzielanej w uzwojeniu pierwotnym i rdzeniu.

Wartości parametrów termicznych pozostałych spośród badanych transformatorów zebrano w Dodatku C.

Tabela 11.3 Zestawienie wartości parametrów termicznych transformatora planarnego z rdzeniem E22/6/16R z materiału 3F3

Parametry	$Z_{thw1}(t)$	$Z_{thw1c}(t)$	$Z_{thw1w2}(t)$	$Z_{thc}(t)$	$Z_{thcw1}(t)$	$Z_{thcw2}(t)$
R_{th0} [K/W]	24,12	12,42	15,64	16,275	7,875	13,325
a	0,6	0,75	0,8	0,815	0,765	0,86
b	1,6	1,5	1,35	2,87	2,833	2,82
w	0,72	0,69	0,68	0,651	0,75	0,65
a_1	0,274	0,271	0,626	0,297	0,224	0,18
a_2	0,448	0,456	0,374	0,676	0,776	0,82
a_3	0,225	0,273		0,027		
a_4	0,053					
t_{th1} [s]	350,33	498,84	350,72	432,041	678,02	1067,99
t_{th2} [s]	60,22	103,66	192,79	139,67	194,39	221,5
t_{th3} [s]	14,31	16,26		17,11		
t_{th4} [μ s]	40					

Z Tabeli 11.3 Widać, że do opisu przebiegów własnych i wzajemnych przejściowych impedancji termicznych w rozważanym transformatorze wystarczą 2 – 4 termiczne stałe czasowe o wartościach od 40 μ s do ponad 1000 s. Warto zauważyć, że wartości parametrów R_{th0} są największe dla przejściowej impedancji termicznej uzwojenia pierwotnego, a najmniejsze – dla wzajemnej przejściowej impedancji termicznej między rdzeniem a uzwojeniem pierwotnym.

12. WERYFIKACJA POPRAWNOŚCI OPRACOWANEGO MODELU

W celu weryfikacji poprawności autorskiego skupionego nieliniowego elektrotermicznego modelu transformatora impulsowego przedstawionego w rozdziale 10 obliczono i zmierzono charakterystyki transformatorów zawierających rdzenie wykonane z różnych materiałów i o różnych kształtach magnetowodu. Wyniki tych badań przedstawiono w poszczególnych podrozdziałach.

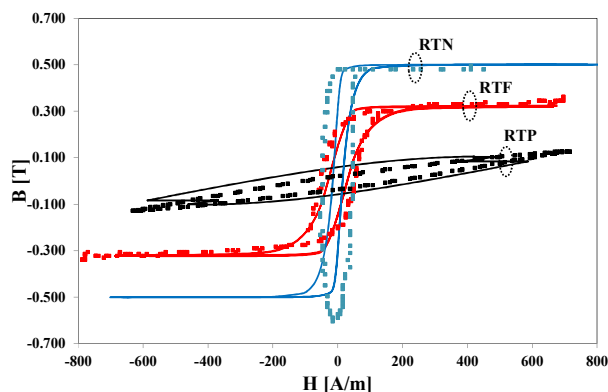
12.1. Transformatory z rdzeniem toroidalnym.

Przy wykorzystaniu stanowiska pomiarowego przedstawionego na rys. 8.1 dla każdego z rozważanych transformatorów opisanych w rozdziale 5.3 wyznaczono krzywe:

- magnesowania rdzeni toroidalnych wykonanych z różnych materiałów magnetycznych i cechujących się różnymi wymiarami geometrycznymi,
- charakterystyki przenoszenia tych transformatorów,
- temperatury rdzenia i uzwojeń,
- sprawności energetycznej transformatora w szerokim zakresie częstotliwości oraz rezystancji obciążenia.

Wszystkie charakterystyki prezentowane w dalszej części tego rozdziału wyznaczono przy amplitudzie napięcia pobudzającego transformator równej 70 V oraz rezystancji rezystora $R_1 = 33 \Omega$.

Przykładowo, na rysunku 12.1 przedstawiono zmierzone charakterystyki magnesowania $B(H)$ rozważanych małych rdzeni toroidalnych wyznaczone przy częstotliwości równej 10 kHz [A8]. Na rysunku tym linie oznaczają wyniki obliczeń, a punkty - wyniki pomiarów.

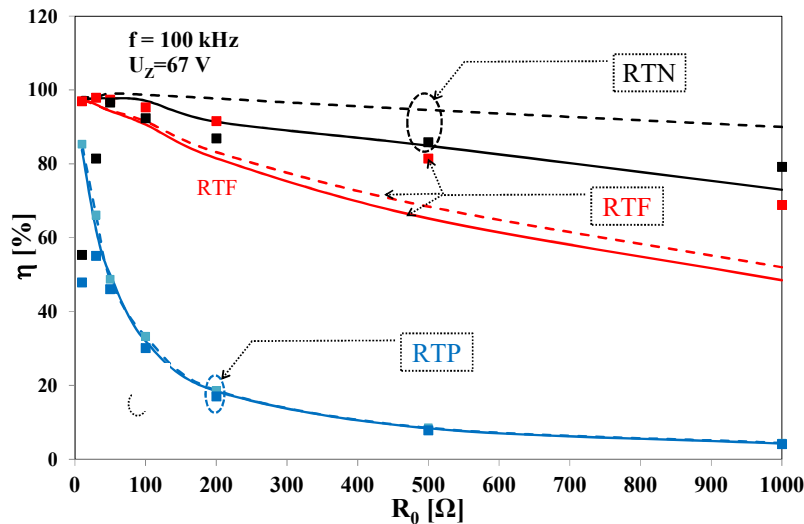


Rys. 12.1 Zmierzone i obliczone charakterystyki magnesowania małych rdzeni toroidalnych

Jak można zauważyć, charakterystyki magnesowania przedstawione na rysunku 12.1 mają przebieg zbliżony do podawanego w kartach katalogowych materiałów ferromagnetycznych i dla poszczególnych materiałów silnie różnią się między sobą. W szczególności nachylenie charakterystyki $B(H)$ odpowiadające przenikalności magnetycznej, zmienia się nawet tysiącrotnie. Najmniejszą przenikalność wykazuje rdzeń RTP, a największą – RTN. Powierzchnia pętli histerezy jest najmniejsza dla rdzenia RTP, ale wynika to z faktu, że nie uzyskano zakresu nasycenia dla tego rdzenia. Zakres nasycenia rdzenia uzyskano tylko dla rdzenia RTF [A8].

Rysunek 12.2 ilustruje wpływ rezystancji obciążenia na sprawność energetyczną rozważanych transformatorów, sprawność tę obliczono jako stosunek wartości średnich iloczynu napięcia U_{W2} i prądu wyjściowego I_{W2} przez wartość średnią iloczynu napięcia U_{W1} i prądu wejściowego I_{W1} (12.1).

$$\eta[\%] = \frac{I_{W2} \cdot U_{W2}}{I_{W1} \cdot U_{W1}} \cdot 100 \quad (12.1)$$



Rys. 12.2. Zmierzone i obliczone zależności sprawności energetycznej transformatora od rezystancji obciążenia przy $f = 100$ kHz

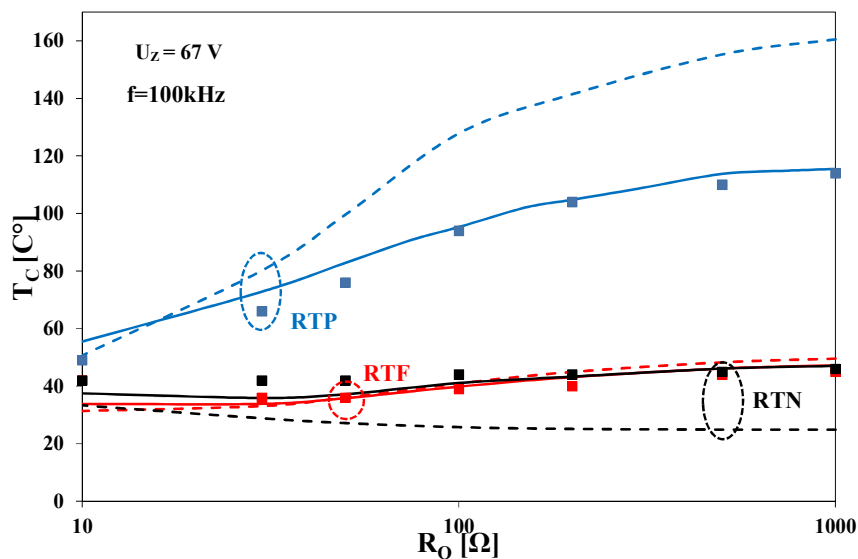
Zależność $\eta(R_0)$ dla transformatorów z rdzeniami RTN i RTF posiada płaskie maksimum przy rezystancji obciążenia z zakresu od 30Ω do 100Ω . Spadek sprawności w zakresie dużych wartości rezystancji obciążenia wynika z dużej wartości prądu biegu jałowego, która staje się dominującą składową prądu uzwojenia pierwotnego. Jak można zauważyć wyniki obliczeń wykonanych za pomocą modelu podstawowego i modelu autorskiego transformatora z rdzeniem RTP są zgodne z wynikami pomiarów w całym zakresie zmian rezystancji obciążenia. Wyniki obliczeń wykonanych za pomocą modelu autorskiego transformatora z rdzeniem RTN różnią się od wyników pomiarów o mniej niż 5 % w zakresie zmian R_0 od 30Ω do 500Ω , natomiast w zakresie zmian R_0 od 500Ω do 1000Ω różnica ta dochodzi do 10 %. Analizując wyniki pomiarów transformatora z rdzeniem RTN można zauważyć, że przy małych wartościach rezystancji obciążenia $R_0 < 30 \Omega$ gwałtownie spada sprawność transformatora, co jest związane z wejściem rdzenia w stan nasycenia.

Wyniki obliczeń charakterystyk transformatora z rdzeniem RTN za pomocą modelu podstawowego w zakresie wartości R_0 od 30Ω do 1000Ω różnią się od wyników pomiaru nawet o 15 %.

W przypadku transformatora z rdzeniem RTF wyniki obliczeń wykonanych za pomocą modelu podstawowego i modelu autorskiego w całym zakresie rezystancji obciążenia R_0 różnią się od wyników pomiarów o mniej niż 15 %. Najlepszą zgodność wyników pomiarów i wyników obliczeń za pomocą obu modeli uzyskano dla małych wartości rezystancji obciążenia. R_0 nieprzekraczających 100Ω .

Rysunek 12.3 ilustruje zależność temperatury rdzenia od rezystancji obciążenia R_0 przy napięciu wejściowym o amplitudzie 67 V i częstotliwości zasilania 100 kHz. Jak można

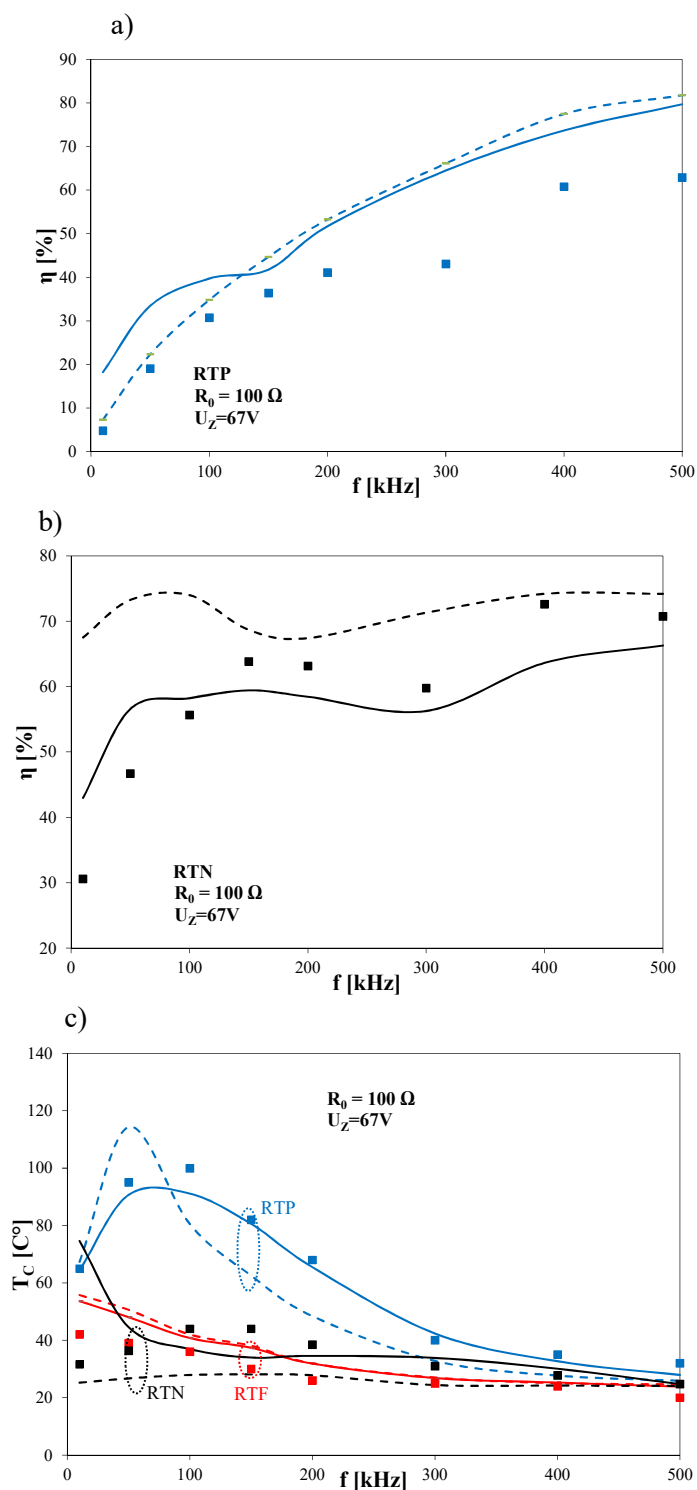
zauważyć, temperatura rdzenia RTP wzrasta wraz ze wzrostem rezystancji obciążenia. Największą temperaturę rdzeń RTP osiąga przy $R_0 = 1000 \Omega$. Ta nietypowa zależność $T_C(R_0)$ świadczy o tym, że głównym składnikiem strat mocy w tym transformatorze są straty w rdzeniu [6]. Wyniki obliczeń temperatury rdzenia RTP wykonane za pomocą modelu autorskiego są zbieżne z wynikami pomiarów w zakresie rezystancji obciążenia R_0 od 100Ω do 1000Ω . W zakresie rezystancji obciążenia R_0 od 10Ω do 75Ω wyniki obliczeń modelu różnią się od wyników pomiarów zaledwie o 5°C . Natomiast wyniki obliczeń temperatury rdzenia RTP za pomocą modelu podstawowego różnią się znacząco od wyników pomiarów w zakresie rezystancji obciążenia od 100Ω do 1000Ω . W przypadku transformatora z rdzeniem RTF wyniki obliczeń za pomocą modelu autorskiego, jak i modelu podstawowego są zbieżne w całym zakresie zmian rezystancji obciążenia z wynikami pomiarów. Jednak model podstawowy wykazuje minimalnie większe różnice między wynikami obliczeń a wynikami pomiarów.



Rys. 12.3. Zmierzone i obliczone zależności temperatury rdzenia transformatora od rezystancji obciążenia przy $f = 100 \text{ kHz}$

Dla transformatora z rdzeniem RTN wyniki obliczeń wykonanych za pomocą modelu autorskiego są zbieżne z wynikami pomiarów w zakresie rezystancji obciążenia R_0 od 100Ω do 1000Ω . Dla wartości rezystancji obciążenia $R_0 < 100 \Omega$ wyniki obliczeń za pomocą modelu autorskiego różnią się od wyników pomiarów o około 5°C . Natomiast wyniki obliczeń dla modelu podstawowego odbiegają od wyników pomiarów w całym zakresie zmian rezystancji obciążenia R_0 , a różnica między nimi dochodzi nawet do 18°C .

