

Kazimierz Zakrzewski

Politechnika Łódzka, Instytut Mechatroniki i Systemów Informatycznych

Rozwój metod modelowania pól elektromagnetycznych w transformatorach

Transformatory budowane są od blisko 120 lat. Pierwszy patent opisujący transformator o charakterze energetycznym powstał na terenie Austro-Węgier w 1884 roku (O.T. Blathy, M. Deri, K. Zipernowsky – z firmy *Ganz*). Upłynęło wtedy ponad 50 lat od odkrycia prawa indukcji M. Faradaya, stanowiącego podstawę działania transformatora (1831 r.). Ekstremalne moce powyżej 1000 MVA w jednej jednostce trójfazowej zostały osiągnięte dopiero w latach 70. ubiegłego stulecia. Postęp ten osiągnięto w dużym stopniu w ścisłej współpracy z uczonymi, zajmującymi się badaniem zjawisk fizycznych leżących u podstaw działania transformatora lub objawiających się podczas eksploatacji. W zależności od wzrostu mocy i napięć transformatora uwpuklają się zagadnienia termiczne rzutuujące na sposoby chłodzenia, dielektryczne – związane z rozkładem pola elektrycznego, elektrodynamiczne – w postaci sił w strefie uzwojeń i odpływów. Oddzielną grupę zagadnień mogą stanowić badania materiałowe dotyczące właściwości materiałów magnetycznych, stosowanych do budowy rdzeni uzwojeń (w ostatnich latach także materiały nadprzewodzące wraz z cieczami kriogenicznymi, używanymi do chłodzenia uzwojeń). Zagadnienia modelowania pól elektrycznych i magnetycznych były przedmiotem wieloletnich badań, między innymi w Instytucie Maszyn Elektrycznych i Transformatorów Politechniki Łódzkiej

Na wstępie, zostanie zwrócona uwaga na metodę odbić zwierciadlanych, która odegrała istotną rolę w badaniu pól magnetycznych układów transformatorowych. Podane zostaną przykłady modeli analogowych odtwarzających rozkład pola elektrycznego uzwojeń i opisujących zjawiska nieliniowe w masywnych częściach konstrukcyjnych transformatorów. Metody te odegrały istotną rolę w badaniu pól przed powszechnym zastosowaniem techniki obliczeń komputerowych. Zostaną omówione kryteria modelowania pola elektromagnetycznego, które były wcześniej podstawą realizacji uproszczonych modeli fizycznych i mogą być wykorzystane w modelach matematycznych polowych rozwiązywanych numerycznie za pomocą komputerów.

Idea i znaczenie metody odbić zwierciadlanych

W badaniach doświadczalnych pola magnetycznego wytwarzanego przez przepływ prądu stałego dookoła przewodów przesyłowych stwierdzono zakłócenia obrazu pola w obecności ścian o innej przenikalności magnetycznej niż przenikalność dielektryka (powietrza, oleju). Dotyczy to w szczególności ścian ferromagnetycznych ($\mu_e = \mu_{Fe} \gg \mu_0$) do których linie sił pola magnetycznego wnikają niemal prostopadle.

Zakłada się odbicie prądu występującego w przewodzie umieszczonym w dielektryku ze współczynnikiem M w obszarze ekranu, będące odpowiednikiem jego reakcji na rozkład pola w obszarze dielektrycznym.

Pole w obszarze ekranu jest wytwarzane wtedy przez hipotetyczny prąd ze współczynnikiem odbicia m . Z warunku zachowania składowych normalnych indukcji i składowych stycznych natężenia pola magnetycznego na granicy ekran – dielektryk wynikają następujące współczynniki odbicia prądu stałego:

$$M = \frac{\mu_{er} - 1}{\mu_{er} + 1} \quad (1)$$

$$m = \frac{2}{\mu_{er} + 1} \quad (2)$$

gdzie μ_{er} – przenikalność względna ekranu

Spełniona jest także zależność

$$M + m = 1 \quad (3)$$

Przyjmując dla ekranu ferromagnetycznego $\mu_{er} \rightarrow \infty$, otrzymujemy znane współczynniki odbicia $M = 1$ oraz $m = 0$.

Zakładając przenikalność ekranu $\mu_{er} = 0$, uzyskuje się $M = -1$ oraz $m = 2$.

