

Wiesław Łyskawiński, Andrzej Graczkowski, Wojciech Pietrowski, Jacek Mikołajewicz
Politechnika Poznańska

ANALIZA STRAT DIELEKTRYCZNYCH W TRANSFORMATORZE IMPULSOWYM

ANALYSIS OF DIELECTRIC LOSS IN PULSE TRANSFORMER

Abstract: In the paper the mathematical model of coupled electromagnetic and thermal phenomena in the pulse transformer taking into account the magnetic hysteresis is presented. The model of transients in this transformer includes: the equation of the electromagnetic field, the equations of electric circuits and heat conduction equation. For the mapping of magnetic hysteresis Jiles-Atherton model is applied. In order to solve these equations the finite element method (FEM), “step-by-step” procedure and Newton-Raphson process are used. Based on the resulting distribution of potentials on the wires of windings and dielectric parameters of winding insulation determined from measurements were calculated dielectric losses. Developed software was used to the analysis of dielectric losses in pulse transformer.

1. Wstęp

Wzrost zainteresowania transformatorami impulsowymi i prowadzenie intensywnych badań nad ich doskonaleniem jest spowodowany szybkim rozwojem tych przetworników i coraz większym ich wykorzystaniem w elektronicznych układach zasilających. Główny nurt badań związany jest z ograniczeniem strat wywołanych zjawiskiem naskórkowości, efektem zbliżenia oraz prądami pojemnościowymi (straty dielektryczne). Straty te wydzielają się w postaci ciepła powodując wzrost temperatury w układzie. Z tego względu istotne jest opracowanie metod projektowania transformatorów wysokich częstotliwości o jak największej sprawności, czyli zapewniających minimalne straty mocy, a tym samym możliwie mały przyrost temperatury w otoczeniu transformatora, w którym znajdują się inne elementy elektroniczne.

W stosowanych do tej pory metodach projektowania wykorzystuje się najczęściej modele obwodowe. Umożliwiają one wyznaczenie w sposób przybliżony m. in. strat dielektrycznych [4], wpływu zjawiska naskórkowości i efektu zbliżenia przewodów na straty mocy oraz przyrost temperatury transformatora [1, 3, 9, 10, 12, 13].

W drugiej grupie metod wykorzystywane jest ujęcie polowe. Straty oblicza się wówczas na podstawie rozkładu gęstości prądów w obszarze przewodów lub prądów wirowych w rdzeniu. W wykorzystywanych do tego celu programach komercyjnych pomija się histerezę magnetyczną i oddzielnie rozpatruje się prądy wirowe oraz prądy przesunięcia dielektrycznego.

W niniejszym artykule zostanie przedstawiony model polowy transformatora impulsowego, w którym kompleksowo uwzględniono wszystkie zjawiska polowe w nim występujące. Opracowane na podstawie tego modelu oprogramowanie wykorzystywano do analizy strat dielektrycznych.

2. Polowy model zjawisk

Polowy model nieustalonych zjawisk sprzężonych w transformatorze impulsowym składa się z równań opisujących [6, 7]:

- rozkład i przebieg magnetycznego potencjału wektorowego \mathbf{A} i wektora \mathbf{J} gęstości prądu

$$\operatorname{rot}(\nu \operatorname{rot} \mathbf{A}) = \mathbf{J} \quad (1)$$

$$\mathbf{J} = \gamma \left(\operatorname{grad} V_e - \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} \right) \quad (2)$$

- rozkład i przebieg skalarnego potencjału elektrycznego V_e

$$\operatorname{div}(\gamma \operatorname{grad} V_e) = \operatorname{div} \left(\gamma \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} \right) \quad (3)$$

- prądy \mathbf{i} w oczkach obwodu elektrycznego

$$\mathbf{u} = \mathbf{R} \mathbf{i} + \mathbf{L} \frac{d}{dt} \mathbf{i} + \mathbf{Y} \int_0^t \mathbf{i} dt + \frac{d}{dt} \Psi \quad (4)$$

