



Politechnika Opolska

Wydział Elektrotechniki, Automatyki i Informatyki

Instytut Układów Elektromechanicznych
i Elektroniki Przemysłowej

Zakład Elektrotechniki Przemysłowej

mgr inż. Dariusz Koteras

**ANALIZA POLA MAGNETYCZNEGO W TRANSFORMATORACH
BUDOWY MODUŁOWEJ Z RDZENIAMI AMORFICZNYMI**

Autoreferat rozprawy doktorskiej

Promotor: dr hab. inż. Bronisław Tomczuk
prof. Politechniki Opolskiej

Opole, czerwiec 2006

Spis treści

1. Wstęp.....	2
1.1. Własności materiałów amorficznych.....	2
1.2. Cel i tezy pracy	3
2. Opis modeli fizycznych transformatorów 3-fazowych	4
3. Skrócony opis pola magnetycznego.....	6
4. Opis obszarów obliczeniowych	7
5. Obliczenia polowe transformatorów jednofazowych	9
5.1. Transformator z jarzmem dwupodkowiastym	10
5.2. Transformator z jarzmem toroidalnym	11
6. Obliczenia prądów załączania transformatora jednofazowego z wykorzystaniem modelu polowo-obwodowego	13
7. Analiza polowa transformatorów 3-fazowych budowy modułowej w stanie jałowym.....	15
8. Analiza polowa stanu zwarcia transformatorów 3-fazowych budowy modułowej.....	17
8.1. Transformator AST	18
8.2. Transformator ANT.....	19
9. Modelowanie strumienia jarzmowego dla transformatorów amorficznych	21
10. Wnioski i uwagi.....	22
Literatura	25

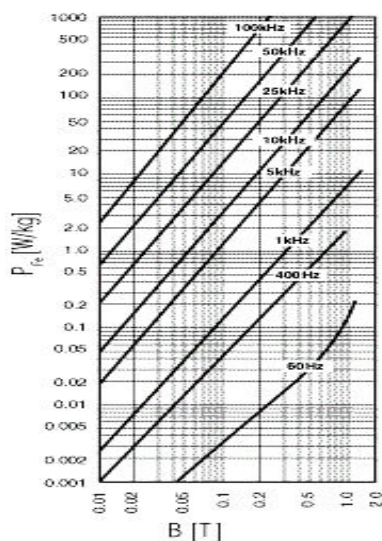
1. Wstęp

1.1. Własności materiałów amorficznych

Własności magnetyczne materiałów amorficznych, zwanych w skrócie amorfikami, pozwalają stosować tego typu materiały do budowy rdzeni transformatorów i dławików. Ich główną zaletą jest znacznie mniejsza stratność w porównaniu z tradycyjną blachą elektrotechniczną (Rys. 1), [102]. W trakcie wytwarzania rdzeni z tych materiałów konieczna jest obróbka termomagnetyczna, która znacząco poprawia własności magnetyczne stopów amorficznych (tabela 1). Jednakże, obróbka ta zmienia własności mechaniczne amorfików. Stają się one stosunkowo twarde (ok. 60 HRC) oraz kruche, co w połączeniu z niewielką grubością taśmy amorficznej (ok. 30 μm) rzutuje na technologię wytwarzania rdzeni amorficznych.

Tabela.1. Porównanie wybranych właściwości stopów amorficznych na bazie żelaza firmy Honeywell, [131]

Stop	Indukcja nasycenia	Maksymalna przenikalność magnetyczna μ_r (DC)		Rezystywność	Temperatura Curie
		Po obróbce	Po odlaniu		
	[T]	[-]		$[\Omega\text{m}\times 10^{-8}]$	[°C]
2605TCA	1,56	600000	45000	137	415
2605SC	1,61	300000	>40000	135	370
2605S3A	1,41	35000	>20000	138	358
2605CO	1,80	400000	120000	123	415
2605SM	1,28	100000	>20000	128	310