Przejrzysta hipoteza „odbicia” prądu w ekranie została zastosowana swego czasu do obliczania pól przemiennych, przy czym współczynniki odbicia były wyznaczane na podstawie badań na modelach fizycznych układów ekranowanych [3, 4].

Typowym przykładem zastosowania tych współczynników jest obliczenie pola od nieskończonego cienkiego szyn wiodących prąd w tunelu o przekroju prostokątnym, stanowiącym obraz poprzeczny (wyidealizowany model) okna transformatora jednofazowego dwuuzwojeniowego. Metoda odbić zwierciadlanych była w tym przypadku stosowana wielokrotnie, ze względu na założony kształt obszaru ekranującego. Szczegóły metody można znaleźć, między innymi, w pracy [4]. Skutki oddziaływania ekranów na pole torów prądowych przy prądzie przemiennym były znane od dawna. W elektrotechnice ustalili się podział na ekrany magnetyczne, skupiające strumień magnetyczny i elektromagnetyczne, wypierające strumień z obszaru ekranu na zasadzie silnej reakcji indukowanych prądów wirowych.

W praktyce transformatorowej kadzie stalowe wykładane są od wewnątrz pakietami blach elektrotechnicznych, odciążającymi (bocznikującymi) kadz od strumieni rozproszenia lub pokrywane blachą miedzianą lub aluminiową w celu wypierania strumienia rozproszenia.

Ustalenie współczynników odbicia w warunkach prądu przemiennego miało duże znaczenie praktyczne. Analityczne określenie współczynników odbicia prądu przemiennego w układach transformatorowych ekranowanych było przedmiotem pracy K. Zakrzewskiego i J. Sykulskiego [12].

Odpowiednie wyrażenia zostały przedstawione w postaci zależności (4) i (5) dla pary nieskończenie cienkich i równoległych uzwojeń o wysokości l odległych w odstępach a i b od ściany ekranu, wiodących przeciwnie skierowane prądy o tej samej amplitudzie.

$$\underline{m} = 4 \frac{\frac{h}{2} \int_0^{\infty} \frac{e^{-a\lambda} - e^{-b\lambda}}{\mu_{er}\lambda + \sqrt{\lambda^2 + \alpha^2}} \cos[\lambda(y+l)] d\lambda}{\frac{h}{2} \int_0^{\infty} \ln \frac{b^2 + (y+l)^2}{a^2 + (y+l)^2} d\lambda} \quad (4)$$

$$\underline{M} = \mu_{er} \underline{m} - 1 \quad (5)$$

gdzie

$$\alpha = (1+j)k \quad (6)$$

$$k = \sqrt{\pi f \mu_0 \mu_{er} \gamma_e} \quad (7)$$

Na praktyczny użytek metody odbić zwierciadlanych wprowadzono pojęcie zastępczych współczynników odbicia prądów w kierunku stycznym i normalnym pola magnetycznego na powierzchni ekranu.

Nie wnikając w szczegóły zawarte w pracy [12] można stwierdzić, że z porównania wzorów na amplitudy składowych stycznych i normalnych indukcji na granicy ekranu otrzymuje się następujące współczynniki.

$$M_n = -1 + \frac{4\mu_{er} \left[\frac{h}{2} \int_0^{\infty} \frac{\lambda(e^{-a\lambda} - e^{-b\lambda})}{\mu_{er}\lambda + \sqrt{\lambda^2 + \alpha^2}} \sin[\lambda(y+l)] d\lambda \right]}{\ln \left[\frac{b^2 + \left(y - \frac{h}{2}\right)^2}{a^2 + \left(y - \frac{h}{2}\right)^2} \cdot \frac{a^2 + \left(y + \frac{h}{2}\right)^2}{b^2 + \left(y + \frac{h}{2}\right)^2} \right]} \quad (8)$$

$$M_{st} = 1 - \frac{4 \cdot \frac{h}{2} \int_0^{\infty} \left[\frac{a}{a^2 + (y+l)^2} - \frac{b}{b^2 + (y+l)^2} \right] d\lambda - 4\mu_{er} \left[\frac{h}{2} \int_0^{\infty} \frac{\lambda(e^{-a\lambda} - e^{-b\lambda})}{\mu_{er}\lambda + \sqrt{\lambda^2 + \alpha^2}} \cos[\lambda(y+l)] d\lambda \right]}{\left[\arctg \frac{y + \frac{h}{2}}{b} - \arctg \frac{y + \frac{h}{2}}{a} + \arctg \frac{y - \frac{h}{2}}{a} - \arctg \frac{y - \frac{h}{2}}{b} \right]} \quad (9)$$

Metoda odbić zwierciadlanych odegrała istotną rolę w obliczeniach układów transformatorowych, co pozwoliło na osiągnięcie ekstremalnych mocy jednostek, jeszcze przed powszechnym zastosowaniem metod komputerowych o charakterze polowym w obliczeniach projektowych.