- rozkład i zmienność w czasie temperatury ϑ

$$\operatorname{div}(\mathbf{k} \operatorname{grad} \vartheta) + p_c = c_w \rho \frac{d\vartheta}{dt} \quad (5)$$

gdzie V_e – skalarny potencjał elektryczny, ν – reluktywność, γ – operator konduktywności, \mathbf{u} – wektor napięć zasilających, \mathbf{i} – wektor prądów w uzwojeniach, \mathbf{R} – macierz rezystancji uzwojeń i elementów układu zasilającego, \mathbf{L} , \mathbf{Y} – odpowiednio macierz indukcyjności oraz macierz elastancji układu zasilającego, Ψ – obliczany na podstawie rozkładu pola wektor strumieni skojarzonych z uzwojeniami, p_c – gęstość mocy źródeł ciepła, Θ – temperatura, \mathbf{k} – tensor właściwej przewodności cieplnej, ρ – gęstość masy materiału, c_w – ciepło właściwe

Zmiana temperatury wpływa na właściwości elektryczne, magnetyczne i cieplne materiałów. Stąd też równania opisujące pole elektromagnetyczne oraz prądy w uzwojeniach są sprzężone z równaniami określającymi rozkład temperatury [6]. Z tego względu należy je rozwiązywać jednocześnie.

W rozpatrywanych transformatorze impulsowym prądy przesunięcia dielektrycznego są bardzo małe w porównaniu z prądami przewodnictwa. Zatem wpływ prądu przesunięcia na rozkład pola magnetycznego i rozkład prądów w uzwojeniach oraz rdzeniu jest znikomy. Nie można natomiast pominąć strat dielektrycznych spowodowanych prądami przesunięcia dielektrycznego. Straty te można wyznaczyć na podstawie trójwymiarowego modelu zjawisk elektromagnetycznych [7]. W ogólności wektor gęstości prądu przesunięcia ma trzy składowe. Ze względu na pomijalnie małą wartość składowej w kierunku obwodowym ν , w transformatorze o strukturze jak na rys. 1, uznano za niecelowe stosowanie do wyznaczania strat dielektrycznych trójwymiarowego modelu polowego. Trudności związane z opracowaniem modelu dwuwymiarowego opisującego prądy przesunięcia skłoniły autorów do wykorzystania ujęcia obwodowego przedstawionego w dalszej części artykułu.

Wówczas pole elektromagnetyczne może być rozpatrywane, jako dwuwymiarowe. Wielkości polowe zależą wtedy tylko od dwóch współrzędnych geometrycznych. W rozpatrywanym transformatorze impulsowym (rys. 1) pole charakteryzuje się symetrią obrotową (pole osiowo-symetryczne). W cylindrycznym układzie współrzędnych r, z, ν magnetyczny potencjał wektorowy \mathbf{A} i wektor gęstości prądu \mathbf{J} mają tylko składowe obwodowe $A = A_\nu(r, z)$, $J = J_\nu(r, z)$ zależne do współrzędnych r, z .

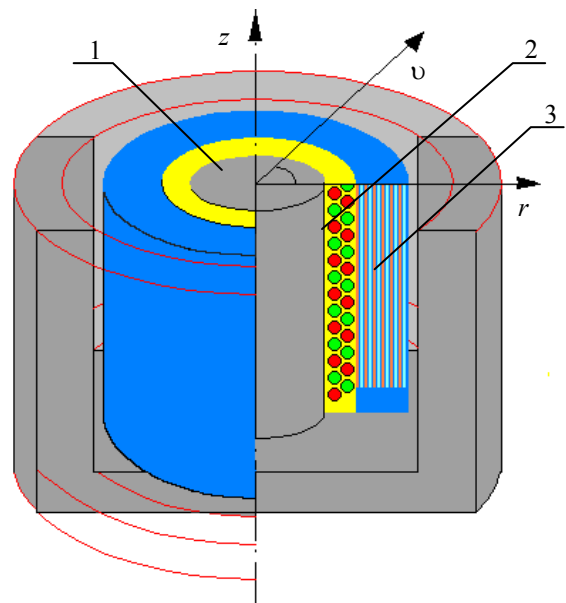
Do formowania równań pola w układzie zdyskretyzowanym wykorzystano metodę elemen-