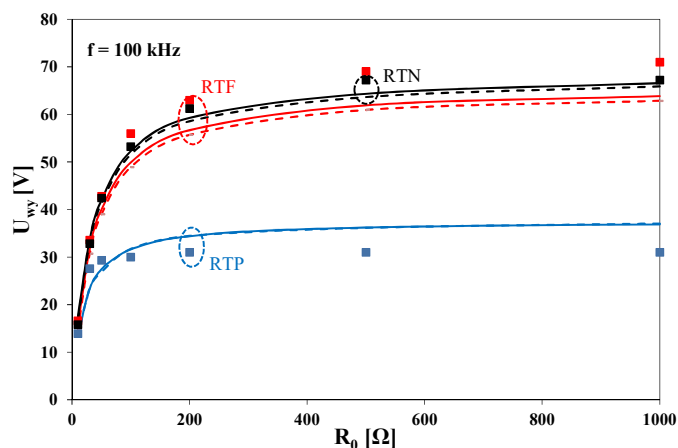
Rysunek 12.4 ilustruje wpływ częstotliwości na sprawność energetyczną badanych transformatorów (rys.12.4a,b) oraz temperaturę rdzeni tych transformatorów (rys.12.4c). Zależności te wyznaczono przy rezystancji obciążenia $R_0 = 100 \Omega$. Na rysunku 12.4 na wyniki pomiarów naniesiono wyniki symulacji dla modelu podstawowego i modelu autorskiego. Najlepszą zgodność wyników obliczeń z wynikami pomiarów uzyskano dla modelu autorskiego transformatora z rdzeniem RTP. Jak można zauważyć, dla wszystkich badanych transformatorów przekładnia napięciowa jest malejącą funkcją częstotliwości, a zmiana częstotliwości od 10 kHz do 500 kHz powoduje wyraźny spadek wartości tej przekładni (rys.12.4a).



Rys. 12.4 Zmierzone i obliczone zależności sprawności energetycznej transformatora z rdzeniem RTP (a), RTN (b), oraz temperatury rdzenia transformatora (c) od częstotliwości przy $R_0 = 100 \Omega$

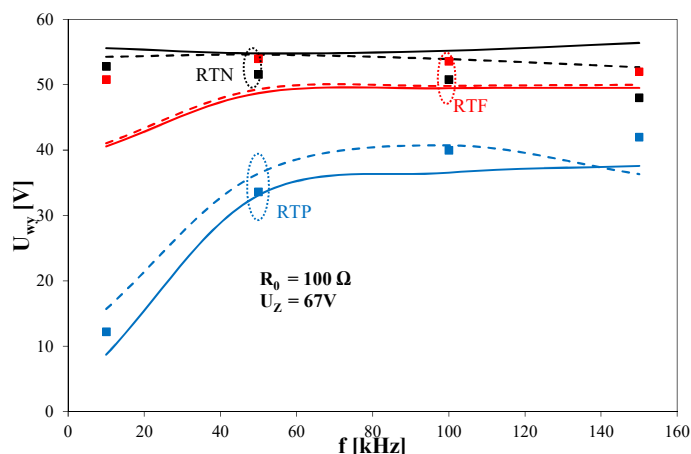
Sprawność energetyczna jest rosnącą a temperatura rdzenia - malejącą funkcją częstotliwości w szerokim zakresie jej zmian. Jak można zauważyć najlepszą zgodność wyników obliczeń modelu z wynikami pomiarów uzyskano dla transformatora z rdzeniem RTP.

Na rysunku 12.5 przedstawione zostały zmierzone i obliczone zależności napięcia wyjściowego U_{wy} transformatora od rezystancji obciążenia R_0 przy $f = 100 \text{ kHz}$.



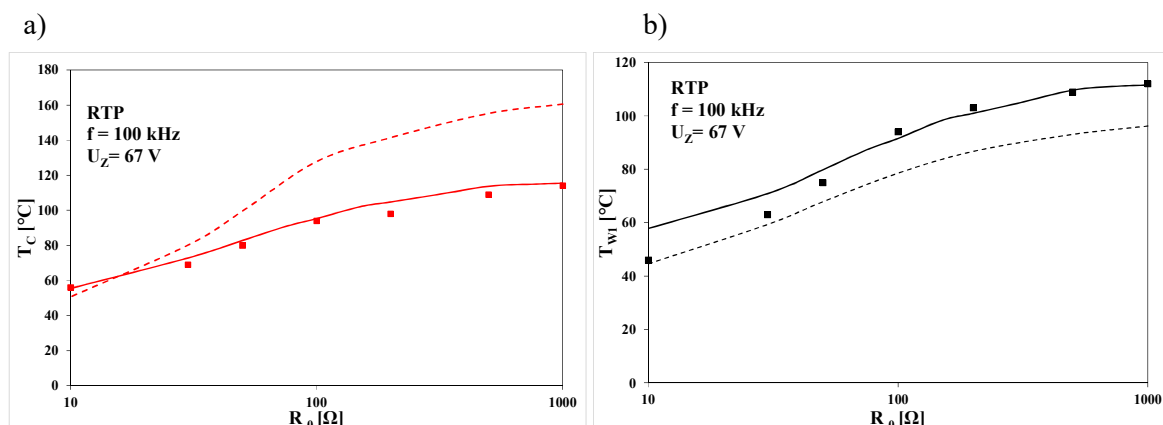
Rys. 12.5 Zmierzone i obliczone zależności napięcia wyjściowego transformatora od rezystancji obciążenia przy $f = 100 \text{ kHz}$

Na rysunku 12.6 przedstawione zostały zmierzone i obliczone zależności napięcia wyjściowego U_{wy} od częstotliwości napięcia zasilającego przy rezystancji obciążenia $R_0 = 100 \Omega$. Jak można zauważyć na rysunku 12.5 i rysunku 12.6, wyniki obliczeń wykonane za pomocą modelu podstawowego i modelu autorskiego różnią się od wyników pomiarów nawet o 10 %. Model autorski zapewnia lepszą zgodność między wynikami obliczeń a wynikami pomiarów.



Rys. 12.6 Zmierzone i obliczone zależności napięcia wyjściowego transformatora od częstotliwości napięcia zasilającego przy rezystancji obciążenia $R_0 = 100 \Omega$

Na rysunku 12.7 przedstawiono zmierzone i obliczone zależności temperatury rdzenia (rys. 12.7a) oraz uzwojenia pierwotnego (rys. 12.7b) transformatora z rdzeniem RTP od rezystancji obciążenia R_0 przy $f = 100 \text{ kHz}$ i amplitudzie napięcia zasilania $U_z = 67 \text{ V}$. Jak można zauważyć na rysunku 12.7a, wyniki obliczeń temperatury rdzenia T_C za pomocą modelu podstawowego są akceptowalne dla małych wartości rezystancji obciążenia od 10Ω do 50Ω , natomiast dla rezystancji z zakresu od 100Ω do 1000Ω odbiegają one znacząco od wartości zmierzonych, nawet o 50°C . Przedstawione na rysunku 12.7a wyniki obliczeń temperatury rdzenia T_C uzyskane za pomocą modelu autorskiego są w pełni akceptowalne w całym zakresie zmian rezystancji obciążenia R_0 . Analizując przebiegi temperatury $T_C(R_0)$ na rysunku 12.7 można zauważyć, że w transformatorze z rdzeniem RTP temperatura rdzenia T_C silnie zależy do rezystancji obciążenia R_0 .

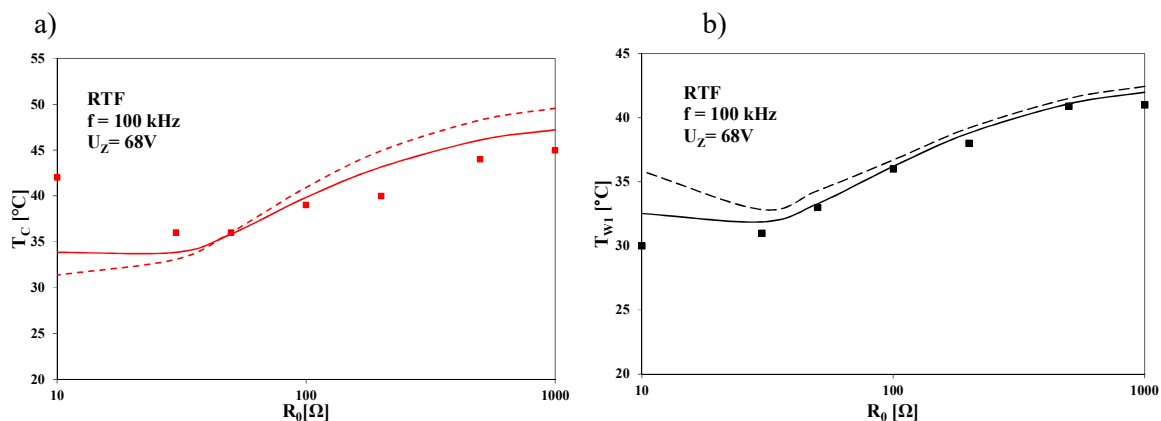


Rys. 12.7 Zmierzane i obliczone zależności temperatury rdzenia (a) oraz uzwojenia pierwotnego (b) transformatora RTP od obciążenia przy $f = 100 \text{ kHz}$, $U_Z = 67 \text{ V}$

Jak to przedstawiono na rysunku 12.7b wyniki obliczeń temperatury uzwojenia pierwotnego T_{W1} uzyskane za pomocą modelu podstawowego są zbliżone z wynikami pomiarów dla małych wartości rezystancji obciążenia (od $10 \text{ } \Omega$ do $50 \text{ } \Omega$), natomiast dla rezystancji z zakresu od $100 \text{ } \Omega$ do $1000 \text{ } \Omega$ różnice między wynikami pomiarów i obliczeń za pomocą tego modelu wynoszą od 2°C do 15°C . Wyniki obliczeń temperatury T_{W1} dla modelu autorskiego dla małych wartości rezystancji obciążenia (od $10 \text{ } \Omega$ do $30 \text{ } \Omega$) różnią się od wartości zmierzonych o około 10°C . Dla R_0 z zakresu od $100 \text{ } \Omega$ do $1000 \text{ } \Omega$ różnice między wynikami obliczeń i pomiarów nie przekraczają 5°C .

Jak można zauważyć, uzyskane wartości temperatur T_C oraz T_{W1} obliczone za pomocą modelu autorskiego dla transformatora impulsowego z rdzeniem RTP są bardziej zbliżone do wyników pomiarów niż wartości temperatur T_C oraz T_{W1} uzyskanych za pomocą modelu podstawowego.

Rysunek 12.8 przedstawia zmierzane i obliczone zależności temperatury rdzenia (rys. 12.8a) oraz uzwojenia pierwotnego (rys. 12.8b) transformatora z rdzeniem RTF od rezystancji obciążenia.



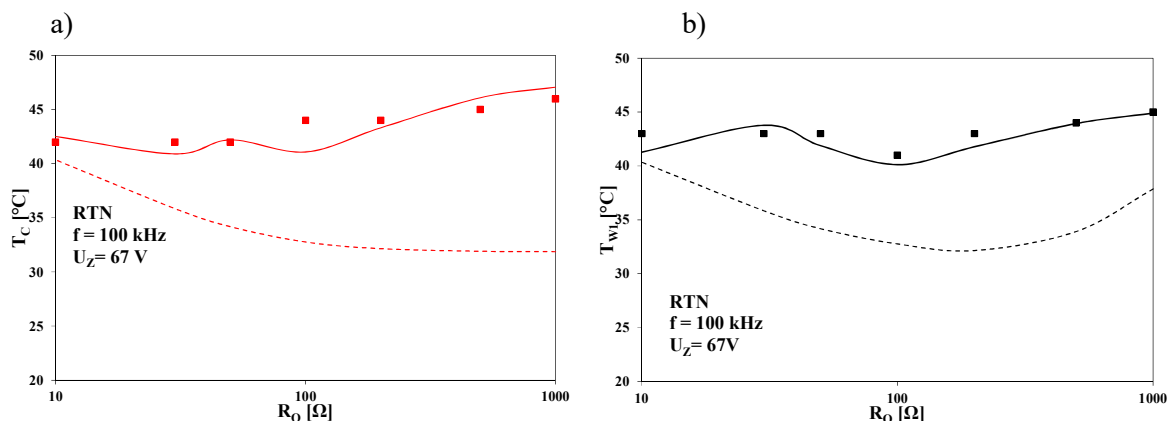
Rys. 12.8 Zmierzane i obliczone zależności temperatury rdzenia (a), temperatury uzwojenia pierwotnego (b) transformatora z rdzeniem RTF od rezystancji obciążenia przy $f = 100 \text{ kHz}$ oraz $U_Z = 68 \text{ V}$

Jak można zauważyć na rysunku 12.8a, wyniki obliczeń temperatury rdzenia T_C za pomocą modelu podstawowego dla rezystancji obciążenia $10 \text{ } \Omega$ odbiegają od wyników pomiarów o około 15°C . Przy rezystancji obciążenia $R_0 = 30 \text{ } \Omega$ różnica ta wynosi 5°C , a przy rezystancji obciążenia $R_0 = 50 \text{ } \Omega$ wynik obliczeń jest zgodny z wynikiem pomiaru. Wraz ze zmniejszaniem

się rezystancji obciążenia różnice między wynikami obliczeń wykonanych za pomocą modelu podstawowego a wynikami pomiarów rosną od 3°C do 10°C. Wyniki obliczeń temperatury rdzenia T_C wykonane za pomocą modelu autorskiego przy $R_0 = 10 \Omega$ różnią się od wyników pomiaru o około 10°C, a przy $R_0 = 30 \Omega$ już tylko 3°C, a przy obciążeniu 50 Ω , podobnie jak dla modelu podstawowego, wyniki obliczeń są zbieżne z wynikami pomiarów. Wraz ze zmniejszaniem się rezystancji obciążenia R_0 różnice między wynikami obliczeń wykonanych za pomocą modelu autorskiego a wynikami pomiarów rosną od 2°C do 5°C.

Jak można zauważyć na rysunku 12.8b, w zakresie rezystancji obciążenia R_0 od 50 Ω do 1000 Ω wyniki obliczeń wykonanych za pomocą modelu autorskiego oraz modelu podstawowego są zbieżne z wynikami pomiarów. Z kolei, dla rezystancji obciążenia $R_0 < 50 \Omega$, wyniki obliczeń wykonanych za pomocą modelu autorskiego różnią się od wyników pomiarów o około 3°C, a wyniki obliczeń wykonanych za pomocą modelu podstawowego różnią się od wyników pomiarów o 6°C. Wyraźnie widać, że model autorski zapewnia lepszą zgodność między wynikami obliczeń a wynikami pomiarów niż model podstawowy.

Rysunek 12.9 przedstawia zmierzone i obliczone zależności temperatury rdzenia T_C i uzwojenia pierwotnego T_{W1} transformatora z rdzeniem RTN od rezystancji obciążenia. Jak można zauważyć na rysunku 12.9a, wyniki obliczeń dla modelu podstawowego wyraźnie odbiegają od wyników pomiarów i są nieakceptowalne. Wyniki obliczeń uzyskane dla modelu autorskiego w całym zakresie rezystancji obciążenia zapewniają dobrą zgodność z wynikami pomiarów, różnice między nimi wynoszą zaledwie kilka stopni.



Rys. 12.9 Zmierzone i obliczone zależności temperatury rdzenia (a), oraz temperatury uzwojenia pierwotnego (b), transformatora z rdzeniem RTN od rezystancji obciążenia przy $f = 100 \text{ kHz}$ oraz $U_Z = 67 \text{ V}$

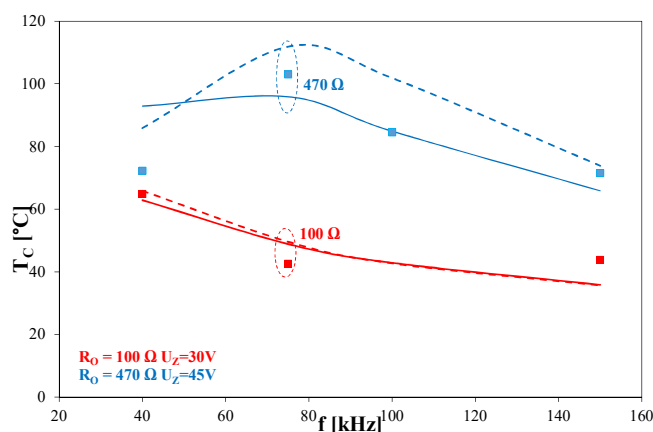
Jak można zauważyć na rysunku 12.9b, wyniki obliczeń wykonanych za pomocą modelu podstawowego różnią się od wyników pomiarów w zakresie od 3°C do około 12°C. Z kolei, wyniki pomiarów uzyskane za pomocą modelu autorskiego są zbieżne z wynikami pomiarów w całym zakresie rezystancji obciążenia R_0 a występujące różnice wynoszą maksymalnie 3°C.

Dla transformatora z rdzeniem RTN przyrost temperatury rdzenia T_C i uzwojenia pierwotnego T_{W1} w całym badanym zakresie zmian rezystancji obciążenia R_0 wyniósł zaledwie 20°C.