Klasyfikacja generalna modeli

Mimo często używanego terminu modelowanie wypada przypomnieć generalną klasyfikację, która wyróżnia poniżej wymienione.

- Modele geometryczne w postaci obiektów rzeczywistych lub wirtualnych, które odtwarzają jedynie kształty modelu w odniesieniu do oryginału. W przypadku obiektów fizycznych mogą różnić się rodzajem i strukturą użytego materiału.
- Modele matematyczne dotyczące konkretnego obiektu lub jego odwzorowania wirtualnego z zachowaniem opisu matematycznego w postaci funkcji, funkcjonału lub algorytmu itp. obowiązujących jednocześnie w oryginale i modelu.
- Modele analogowe obejmujące obiekty rzeczywiste, odwzorowujące oryginał na zasadzie podobieństwa opisu matematycznego, lecz z wykorzystaniem innych wielkości fizycznych w oryginale i modelu należy zaliczyć do rodziny modeli matematycznych.
- Modele fizyczne obejmują obiekty rzeczywiste z zachowaniem w oryginale i modelu natury badanych wielkości fizycznych. Typowym modelem w skali wymiarów geometrycznych 1:1 jest prototyp każdego urządzenia technicznego.

Przykłady modeli analogowych na użytek transformatorów

Model dielektryczny

Pole elektromagnetyczne w transformatorze występuje w obszarze uzwojeń, w przestrzeni dielektrycznej obszarów izolacyjnych, w blachach rdzenia magnetycznego i w masywnych częściach konstrukcyjnych, do których zalicza się kadzie, pokrywy, belki ściągające itp.

W transformatorach niskoczęstotliwościowych, jedynie w blachach rdzenia i w masywnych częściach konstrukcyjnych, własne pole elektromagnetyczne ma charakter falowy ze względu na relacje długości fali do wymiarów grubości warstwy obiektu, w którym to pole występuje.

Zjawiska falowe w obszarze uzwojeń i otaczającej ich izolacji uwidoczniają się podczas zewnętrznych napięć o charakterze udarowym, atakujących zaciski uzwojeń.

W praktyce konstrukcyjnej, w odniesieniu do pola elektrycznego uzwojeń, już w latach pięćdziesiątych ubiegłego stulecia stosowano modele analogowe do wyznaczania rozkładu potencjałów elektrycznych w obszarze poza uzwojeniami, wykorzystując wannę elektrolityczną lub papiery półprzewodzące. Modele wykorzystywały analogię między polem elektrostatycznym i polem przepływowym prądu elektrycznego [3].

W modelach tych linie gęstości prądu odpowiadały liniom pola elektrycznego występującym w oknie transformatora w założeniu ekwipotencjalności uzwojeń na ustalonych poziomach V_1 i V_2 wobec uziemionego rdzenia, czyli analogia dotyczyła opisu różniczkowego pól w obszarze okna za pomocą równania Laplace'a.

$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial y^2} = 0 \quad (10)$$

Model wiroprowodowy

Straty mocy wydzielane w transformatorze, w rdzeniu oraz w częściach konstrukcyjnych, będące wynikiem przemagnesowania, obejmują straty histerezowe i straty od indukowanych prądów wirowych. W przyjętym zapisie równań Maxwella (dla środowisk nieruchomych w przestrzeni) otrzymuje się po przekształceniach wyjściowe równanie przewodnictwa opisujące rozkład pola magnetycznego odpowiadający wnikaniu płaskiej fali elektromagnetycznej do wnętrza materiału.

$$\frac{\partial^2 H}{\partial x^2} = \gamma \frac{\partial B(H)}{\partial t} \quad (11)$$

gdzie:

x – współrzędna geometryczna w głębi materiału, t – czas.