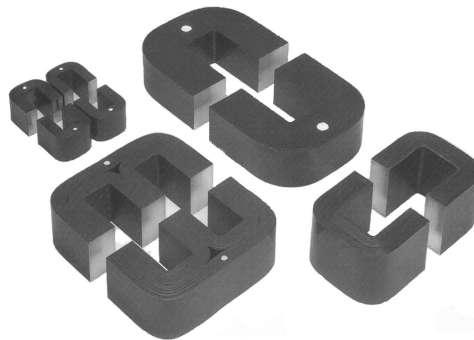


Rys. 1. Wartości stratności stopu amorficznego na bazie żelaza, [131]

Rdzenie amorficzne budowane w oparciu o elementy w kształcie litery „U” wykonuje się w dwóch typach. W pierwszym przypadku są to rdzenie zaplatane (Rys. 2). W drugim przypadku rdzenie otrzymuje się poprzez klejenie poszczególnych blach a następnie przecinanie ich w połowie wysokości kolumn (Rys. 3).



Rys. 2. Konstrukcja trójkolumnowa oraz pięciokolumnowa transformatorów amorficznych 3-fazowych z elementami rdzenia w kształcie litery „U”



Rys. 3. Przecinane rdzenie transformatorów amorficznych z elementami w kształcie litery „U”

1.2. Cel i tezy pracy

Technologia wytwarzania rdzeni amorficznych zaplatanych jest trudna do zautomatyzowania, a w niektórych przypadkach niecelowa ze względów ekonomicznych. Dlatego też, zaproponowano odmienną konstrukcję transformatorów z rdzeniami amorficznymi budowy modułowej. Rdzenie tego typu składają się z toroidów, z których dwa lub więcej tworzą jedną kolumnę. Natomiast jarzma mogą być toroidami lub mieć kształt dwupodkowiasty (Rys. 4b oraz Rys. 5b.). Rdzenie tak wykonane mają tę zaletę, że z tych samych elementów można budować transformatory o nieco różniących się mocach. Ich odmienna konstrukcja powoduje, że w literaturze brak jest zaleceń do projektowania w/w transformatorów. Dlatego też, w niniejszej pracy wykorzystano trójwymiarowe modele polowe oraz polowo-obwodowe do wyznaczenia podstawowych parametrów elektromagnetycznych.

Celem niniejszej rozprawy było opracowanie i weryfikacja pomiarowa metod obliczania parametrów elektromagnetycznych, a w szczególności reaktancji zwarcia i strumieni

magnetycznych transformatorów z rdzeniami budowy modułowej. Ponadto, wykorzystując metodę polowo-obwodową podano algorytm symulacji prądu załączania tych transformatorów. Zadaniem etapowym niniejszej pracy były:

1. Analiza zagadnień brzegowych.
2. Określenie rozkładów indukcji magnetycznej.
3. Wyznaczenia parametrów całkowych pola.
4. Wykonanie modelu fizycznego transformatora amorficznego.
5. Weryfikacja pomiarowa obliczeń.

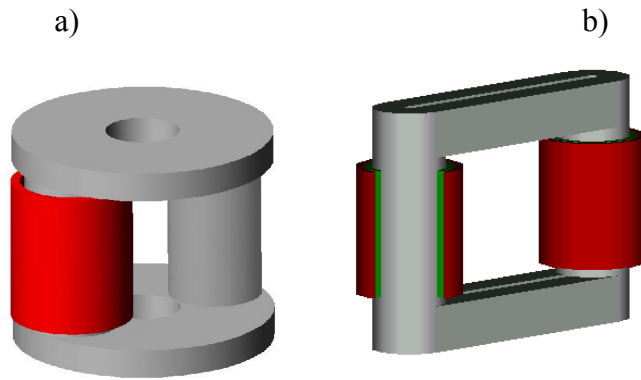
Tezy pracy

W przypadku rdzeni budowy modułowej, a w szczególności rdzeni symetrycznych magnetycznie o 3-wymiarowej strukturze złożonej z elementów toroidalnych, analiza pola z wykorzystaniem modeli 2-wymiarowych jest błędna. Dlatego w niniejszej pracy wyznaczono rozkłady przestrzenne pola i jego parametry całkowite z uwzględnieniem tezy, które głoszą, że:

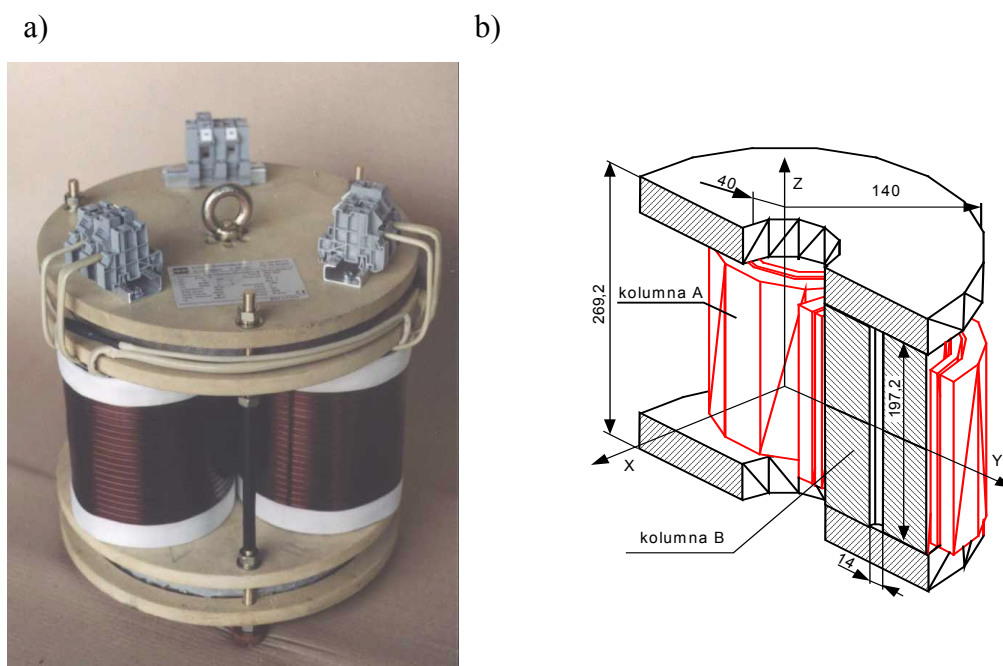
- 1. Jedynie 3-wymiarowe modele polowe pozwalają na prawidłową analizę pola i obliczenie jego parametrów całkowych dla transformatorów amorficznych budowy modułowej, a szczególnie transformatorów z rdzeniem symetrycznym magnetycznie.**
- 2. Model polowo-obwodowy, uwzględniający indukcję remanentu poprzez wprowadzenie wartości początkowej prądu magnesującego, umożliwia wyznaczenie czasowego przebiegu prądów charakterystycznych dla załączania nieobciążonego transformatora.**