tów skończonych powiązaną z metodą „kolejnych kroków czasowych” [2, 8]. W wyniku dyskretyzacji przestrzeni z zależności (1)-(5) uzyskuje się układ równań

$$\begin{bmatrix} \mathbf{R}_{\mu 0} + \mathbf{G} \mathbf{p} & -\mathbf{G} \mathbf{N}_w^T & \mathbf{0} \\ \mathbf{N}_w \mathbf{G} \mathbf{p} & \mathbf{N}_w \mathbf{G} \mathbf{N}_w^T & -\mathbf{N}_s \mathbf{N}_c \\ \mathbf{0} & \mathbf{N}_c^T \mathbf{N}_s^T & \mathbf{Z} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varphi} \\ \mathbf{U}_p \\ \mathbf{i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Theta}_m \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{u} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\mathbf{G}_\Theta \boldsymbol{\Theta} + \mathbf{C}_\Theta \mathbf{p} \boldsymbol{\Theta} = \mathbf{M}_\Theta + \mathbf{N}_\Theta, \quad (7)$$

w którym $\boldsymbol{\varphi}$ – wektor wartości krawędziowych $\varphi = 2\pi r A$ potencjału wektorowego, potencjału wektorowego $\mathbf{R}_{\mu 0}$ – macierz reluktancji oczkowych, \mathbf{G} – macierz konduktancji włókien przewodzących wydzielonych w przewodach przez podobszary związane z krawędziami siatki dyskretyzującej, $\boldsymbol{\Theta}_m$ – wektor przepływów związany z krawędziami siatki zależny od prądów magnetyzacji ferromagnetyka, \mathbf{N}_w – macierz realizująca sumowanie prądów włókien w obszarze przewodów, \mathbf{N}_s – macierz odwzorowująca połączenia przewodów w cewki, \mathbf{N}_c – macierz opisująca strukturę połączeń cewek uzwojeń, \mathbf{G}_Θ – macierz przewodności cieplnych \mathbf{C}_Θ – macierz akumulacji ciepła, \mathbf{M}_Θ – macierz źródeł ciepła, \mathbf{N}_Θ – macierz związana z odprowadzaniem ciepła do otoczenia, \mathbf{U}_p – wektor napięć poszczególnych zwojów w cewkach uzwojenia (rys. 2). Zakłada się, że na powierzchni przekroju zwojów (przewodów) S_p potencjał ma stałą wartość.



Rys. 1. Przekrój transformatora impulsowego
1 – rdzeń ferrytowy, 2 – uzwojenie wtórne,
3 – uzwojenie pierwotne

Po wyeliminowaniu z układu równań (6) wektora \mathbf{U}_p napięć na przewodach i po dyskretyzacji czasu otrzymuje się

$$\begin{bmatrix} \mathbf{M}_n & -\mathbf{N}^T \\ \mathbf{N} & \Delta t \mathbf{Z}_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varphi}_n \\ \mathbf{i}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\Delta t)^{-1} \mathbf{G}(\mathbf{1}-\mathbf{K})\boldsymbol{\varphi}_{n-1} + \boldsymbol{\Theta}_n \\ \Delta t \mathbf{U}_n + \tilde{\boldsymbol{\Psi}}_{n-1} \end{bmatrix} \quad (8)$$