W równaniu (11) uwypuklono nieliniową zależność indukcji B od natężenia pola magnetycznego H , tak charakterystyczną dla materiałów ferromagnetycznych. Modelem analogowym pozwalającym rozwiązać równanie (11) jest jeden z czterech uproszczonych czwórników, odtwarzających fragment tzw. linii długiej (opisywanej równaniami telegrafistów) z obowiązującym równaniem [14].

$$\frac{\partial^2 i}{\partial x^2} = C \frac{\partial u_r(i)}{\partial t} \quad (12)$$

Została tutaj wykorzystana analogia między prądem i oraz natężeniem pola magnetycznego H , a także analogia między funkcją $B(H)$ i odpowiednio dobraną charakterystyką napięcia na nieliniowym oporniku – warystorze $u_r(i)$.

Pochodna prądu, odtworzona za pomocą prądu płynącego przez kondensator C , odpowiada gęstości prądów wirowych zgodnie z równaniem

$$-\frac{\partial i}{\partial x} \equiv -\frac{\partial H}{\partial x} = J = \gamma E \quad (13)$$

Modele analogowe odegrały ważną rolę w badaniu zjawisk przemagnesowania i odtwarzaniu strat w materiałach ferromagnetycznych, w szczególności strat w stalowych częściach konstrukcyjnych [3, 4].

Ogólne kryteria modelowania pola elektromagnetycznego w transformatorze

Modelowanie pól fizycznych podlega zasadzie zachowania słuszności równań zarówno w obiekcie rzeczywistym, będącym oryginałem i w modelu, który może być wykonany w skali wymiarów liniowych (geometrycznych) $m_l \neq 1$. Zainteresowanie modelami fizycznymi w skali wymiarów liniowych $m_l < 1$ wynika ze zmniejszonych kosztów budowy w porównaniu z kosztami prototypu. W wielu przypadkach, budowa prototypu bez wcześniejszych badań modelowych może być ryzykowna.

Z porównania równań Maxwella

$$\text{rot } H = \gamma E + \frac{\partial D}{\partial t} + Ji \quad (14)$$

$$\text{rot } E = -\frac{\partial B}{\partial t} \quad (15)$$

uzupełnionych równaniami konstytutywnymi

$$B = \mu H \quad (16)$$

$$D = \varepsilon E \quad (17)$$

W modelu i w oryginale uzyskuje się zależności, wiążące ze sobą skale odwzorowania poszczególnych wielkości fizycznych wraz ze skalą wymiarów liniowych

$$m_\varepsilon m_\mu m_f^2 m_l^2 = 1 \quad (18)$$

$$m_\varepsilon m_\mu m_f^2 m_l^2 = 1 \quad (19)$$

$$\frac{m_{ji} m_l}{m_H} = 1 \quad (20)$$

Spełnienie jednoczesne trzech równań (18–20) gwarantuje wzajemną odpowiedniość wielkości w modelu i oryginale, określoną właściwą skalą modelowania. Równania te nazwano ogólnymi kryteriami modelowania pola elektromagnetycznego w transformatorze.

Wykorzystując skale występujące w równaniach można z kolei wyznaczyć skale wielkości pochodnych takich jak np. straty w blachach magnetycznych lub w częściach konstrukcyjnych w polu strumienia rozproszenia, straty w uzwojeniach, skalę rezystancji, reaktancji i pojemności uzwojeń, itp. Sprawa skali modelowania poszczególnych wielkości wymaga zawsze szczegółowej analizy i nie będzie tutaj rozwijana.

Modele fizyczne w ujęciu kryterialnym

Teoria modelowania fizycznego ma wieloletnią historię i odegrała istotną rolę w rozwoju produkcji transformatorów. Szczególnie wiele uwagi poświęcono temu zagadnieniu w ówczesnym Wszeczwiązkowym Instytucie Budowy Transformatorów oraz w Fabryce Transformatorów w Zaporozu na Ukrainie w latach 70. ubiegłego stulecia, przeprowadzając badania na obiektach w zmniejszonej skali wymiarów liniowych względem projektowanego oryginału.

Znacznie wcześniej, wykorzystywano tzw. prawo wzrostu transformatora pozwalające na szybkie sporządzenie ofert handlowych, będące szczególnym przypadkiem modelowania fizycznego. W laboratoriach badawczych spotyka się najczęściej modele, które mogą być zakwalifikowane jako modele zasadzające się na prawie wzrostu [1].