2. Opis modeli fizycznych transformatorów 3-fazowych

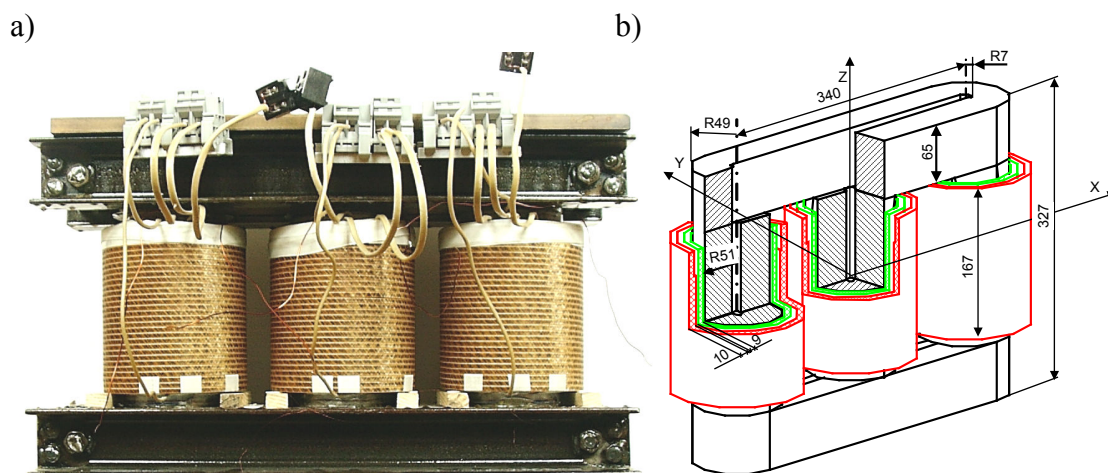
Weryfikację pomiarową przeprowadzono na dwóch 3-fazowych transformatorach, których zdjęcia przedstawiono na Rys. 5 i 6. Pierwszy z nich ma rdzeń symetryczny magnetycznie (amorphous symmetrical transformer – AST), drugi ma rdzeń niesymetryczny magnetycznie (amorphous nonsymmetrical transformer – ANT). Drugi z tych transformatorów zaprojektowano i wykonano w ramach niniejszej pracy doktorskiej, ze środków pracy badawczej nr 4T10A 050 24. Opracowany sposób wytwarzania rdzeni został zgłoszony do ochrony patentowej w Urzędzie Patentowym RP [117]. Moc znamionowa obu transformatorów wynosi $S_N=10 \text{ kVA}$. Znamionowe napięcia pierwotne i wtórne wynoszą kolejno $U_{1N}=380 \text{ V}$ i $U_{2N}=220 \text{ V}$. Korzystając z zalet budowy modułowej rdzeni, badano również amorficzne transformatory 1-fazowe (Rys. 4).



Rys. 4. Konstrukcje 1-fazowe modułowych transformatorów
 a) z jarzmami toroidalnymi, b) z jarzmami podkowiastymi



Rys. 5. Transformator amorficzny budowy modułowej z rdzeniem symetrycznym magnetycznie
 a) zdjęcie, b) zwymiarowany szkic



Rys. 6. Transformator amorficzny budowy modułowej z rdzeniem niesymetrycznym magnetycznie
 a) zdjęcie, b) zwymiarowany szkic

3. Skrócony opis pola magnetycznego

Do opisu pola elektromagnetycznego wykorzystuje się równania Maxewlla. I-sze równanie Maxwella ma postać

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J}_c \quad (1)$$

Wielkość \vec{J}_c jest gęstością tzw. prądu całkowitego [122]

$$\vec{J}_c = \gamma \vec{E} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \gamma (\vec{v} \times \vec{B}) + \vec{J}_{obc} + \rho \vec{v} + \nabla \times (\vec{D} \times \vec{v}) \quad (2)$$

II-gie i III-cie równanie Maxwella przedstawiają się następująco

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (3)$$

$$\begin{cases} \nabla \cdot \vec{B} = 0 \\ \nabla \cdot \vec{D} = \rho \end{cases} \quad (4)$$

Ponadto, muszą być spełnione warunki międzyśrodkowe tj. ciągłości składowych stycznych natężenia pola magnetycznego oraz ciągłości składowych normalnych indukcji magnetycznych

$$\begin{cases} \vec{H}_1 \sin \alpha_1 = \vec{H}_2 \sin \alpha_2 \\ \vec{B}_1 \cos \alpha_1 = \vec{B}_2 \cos \alpha_2 \end{cases} \quad (5)$$

gdzie α_1 i α_2 są to kolejno kąty zawarte między wektorami indukcji, w środowisku 1 i 2 oraz normalną do powierzchni międzyśrodkowej.