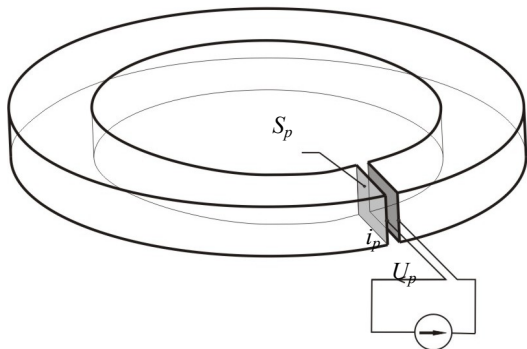
gdzie $\mathbf{M}_n = \mathbf{R}_{\mu 0n} + (\Delta t)^{-1} \mathbf{G}(\mathbf{1}-\mathbf{K})$,

$$\mathbf{K} = \mathbf{N}_w^T \mathbf{K}_w, \quad \mathbf{Z}_n = \mathbf{R} + \Delta t \mathbf{Y} + (\Delta t)^{-1} \mathbf{L},$$

$$\tilde{\boldsymbol{\Psi}}_{n-1} = \mathbf{N} \boldsymbol{\varphi}_{n-1} + (\Delta t)^{-1} \mathbf{L} \mathbf{i}_{n-1} - \Delta t \mathbf{U}_{cn-1},$$

$$\mathbf{K}_w = (\mathbf{N}_w \mathbf{G} \mathbf{N}_w^T)^{-1} \mathbf{N}_w \mathbf{G}, \quad \mathbf{N} = \mathbf{N}_c^T \mathbf{N}_s^T \mathbf{K}_w$$

$\boldsymbol{\Theta}_n = \boldsymbol{\Theta}_n(t_n)$ – wektor o elementach zależnych od magnetyzacji H_i w otoczeniu węzłów, \mathbf{u}_{cn-1} – wektor napięć na pojemności układu zasilającego w chwili t_{n-1} .



Rys. 2. Pojedynczy zwój

Układ równań (8) opisuje rozkład pola elektromagnetycznego i prądy w uzwojeniach transformatora przy wymuszeniu napięciowym z uwzględnieniem nieliniowych i histerezyzowych właściwości ferromagnetyka, a także prądów wirowych indukowanych w uzwojeniach i rdzeniu. Przy formułowaniu tych równań przyjęto, że właściwości magnetyczne ferromagnetyka opisuje zależność $H = v_0 B - H_i$, przy czym magnetyzację H_i wyznacza się na podstawie indukcji magnetycznej z modelu odwrotnego Jilesa-Athertona [11].

Po dyskretyzacji czasu równanie (7) opisujące rozkład pola temperaturowego przyjmuje postać

$$\mathbf{G}_{9n} \boldsymbol{\vartheta}_n + \mathbf{C}_{9n} \frac{\boldsymbol{\vartheta}_n}{\Delta t} = \mathbf{M}_{9n} + \mathbf{N}_{9n} - \mathbf{C}_{9n-1} \frac{\boldsymbol{\vartheta}_{n-1}}{\Delta t} \quad (9)$$

W zależnościach (8) i (9) indeksem n oznaczono wielkości dla chwili $t = t_n$, a indeksem $n-1$ wielkości związane z chwilą $t = t_{n-1}$.

Do rozwiązania układu nieliniowych równań sprzężonych (8) i (9) wykorzystuje się metodę re-

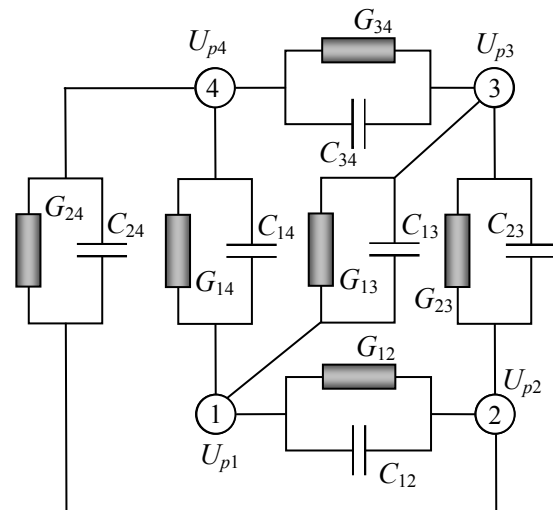
laksacji blokowej oraz metodę Newtona-Raphsona. W wyniku obliczeń uzyskuje się rozkład potencjałów φ i temperatury ϑ w węzłach siatki dyskretyzującej oraz rozkład gęstości prądu w rdzeniu i uzwojeniach.