Model pełny

Aby równania kryterialne (18) i (19) były jednocześnie spełnione, musi zachodzić równość

$$m_e m_f = m_\gamma \quad (21)$$

Spełnienie tego warunku w założeniu $m_e = 1$ dla obszarów dielektrycznych jest możliwe, gdy skala przewodności elektrycznej w obszarach przewodzących odpowiada skali częstotliwości

$$m_f = m_\gamma \quad (22)$$

Zapewnienie jednakowego odwzorowania stanu nasycenia w obszarach ferromagnetycznych wymaga spełnienia równości

$$m_\mu = 1, \text{ czyli } m_H = m_B = 1$$

Ze wzoru (20) dla $m_H = 1$ wynika

$$m_{ji} = \frac{1}{m_f} \quad (23)$$

Z równania (18) wynika związek między skalą częstotliwości skalą wymiarów liniowych

$$m_f = \frac{1}{m_l} \quad (24)$$

Przy tych założeniach skala natężenia pola elektrycznego wynosiłaby $m_E = 1$.

Spełnienie warunku (23) jest możliwe dzięki intensyfikacji chłodzenia uzwojeń transformatora. Natomiast zapewnienie warunku (22), dotyczącego zmiany przewodności materiałów w modelach dla $m_f < 1$, jest w praktyce niemożliwe. W przypadku blach magnetycznych, wymagałoby to dodatkowo pocienienia ich grubości, zgodnie z założoną skalą wymiarów liniowych, co również nie jest możliwe w praktyce.

Zastosowanie tych samych materiałów dielektrycznych i przewodowych ($m_\gamma = m_e = 1$) powoduje, że spełnienie jednocześnie równań (18) i (19) jest możliwe tylko w przypadku, kiedy model odpowiada obiektowi rzeczywistemu ($m_f = m_l = 1$).

Model dielektryczny

W dotychczasowej praktyce modelowania fizycznego kierowano się uproszczeniami.

Dla modeli eksponujących zjawiska dielektryczne posturowano się kryterium (18) z zachowaniem skali ($m_e = m_\mu = 1$), co prowadzi do związku między skalą częstotliwości i wymiarów liniowych $m_f = 1/m_l$. Modele takie były znane pod nazwą (niezbyt uzasadnioną) modeli elektromagnetycznych do badania rozkładu pól, w tym także spowodowanych udarami w uzwojeniach transformatorów [2].

Model wiroprądowy

W badaniu strat, a w szczególności strat dodatkowych powodowanych w częściach konstrukcyjnych strumienia rozproszenia, kierowano się kryteriami (19) zakładając, że ($m_\gamma = m_\mu = 1$), co prowadzi do zależności

$$m_f = 1/m_l^2$$

Należy zwrócić uwagę, że w takich modelach skala natężenia pola magnetycznego $m_H = 1/m_f$, co powoduje, że spełnienie $m_\mu = 1$ jest w ogólnym przypadku niemożliwe (poza przypadkami liniowej zależności indukcji od natężenia pola magnetycznego). Stanowiło to trudność przeliczania strat w innych warunkach nasycenia niż w oryginale na domniemane wartości start w oryginale.

Autor zaproponował zachowanie tej samej skali natężenia pola magnetycznego w modelu i oryginale, co wiąże się ze wspomnianą wcześniej intensyfikacją chłodzenia uzwojeń transformatora modelowego.

Model wynikający z prawa wzrostu

W modelu tym zakłada się, że $m_{ji} = m_f = m_e = m_\mu = 1$.

Kryterium (19) jest spełnione tylko wtedy, gdy $m_l = 1$.

Przybliżoność modelowania polega także na tym, że skala natężenia pola magnetycznego w rdzeniu $m_H = 1$, natomiast w pozostałych obszarach wynosi $m_H = m_f$.

Nieświadomość tego spowodowała w swoim czasie zaskoczenie dla konstruktorów, którzy budując coraz większe jednostki stwierdzali znacznie większy wzrost strat dodatkowych od strumienia rozproszenia, gdyż w modelu na zasadzie prawa wzrostu straty te były modelowane w znacznie mniejszej skali niż straty w rdzeniu magnetycznym.