W przypadku opisu pola magnetycznego przy pomocy skalarnych potencjałów magnetycznych (zredukowanego ϕ i całkowitego ψ) w obszarach bezprądowych natężenie pola magnetycznego można przedstawić jako gradient potencjału całkowitego

$$\vec{H} = -\nabla \psi \quad (6)$$

Wynika to z następującego równania

$$\nabla \times \vec{H} = 0 \quad (7)$$

W przypadku opisu pola magnetycznego z użyciem tzw. potencjału skalarnego całkowitego ψ , zależność (5) przyjmuje następującą postać, [7].

$$\begin{cases} \frac{\partial \psi_1}{\partial t_s} = \frac{\partial \psi_2}{\partial t_s} \\ \mu_1 \frac{\partial \psi_1}{\partial n} = \mu_2 \frac{\partial \psi_2}{\partial n} \end{cases} \quad (8)$$

gdzie indeks dolny s oznacza kierunek styczny do powierzchni międzyśrodkowej, a n jest kierunkiem prostopadłym do tej powierzchni.

Ponieważ dywergencja indukcji magnetycznej jest zawsze równa zero to otrzymuje się następujące równanie

$$\nabla \cdot (\mu \nabla \psi) = 0 \quad (9)$$

Przy rozpatrywaniu podobszarów, w których występują wektory gęstości prądów wymuszające pole, natężenie pola magnetycznego można przedstawić w postaci sumy dwóch składników, a mianowicie

$$\vec{H} = \vec{H}_S + \vec{H}_M \quad (10)$$

Składnik \vec{H}_S pochodzi od zewnętrznego wymuszenia prądowego, a \vec{H}_M pochodzi od namagnesowania ferromagnetyka. Pierwszy składnik wyznacza się ze wzoru wynikającego z prawa Biota–Savarta

$$\vec{H}_S = \int_V \frac{\vec{J} \times \vec{R}}{|\vec{R}|^3} dV \quad (11)$$

Drugi składnik można przedstawić w postaci

$$\vec{H}_M = -\nabla \phi \quad (12)$$

Łącząc trzy ostatnie zależności z równaniem (4) otrzymuje się równanie eliptyczne, [80].

$$\nabla \cdot [\mu(\nabla \phi)] = \nabla \cdot (\mu \vec{H}_S) \quad (13)$$

Po wykonaniu analizy polowej można obliczyć parametry całkowite pola, które wykorzystuje się między innymi do analizy polowo obwodowej. W niniejszej pracy wyznaczano strumienie magnetyczne oraz indukcyjności własne, statyczną oraz dynamiczną. Wzajemne zależności między nimi podają poniższe zależności (14 do 18).