12.2. Transformatory planarne

Na rysunku 12.10 przedstawiono zmierzone i obliczone zależności temperatury rdzenia T_C transformatora planarnego od częstotliwości napięcia zasilającego przy rezystancji obciążenia

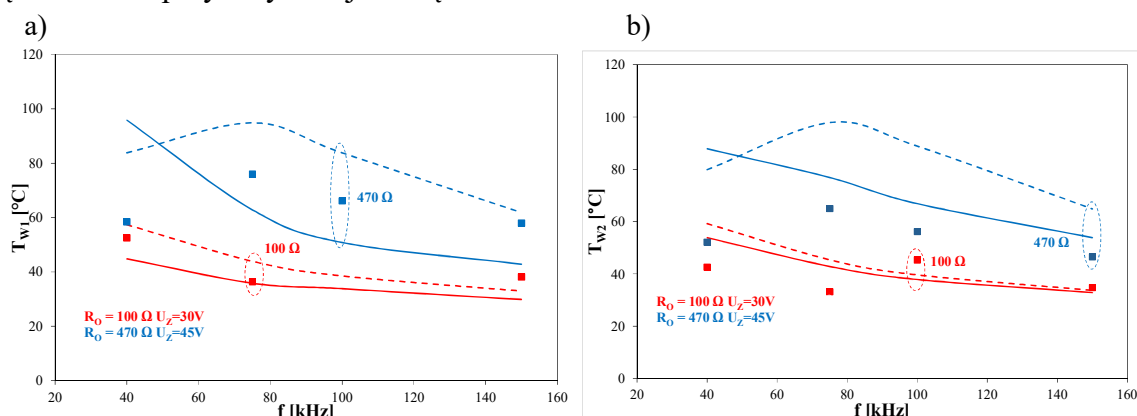
$R_0 = 100 \Omega$ i amplitudzie napięcia zasilania $U_Z = 30 \text{ V}$ oraz przy $R_0 = 470 \Omega$ i $U_Z = 45 \text{ V}$.



Rys. 12.10 Zmierzone i obliczone zależności temperatury rdzenia transformatora planarnego od częstotliwości

Jak można zauważyć, wyniki obliczeń temperatury rdzenia T_C uzyskane za pomocą modelu podstawowego są zbieżne z wynikami obliczeń uzyskanymi za pomocą modelu autorskiego dla częstotliwości w zakresie od 40 kHz do 150 kHz i rezystancji obciążenia $R_0 = 100 \Omega$. Przy częstotliwości napięcia zasilania równej 40 kHz zastosowany model autorski, jak i model podstawowy wykazują dobrą zgodność z wynikami pomiarów. Wraz ze wzrostem częstotliwości wyniki obliczeń wykonanych za pomocą modelu autorskiego i modelu podstawowego różnią się od wyników pomiarów w zakresie od 5°C do około 10°C . Przy rezystancji obciążenia $R_0 = 470 \Omega$ wyniki pomiarów są zbieżne z wynikami obliczeń wykonanych za pomocą modelu autorskiego w zakresie częstotliwości napięcia zasilania od 75 kHz do 150 kHz, a przy częstotliwości 40 kHz różnica ta wynosi aż 15°C . W modelu podstawowym w zakresie częstotliwości od 40 kHz do 100 kHz zaobserwowano różnicę między wynikami pomiarów a wynikami obliczeń wynoszącą od 10°C do około 15°C . Przy częstotliwości 150 kHz dla modelu podstawowego wyniki pomiarów są zgodne z wynikami obliczeń.

Na rysunku 12.11 pokazano zmierzone i obliczone zależności temperatury uzwojenia pierwotnego T_{W1} oraz temperatury uzwojenia wtórnego T_{W2} transformatora planarnego od częstotliwości przy rezystancji obciążenia $R_0 = 100 \Omega$ i 470Ω .



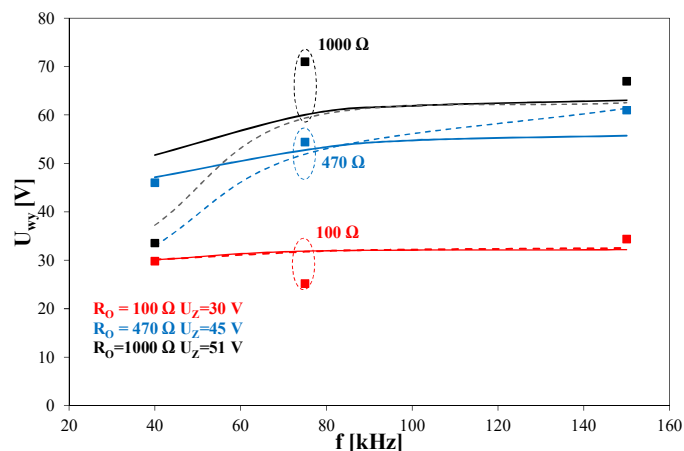
Rys.12.11 Zmierzone i obliczone zależności temperatury uzwojenia pierwotnego (a) oraz temperatury uzwojenia wtórnego (b), transformatora planarnego od częstotliwości przy obciążenia R_0 równej 100Ω i 470Ω

Jak można zauważyć na rysunku 12.11a, wyniki obliczeń temperatury uzwojenia pierwotnego T_{W1} wykonane za pomocą modelu podstawowego przy $R_0 = 100 \Omega$ różnią się od

wyników pomiarów w zakresie od 3°C do 5°C przy częstotliwości od 40 kHz do 150 kHz, natomiast wyniki obliczeń za pomocą modelu autorskiego różnią się od wyników pomiarów w zakresie od 2°C do 5°C. Przy rezystancji obciążenia $R_0 = 470 \Omega$ wyniki obliczeń za pomocą modelu autorskiego i modelu podstawowego różnią się od wyników pomiarów nawet o 20°C

Z rysunku 12.11b widać, że wyniki obliczeń wykonanych za pomocą modelu autorskiego i modelu podstawowego przy częstotliwości napięcia zasilania z zakresu od 40 kHz do 75 kHz różnią się od wyników pomiarów w zakresie od 5°C do 15°C. Wraz ze wzrostem częstotliwości napięcia zasilania różnice między wynikami obliczeń a wynikami pomiarów maleją nie przekraczając 5°C.

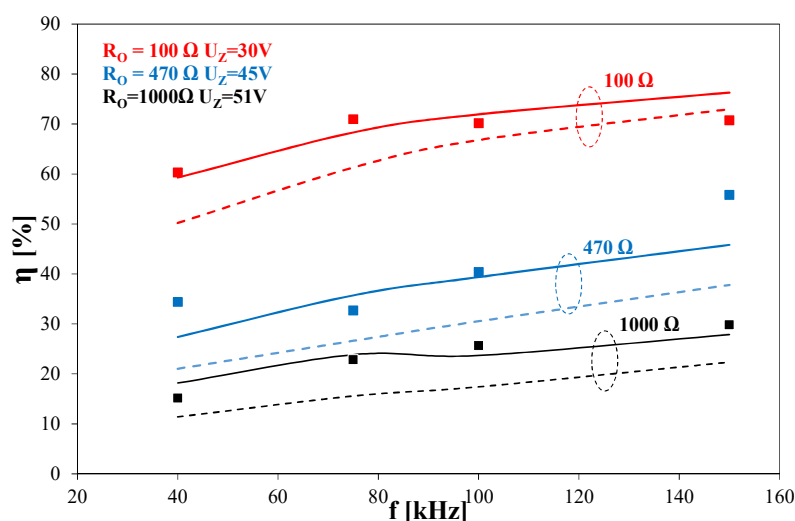
Na rysunku 12.12 przedstawiono wyniki pomiarów oraz wyniki obliczeń napięcia wyjściowego transformatora obliczone za pomocą modelu podstawowego oraz modelu autorskiego przy rezystancji obciążenia R_0 oraz częstotliwości napięcia zasilania z zakresu od 40 kHz do 150 kHz. Jak można zauważyć, przy rezystancji obciążenia $R_0 = 100 \Omega$ wyniki obliczeń za pomocą modelu podstawowego są zgodne z wynikami obliczeń za pomocą modelu autorskiego i odbiegają od wyników pomiarów o mniej niż 10 % w zakresie częstotliwości od 40 kHz do 150 kHz. W przypadku rezystancji obciążenia $R_0 = 470 \Omega$ wyniki obliczeń za pomocą modelu autorskiego w zakresie częstotliwości od 40 kHz do 100 kHz odbiegają od wyników pomiaru nie bardziej niż o 5 %. Wraz ze wzrostem częstotliwości, wyniki obliczeń za pomocą modelu autorskiego różnią się do wyników pomiarów o mniej niż 10%. W modelu podstawowym dla rezystancji obciążeniu $R_0 = 470 \Omega$, przy częstotliwości napięcia zasilania 40 kHz wyniki obliczeń są mniejsze nawet o ponad 25 % od wyników pomiarów.



Rys.12.12 Zmierzone i obliczone zależności napięcia wyjściowego od częstotliwości przy różnych wartościach rezystancji obciążenia

Przy rezystancji obciążenia wynoszącej $R_0 = 1000 \Omega$ w zakresie od 75 kHz do 150 kHz wyniki obliczeń za pomocą modelu podstawowego oraz modelu autorskiego różnią się od wyników pomiarów w zakresie od 5 % do 15 %. Przy częstotliwości 40 kHz można zaobserwować różnice między wynikami obliczeń za pomocą modelu autorskiego a wynikami pomiarów dochodzącą nawet do 20%, natomiast wyniki obliczeń modelu podstawowego są zgodne z wynikami pomiarów. Jak można zauważyć, dla rezystancji obciążenia $R_0 < 470 \Omega$ napięcie wyjściowe U_{wy} wzrasta wraz ze wzrostem częstotliwości, natomiast dla dużych wartości rezystancji obciążenia ($R_0 = 1000 \Omega$) napięcie wyjściowe osiąga maksimum przy napięciu zasilającym o częstotliwości 75 kHz.

Na rysunku 12.13 przedstawiono wyniki pomiarów i obliczeń sprawności energetycznej transformatora w funkcji częstotliwości $\eta(f)$ dla modelu podstawowego oraz modelu autorskiego przy rezystancji obciążenia R_0 zakresu od 100Ω do 1000Ω .



Rys.12.13 Zmierzone i obliczone zależności sprawności energetycznej transformatora od częstotliwości przy wybranych wartościach rezystancji obciążenia

Jak można zauważyć, sprawność energetyczna transformatora wzrasta wraz ze wzrostem częstotliwości i maleje wraz ze wzrostem rezystancji obciążenia. Spadek sprawności w zakresie dużych wartości rezystancji obciążenia wynika z dużej wartości prądu biegu jałowego, która staje się dominującą składową prądu uzwojenia pierwotnego. Więcej wyników obliczeń i pomiarów przedstawiono w Dodatku D.

Analizując wyniki obliczeń wykonanych za pomocą modelu autorskiego, można zauważyć, że najlepszą zgodność z wynikami pomiarów uzyskano dla transformatora impulsowego z rdzeniem RTP. Dla pozostałych typów transformatorów impulsowych uzyskano dobrą zgodność wyników pomiarów z wynikami obliczeń wykonanych za pomocą modelu autorskiego. Jak można zauważyć, model podstawowy w wielu przypadkach nie zapewnia dobrej zgodności z wynikami pomiarów, a wyniki obliczeń wykonanych za pomocą modelu autorskiego są znacznie lepiej dopasowane do wyników pomiarów.

W tabelach 12.1 i 12.2 zestawiono czasy trwania obliczeń (Total Job Timie) za pomocą programu PSPICE charakterystyk pokazanych na rys. 12.5 – 12.12 przy użyciu modelu autorskiego i modelu podstawowego transformatorów impulsowych z rdzeniami RTP, RTN, RTF oraz 3F3. Jak można zauważyć łączny czas trwania obliczeń wykonywanych przez program PSPICE dla modelu podstawowego wynosi od kilku tysięcy do kilkudziesięciu tysięcy sekund. Dla modelu autorskiego czas ten jest typowo dłuższy. Różnica między czasami trwania obliczeń za pomocą rozważanych modeli jest najmniejsza dla transformatora planarnego (wynosząc mniej niż 30%) a największa dla transformatora z rdzeniem RTP - dochodząc nawet do 600%. Widać zatem, że uzyskanie wysokiej dokładności obliczeń wymaga istotnego wydłużeniem czasu ich trwania.

Tabela 12.1 Zestawienie czasów obliczeń dla transformatorów z rdzeniem RTN, RTP i RTP wykonanym za pomocą modelu podstawowego oraz modelu autorskiego

Wyniki prezentowane	Model podstawowy			Model autorski		
	RTN	RTF	RTP	RTN	RTF	RTP
	t [s]	t [s]	t [s]	t [s]	t [s]	t [s]
Rys. 12.4	1068,09	3530,8	1641,88	3435,53	2335,47	10083,49
Rys. 12.7			42439,06			107224,8
Rys. 12.8		2573,92			3826,75	
Rys. 12.9	7816,86			13735,95		

Tabela 12.2 Zestawienie czasów trwania obliczeń dla transformatora z rdzeniem planarnym wykonanym za pomocą modelu podstawowego oraz modelu autorskiego

Numer Rysunku	Model podstawowy	Model autorski
	3F3 Planarny	3F3 Planarny
	t [s]	t [s]
Rys. 12.10	14313,85	16477,72
Rys. 12.12	20533,47	26117,53

12.3 Charakterystyki prądowo – napięciowe rdzenia ferrytowego

Oprócz klasycznych charakterystyk transformatora wyznaczono również charakterystyki prądowo - napięciowe planarnego rdzenia ferrytowego. Te nietypowe charakterystyki pozwalają na ocenę właściwości elektrycznych rozważanego rdzenia i są użyteczne przy formułowaniu metod pomiaru jego parametrów termicznych. Przy wyznaczaniu tych charakterystyk traktowano rdzeń jak rezystor.

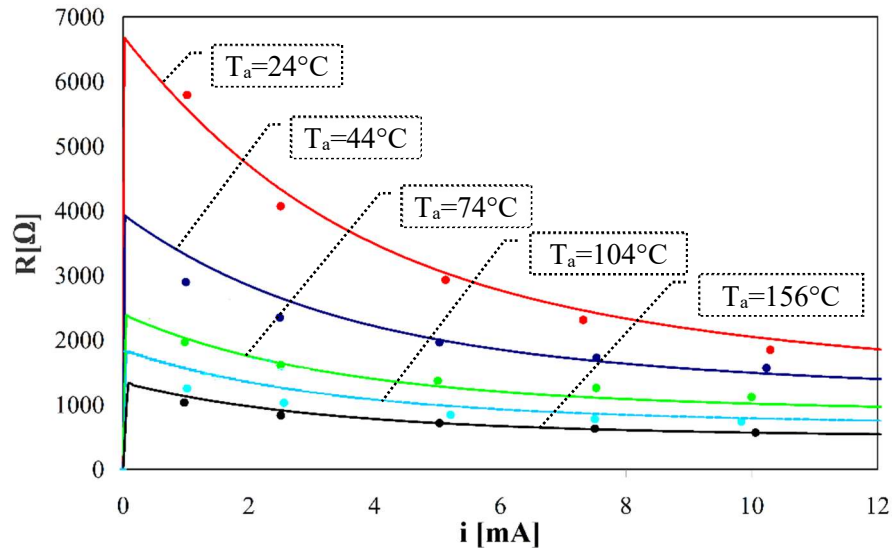
Model rdzenia zaproponowany w rozdziale 10 zweryfikowano eksperymentalnie dla ferrytowego rdzenia planarnego E22/6/16R wykonanego z materiału 3F3 przez Ferroxcube [1].

Rdzeń ten pokazano na rysunku 12.14. Wyniki obliczeń i pomiarów przedstawiono na rysunkach 12.15 - 12.20. Na tych rysunkach wyniki obliczeń są oznaczone liniami, a wyniki pomiarów - punktami. Na rysunkach 12.15 - 12.18 przedstawiono charakterystyki elektryczną tego rdzenia, natomiast na rysunkach 12.19 - 12.20 - pokazano przebiegi czasowe przejściowych impedancji termicznych rdzenia oraz czasowe przebiegi prądu rdzenia i jego temperatury przy pobudzeniu impulsowym.