Modele matematyczne komputerowe

Mimo rozwoju techniki obliczeń komputerowych daleko jest jeszcze do rozwiązania pola elektrycznego lub magnetycznego we wszystkich fragmentach obszaru trójwymiarowego transformatora. Podejścia stosowane dotychczas wskazują na rozwiązania uproszczone w sensie odwzorowania szczegółów konstrukcyjnych, właściwości środowisk i ich reakcji na wielkości wymuszające. Historycznie ujmując, pierwsze obliczenia dotyczyły analizy fragmentów transformatora odtworzonych w postaci przekrojów płaskich, takich jak okno, obszar między rdzeniem i kadzią, przewody odpywowe ekranowane itp. Stanowiło to nawiązanie do modeli analogowych dielektrycznych opisywanych równaniami Laplace'a lub magnetycznych opisywanych równaniami różniczkowymi drugiego rzędu względem potencjału wektorowego.

Najbardziej popularnymi metodami rozwiązywania równań były i pozostają nadal: Metoda Sieci Reluktancyjnych (MSR), Metoda Różnic Skończonych (MRS), a następnie Metoda Elementów Skończonych (MES), która została upowszechniona w tzw. pakietach komercyjnych, w tym także trójwymiarowych [3, 4, 10].

Możliwości aplikacyjne pakietów trójwymiarowych MES do obliczeń maszyn elektrycznych wykazujących symetrię obrotową i osiową w sensie geometrycznym są lepsze niż w przypadku transformatorów, które z natury takiej symetrii nie mają. Dlatego postęp w obliczeniach transformatorów w skali obiektu rzeczywistego $m_r = 1$ jest nadal ciągle niewystarczający.

Nawiązując do modelowania, które jest zasadniczym tematem artykułu istnieje teoretyczna możliwość wirtualnych rozwiązań w sensie tzw. modelu fizycznego pełnego, gdyż zmiana parametrów, nawet nierealna fizycznie, jest zawsze możliwa do wprowadzenia w rozwiązaniach matematycznych. Jest to postępowanie symulacyjne, które jest w ciągłym stadium rozwoju. Do celów symulacyjnych można wykorzystywać także pozostałe modele omówione w niniejszym artykule.

W ostatnich latach nastąpił ogromny postęp w zakresie automatycznego generowania dokumentacji technicznej projektowanych urządzeń. Oprogramowanie rodzaju AUTOCAD lub AUTODESK pozwala tworzyć wirtualne rysunki przestrzenne z odtworzeniem wielu zróżnicowanych szczegółów konstrukcyjnych transformatora.

Jednakże wprowadzenie wymuszeń napięciowych oraz prądowych, określenie warunków brzegowych na granicy środowisk wymagających znacznego zróżnicowania stopnia geometrycznej dyskretyzacji obszaru, uwzględnienie jednoczesnej reakcji prądów indukowanych w blachach rdzenia i w częściach konstrukcyjnych stanowi, jak dotychczas, barierę nie do przebycia.

W odniesieniu do pola magnetycznego najbardziej spotykanymi rozwiązaniami trójwymiarowymi są pola w ujęciu magnetostatycznym (ze względu na niską częstotliwość przebiegów prądowych) w strefie rozproszeniowej transformatora. Wpływ rdzenia lub kadzi stalowej bywa uwzględniany zerowymi warunkami Neumana na powierzchni granicznej (pochodna potencjału

wektorowego równa zero), co oznacza prostopadłe wnikanie linii indukcji magnetycznej do ferromagnetyka.

W przykładowej pracy [9] rozwiązaniu podlegał układ równań różniczkowych (zespolonych) drugiego rzędu w obrębie uzwojeń:

$$\begin{aligned}\nabla^2 \underline{A}_x &= -\mu_0 \underline{j}_x \\ \nabla^2 \underline{A}_z &= -\mu_0 \underline{j}_z\end{aligned}\quad (25)$$

oraz poza uzwojeniami

$$\nabla^2 \underline{A}_x = \nabla^2 \underline{A}_z = 0 \quad (26)$$

Z nowszych prac nawiązujących do obliczeń polowych modeli transformatorowych należy przytoczyć pracę [10], poświęconą szczególnie przypadkowi awarii autotransformatora dużej mocy.

Przykładem światowych konferencji, będących odzwierciedleniem prac na temat obliczeń komputerowych pól są, między innymi, COMPUMAG (Conference on Computation of Electromagnetic Fields) i ISEF (International Symposium on Electromagnetic Fields in Electrical Engineering – powołane do życia przez Instytut Maszyn Elektrycznych i Transformatorów Politechniki Łódzkiej, przekształcony w Instytut Mechatroniki i Systemów Informatycznych w 2003 r.).