3. Wyznaczanie strat dielektrycznych

W artykule proponuje się obliczać straty dielektryczne w sposób uproszczony na podstawie obwodowego modelu zjawisk. Wynikający z tego modelu przykładowy schemat zastępczy siatki konduktancyjno-pojemnościowej dla układu złożonego z 4 przewodów pokazano na rys. 3. Występujące w schemacie chwilowe wartości potencjałów elektrycznych U_{pn} na poszczególnych przewodach cewek uzwojenia wyznacza się z wykorzystaniem połowego modelu transformatora impulsowego. Z analizy schematu zastępczego wynika, że dla układu złożonego z l_p przewodów straty dielektryczne można opisać zależnością

$$\Delta P_{diel} = \frac{1}{l_T} \sum_{n=1}^{l_T} \sum_{i=1}^{l_p-1} \sum_{j=i+1}^{l_p} G_{ij} (U_{pn}^i - U_{pn}^j)^2 \quad (13)$$

gdzie l_T – liczba chwil czasowych dyskretyzujących okres $T = 1/f$ zmienności zewnętrznego wymuszenia, G_{ij} – konduktancje izolacji pomiędzy sąsiednimi przewodami (rys. 3).



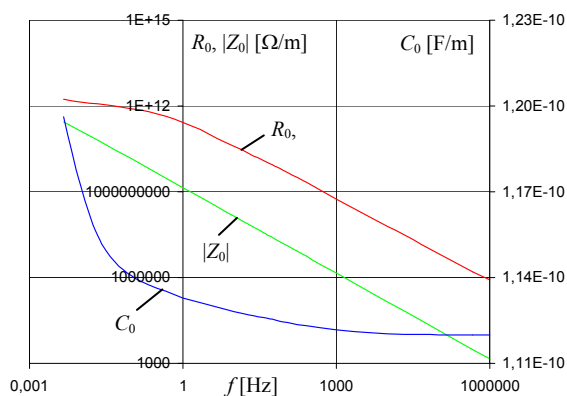
Rys. 3. Fragment siatki konduktancyjno-pojemnościowej reprezentującej sprzężenia dielektryczne pomiędzy przewodami (1, 2, 3, 4) cewek uzwojeń

Konduktancje określono na podstawie pomiaru pojemności C_0 i modułu impedancji $|Z_0|$ między dwoma przewodami w izolacji lakierowej o dłu-

gości 1m. Pomiaru dla przewodów o średnicy 0,7 mm wykonano przy użyciu systemu diagnostyki izolacji IDA 200/IDAX 300 (w zakresie częstotliwości do 1000 Hz) i wykorzystując nowoczesny analizator odpowiedzi częstotliwościowej M5200 (dla częstotliwości do 2 MHz). Wyniki jednostkowej pojemności C_0 i jednostkowego modułu impedancji $|Z_0|$ oraz wyznaczonej rezystancji jednostkowej R_0 dla modelu równoległego dielektryka w funkcji częstotliwości przedstawiono na rys. 4. Konduktancja jednostkowa G_0 jest odwrotnością rezystancji R_0 . Pojemności i konduktancje pomiędzy przylegającymi do siebie przewodami cewek można obliczyć mnożąc C_0 i G_0 przez średnią długość występującą w połowie odległości między osiami tych przewodów. Jednak nie wszystkie przewody przylegają do siebie. Stąd pojemności jednostkowe pomiędzy dwoma dowolnymi przewodami o jednakowych średnicach w cewkach uzwojeń wyznacza się z zależności [147, 148, 163]