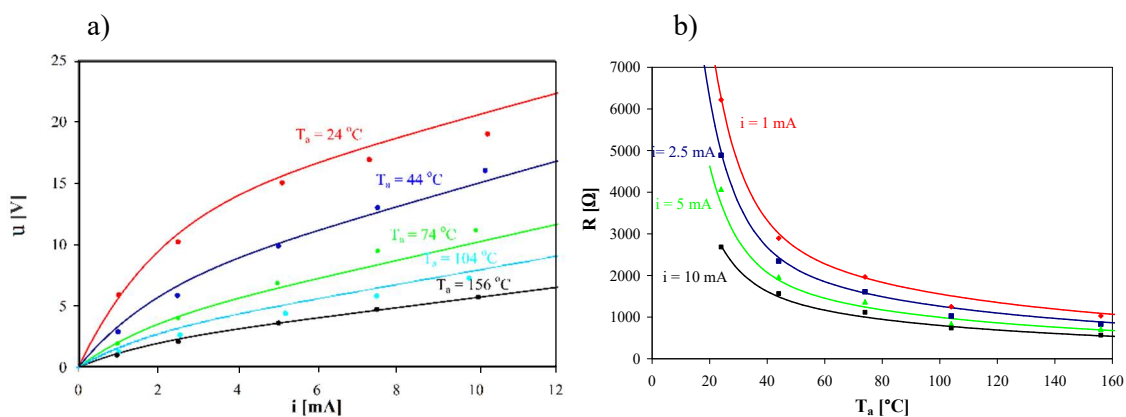
Rys. 12.14 Widok badanego rdzenia

Rysunek 12.15 ilustruje zależność rezystancji elektrycznej badanego rdzenia od prądu przy wybranych wartościach temperatury otoczenia. Jak widać, rezystancja elektryczna rdzenia jest malejącą funkcją prądu i temperatury. Warto zwrócić uwagę na to, że zmiana temperatury o około 130°C powoduje nawet sześciokrotną zmianę rezystancji rdzenia, a zmiana wartości prądu z 1 do 10 mA powoduje nawet potrójny spadek tego rezystancji. Obserwowane zmiany wartości rezystancji rdzenia wynikają jedynie ze zmian temperatury otoczenia, ponieważ moc rozpraszana w rdzeniu jest bliska zero, a zatem zjawisko samonagrzewania jest pomijalne.



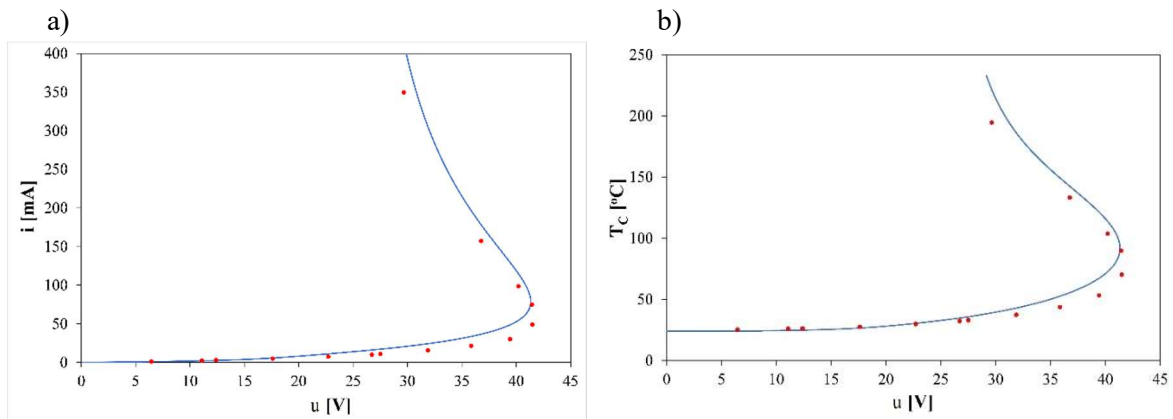
Rys. 12.15 Zmierzone i obliczone zależności rezystancji elektrycznej rdzenia od prądu przy wybranych wartościach temperatury otoczenia

Rysunek 12.16 ilustruje wpływ temperatury otoczenia na charakterystykę prądowo-napięciową rozpatrywanego rdzenia (rys. 12.16a) i wpływ prądu na zależność rezystancji rdzenia od temperatury otoczenia (rys. 12.16b). Jak widać, zarówno temperatura otoczenia, jak i prąd silnie wpływają na rezystancję elektryczną rdzenia. W rozważanym zakresie zmian tych wielkości, wartość rezystancji zmienia się nawet sześciokrotnie.



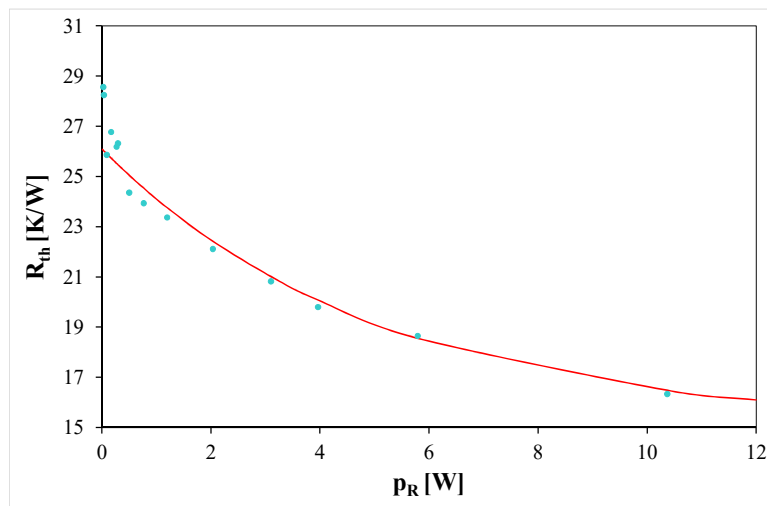
Rys. 12.16 Zmierzona i obliczana charakterystyka prądowo-napięciowa rdzenia (a) i zależność rezystancji rdzenia od temperatury otoczenia

Na rysunku 12.17 przedstawiono obliczoną i zmierzoną nieizotermiczną charakterystykę prądowo-napięciową rozpatrywanego rdzenia i zależność temperatury rdzenia od napięcia na tym rdzeniu.



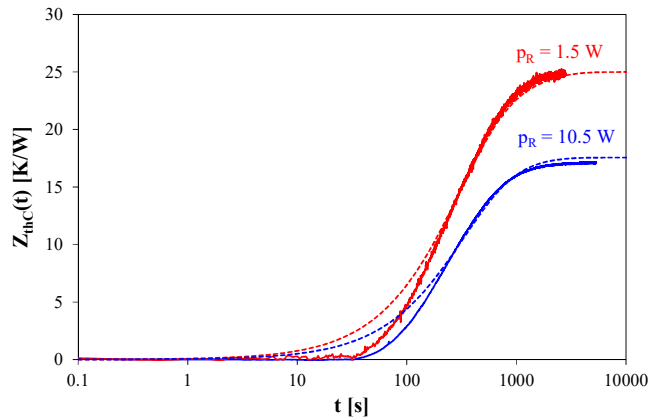
Rys. 12.17 Zmierzona i obliczona charakterystyka nieizotermiczna prądowo-napięciowa badanego rdzenia (a) oraz zależność temperatury rdzenia od napięcia (b)

Jak widać, uzyskana zależność $i(u)$ nie jest funkcją w sensie matematycznym. Na tej charakterystyce widoczne jest przebiecie elektrotermiczne przy napięciu przekraczającym 40 V. W tym punkcie temperatura rdzenia jest równa około 70°C. Temperatura badanego rdzenia jest rosnącą funkcją napięcia, a jej wartość sięga nawet 200°C. Obserwowany kształt charakterystyki $i(u)$ jest wynikiem monotonicznie malejącej zależności rezystancji rdzenia od prądu i silnego wpływu temperatury na tę charakterystykę. Rozważana rezystancja maleje z około 7 k Ω przy prądzie $i = 1$ mA do zaledwie 60 Ω przy $i = 0,35$ A. Wzrost temperatury rdzenia jest tym wolniejszy, im moc rozpraszana w rdzeniu jest większa. Wynika to z malejącego charakteru zależności rezystancji termicznej rdzenia od rozpraszanej mocy. Zależność tę pokazano na rysunku 12.18. Kształt tej charakterystyki wynika z faktu, że skuteczność konwekcji cieplnej jest malejącą funkcją różnicy temperatury pomiędzy źródłem ciepła a otoczeniem [101].



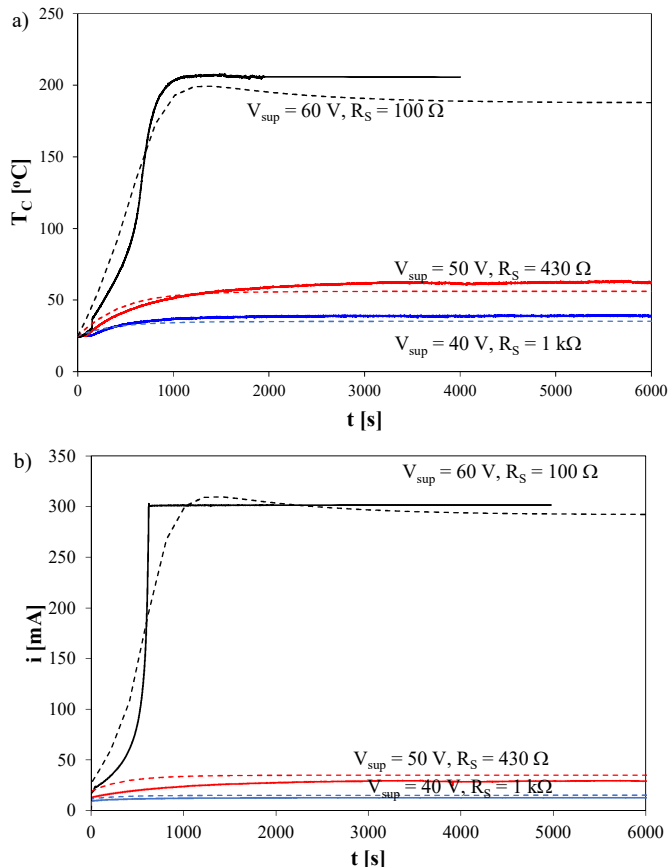
Rys. 12.18 Zmierzona i obliczona zależność rezystancji termicznej rdzenia od rozpraszanej mocy

Na rysunku 12.19 przedstawiono przebiegi przejściowej impedancji termicznej rdzenia otrzymane przy wybranych wartościach rozproszonej mocy w rdzeniu. Obserwuje się zmiany wartości rozpatrywanych przebiegów w stanie ustalonym nawet o 30%. Wartości parametrów modelu rezystancji termicznej R_{th} i R_{th1} w stanie ustalonym wynoszą odpowiednio 16,1 K/W i 24 K/W. Stan ustalony obserwuje się po upływie 3000 s od włączenia zasilania. Proces nagrzewania rdzenia rozpoczyna się po upływie około 20 s od chwili włączenia zasilania.



Rys.12.19 Zmierzone (linie ciągłe) i obliczone (linie kreskowe) przebiegi przejściowej impedancji termicznej rdzenia przy wybranych wartościach rozpraszanej mocy

Na rysunku 12.20 przedstawiono zmierzone czasowe przebiegi temperatury rdzenia (Rys. 12.20a) i rezystancji rdzenia (Rys. 12.20b). Przebiegi te zostały zmierzone, gdy rdzeń został włączony do obwodu składającego się ze źródła napięcia V_{SUP} połączonego szeregowo z rezystorem R_S i badanym rdzeniem. To źródło napięcia generuje sygnał o kształcie uskoku napięcia o wartości równej V_{SUP} . Badania przeprowadzono dla 3 wartości V_{SUP} równych odpowiednio 40 V, 50 V i 60 V.



Rys. 12.20 Zmierzone przebiegi temperatury rdzenia (a) i prądu rdzenia (b) przy różnych wartościach V_{SUP} oraz R_S

Obserwowane przebiegi temperatury rdzenia są funkcjami rosnącymi, podczas gdy rezystancja rdzenia maleje. Analizując przebiegi temperatury T_C można zauważyć, że stan ustalony obserwuje się po około 2000 s po uskoku napięcia. Maksymalna zaobserwowana

wartość temperatury rdzenia przekracza nawet 200°C. Natomiast rezystancja rdzenia zmniejsza się z ponad 4 kΩ do zaledwie 100 Ω. Czas niezbędny do uzyskania stanu ustalonego przebiegu $i(t)$ jest najdłuższy dla $V_{SUP} = 50$ V, a najkrótszy dla $V_{SUP} = 60$ V.

Na prezentowanej charakterystyce rdzenia ferrytowego widać, że zależność rezystancji elektrycznej rozpatrywanego rdzenia od prądu ma kształt podobny jak dla termistora NTC.

Dodatkowo widoczne jest, że na charakterystyce stałoprądowej tego rdzenia występuje przebiecie elektrotermiczne. Należy również zauważyć, że w wyniku przepływu prądu stałego przez rozpatrywany rdzeń jego temperatura wzrasta nawet do 200°C, a wzrost tej temperatury powoduje znaczny spadek rezystancji tego rdzenia. Może to mieć istotny wpływ na wartość prądów wirowych indukowanych w rdzeniu, gdy element ten działa w cewkach indukcyjnych lub transformatorach. Gdy temperatura rdzenia wzrasta, należy brać pod uwagę prądy wirowe. Przedstawiony model i wyniki badań mogą być przydatne dla projektantów urządzeń magnetycznych, umożliwiając im prawidłowe obliczenie strat mocy w rdzeniu za pomocą zaproponowanego modelu rdzenia ferrytowego.

13. PODSUMOWANIE

W pracy przedstawiono wyniki kompleksowych badań poświęconych modelowaniu transformatorów z uwzględnieniem zjawisk cieplnych. Przeanalizowano wybrane literaturowe modele transformatorów. Dokonano pomiarów parametrów cieplnych oraz rozkładów temperatury na powierzchni badanych transformatorów, w wyniku czego dowiedziono, że zasadne jest stosowanie skupionego modelu termicznego. Istotnym osiągnięciem pracy jest sformułowanie nieliniowego termicznego modelu transformatora a następnie sformułowanie nieliniowego elektrotermicznego modelu transformatora dla programu SPICE i weryfikacja doświadczalna ich poprawności. Rezultaty badań przeprowadzonych dla 7 rdzeni ferromagnetycznych o różnych kształtach i wykonanych z różnych materiałów wykazały, że autorski nieliniowy elektrotermiczny model transformatora, zaproponowany w niniejszej pracy, umożliwia wyznaczenie zarówno zaciskowych wielkości elektrycznych transformatora, jak i wielkości magnetycznych charakteryzujących rdzeń transformatora oraz temperatur rdzenia i uzwojeń. Badania przeprowadzono dla transformatorów planarnych, toroidalnych oraz kubkowych.

Zaprezentowane wyniki obliczeń i pomiarów dowodzą, że opracowany model jest uniwersalny, tzn. poprawnie opisuje właściwości różnych konstrukcji transformatorów, a jednocześnie jest dokładniejszy od modeli znanych z literatury.

Przedstawione w pracy wyniki obliczeń i pomiarów charakterystyk transformatorów ilustrują wpływ wybranych czynników na parametry eksploatacyjne tych elementów.

Do najważniejszych osiągnięć badawczych przedstawionych w niniejszej pracy należą:

- a) sformułowanie nieliniowego termicznego modelu transformatora impulsowego dla programu SPICE,
- b) opracowanie metod pomiaru parametrów cieplnych transformatora,
- c) sformułowanie nieliniowego elektrotermicznego modelu transformatora impulsowego dla programu SPICE,
- d) weryfikacja doświadczalna rozważanych modeli dla różnych konstrukcji rdzeni ferromagnetycznych i transformatorów,
- e) doświadczalne potwierdzenie, że opracowane modele są uniwersalne i mogą być z powodzeniem stosowane przy obliczaniu charakterystyk modelowanych elementów zawierających różne materiały ferromagnetyczne.

Badania przeprowadzone w ramach realizacji niniejszej pracy nie wyczerpują zagadnienia modelowania transformatorów z uwzględnieniem zjawisk cieplnych. Naturalną kontynuacją niniejszej pracy będą badania obejmujące:

- a) modelowanie wpływu sposobu uzwojenia transformatora na jego charakterystyki,
- b) modelowanie wpływu pasożytniczych pojemności na charakterystyki częstotliwościowe rozważanej klasy elementów,
- c) ocena zakresu stosowalności skupionego elektrotermicznego modelu transformatora.

Sformułowany w pracy elektrotermiczny model transformatora impulsowego może być użyteczny dla projektantów układów elektronicznych i ułatwić im optymalizację systemu chłodzenia tych układów. Dodatkowo, model ten może być wykorzystany w dydaktyce do zilustrowania wpływu wybranych czynników na charakterystyki transformatora.