$$\Psi = \sum_{k=1}^N \Phi_k \quad (14)$$

$$\Phi_k = \int_S B_n dS = \oint_l A_s dl \quad (15)$$

$$L_s = \frac{\Psi}{I} \quad (16)$$

$$L_d = \frac{\partial \Psi}{\partial I} \quad (17)$$

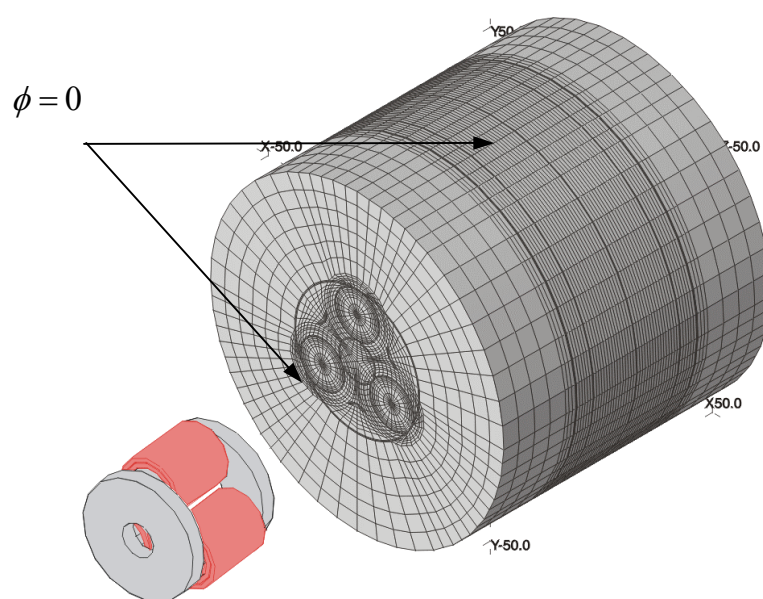
$$L_d = \frac{\partial}{\partial I} (L_s I) = L_s + I \frac{\partial L_s}{\partial I} \quad (18)$$

4. Opis obszarów obliczeniowych

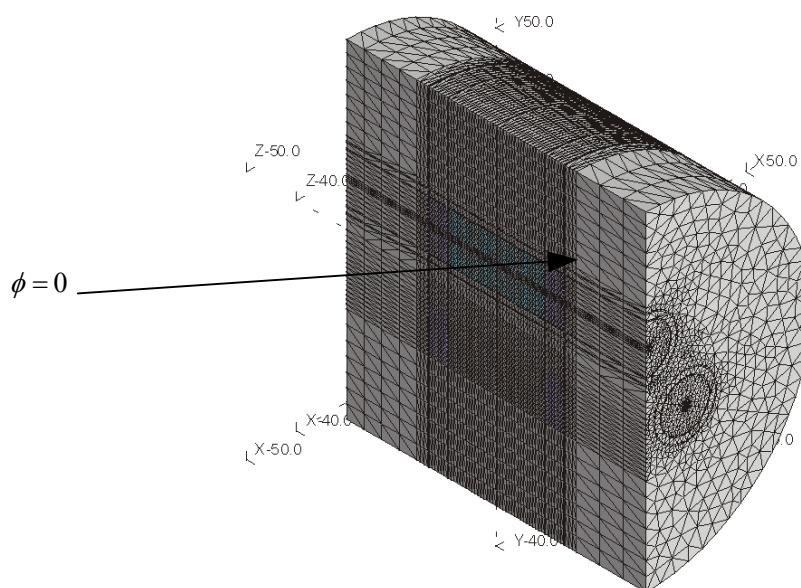
Do wyznaczenia trójwymiarowego rozkładu pola magnetycznego wykonano modele obliczeniowe oparte na Metodzie Elementów Skończonych. W tym celu wykorzystano komercyjny pakiet obliczeniowy Opera 3d firmy Vector Fields. Dla obu transformatorów

3-fazowych wykonano modele w oparciu o siatkę z elementami graniastosłupowymi oraz ostrosłupowymi.

W przypadku transformatora AST (z rdzeniem symetrycznym magnetycznie) model obliczeniowy z siatką obejmował cały obszar rozproszeniowy (Rys. 7). Na płaszczyznach ograniczających obszar obliczeniowy założono warunek „normal”, który odpowiada równaniu $\phi = 0$ dla potencjału zredukowanego ϕ . Dodatkowo na rysunku 7 przedstawiono badany transformator. Ze względu na znaczny wzrost liczby elementów oraz ograniczoną liczbę równań możliwych do rozwiązania, model matematyczny z siatką ostrosłupową obejmował połowę obszaru rozproszeniowego, (Rys. 8).