$$C_0 = \frac{\pi \varepsilon_r \varepsilon_0}{\ln \frac{0,5 a_{pi} - a_i}{r_p}}, \quad i = 1, 2 \dots l_p \quad (10)$$

w której ε_r – przenikalność dielektryczna względna, ε_0 – przenikalność próżni, a_{pi} – odstęp między przewodami, r_p – promień przewodu (rys. 4), l_p – liczba przewodów, a $a_i = \sqrt{(0,5 a_{pi})^2 - (r_p)^2}$.

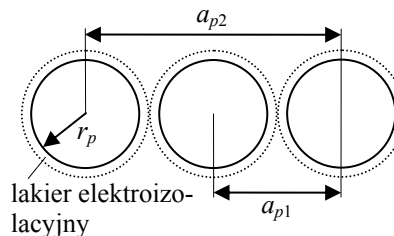


Rys. 4. Parametry dielektryczne izolacji dwóch drutów o średnicy 0,7 mm w funkcji częstotliwości

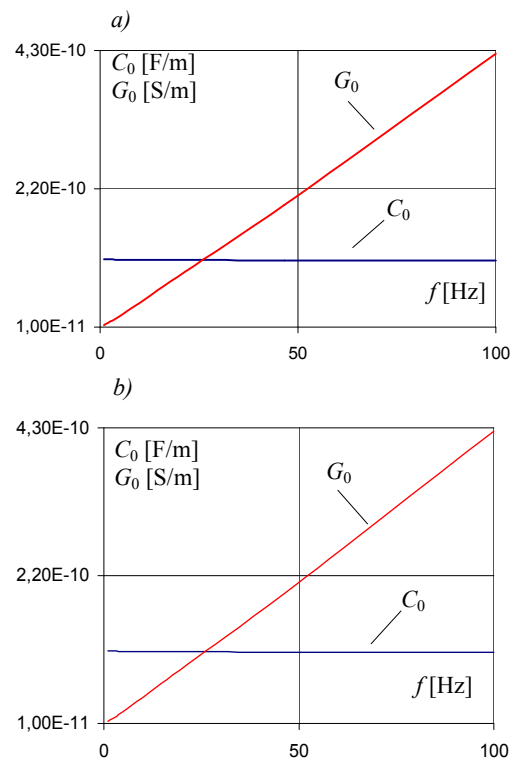
Konduktancję jednostkową związaną z wpływem prądu przez izolację dla linii długiej określa się szacunkowo lub wyznacza się na podstawie pomiaru start. W celu określenia tej konduktancji dla dowolnej odległości między przewodami cewki zbadano jej wartość dla

trzech przewodów o średnicy 0,7 mm i długości 1 m umieszczonych obok siebie jak na rys. 5. Wyniki C_0 i G_0 w zakresie częstotliwości 1 do 100 Hz przedstawiono na rys. 6. Na podstawie tych wyników można stwierdzić, że w obu przypadkach wartości pojemności C_0 i konduktancji G_0 są sobie równe przy ok. 25 Hz. Poza tym wartość tej konduktancji zwiększa się proporcjonalnie ze wzrostem częstotliwości. Przekształcając wzór (10) można obliczyć względną przenikalność dielektryczną z wyrażenia

$$\varepsilon_r = \frac{\ln \frac{0,5 a_{pi} - a_i}{r_p} C_0}{\pi \varepsilon_0} \quad (11)$$



Rys. 5. Rozmieszczenie trzech przewodów w izolacji



Rys. 6. Zmiana konduktancji i pojemności jednostkowej izolacji w funkcji częstotliwości dla odstępu między osiami przewodów a_{p1} (a) oraz a_{p2} (b)

Dla pomierzonych pojemności jednostkowych (rys. 6) uzyskuje się wartość tej przenikalności ok. 1,5. Następnie przyjmując, że taka przenikalność występuje w całym obszarze między przewodami uzwojenia można wyznaczyć pojemność pomiędzy dowolną parą przewodów na podstawie iloczynu pojemności jednostkowej obliczanej z zależności (10) i długości pierścienia występującego w połowie odstepu między osiami tych przewodów.