Przedstawiony sposób wyznaczania parametrów termicznych transformatora ułatwi charakteryzację właściwości cieplnych tych elementów przy uwzględnieniu nierównomierności rozkładu temperatury w komponentach transformatora.

LITERATURA

Prace autorskie

- [A1] Godlewska M., Górecki K., Górski K.: Modelling the pulse transformer in SPICE IOP Conference Series: Materials Science and Engineering, Vol. 104, 2016, 012011, pp. 1-11.
- [A2] Górecki K., Górski K., Zarebski J.: Investigations on the Influence of Selected Factors on Thermal Parameters of Impulse-Transformers. Informacije MIDEM Journal of Microelectronics, Electronic Components and Materials Vol. 47, No. 1, 2017, pp. 3 – 13.
- [A3] Górecki K., Górski K.: Non-linear thermal model of planar transformers. 41th International Microelectronics and Packing Conference IMAPS Poland 2017, Warszawa, 2017, paper no. i116.
- [A4] Górecki K., Górski K.: Modeling Nonisothermal Electrical Characteristics of Ferrite Cores. Official proceedings of MICROTHERM, Microtechnology and Thermal Problems in Electronics, 2017, Łódz, pp. 77 – 79.
- [A5] Górecki K., Górski K.: The influence of core material on transient thermal impedances in transformers. Journal of Physics: Conference Series, Vol. 709, 2016, MicroTherm'2015 and SENM'2015, 012010, pp. 1-7.
- [A6] Górecki K., Górski K.: The influence of core material on transient thermal impedances in transformers. Official proceedings of MICROTHERM 2015, Łódź, pp. 55-60.
- [A7] Górecki.K, Górski.K, Rogalska.M.: Estimation of parameters of the electrothermal model of the impulse-transformer. 38th International Conference of IMAPS-CPMT Poland Rzeszów - Czarna, 2014, paper no. 112.
- [A8] Górecki.K, Górski.K, Rogalska.M.: Stanowisko pomiarowe do wyznaczania parametrów transformatorów impulsowych, Elektronika, nr 9, 2014, s. 58-60.
- [A9] Górski K., Górecki K., Szafek A.: The power amplifier dedicated for set-up to the measure parameters of magnetic devices. Zeszyty Naukowe Akademii Morskiej w Gdyni, Nr 84, 2014, s. 37-47.
- [A10] Górski K., Górecki K.: Compact Thermal Model of Planar Transformers. Proceedings of the 24th International Conference Mixed Design of Integrated Circuits and Systems, 2017, Bydgoszcz, pp. 345 – 350.
- [A11] Górski K., Górecki K.: Badanie właściwości cieplnych transformatora planarnego. Elektronika, nr 10, 2016, s.47-50.
- [A12] Górski K., Górecki K.: Modelling thermal properties of planar transformers. Przegląd Elektrotechniczny, R. 93 Nr 2, 2017 s. 206-209.
- [A13] Górski K., Górecki K.: Wpływ warunków zasilania transformatora na rozkład temperatury na jego powierzchni. Zeszyty Naukowe Akademii Morskiej w Gdyni, Nr 95, 2016, s. 129-139.

Prace innych autorów

- [1] 3F3 Material specification. Ferroxcube, 2008.
- [2] Andreu D., Boucher J. Maxim A.: New SPICE behavioural macromodelling method of magnetic components including the self-heating process: Proceedings of IEEE Annual Power Electronics Specialist Conference PESC, Vol. 2, 1999, pp. 735-740.
- [3] Allahbakhshi M., Akbari A.: An improved computational approach for thermal modeling of power transformers. International Transactions on Electrical Energy Systems. Vol. 25, No. 7, 2015, pp. 1319-1332.
- [4] Bagnoli P.E., Casarosa C., Ciampi M., Dallago E.: Thermal Resistance Analysis by Induced Transient (TRAIT) Method for Power Electronic Devices Thermal Characterization – Part I: Fundamentals and Theory. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, No. 6, 1998, pp. 1208-1219.
- [5] Barlik R., Nowak M., Grzejszczak P., Zdanowski M.: Estimation of power losses in a high-frequency planar transformer using a thermal camera. Archives of Electrical Engineering, Vol. 65, No. 3, 2016, pp. 613-627.
- [6] Barlik R.J. Nowak K.M.: Energoelektronika. Elementy podzespoły, układy. Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 2014.
- [7] Bernardoni M., Delmonte N., Cova P., Menozzi R.: Thermal modeling of planar transformer for switching power converters. Microelectronics Reliability, Vol. 50, No. 9-11, 2010, pp. 1778-1782.
- [8] Bertotti G., Fiorillo F., Soardo G.: The prediction of power losses in soft magnetic materials. Journal de Physique, Colloque C8, Tome 49, 1988.
- [9] Bisewski D.: Parameters Estimation of SPICE Models for Silicon Carbide Devices, 41st International Microelectronics and Packaging IMAPS Poland 2017, Conference 2017, Warszawa, paper i122.
- [10] Blackburn D.L.: Temperature Measurements of Semiconductor Devices – A Review. 20th IEEE Semiconductor Thermal Measurement and Management Symp. SEMI-THERM, San Jose, 2004, pp. 70-80.
- [11] Bolkowski S.: Teoria obwodów elektrycznych. WNT, Warszawa, 1995.
- [12] Borage M., Tiwari S., Kotaiah S.: Thermal characterization of planar transformer – merits of a novel extended-core geometry. Proc. of India International Conference on Power Electronics, 2004, pp. 1-7.
- [13] Borkowski A.: Zasilanie urządzeń elektronicznych. WKŁ, Warszawa, 1990.
- [14] Castellazzi A., Kraus R., Seliger N., Schmitt-Landsiedel D.: Reliability analysis of power MOSFET's with the help of compact models and circuit simulation. Microelectronics Reliability, Vol. 42, 2002, pp.1605-1610.
- [15] Castellazzi A., Y.C. Gerstenmaier, R. Kraus, G. Wachutka.: Reliability analysis and modeling of power MOSFETs in the 42-V-PowerNet. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 21, 2006, No. 3, pp.603-612.
- [16] Chwaleba A., Poniński M., Siedlecki A.: Metrologia elektryczna. WNT, Warszawa, 2010.
- [17] Coit RH.: Designing with magnetic Cores at High temperatures. PCIM 2001 Europe Official Proc. of 43rd International Power Electronics Conference, Nurnberg, 2007, pp 607-612.
- [18] D. Linde, C. Boon and J. Klassens.: Design of high frequency planar transformer in multilayer technology. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 38, No. 2, 1991, pp. 135-141.
- [19] D'Alessandro, V., Rinaldi, N.: A critical review of thermal models for electro-thermal simulation. Solid-State Electronics, Vol. 46, 2002, No. 4, pp. 487-496.
- [20] Detka K., Górecki K.: Modelling power losses in ferromagnetic materials. Material Science Poland, Vol. 35, No. 2, 2017, pp. 398-404.
- [21] Detka K.: Modelowanie dławików na potrzeby elektrotermicznej analizy przetwornic dc – dc, Praca doktorska, Akademia Morska w Gdyni, Wydział Elektryczny, 2015.
- [22] Ericson R., Maksimovic D.: Fundamentals of Power Electronics. Norwell, Kluwer Academic Publisher, 2001.
- [23] Evaluation Kit for MP38CL and MP39CL http://www.apexanalog.com/wp-content/uploads/2012/11/EK59U_C.pdf.

- [24] Ferryty i akcesoria TDK, <https://en.tdk-electronics.tdk.com/blob/523098/~/ferrites-and-accessories-data-book.pdf> z dnia 19.10.2018r
- [25] FLIR-quickreport, http://flir.custhelp.com/app/answers/detail/a_id/463/~/download-of-quickreport-1.2 z dnia 24.01.2018 r.
- [26] Gdula S.J. (red.): Przewodzenie ciepła. Warszawa, PWN, 1981.
- [27] Godlewska M., Górecki K.: Modelling the half-bridge dc-dc converter with selfheating taken into account. Proceedings of 23rd International Conference Mixed Design of Integrated Circuits and Systems MIXDES 2016, Łódź, 2016, pp. 282-287.
- [28] Godlewska M.: Modelowanie zjawisk cieplnych w transformatorach stosowanych w tranzystorowych przetwornicach dc-dc, Rozprawa doktorska Akademia Morska w Gdyni, Wydział Elektryczny, Gdynia 2017.
- [29] Górecki K., Rogalska M., Zarębski J., Detka K.: Modelling characteristics of ferromagnetic cores with the influence of temperature. Journal of Physics: Conference Series, Vol. 494, 2014, 012016.
- [30] Górecki K, Rogalska M.: The compact thermal model of the pulse transformer. Microelectronics Journal, Vol. 45, No. 17, 2014, pp. 1795-1799.
- [31] Górecki K, Zarębski J., Krupa J.: Wpływ temperatury na właściwości cewki z rdzeniem ferromagnetycznym. Elektronizacja, Nr 11, 2002, s. 21-29.
- [32] Górecki K, Zarębski J.: Electrothermal analysis of the self-excited push-pull dc-dc converter, Microelectronics Reliability, Vol. 49, No. 4, 2009, pp. 424-430.
- [33] Górecki K., Detka K., Zarębski J.: Pomiar wybranych parametrów i charakterystyk materiałów i elementów magnetycznych. Elektronika, No. 1, 2013, pp. 18–22.
- [34] Górecki K., Detka K.: Electrothermal model of choking-coils for the analysis of dc-dc converters. Materials Science & Engineering B, Vol. 177, No. 15, 2012, pp. 1248-1253.
- [35] Górecki K., Detka K.: The parameter estimation of the electrothermal model of inductors. Informacje MIDEM – Journal of Microelectronics, Electronic Components and Materials, Vol. 45, No. 1, 2015, pp. 29-38.
- [36] Górecki K., Godlewska M.: Electrothermal model of ferromagnetic cores, Przegląd Elektrotechniczny, R. 91, Nr 6, 2015, s.161-165.
- [37] Górecki K., Górecki P.: Modelling dynamic characteristics of the IGBT with thermal phenomena taken into account. Microelectronics International, Vol. 34, No. 3, 2017, pp. 160-164
- [38] Górecki K., Górecki P.: The analysis of accuracy of the selected methods of measuring thermal resistance of IGBTs. Metrology and Measurement Systems, Vol. 22, No. 3, 2015, pp. 455-464.
- [39] Górecki K., Rogalska M., Zarębski J.: Parameter estimation of the electrothermal model of the ferromagnetic core. Microelectronics Reliability, Vol. 54, No. 5, 2014, pp. 978-984.
- [40] Górecki K., Stepowicz W.J.: Wpływ temperatury na własności indukcyjnych z rdzeniem ferromagnetycznym. IX Konferencja Technologia Elektronowa ELTE 2007, Kraków, 2007, pp.159-165.
- [41] Górecki K., Zarębski J., Rogalska M.: Sposób i układ do pomiaru własnych i wzajemnych rezystancji termicznych transformatora. Patent RP, nr 225751, 2013.
- [42] Górecki K., Zarębski J.: Drogi przepływu ciepła wydzielanego w elementach półprzewodnikowych do otoczenia. Elektronika, Nr 12, 2012, s. 13-15.
- [43] Górecki K., Zarębski J.: Electrothermal analysis of the self-excited push-pull dc-dc converter. Microelectronics Reliability, Vol. 49, No.4, 2009, pp. 424-430.
- [44] Górecki K., Zarębski J.: Estymacja parametrów modelu termicznego elementów półprzewodnikowych. Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji, t.52, Nr 2-3, 2006, s. 347-360.
- [45] Górecki K., Zarębski J.: Modeling the influence of selected factors on thermal resistance of semiconductor devices. IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, Vol. 4, No. 3, 2014, pp. 421-428.
- [46] Górecki K., Zarębski J.: Nonlinear compact thermal model of power semiconductor devices. IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies, Vol. 33, No. 3, 2010, pp. 643-647.

- [47] Górecki K., Zarębski J.: The influence of the selected factors on transient thermal impedance of semiconductor devices. Proceedings of the 21st International Conference Mixed Design of Integrated Circuits and Systems MIXDES, Lublin, 2014, pp. 309-314.
- [48] Górecki K.: Modelling mutual thermal interactions between power LEDs in SPICE. *Microelectronics Reliability*, Vol. 55, No. 2, 2015, pp. 389-395
- [49] Górecki K.: Modelowanie cewki z rdzeniem ferrytowym w programie SPICE z uwzględnieniem samonagrzewania. *Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji*, t. 49, Nr 3, 2003, s. 389-404.
- [50] Górecki K.: Układy przetwarzania energii elektrycznej w elektronice. Akademia Morska w Gdyni, Gdynia, 2009.
- [51] Górecki P., Górecki K.: Non-linear compact thermal model of IGBTs. 41st International Microelectronics and Packaging IMAPS Poland 2017 Conference, Warszawa, 2017, Full, Contribution_i114_157.
- [52] Grigull U., Sander H.: Heat conduction. Berlin, Springer 1984.
- [53] Infrared camera. Flir i5, datasheet, http://www.flir.com/uploadedFiles/Thermography_USA/Products/Product_Literature/flir-i-series-datasheet.pdf, 04.02.2016 r.
- [54] Janke W., Blakiewicz G.: Semi analytical recursive algorithms for convolution calculations, *IEE Proc.- Circuits Devices Systems*, Vol. 142, No. 2, 1995, pp. 125-130.
- [55] Janke W.: Zjawiska termiczne w elementach i układach półprzewodnikowych. WNT, Warszawa, 1992.
- [56] Jiles D.C., Atherton D.L.: Theory of ferromagnetic hysteresis. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, Vol. 61, 1986, pp. 48-60.
- [57] Kazimierzczuk M.K.: Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters. John Wiley&Sons, 2008.
- [58] Ladjimi A., Mekideche M.: Modeling of thermal effects on magnetic hysteresis using the Jiles-Atherton model. *Przegląd Elektrotechniczny*, R. 88, Nr 4a, 2012, s. 253-256.
- [59] Maksimovic D., Stankovic A.M., Thottuvelil V.J., Verghese G.C.: Modeling and simulation of power electronic converters. Proceedings of the IEEE, Vol. 89, No. 6, 2001, pp. 898-912.
- [60] Mawby P.A., Iqic P.M., Towers M.S.: Physically based compact device models for circuit modelling applications. *Microelectronics Journal*, Vol. 32, 2001, pp. 433 – 447.
- [61] Maxim A., Andreu D., Boucher J.: Novel behavioral method of SPICE macromodeling of magnetic components including the temperature and frequency dependencies. Proceedings of IEEE Application Power Electronics Conference and Exposition APEC'98, Vol.1, 1998, pp. 393-399 .
- [62] Merczyng H.: Zasady elektrotechniki. Księgarnia Gebethnera i Wolfa, Warszawa, 1889.
- [63] Michalski L., Eckersdorf K., Kucharski J.: Termometria. Przyrządy i metody. Politechnika Łódzka, Łódź, 1998.
- [64] Michalski L., Kucharski J.: 400 lat pomiarów temperatury, pierwszy termometr - Galileusz, 1602 r. PAK, nr 4, 2004, s. 29-31.
- [65] Mikołajuk K.: Podstawy analizy obwodów energoelektronicznych. PWN, Warszawa, 2009.
- [66] Miłek M.: Metrologia elektryczna wielkości nieelektrycznych. Oficyna Wydawnicza Uniwersytetu Zielonogórskiego, Zielona Góra, 2006.
- [67] Mohan N., Undeland T.M., Robbins W.P.: Power Electronics: Converters, Applications, and Design, John Wiley & Sons, New York 1995.
- [68] Nowakowski A.: Badanie procesów termicznych w przyrządach półprzewodnikowych. *Zeszyty Naukowe Politechniki Gdańskiej, Elektronika LX*, Nr 389, 1984.
- [69] Oettinger F.F., Blackburn D.L., Rubin S.: Thermal characterization of power transistors. *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. ED-23, No. 8, 1976, pp. 831-838.
- [70] Oettinger F.F., Blackburn D.L.: Semiconductor Measurement Technology: Thermal Resistance Measurements, U. S. Department of Commerce, NIST/SP-400/86, 1990.
- [71] Penabad-Duran P., Lopez-Fernandez X.M., Turowski J.: 3D non-linear magneto-thermal behavior on transformer covers. *Electric Power Systems Research*, Vol. 121, 2015, pp. 333-340.
- [72] Pietrenko W., Janke W., Kazimierzczuk M.K.: Application of semianalytical recursive convolution algorithms for large-signal time-domain simulation of switch-mode power