Zakończenie

Rozwój techniki obliczeniowej w zakresie metod numerycznych, wzrost mocy obliczeniowej spowodował osłabienie zainteresowania modelami fizycznymi transformatorów. Z drugiej strony wpłynęło na to ogromne doświadczenie produkcyjne, zbierane przez dziesięciolecia w fabrykach wytwarzających transformatory. Globalizacja, polegająca na wchłanianiu (przez duże koncerny międzynarodowe) fabryk, znajdujących się w różnych krajach umożliwia powiększanie bazy danych konstrukcyjnych, w tym bloków obliczeń w postaci oprogramowania.

Niezależnie od tego, autor podejmuje próby wykorzystanie kryteriów modelowania odnoszących się do tzw. modelu pełnego, w obliczeniach numerycznych modeli transformatorów o skali $m_r < 1$. Nie ulega wątpliwości, że każdy obiekt techniczny może być odwzorowany na użytek obliczeń numerycznych jedynie w sposób przybliżony. Oprócz czynników wymienionych wcześniej, istotnym zagadnieniem obliczeniowym jawi się również dyskretyzacja przestrzenna obszarów lub podobszarów obliczeniowych. Używane pakiety obliczeniowe, MAGNET, OPERA 3D, FLUX 3D, ANSYS itp., wykorzystujące metodę elementów skończonych, zawierają ograniczoną liczbę węzłów, rzutujących na stopień dyskretyzacji obiektu, a przez to na dokładność obliczeń numerycznych.

Przysposabiając obiekt rzeczywisty do obliczeń w skali $m_r < 1$ możemy wpłynąć na powiększenie stopnia dyskretyzacji obszaru obliczeniowego.

Pierwsza Konferencja Transformatorowa Łódź, maj 1955

LITERATURA

- [1] Jabłoński M.: Transformatory. Wyd. Politechniki Łódzkiej, 1994
- [2] Jezierski E.: Transformatory. WNT, Warszawa 1975
- [3] Sykulski J. K. i inni: Computational Magnetics, Chapman and Hall, Londyn, Glasgow, Weinheim, New York, Tokio, Melbourne, Madras 1995
- [4] Turowski J.: Elektrodynamika Techniczna, WNT, Warszawa 1993
- [5] Zakrzewski K.: Physical modelling of leakage field and stray losses in steel constructional parts of electrotechnical devices, *Archiv für Elektrotechnik*, 1986 (69), ss. 129-135
- [6] Zakrzewski K.: Modelowanie fizyczne pola i strat rozproszonych w transformatorach. *Rozprawy Elektrotechniczne* 1979, 25 (2) ss. 401-418
- [7] Zakrzewski K.: Berechnung der Wirk- und Blindleistung in einem ferromagnetischen Blech unter Berücksichtigung der komplexen magnetischen Permeabilität. *Wiss. Heft der TH Ilmenau* 16 (1970) H.5 ss.101-105
- [8] Zakrzewski K., Kubiak W., Szulakowski J.: Wyznaczanie współczynnika anomalii strat w blachach magnetycznych anizotropowych, *Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej* Nr 48, Wrocław 2000, ss. 298-305
- [9] Zakrzewski K., Lukaniszyn M.: Three – dimensional model of three – phase transformer for leakage field. *Archiv für Elektrotechnik* 73 (1990) pp. 319-324
- [10] Zakrzewski K., Tomczuk B., Koterka D.: Simulation of Forces and 3D Field Arising during Power Autotransformer Fault due to Electric Arc in HV Winding. *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 38, no 2, March 2002, pp. 1153-1156
- [11] Zakrzewski K.: Physical modeling of leakage field and stray losses in steel constructional parts of electrotechnical devices. *Archiv fuer Elektrotechnik* 69 (1986) pp.129-135
- [12] Zakrzewski K., Sykulski J.: Odbicie zwierciadlane prądów przemiennych w jednostronnym ekranie przewodzącym w świetle metody potencjału wektorowego. *Rozprawy Elektrotechniczne*, t. 23, z. 1, 1977, ss. 73-92
- [13] Zakrzewski K.: Modelowanie pól elektromagnetycznych w projektowaniu transformatorów. *Przegląd Elektrotechniczny* 2002, z. 3, ss. 59-63
- [14] Zakrzewski K.: Modelowanie pola elektromagnetycznego w masywnym żelazie. *Rozprawy Elektrotechniczne*, t. 16, z. 1-2, 1970, ss. 27-43