W uzwojeniu wtórnym wykonanym z folii miedzianej, jako izolacje międzyzwojową wykorzystano folię teflonową, której przenikalność dielektryczna względna wynosi ok. 2, a współczynnik strat dielektrycznych $\tan\delta = 9 \cdot 10^{-3}$. Na podstawie tych wartości można obliczyć pojemność między poszczególnymi zwojami i konduktancje

$$C = \frac{\epsilon_r \epsilon_0 S_z}{d_z} \quad (12)$$

$$G = \omega C \tan \delta \quad (13)$$

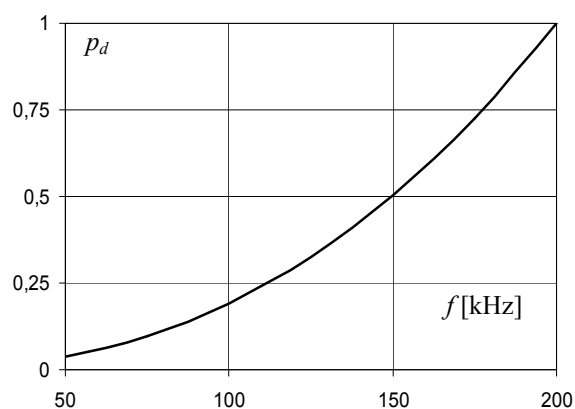
przy czym d_z – odstęp między zwojami (grubość izolacji), S_z – pole powierzchni w obszarze między zwojami, $\omega = 2\pi f$.

4. Wyniki symulacji

Na podstawie przedstawionego algorytmu rozwiązywania równań modelu opracowano program do symulacji sprzężonych zjawisk elektromagnetycznych i cieplnych w transformatorze impulsowym z uwzględnieniem histerezy magnetycznej. Oprogramowanie to wykorzystano do analizy strat dielektrycznych. W rozważaniach uwzględniono nieliniowe właściwości materiałów magnetycznych i elektrycznie czynnych oraz prądy wirowe w rdzeniu i uzwojeniach. Rozpatrzono transformator impulsowy z rdzeniem ETD 44 wykonanym z ferrytu N67. Ze względu na symetrię transformatora oraz konieczność gęstej dyskretyzacji obszaru uzwojeń obliczenia wykonano dla $\frac{1}{4}$ części obwodu magnetycznego.

Przeprowadzono również analizę strat dielektrycznych występujących w rozpatrywanym transformatorze. Straty mocy wyznaczano zgodnie z algorytmem przedstawionym w punkcie 3 artykułu przy zmieniającej się częstotliwości i znamionowym obciążeniu. Ze wzrostem częstotliwości straty mocy szybko narastają (rys. 7). Jednak ich udział w stratach całkowitych przy 100 kHz nie przekracza 1 promila. Przy 200 kHz straty te są już 5-krotnie większe i rosną wykładniczo. Pozwala

to sądzić, iż przy 500 kHz będą stanowić kilka procent strat całkowitych i spowodują obniżenie sprawności transformatora impulsowego.



Rys. 7. Względne straty dielektryczne p_d w funkcji częstotliwości

5. Wnioski

W artykule przedstawiono połowy model transformatora impulsowego uwzględniający wpływ histerezy magnetycznej na przebieg sprzężonych zjawisk elektromagnetycznych i cieplnych. Do odwzorowania histerezy wykorzystano model Jilesa-Athertona. Opracowany algorytm i program komputerowy do analizy sprzężonych zjawisk elektro-magnetycznych i cieplnych z uwzględnieniem histerezy magnetycznej wykorzystano m.in. do badania wpływu częstotliwości napięcia zasilającego na straty dielektryczne transformatora. Zdaniem autorów zaprezentowane oprogramowanie może być przydatne przy projektowaniu transformatorów impulsowych i analizie dielektrycznych strat mocy.