- converters. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, Vol. 48, No. 10, 2001, pp. 1246-52.
- [73] Planar Magnetics, https://www.coilcraft.com/prod_planar.cfm z dnia 29.01.2018 r.
- [74] Power Operation Amplifier MP38U <http://www.apexanalog.com/wp-content/uploads/2012/07/MP38U.pdf>.
- [75] Pressman A.I.: *Switching Power Supply Design*, McGraw-Hill, New York, 1998.
- [76] Raghunathan A., Melikhov Y., Snyder J.E., Jiles D.C.: Modeling the temperature dependence of hysteresis based on Jiles-Atherton theory. *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 45, No. 10, 2009, pp. 3954-3957.
- [77] Rashid M., Rashid H.: *SPICE for Power Electronics and Electronic Power*, Taylor and Francis Group, LCC, EngNetBase, 2012.
- [78] Rashid M.H.: *Power Electronic Handbook*, Academic Press, Elsevier, 2007.
- [79] Singh J.: *Semiconductor Devices. Basic Principles*. John Wiley & Sons, Inc. New York, 2001.
- [80] Sitar R., Janic Z., Stih Z.: Improvement of thermal performance of generator step-up transformers. *Applied Thermal Engineering*, Vol. 78, 2015, pp. 516-524.
- [81] Starzak Ł., Zubert M., Janicki M., Torzewicz T., Napieralska M., Jabłoński G., Napieralski A.: Behavioral approach to SiC MPS diode electrothermal model generation. *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 60, No. 2, 2013, pp. 630-638.
- [82] Stepowicz W.J., Górecki K.: *Materiały i elementy elektroniczne*. Wydawnictwo Akademii Morskiej w Gdyni, 2004.
- [83] Szafek A.: *Badanie wpływu materiału rdzenia ferromagnetycznego na charakterystyki transformatora impulsowego*, Praca dyplomowa magisterska, Akademia Morska w Gdyni, Wydział Elektryczny, 2013.
- [84] Szekely V.: A New Evaluation Method of Thermal Transient Measurement Results. *Microelectronics Journal*, Vol. 28, No. 3, 1997, pp. 277-292.
- [85] Temperature Sensors, Portable PT-3S, <https://optex.eu/temperaturedetection/temperature-sensor/pt-3s/> z dnia 29.01.2018 r.
- [86] Tenant J., Rousseau J., Zegadi L.: Hysteresis modeling taking into account the temperature. *Proceedings of European Power Electronics Conference*, Vol.1, 1995, pp.1.001-1.006.
- [87] Thick copper layers in printed circuit boards. Application and design, <http://pcb-technoservice.eu/en/blog/pcb-documentation/thick-copper-layers-in-printed-circuit-boards-application-and-design> z dnia 29.01.2018 r.
- [88] Transformatory kubkowe, <http://www.feryster.com/polski/tim.php?lang=pl> z dnia 29.01.2018 r.
- [89] Tsli M.A., Amoiralis E.I., Kladas A.G., Souflaris A.I.: Hybrid numerical-analytical technique for power transformer thermal modeling. *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 45, No. 3, 2009, pp. 1408-1411.
- [90] Tsli M.A., Amoiralis E.I., Kladas A.G., Souflaris A.T.: Power transformer thermal analysis by using an advanced coupled 3D heat transfer and fluid flow FEM model. *International Journal of Thermal Sciences*, Vol. 53, 2012, pp. 188-201.
- [91] *Using Magnetic Cores at High Temperatures Technical Bulletin*, Magnetics No. CG-06, 2001.
- [92] Van den Bossche A., Valchev V.C.: *Inductors and transformers for power electronics*. CRC Press, Taylor & Francis Group Boca Raton, 2005.
- [93] Rymarski Z.: *Jednofazowe i trójfazowe inwertery napięcia stosowane w systemach UPS*, Monografia habilitacyjna, Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, Gliwice, 2010.
- [94] Villar I., Viscarret U., Etxeberia-Otadui I., Rufer A.: Transient thermal model of a medium frequency power transformer. *34th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society IECON 2008*, Vol. 1-5, 2008, pp. 982-987.
- [95] Wac-Włodarczyk A.: *Materiały magnetyczne. Modelowanie i zastosowania*. Politechnika Lubelska, Lublin, 2012.
- [96] Więcek B., Pacholski K., Olbrycht R., Strąkowski R., Kałuża M., Borecki M., Wittchen W.: *Termografia i spektrometria w podczerwieni. Zastosowania przemysłowe*. Wydawnictwo WNT, Warszawa, 2017.

- [97] Wilamowski B., Jager R.C.: Computerized circuit analysis using SPICE programs. McGraw-Hill, New York, 1997.
- [98] Wilson P. R., Ross J.N., Brown A.D.: Optimizing the Jiles-Atherton model of hysteresis by a genetic algorithm. IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 37, No. 2, 2001, pp. 989-993
- [99] Wilson P.R., Ross J.N., Brown A.D.: Simulation of magnetic component models in electric circuits including dynamic thermal effects. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 17, No. 1, 2002, pp. 55-65.
- [100] Walker J., Halliday D., Resnick R.: Podstawy fizyki Tom 4, PWN, Warszawa, 2009.
- [101] Yener Y., Kakac S.: Heat Conduction. Taylor & Francis, 2008.
- [102] Zarębski J., Górecki K., Stepowicz W.J.: Wpływ wybranych czynników na parametry termiczne przyrządów półprzewodnikowych. Elektronika: konstrukcje, technologie, zastosowania, Nr 10, 2005, s.18 -20.
- [103] Zarębski J., Górecki K.: A New Measurement Method of the Transient Thermal Impedance of the Monolithic Switched Regulator LT1073. 11th International Workshop on Thermal Investigations of ICs and Systems Therminic 2005, Belgirate, 2005, pp. 65-70.
- [104] Zarębski J., Górecki K.: Metodyka formułowania wielodrogowego nieliniowego skupionego modelu termicznego elementu półprzewodnikowego. Elektronika, Nr 1, 2013, s. 22-29.
- [105] Zarębski J., Górecki K.: Model transformatora impulsowego dla programu SPICE uwzględniający wpływ temperatury na jego charakterystyki, Elektronika, Nr 5, 2005, s. 27-29.
- [106] Zarębski J., Górecki K.: Modelling CoolMOS Transistors in SPICE. IEE Proceedings on Circuits, Devices and Systems, Vol. 153, No. 1, 2006, pp. 46-52.
- [107] Zarębski J., Górecki K.: Parameters Estimation of the D.C. Electrothermal Model of the Bipolar Transistor. International Journal of Numerical Modelling Electronic Networks. Devices and Fields. Vol. 15, No. 2, 2002, pp. 181-194.
- [108] Zarębski J., Górecki K.: Properties of Some Convolution Algorithms for the Thermal Analysis of Semiconductor Devices. Applied Mathematical Modelling, Vol. 31, No. 8, 2007, pp.1489 – 1496.
- [109] Zarębski J., Górecki K.: The electrothermal large-signal model of power MOS transistors for SPICE. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 25 , No. 5-6, 2010, pp. 1265 – 1274.
- [110] Zarębski J.: Modelowanie, symulacja i pomiary przebiegów elektrotermicznych w elementach półprzewodnikowych i układach elektronicznych. Prace Naukowe Wyższej Szkoły Morskiej w Gdyni, Gdynia 1996.
- [111] Zarębski J.: Właściwości cieplne elementów półprzewodnikowych i układów elektronicznych. Wydawnictwo Tekst, Bydgoszcz, 2011.
- [112] Zbysiński P.: Drukowane transformatory, Elektronika Praktyczna, Nr 4, 2000, s. 49.
- [113] Zirka S.E., Moroz Y.I., Harrison R.G., Chwastek K.: On physical aspects of the Jiles-Atherton hysteresis models. Journal of Applied Physics, Vol. 112, 2012, pp.043916-1 – 043916-7.

DODATKI

A. Elektrotermiczny nieliniowy model transformatora – Plik wejściowy dla programu SPICE

Nieliniowy elektrotermiczny model transformatora rdzen PLANARNY

```
.options reltol=1.17e-2 itl1=1000 itl2=4000 itl4=7000 abstol=100n
.param mi0=12.57e-7 ro=17.24n alfro=7.4m Ta=296 Rob=10 cp=100p rp=10
.param bx=375m hx=80 hs=225 bso=420m

.param d1=0.8m Sd1=70n Sd2=35n l1=0.197 l2= 0.2557 fsin=40k f={fsin}
.param hk=35u lw=0.01 kw1={3*0.002/lw} kw2={4*0.002/lw} ycu={1/ro}
.param dk={sqrt(1/(pi*f*1*mi0*ycu))} Rdcw1={(11/Sd1)*ro} Rdcw2={(12/Sd1)*ro}
.param yw1={sqrt(kw1)*(hk/dk)}
.param yw2={sqrt(kw2)*(hk/dk)}
.param Racw1={Rdcw1*(yw1/2)*((SINH(yw1)+SIN(yw1))/(COSH(yw1)-COS(yw1))+1*(SINH(yw1)-SIN(yw1))/(COSH(yw1)+COS(yw1))))}
.param Racw2={Rdcw2*(yw2/2)*((SINH(yw2)+SIN(yw2))/(COSH(yw2)-COS(yw2))+1*(SINH(yw2)-SIN(yw2))/(COSH(yw2)+COS(yw2))))}

.subckt trafo x1 x2 1a 1b 2a 2b H B Tr Tu1 Tu2 params: z1=3 z2=4 lfe=26.1m Sfe=78.5u
+ Mno={bso/mi0-hs} tm=383.15 f={fsin}
+ Ve=2.1e-6 l1=0.197 l2=0.2557 cr=1 rc=1000k Tc=473 T0=300
+ bro=155m hco=13.5 alfbr=-3.01m alfhc=-3.45m alfmi=7m bet=-2.679 alf=1.4342 pvo={0.321*2}
+ alfbs=-2.38m mip=2000 mx=258546.738 dd=0.1131185u tp={cp*rp} y=0.8
+ R0=3600 a11=0.4 a12=0.32 a13=0.46 a14=0.13 Bb1=1000 Bb2=8.5k d11=3.2m d12=4.2m

+ Rthw0w1=26 Rtha1=13 eT2w1=1.1
+ Rthw0w12=16.5 Rtha12=9 eT2w12=1.5
+ Rthw0w1c=12.2 Rtha1c=10 eT2w1c=1.4

+ Rthw0w2=26 Rtha2=13 eT2w2=1.1
+ Rthw0w21=16.5 Rtha21=9 eT2w21=1.5
+ Rthw0w2c=15 Rtha2c=14 eT2w2c=1.5

+ Rthw0c=18 Rthac=17 eT2c=2.87
+ Rthw0cw1=10 Rthac1=10 eT2cw1=1.1
+ Rthw0cw2=15 Rthac2=14 eT2cw2=1.5

+w1=1 w2=1 ; współczynniki sprzeżenia korekcyjne

vx1 x1 x1a 0
e111 x1a x2a value={i(vx1)*R0*((a11*exp(-i(vx1)/d11)+a12)*ex(Bb1*(2-exp(-i(vx1)/0.15))*(1/v(tr)-1/T0)))+(a13*exp(-i(vx1)/d12)+a14)*ex(Bb2*(1/v(tr)-1/T0)))*(0.65+0.7*exp(-i(vx1)/0.125))}
rr x2a x2 10

.func z(x) {x/sqrt(x*x+1u)}
.func ex(x) exp(limit(x,-68,68))
.func cs(x) {z(x)*(1-0.9*exp(-abs(x)/2.5)-0.1*exp(-abs(x)/25))}
*natezenie pola magnetycznego

*zjawiska w rdzeniu
E_E503 Ma 0 VALUE {(bso*(1+alfbs*(v(tr)-t0))/mi0-hs)*cs((v(H)+v(alfa)*v(Ma))/v(a))}
C_C503 ma dMa {cp}
r_vdma dMa 0 {rp}

E_E5 c 0 VALUE {mi0*(v(H)+if(v(tr)<tc,v(M)*cr;if(v(tr)<tc+17,v(M)*cr*(1-(v(tr)-tc)*0.06),0))}
c_c511 B dB {cp}
r_vdb db 0 {rp}

E_E501 H 0 VALUE {(z1*i(v11)+z2*i(v12))/lfe} ;pole w rdzeniu
C_C501 h dH {cp}
r_vdh dH 0 {rp}

G_G501 M 0 VALUE={{-(v(Ma)-v(M)*cr)*z(v(dH))/hco/(1+alfhc*(v(tr)-t0))*v(dH)/tp-v(C)*v(dMa)/tp/(1+v(C))};+v(m)*cr/rc}
R_R503 M 0 {rc}
C_C502 0 M {cr}

ec c 0 value={{(v(mi)-1)/(bro*(1+alfbr*(v(tr)-t0))/mi0/hco/(1+alfhc*(v(tr)-t0))-v(mi))}
ea1 a 0 value={{(hx-v(c)*mx/(1+v(c)))/(v(mi)-1))*((1+alfbs*(v(tr)-t0))/(mno*(mno-mx)-3*mx/mno))}
ealf alfa 0 value={{3*v(a)/mno/(1+alfbs*(v(tr)-t0))-v(c)/(v(mi)-1)/(1+v(c))}
emi mi 0 value={{if(v(tr)<tc,mip*(1+alfmi*(v(tr)-t0)),if(v(tr)<tc+17,mip*(1+alfmi*(tc-t0))*(1-0.06*(v(tr)-tc),1))}}
```

```

.model dx d(cjo=1p is=1p n=0.1 rs=1)

*detektor wartości szczytowej i średniej prądu
.model dxx d()
E11 110 0 value={v(B)*1k}
d11 110 120 dxx
c11 120 0 200n
r11 120 0 10k
r21 110 130 10k
c21 130 0 200n
EDB DB1 0 value={min(2*v(120)/1k-(2*v(130))/1k,2*bso)}

*uzwojenie pierwotne
V111 1d 1e 0
Ev1 1f 1b value={w1*(z1*Sfe*v(dB)/tp)}
rs1 1a 1c {ro*11/Sd1}
Ers1 1c 1d value={v(1a,1c)*alfro*(v(Tu1)-T0)+Racw1*(1+alfro*(v(Tu1)-T0))*i(v111)}
v11 1e 1f 0
Gr1 1e 1b value={if(time>20u,v(1e,1b)*i(vgpr)/v(iskkw),0)}
rrg 1f 1b 1meg
eisk iskkw 0 value={(1/(time+1n)*sdt(v(1e, 1b)*v(1e, 1b)))}
GL1 1f 1b value={y*1fe*pwr(abs(v(h))+v(a),2)/(z1*z1*Sfe*bso*(1+alfbs*(v(tr)-t0))*v(a))*sdt(v(1a,1b))}

* uzwojenie wtorne
V12 2a 2c 0
Ev2 2c 2d value={w2*(z2*Sfe*v(dB)/tp)}
rs2 2d 2e {ro*12/Sd2}
Ers2 2e 2b value={v(2d,2e)*alfro*(v(Tu2)-T0)+Racw2*(1+alfro*(v(Tu2)-T0))*i(v12)}

*MODEL TERMICZNY
*Moc w rdzeniu
Gpr 0 Tr1 value={ if(time>20u,limit(ve*pwr(v(db1)/2,bet-alf)*pvo/(time+1n)*sdt(pwr(abs(v(db)/tp),alf))*if(V(Tr)<Tc,
+(1+dd*(v(Tr)-Tm)*(v(Tr)-Tm)),(1+dd*(Tc-Tm)*(Tc-Tm))),0,10),0)+limit(v(x1,x2)*i(vx1),0,20)}

*Monitorowanie mocy Gpr
vgpr Tr1 Tr 0

*Monitorowanie mocy w uzwojeniu W1
vgpu11 Tu10 Tu1 0

*Monitorowanie mocy w uzwojeniu W2
vgpu2 Tu20 Tu2 0

*Moc w uzwojeniu W1
Gpu11 0 Tu10 value={ (1+alfro*(v(Tu1)-T0))*v(1a,1d)*i(v111)+Racw1*(1+alfro*(v(Tu1)-T0))*i(v111)*i(v111)}

*Moc w uzwojeniu W2
Gpu12 0 Tu20 value={ (1+alfro*(v(Tu2)-T0))*v(2d,2b)*i(v12)+Racw2*(1+alfro*(v(Tu2)-T0))*i(v12)*i(v12)}

*Rthw1w2
Gx1 0 Tw3 VALUE {i(vgpu2)} ;zmiana polaryzacji
C_C15 10 11 50u ;3.60644
R_R19 Tw3 10 1Meg
R_R18 10 11 1Meg
R_R20 11 0 1Meg
C_C17 11 0 50u ;11.26481
C_C16 Tw3 10 50u ;44.81327
G_G20 Tw3 10 VALUE {{v(Tw3,10)/(0.322*(Rthw0w12+Rtha12*exp(-i(vgpu2)/eT2w12)))}} ;
G_G21 10 11 VALUE {{v(10,11)/(0.610*(Rthw0w12+Rtha12*exp(-i(vgpu2)/eT2w12)))}} ;
G_G22 11 0 VALUE {{v(11,0)/(0.068*(Rthw0w12+Rtha12*exp(-i(vgpu2)/eT2w12)))}} ;

*Rhew1
Gx2 0 Tw2 VALUE {i(vgpr)} ; zmieniono polaryzacje
R_R10 Tw2 9 1Meg
R_R11 9 0 1Meg
C_C10 Tw2 9 50u ;27.747175
C_C11 9 0 50u ;98.641595
G_G14 9 0 VALUE {{v(9,0)/(0.203*(Rthw0cw1+Rthac1*exp(-i(vgpr)/eT2cw1)))}} ;
G_G15 Tw2 9 VALUE {{v(Tw2,9)/(0.797*(Rthw0cw1+Rthac1*exp(-i(vgpr)/eT2cw1)))}} ;

*Rthw2c
Gx4 0 Tw4 VALUE {i(vgpu2)} ;zmiana polaryzacji
C_C14 Tw4 8 50u ;47.525881
C_C13 8 0 50u ;61.959670