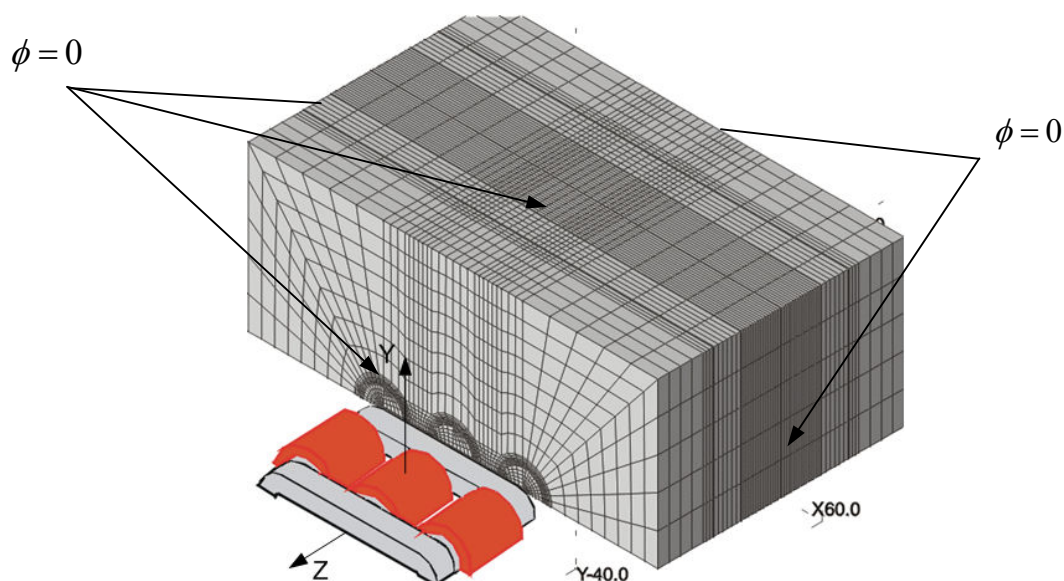


Rys. 7. Widok aksonometryczny siatki MES obszaru z transformatorem AST



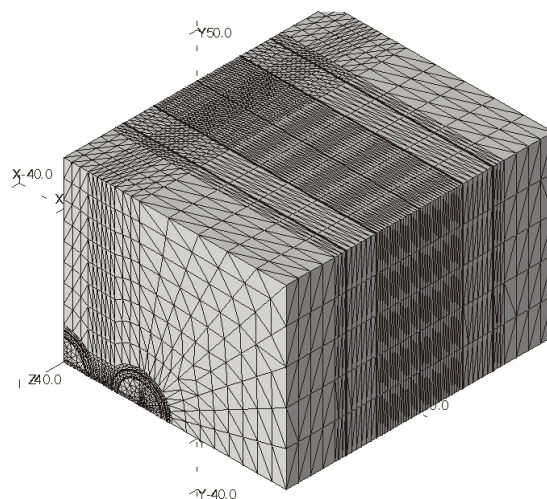
Rys. 8. Widok aksonometryczny siatki MES obejmującej 1/2 strefy rozproszeniowej

Dla transformatora ANT (z rdzeniem niesymetrycznym magnetycznie) model obliczeniowy z siatką graniastosłupową obejmował $\frac{1}{2}$ obszaru obliczeniowego (Rys. 9). Ponadto na rysunku 9 przedstawiono połowę analizowanego transformatora.



Rys. 9. Widok aksonometryczny siatki MES dla transformatora amorficznego z rdzeniem niesymetrycznym magnetycznie

Natomiast model matematyczny z siatką ostrosłupową obejmował $\frac{1}{4}$ obszaru obliczeniowego (Rys. 10).