6. Literatura

- [1] Cheng K.W.E., Kwok K.F., Ho S.L., Ho Y.L., *Calculation of winding losses using matrix modeling of high frequency transformer*, COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering 2002, Vol. 21, No. 4, pp. 573-580.
- [2] Demenko A., *Symulacja dynamicznych stanów pracy maszyn elektrycznych w ujęciu polowym*, Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, Pozna 1997.
- [3] Jiankun Hu, Sullivan C.R., *AC Resistance of Planar Power Inductors and the Quasidistributed Gap Technique*, IEEE Transactions on Power Electronics, 2001, Vol. 16, No. 4, pp. 558 -567.
- [4] Laouamri K., Keradec J.-P., Ferrieux J.-P., Barbaroux J., *Dielectric losses of capacitor and ferrite core in an LCT component*, IEEE Transactions on Magnetics, May 2003, Vol. 39, No. 3, pp 1574-1577.

- [5] Łyskawiński W., *Field approach to power loss analysis of pulse transformer*, Archives of Electrical Engineering, 2007, Vol. LVI, No. 2, pp. 103-114.
- [6] Łyskawiński W., *Symulacja nieustalonego pola temperaturowego w transformatorze impulsowym*, Przegląd Elektrotechniczny, Nr 12/2008, s. 71-74.
- [7] Łyskawiński W., *Analiza stanów pracy i synteza transformatora impulsowego w ujęciu polowym*, Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, Poznań 2011(w druku).
- [8] Nowak L., *Modele polowe przetworników elektromechanicznych w stanach nieustalonych*, Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, Poznań 1999.
- [9] Rumatowski K., *Straty mocy w uzwojeniach transformatorów zasilaczy impulsowych*, Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, Poznań 2002.
- [10] Sippola M., Sepponen R.E., *Accurate prediction of high-frequency power-transformer losses and temperature rise*, IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, Vol. 17, No. 5, pp. 835-847.
- [11] Sujka P., *Polowo-obwodowa analiza przetworników elektromagnetycznych z uwzględnieniem zjawiska histerezy magnetycznej*, Rozprawa doktorska, Politechnika Poznańska, Poznań 2007.
- [12] Sullivan C. R., *Computationally efficient winding loss calculation with multiple windings, arbitrary waveforms, and two-dimensional or three-*

dimensional field geometry, IEEE Transactions on Power Electronics, 2001, Vol. 16, No. 1, pp. 142-150.

- [13] Yun C.-S., Kim B.-C., Kim K.-H., Lim Y.-C., Freere P., *Reducing the high frequency transformer losses in an FB ZVT PWM converter*, IEE Proc. - Electric Power Applications March 2002, Vol. 149, No. 2, pp. 161-164.

Autorzy

dr inż. Wiesław Łyskawiński, Politechnika Poznańska, Instytut Elektrotechniki i Elektroniki Przemysłowej, 60-965 Poznań, ul. Piotrowo 3A, Wiesław.Lyskawinski@put.poznan.pl

dr inż. Andrzej Graczkowski, Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki, 60-965 Poznań, ul. Piotrowo 3A, Andrzej.Graczkowski@put.poznan.pl

dr inż. Wojciech Pietrowski, Politechnika Poznańska, Instytut Elektrotechniki i Elektroniki Przemysłowej, 60-965 Poznań, ul. Piotrowo 3A, Wojciech.Pietrowski@put.poznan.pl

dr inż. Jacek Mikołajewicz, Politechnika Poznańska, Instytut Elektrotechniki i Elektroniki Przemysłowej, 60-965 Poznań, ul. Piotrowo 3A, Jacek.Mikolajewicz@put.poznan.pl

Recenzent

Prof. dr hab. inż. Kazimierz Zakrzewski