```

R_R16 Tw4 8 1Meg
R_R15 8 0 1Meg
G_G16 Tw4 8 VALUE { {v(Tw4,8)/(0.695*(Rthw0w2c+Rtha2c*exp(-i(vgpu2)/eT2w2c)))} } ;
G_G19 8 0 VALUE { {v(8,0)/(0.305*(Rthw0w2c+Rtha2c*exp(-i(vgpu2)/eT2w2c)))} } ;

*Rthw1c
Gx3 0 Tw VALUE {i(vgpu1)}; zmieniono polaryzację
C_C4 Tw 7 50u ;26.064950
C_C5 7 0 50u ;48.9534
R_R4 Tw 7 1Meg
R_R5 7 0 1Meg
G_G13 Tw 7 VALUE { {v(Tw,7)/(0.789*(Rthw0w1c+Rtha1c*exp(-i(vgpu1)/eT2w1c)))} } ; zmieniono polaryzację
G_G12 7 0 VALUE { {v(7,0)/(0.211*(Rthw0w1c+Rtha1c*exp(-i(vgpu1)/eT2w1c)))} } ; zmieniono polaryzację

*Rthw1
V_V3 \$N_0001 0 {Ta}
E_E2 \$N_01 \$N_0001 VALUE { {v(Tw2)+v(Tw3)} }
R_R201 Tw2a \$N_01 0.1
C_C7 4 5 50u ;2.0206
C_C8 Tu1 4 50u ;27.05431
C_C9 5 6 50u ;10.7279
C_C12 6 Tw2a 50u ;0.000727
R_R7 Tu1 4 1Meg
R_R8 4 5 1Meg
R_R9 5 6 1Meg
R_R12 6 Tw2a 1Meg
G_G8 Tu1 4 VALUE { {v(Tu1,4)/(0.390*(Rthw0w1+Rtha1*exp(-i(vgpu1)/eT2w1)))} }
G_G9 4 5 VALUE { {v(4,5)/(0.532*(Rthw0w1+Rtha1*exp(-i(vgpu1)/eT2w1)))} }
G_G10 5 6 VALUE { {v(5,6)/(0.076*(Rthw0w1+Rtha1*exp(-i(vgpu1)/eT2w1)))} }
G_G11 6 Tw2a VALUE { {v(6,Tw2a)/(0.002*(Rthw0w1+Rtha1*exp(-i(vgpu1)/eT2w1)))} }

*Rthc
R_R1 Tr 1 1Meg
R_R3 2 3 1Meg
R_R2 1 2 1Meg
C_C1 Tr 1 50u ;24.16699
C_C2 1 2 50u ;10.96514
C_C3 2 3 50u ;3.927774
E_E1 3 \$N_0003 VALUE { {v(Tw)+v(Tw4)} }
V_Vta \$N_0003 0 {Ta}
G_G2 Tr 1 VALUE { {v(Tr,1)/(0.554*(Rthw0c+Rthac*exp(-i(vgpr)/eT2c)))} }
G_G3 1 2 VALUE { {v(1,2)/(0.349*(Rthw0c+Rthac*exp(-i(vgpr)/eT2c)))} }
G_G4 2 3 VALUE { {v(2,3)/(0.097*(Rthw0c+Rthac*exp(-i(vgpr)/eT2c)))} }

*Rthw2
V_V4 VE43 0 {Ta}
E_E3 Tw2b VE43 VALUE { {v(Tw5)+v(Tw6)} }

G_G108 Tu2 23 VALUE { {v(Tu2,23)/(0.390*(Rthw0w2+Rtha2*exp(-i(vgpu1)/eT2w2)))} }
G_G109 23 22 VALUE { {v(23,22)/(0.532*(Rthw0w2+Rtha2*exp(-i(vgpu1)/eT2w2)))} }
G_G110 22 21 VALUE { {v(22,21)/(0.076*(Rthw0w2+Rtha2*exp(-i(vgpu1)/eT2w2)))} }
G_G111 21 Tw2b VALUE { {v(21,Tw2b)/(0.002*(Rthw0w2+Rtha2*exp(-i(vgpu1)/eT2w2)))} }

C_C112 21 Tw2b 50u ;0.000727
C_C109 22 21 50u ;10.7279
C_C108 Tu2 23 50u ;27.05431
C_C107 23 22 50u ;2.0206
R_R107 Tu2 23 1Meg
R_R108 22 23 1Meg
R_R109 21 22 1Meg
R_R112 21 Tw2b 1Meg

*Rthw2w1
Gx5 0 Tw5 VALUE {i(vgpu1)}; zmieniono polaryzację
C_C104 Tw5 24 50u ;26.064950
C_C105 24 0 50u ;48.9534
R_R104 Tw5 24 1Meg
R_R105 24 0 1Meg
G_G113 Tw5 24 VALUE { {v(Tw5,24)/(0.789*(Rthw0w21+Rtha21*exp(-i(vgpu1)/eT2w21)))} } ;
G_G112 24 0 VALUE { {v(24,0)/(0.211*(Rthw0w21+Rtha21*exp(-i(vgpu1)/eT2w21)))} } ;

*Rthcw2
Gx6 0 Tw6 VALUE {i(vgpr)} ; zmieniono polaryzację
R_R110 Tw6 25 1Meg
R_R111 25 0 1Meg
C_C110 Tw6 25 50u ;27.747175


```
C_C111 25 0 50u;98.641595
G_G114 Tw6 25 VALUE { {v(Tw6,25)/(0.789*(Rthw0cw2+Rthac2*exp(-i(vgpr)/eT2cw2))))} } ;
G_G115 25 0 VALUE { {v(25,0)/(0.211*(Rthw0cw2+Rthac2*exp(-i(vgpr)/eT2cw2))))} } ;
.ends
```

Dodatek B

B. Błędy pomiaru rezystancji termicznych transformatora

Tabela B.1 Błędy pomiaru rezystancji termicznych transformatora z rdzeniem RTP

Parametr	Warunki pomiaru								δ_{Rth} [%]
	I_{w1} [A]	U_{w1} [V]	P[W]	f [kHz]	T_j [°C]	T_a [°C]	R_{th} [K/W]	Ustawienie/ rozmiar	
Z _{thW1}	8,50	0,28	2,41	-	71,53	25,02	19,29	pion/mały	6,53
Z _{thW1C}	8,50	0,28	2,41	-	62,62	25,02	15,59	pion/mały	7,80
Z _{thW1C}	9,01	0,31	2,83	-	74,54	24,80	17,60	poziom/mały	6,17
Z _{thW1}	9,01	0,31	2,83	-	84,25	24,03	21,32	poziom/mały	5,30
Z _{thCW1}	-	-	2,94	5,50	56,49	24,46	10,89	poziom/mały	8,95
Z _{thC}	-	-	2,94	5,50	59,32	24,46	11,86	poziom/mały	8,32
Z _{thCW1}	-	-	2,94	5,50	58,50	24,61	11,53	pion/mały	8,52
Z _{thC}	-	-	2,94	5,50	60,32	24,61	12,15	pion/mały	8,14
Z _{thW1C}	7,28	0,48	3,46	-	63,00	22,40	11,74	poziom/duży	7,30
Z _{thW1}	7,28	0,48	3,46	-	71,30	22,40	14,14	poziom/duży	6,25
Z _{thW1C}	9,09	0,65	5,93	-	87,70	23,70	10,79	poziom/duży	5,03
Z _{thW1}	9,09	0,65	5,93	-	102,00	23,70	13,20	poziom/duży	4,32
Z _{thW1C}	8,99	0,61	5,53	-	84,90	25,20	10,80	poziom/mały	5,32
Z _{thW1}	8,99	0,61	5,53	-	100,20	25,20	13,57	poziom/mały	4,46
Z _{thCW1}	-	-	2,30	25,00	77,94	23,72	23,55	poziom/mały	5,76
Z _{thC}	-	-	2,30	25,00	82,16	24,15	25,19	poziom/mały	5,46
Z _{thCW1}	-	-	1,73	75,00	65,81	24,31	24,03	poziom/mały	7,19
Z _{thC}	-	-	1,73	75,00	68,67	23,97	25,88	poziom/mały	6,76
Z _{thW1C}	8,77	0,57	4,99	-	69,60	24,70	8,99	pion/duży	6,70
Z _{thW1}	8,77	0,57	4,99	-	79,70	24,80	10,99	pion/duży	5,68
Z _{thC}	-	-	2,70	25,00	76,70	23,80	19,59	pion/duży	5,87
Z _{thCW1}	-	-	2,70	25,00	76,00	25,10	18,85	pion/duży	6,06
Z _{thW1}	4,20	0,23	0,97	-	40,68	25,31	15,79	poziom/duży	17,48
Z _{thW1}	5,25	0,31	1,61	-	48,65	26,72	13,64	poziom/duży	12,57
Z _{thW1}	7,40	0,47	3,48	-	74,58	27,13	13,63	poziom/duży	6,41
Z _{thW1}	9,21	0,65	5,95	-	104,22	27,72	12,85	poziom/duży	4,40
Z _{thW1C}	4,20	0,23	0,97	-	38,43	26,13	12,64	poziom/duży	21,53
Z _{thW1C}	5,25	0,31	1,61	-	44,74	25,91	11,72	poziom/duży	14,45
Z _{thW1C}	7,40	0,47	3,48	-	61,99	26,91	10,07	poziom/duży	8,27
Z _{thW1C}	9,21	0,65	5,95	-	85,66	27,28	9,80	poziom/duży	5,41
Z _{thW1}	4,25	0,24	1,00	-	43,12	26,78	16,33	pion/duży	16,51
Z _{thW1}	5,18	0,30	1,53	-	50,12	27,03	15,06	pion/duży	12,01
Z _{thW1}	7,20	0,44	3,15	-	70,39	26,47	13,93	pion/duży	6,83
Z _{thW1}	9,08	0,60	5,46	-	100,47	24,94	13,84	pion/duży	4,44
Z _{thW1W2}	4,20	0,23	0,97	-	37,37	25,72	11,97	poziom/duży	22,67
Z _{thW1W2}	5,25	0,31	1,61	-	42,96	26,50	10,24	poziom/duży	16,36
Z _{thW1W2}	7,40	0,47	3,48	-	58,71	27,28	9,02	poziom/duży	9,10
Z _{thW1W2}	9,21	0,65	5,95	-	76,61	27,63	8,23	poziom/duży	6,23
Z _{thW1W2}	4,25	0,24	1,00	-	37,93	26,53	11,40	pion/duży	23,14
Z _{thW1W2}	5,18	0,30	1,53	-	43,65	27,44	10,58	pion/duży	16,60
Z _{thW1W2}	7,20	0,44	3,15	-	57,64	26,59	9,85	pion/duży	9,19
Z _{thW1W2}	9,08	0,60	5,46	-	75,32	25,19	9,19	pion/duży	6,12
Z _{thW1C}	4,25	0,24	1,00	-	39,12	26,50	12,62	pion/duży	21,02
Z _{thW1C}	5,18	0,30	1,53	-	45,90	27,28	12,15	pion/duży	14,60
Z _{thW1C}	7,20	0,44	3,15	-	60,80	26,94	10,74	pion/duży	8,53
Z _{thW1C}	9,08	0,60	5,46	-	79,70	25,72	9,89	pion/duży	5,76

Tabela B.2 Błędy pomiaru rezystancji termicznych transformatora z rdzeniem RTF

Parametr	Warunki pomiaru								$\delta_{R_{th}}$ [%]
	I_{w1} [A]	U_{w1} [V]	P[W]	f [kHz]	T_j [°C]	T_a [°C]	R_{th} [K/W]	Ustawienie/ rozmiar	
Z_{thCW1}	-	-	1,16	5,50	37,08	23,84	11,43	poziom/mały	20,08
Z_{thC}	-	-	1,16	5,50	37,28	23,25	12,12	poziom/mały	19,01
Z_{thC}	-	-	1,16	5,50	36,84	23,61	11,43	pion/mały	20,09
Z_{thCW1}	-	-	1,16	5,50	34,83	24,24	9,15	pion/mały	24,80
Z_{thW1}	8,80	0,28	2,44	-	86,44	25,22	25,09	poziom/mały	5,24
Z_{thCW1}	8,80	0,28	2,44	-	60,68	25,56	14,39	poziom/mały	8,27
Z_{thCW1}	8,78	0,67	5,84	-	59,30	25,20	5,84	pion/duży	8,46
Z_{thW1}	8,78	0,67	5,84	-	103,90	25,10	13,49	pion/duży	4,30
Z_{thW1}	9,13	0,78	7,14	-	120,90	24,90	13,44	poziom/duży	3,73
Z_{thW1C}	9,13	0,78	7,14	-	79,20	24,90	7,60	poziom/duży	5,73
Z_{thCW1}	-	-	5,89	25,00	38,20	23,80	2,44	pion/mały	18,49
Z_{thC}	-	-	5,89	25,00	38,30	23,80	2,46	pion/mały	18,37
Z_{thCW1}	-	-	5,23	25,00	35,50	24,20	2,16	poziom/mały	23,25
Z_{thC}	-	-	5,23	25,00	38,30	24,20	2,69	poziom/mały	18,86

Tabela B.3 Błędy pomiaru rezystancji termicznych transformatora z rdzeniem kubkowym

Parametr	Warunki pomiaru								$\delta_{R_{th}}$ [%]
	I_{w1} [A]	U_{w1} [V]	P[W]	f [kHz]	T_j [°C]	T_a [°C]	R_{th} [K/W]	Ustawienie	
Z_{thW1C}	9,07	0,55	5,03	-	93,00	23,90	13,75	poziom	4,75
Z_{thW1}	9,07	0,55	5,03	-	119,00	23,00	19,10	poziom	3,74
Z_{thW1C}	8,82	0,50	4,41	-	80,03	23,70	12,76	pion	5,57
Z_{thW1}	8,82	0,50	4,41	-	104,01	23,11	18,33	pion	4,22
Z_{thCW1}	-	-	0,78	50,00	28,60	23,60	6,43	pion	51,24
Z_{thC}	-	-	0,78	50,00	29,20	23,00	7,98	pion	41,56

Tabela B.4 Błędy pomiaru rezystancji termicznych transformatora z rdzeniem RTN

Parametr	Warunki pomiaru								$\delta_{R_{th}}$ [%]
	I_{w1} [A]	U_{w1} [V]	P[W]	f [kHz]	T_j [°C]	T_a [°C]	R_{th} [K/W]	Ustawienie/ rozmiar	
Z_{thCW1}	-	-	3,55	5,50	39,91	24,20	4,43	poziom/mały	17,05
Z_{thC}	-	-	3,55	5,50	41,62	24,34	4,87	poziom/mały	15,60
Z_{thW1}	8,74	0,35	3,02	-	86,06	22,46	21,03	poziom/mały	5,07
Z_{thW1C}	8,74	0,35	3,02	-	65,35	22,46	14,18	poziom/mały	6,97
Z_{thW1}	8,72	0,34	2,98	-	88,06	24,00	21,50	pion/mały	5,05
Z_{thW1C}	8,72	0,34	2,98	-	61,02	24,00	12,43	pion/mały	7,90

Dodatek C

C. Wartości parametrów magnetycznych modeli rdzeni

Tabela C.1 Wartości parametrów magnetycznych dla rdzenia RTP

Parametr	Wartość	Parametr	Wartość	Parametr	Wartość	Parametr	Wartość
P_{V0} [$W \cdot s^\alpha / (m^3 \cdot T^\beta)$]	0,552	α	1,251	β	2,24	α_P	0
T_{curie} [$^\circ C$]	523	H_S [kA/m]	19.894	B_{S0} [T]	1,38	B_{S1} [T]	1,38
B_{R0} [T]	0,175	B_{R1} [T]	0,175	H_{C0} [A/m]	437,6760	H_{C1} [A/m]	437,6
M_{X1} [kA/m]	789,408	M_{X0} [kA/m]	789,408	M_{S0} [kA/m]	1078,274	M_{S1} [kA/m]	1078,274
α_S [1/K]	0	α_R [1/K]	0	α_C [1/K]	0	m_1	0,53
m_2	0,38	m_3	0,61	m_4	0,17	m_5	0,65
m_6	0,7	n_1 [mA]	3,2	n_2 [A]	0,15	n_3 [mA]	4,2
n_4 [A]	0,125	B_1 [K]	1000	B_2 [K]	8500	T_0 [K]	300
p_0 [W]	5	S_{W1} [m ²]	502×10^{-9}	S_{W2} [m ²]	502×10^{-9}	l_{W1} [m]	0,8
l_{W2} [m]	0,8						

Tabela C. 2 Wartości parametrów własnych przejściowych impedancji termicznych w transformatorze z małym rdzeniem RTP ustawionym poziomo

Parametr	$Z_{thW1}(t)$	$Z_{thW1C}(t)$	$Z_{thC}(t)$
R_{th0} [K/W]	23	18,12	25,39
a	5	7	6
b	1,1	1	0,299
w	0,6	0,6	0,87
a_1	0,664	0,758	0,925
a_2	0,206	0,242	0,068
a_3	0,13		0,007
τ_{th1} [s]	661,2	710,5	702,1
τ_{th2} [s]	134,1	259	283
τ_{th3} [s]	10		12,8

Tabela C. 3 Wartości parametrów własnych i wzajemnych przejściowych impedancji termicznych w transformatorze z dużym rdzeniem RTP ustawionym poziomo i pionowo

Orientacja	Poziomo			Pionowo		
	$Z_{thW1}(t)$	$Z_{thW1W2}(t)$	$Z_{thW1C}(t)$	$Z_{thW1}(t)$	$Z_{thW1W2}(t)$	$Z_{thW1C}(t)$
R_{th0} [K/W]	8,5	8,6	9	11	8,6	9,4
a	10	10	10,5	20	8	9
b	1,13	1,3	1,2	1,1	1,2	1,2
w	1,5	1	1,1	1,1	1,1	1,1
R_{th} [K/W]	12,85	8,24	9,81	13,8	9,18	9,9
a_1	0,538	0,806	0,77	0,289	0,52	0,478
a_2	0,238	0,194	0,23	0,417	0,48	0,522
a_3	0,149			0,157		
a_4	0,075			0,137		
τ_{th1} [s]	796,2	759,3	758,3	1261,9	1066,48	1066,4
τ_{th2} [s]	250,5	336,1	311,5	421,68	391,31	398,03
τ_{th3} [s]	18,48			25,78		
τ_{th4} [s]	6,716			6,58		

Tabela C. 4 Wartości parametrów własnych i wzajemnych przejściowych impedancji termicznych w transformatorze z małym rdzeniem RTF ustawionym poziomo

Parametr	$Z_{thw1}(t)$	$Z_{thw1c}(t)$	$Z_{thw1w2}(t)$
R_{th0} [K/W]	28	25	20
a	8,889	8,889	20
b	0,95	1,69	1,18
w	0,92	0,59	0,76
a_1	0,498	612,80	0,831
a_2	0,353	376,68	0,169
a_3	0,115		
a_4	0,018		
a_5	0,016		
τ_{th1} [s]	634,07	612,80	887
τ_{th2} [s]	167,84	376,68	603,2
τ_{th3} [s]	35,49		
τ_{th4} [s]	16,78		
τ_{th5} [μ s]	40		

Tabela C.5 Wartości parametrów magnetycznych dla rdzenia RTN

Parametr	Wartość	Parametr	Wartość	Parametr	Wartość	Parametr	Wartość
P_{V0} [$kW \cdot s^\alpha / (m^3 \cdot T^\beta)$]	0,12	α	1,15	β	2,23	α_P [$1/K^2$]	$4,45 \times 10^{-3}$
μ_i [H/m]	20000	T_{curie} [$^\circ C$]	873	H_S [A/m]	592	B_{S0} [T]	1,38
B_{R0} [mT]	140	H_{C0} [A/m]	2,4	M_X [kA/m]	875	H_x [A/m]	450
B_x [T]	1,1	α_S [1/K]	0	α_R [1/K]	0	α_C [1/K]	0
m_1	0,53	m_2	0,38	m_3	0,61	m_4	0,17
m_5	0,65	m_6	0,7	n_1 [mA]	3,2	n_2 [A]	0,15
n_3 [mA]	4,2	n_4 [A]	0,125	B_1 [K]	1000	B_2 [K]	8500
T_0 [K]	300	p_0 [W]	5	$d_{1,2}$ [mm]	0,8	S_{W1} [m^2]	502×10^{-9}
S_{W2} [m^2]	502×10^{-9}	l_{W1} [m]	1	l_{W2} [m]	1		

Tabela C.6 Wartości parametrów własnych i wzajemnych przejściowych impedancji termicznych w transformatorze z małym rdzeniem RTN ustawionym poziomo

Parametr	$Z_{thw1}(t)$	$Z_{thw1c}(t)$	$Z_{thw1w2}(t)$
R_{th0} [K/W]	23,405	22,25	19,89
a	8,889	8,889	8,889
b	1,3889	1,389	1,35
w	0,7175	0,7175	0,7176
a_1	0,538	0,733	0,769
a_2	0,372	0,267	0,231
a_3	0,09		
τ_{th1} [s]	788,41	719,75	743,2
τ_{th2} [s]	186	285,15	372,18
τ_{th3} [s]	15,567		

Tabela C.7 Wartości parametrów magnetycznych dla rdzenia kubkowego

Parametr	Wartość	Parametr	Wartość	Parametr	Wartość	Parametr	Wartość
P_{V0} [kW·s ^α /(m ³ ·T ^β)]	0,1653	α	0,807	β	0,946	α_P	-7,70 x 10 ⁻⁴
μ_0 [H/m]	1,26 x 10 ⁻⁶	μ_i [H/m]	2300	T _{curie} [°C]	170	H _S [A/m]	1200
B _{S0} [mT]	420	B _{S1} [mT]	310	B _{R0} [mT]	100		
B _{R1} [mT]	75	H _{C0} [A/m]	26	H _{C1} [A/m]	19	M _{X1} [kA/m]	218,638
M _{X0} [kA/m]	218,638	M _{S0} [kA/m]	333,025	M _{S1} [kA/m]	245,490	α_S [1/K]	-0,0035
α_R [1/K]	-0,0033	α_C [1/K]	-0,0036	m ₁	0,53	m ₂	0,38
m ₄	0,17	m ₃	0,61	m ₅	0,65	m ₆	0,7
n ₁ [mA]	3,2	n ₂ [A]	0,15	n ₃ [mA]	4,2	n ₄ [A]	0,125
B ₁ [K]	1000	B ₂ [K]	8500	S _{w1} [m ²]	502 x 10 ⁻⁹	S _{w2} [m ²]	502 x 10 ⁻⁹
l _{w1} [m]	0,8	l _{w2} [m]	0,8				

Tabela C.8 Wartości parametrów własnych i wzajemnych przejściowych impedancji termicznych w transformatorze z rdzeniem kubkowym

Parametr	Z _{thCW1(t)}	Z _{thC(t)}	Z _{thW1C(t)}	Z _{thW1(t)}
R _{thW0}	14,5	19,5	14,1	19,35
a	2,35	3	7	2,05
b	1,3	1,4	1,3	2
w	0,41	0,36	0,79	0,808
a ₁	1	1	0,942	0,708
a ₂			0,058	0,171
a ₃				0,121
τ_{th1} [s]	657,06	640,6	682,27	762,34
τ_{th2} [s]			116	113,3
τ_{th3} [s]				38,05

Tabela C.9 Wartości parametrów termicznych modelu podstawowego dla transformatora z rdzeniem planarnym

Parametr	Transformator z rdzeniem planarnym					
	Z _{thW1(t)}	Z _{thW1C(t)}	Z _{thW1W2(t)}	Z _{thC(t)}	Z _{thCW1(t)}	Z _{thCW2(t)}
R _{th} [K/W]	25,75	14,57	21,12	22,65	15,60	10,73
a ₁	0,515	0,508	0,388	0,694	0,868	0,808
a ₂	0,463	0,492	0,527	0,306	0,132	0,192
a ₃	0,022		0,085			
a ₄						
τ_{th1} [s]	245,4	422,5	261,6	293,4	299,6	322,7
τ_{th2} [s]	173,3	253,1	43,6	86,6	209,2	198,6
τ_{th3} [s]	41,4		11,5			

Tabela C.10 Wartości parametrów termicznych modelu podstawowego dla rozważanych transformatorów z rdzeniem toroidalnym

Parametr	Transformator z małym rdzeniem RTP				Transformator z dużym rdzeniem RTP			
	$Z_{thW1}(t)$	$Z_{thW1C}(t)$	$Z_{thC}(t)$	$Z_{thCW1}(t)$	$Z_{thW1}(t)$	$Z_{thW1C}(t)$	$Z_{thC}(t)$	$Z_{thCW1}(t)$
R_{th} [K/W]	22,15	18,71	11,99	10,99	14,06	11,46	19,61	18,86
a_1	0,664	0,758	0,92	0,912	0,64	0,774	0,848	0,955
a_2	0,336	0,242	0,08	0,079	0,212	0,226	0,152	0,045
a_3				0,009	0,128			
a_4					0,02			
τ_{th1} [s]	661,1	710,5	508,7	523,4	1062,4	1078,4	757,5	684,2
τ_{th2} [s]	134,1	259	146,9	209,9	470,5	359,4	263,7	86,4
τ_{th3} [s]				4×10^{-6}	30,9			
τ_{th4} [s]					5,6			
Parameter	Transformator z małym rdzeniem RTF				Transformator z dużym rdzeniem RTF			
	$Z_{thW1}(t)$	$Z_{thW1C}(t)$	$Z_{thC}(t)$	$Z_{thCW1}(t)$	$Z_{thW1}(t)$	$Z_{thW1C}(t)$	$Z_{thC}(t)$	$Z_{thCW1}(t)$
R_{th} [K/W]	24,89	28	11,66	10,72	13,42	8,46	5,61	7,76
a_1	0,651	1,69	0,973	0,639	0,595	0,974	0,673	0,755
a_2	0,255	0,59	0,015	0,347	0,225	0,026	0,243	0,245
a_3	0,093		0,012	0,014	0,13		0,12	
a_4	0,001				0,05			
τ_{th1} [s]	474,1	612,8	462,15	459,32	918	978,5	562,15	884,2
τ_{th2} [s]	126,8	376,7	381,4	196,89	225	459,5	385,2	106,4
τ_{th3} [s]	9,03		4×10^{-6}	4×10^{-6}	23,5		4×10^{-6}	
τ_{th4} [s]	4×10^{-6}				2,4			
Parametr	Transformator z małym rdzeniem RTN							
	$Z_{thW1}(t)$	$Z_{thW1C}(t)$	$Z_{thC}(t)$	$Z_{thCW1}(t)$				
R_{th} [K/W]	20,67	12,92	24,99	20,99				
a_1	0,63	0,724	0,554	0,503				
a_2	0,209	0,276	0,349	0,354				
a_3	0,154		0,97	0,152				
a_4	0,007							
τ_{th1} [s]	452,03953	538,2	408,7	623,4				
τ_{th2} [s]	71,51312	287,8	166,9	109,4				
τ_{th3} [s]	15,2433		54,3	45,6				
τ_{th4} [s]	4×10^{-6}							

Tabela C.11 Wartości parametrów termicznych modelu podstawowego dla transformatora z rdzeniem kubkowym

Parametr	$Z_{thW1}(t)$	$Z_{thW1C}(t)$	$Z_{thC}(t)$	$Z_{thCW1}(t)$
R_{th} [K/W]	19,19	21,1	22,5	16,35
a_1	0,708	0,942	1	1
a_2	0,171	0,058		
a_3	0,121			
a_4				
τ_{th1} [s]	762,34	682,27	640,6	657,06
τ_{th2} [s]	113,3	116		
τ_{th3} [s]	38,05			

Dodatek D

D. Wyniki obliczeń i pomiarów temperatury transformatora z rdzeniem planarnym

Tabela D.1 Obliczone i zmierzone wartości temperatury komponentów transformatora z rdzeniem planarnym dla różnych wartości częstotliwości f oraz napięć zasilających U_z .

f = 40 kHz										
R_{obc} [Ω]	U_z [V]	Pomiar			Model autorski			Model z podstawowy		
		T_c[C°]	T_{w1}[C°]	T_{w2}[C°]	T_c[C°]	T_{w1}[C°]	T_{w2}[C°]	T_c[C°]	T_{w1}[C°]	T_{w2}[C°]
1000	34,8	70,6	58,9	51,8	73,8	65,8	66,8	75,0	67,3	67,8
470	36,8	72,3	58,5	52,1	75,8	67,8	67,8	71,4	62,5	64,0
100	30,0	64,8	52,6	42,6	65,8	56,8	58,8	67,8	59,2	61,0
10	51,0	72,0	67,8	63,2	79,8	87,8	92,8	82,3	90,6	96,2
1	39,2	61,2	66,2	61,3	57,8	72,8	79,8	46,1	55,5	59,5
f = 75 kHz										
R_{obc} [Ω]	U_z [V]	Pomiar			Model autorski			Model podstawowy		
		T_c[C°]	T_{w1}[C°]	T_{w2}[C°]	T_c[C°]	T_{w1}[C°]	T_{w2}[C°]	T_c[C°]	T_{w1}[C°]	T_{w2}[C°]
1000	51,2	115,0	89,0	75,0	117,8	104,8	104,8	121,7	103,5	104,0
470	45,0	103,0	76,0	65,0	111,8	91,8	97,8	112,0	95,1	98,2
100	25,0	42,6	36,4	33,2	38,8	34,8	35,8	39,7	36,2	37,1
10	50,0	79,0	78,0	74,0	59,8	66,8	71,8	60,8	68,8	73,4
1	33,0	73,0	76,0	70,0	41,8	49,8	53,8	42,7	50,7	54,2
f = 100 kHz										
R_{obc} [Ω]	U_z [V]	Pomiar			Model autorski			Model podstawowy		
		T_c[C°]	T_{w1}[C°]	T_{w2}[C°]	T_c[C°]	T_{w1}[C°]	T_{w2}[C°]	T_c[C°]	T_{w1}[C°]	T_{w2}[C°]
1000	54,3	134,1	99,0	81,0	132,8	111,8	114,8	137,4	117,0	120,2
470	46,4	84,6	66,2	56,2	104,8	85,8	89,8	108,2	89,4	94,0
100	41,2	65,8	51,4	45,3	67,8	57,8	59,8	69,2	59,4	62,0
10	30	65,3	67,9	62,4	29,8	32,8	31,8	30,9	32,8	33,8
1	30,8	47,3	51,0	47,6	38,8	44,8	47,8	37,8	43,8	46,4
f = 150 kHz										
R_{obc} [Ω]	U_z [V]	Pomiar			Model autorski			Model podstawowy		
		T_c[C°]	T_{w1}[C°]	T_{w2}[C°]	T_c[C°]	T_{w1}[C°]	T_{w2}[C°]	T_c[C°]	T_{w1}[C°]	T_{w2}[C°]
1000	52	79,9	64,0	50,6	97,8	79,8	83,8	95,9	79,4	83,6
470	48,8	71,6	58,0	46,5	84,8	69,8	72,8	92,5	76,9	80,8
100	30,8	44,6	38,2	34,8	35,8	32,8	33,8	30,7	34,2	35,0
10	31,6	47,8	49,4	46,5	30,8	32,8	33,8	37,1	33,0	34,1
1	31,6	48,0	51,7	47,6	39,8	46,8	49,8	39,6	46,4	49,4