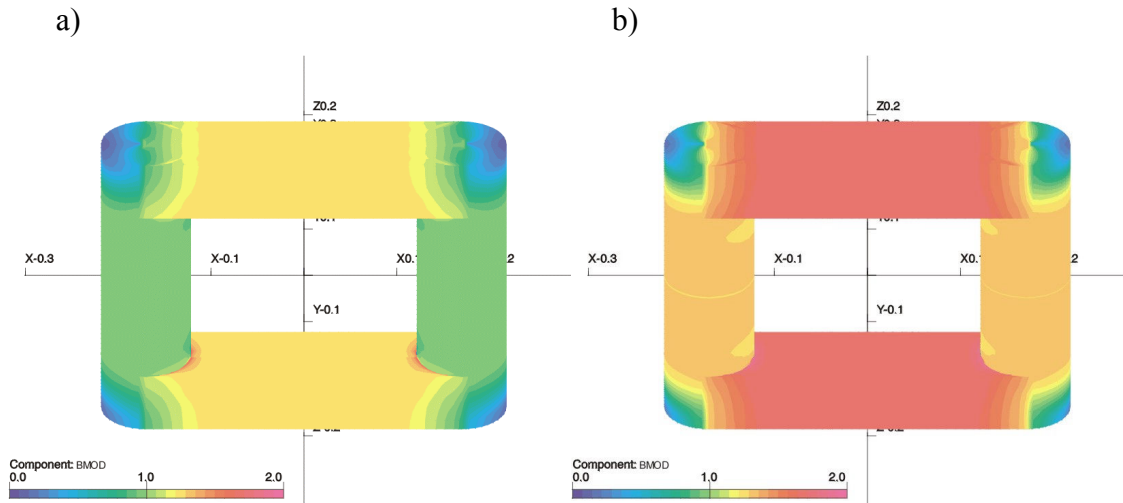
Rys. 10. Widok aksonometryczny ostrosłupowej siatki MES dla $\frac{1}{4}$ obszaru z transformatorem o rdzeniu niesymetrycznym magnetycznie

5. Obliczenia polowe transformatorów jednofazowych

W pierwszym etapie badano rozkłady pola magnetycznego transformatorów 1-fazowych w stanie jałowym (Rys. 4). Uzwojenia tych transformatorów były dzielone na dwie sekcje i umieszczone na obu kolumnach. Liczba zwojów obu sekcji wynosiła $N=116$. Analizowano następujące połączenia cewek: posobne, przeciwsobne oraz zasilanie jednej sekcji uzwojeń.

5.1. Transformator z jarzmem dwupodkowiastym

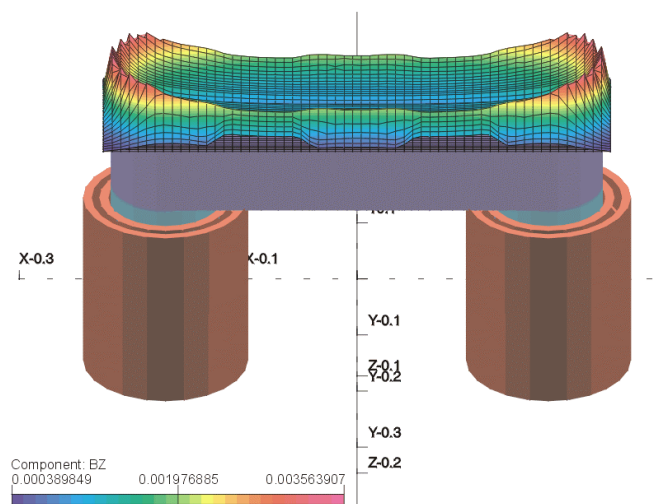
Na rysunkach 11a i 11b przedstawiono rozkłady modułu indukcji magnetycznej na powierzchni rdzenia dla transformatora z jarzmem dwupodkowiastym, przy połączeniu posobnym sekcji (cewek) uzwojenia wtórnego. Rysunki te dotyczą podwyższonych wartości prądów wymuszających $I_2=2,4 A$ oraz $I_2=6,0 A$.



Rys. 11. Rozkłady modułu indukcji na powierzchni rdzenia
a) $I_2=2,4A$, b) $I_2=6,0A$.

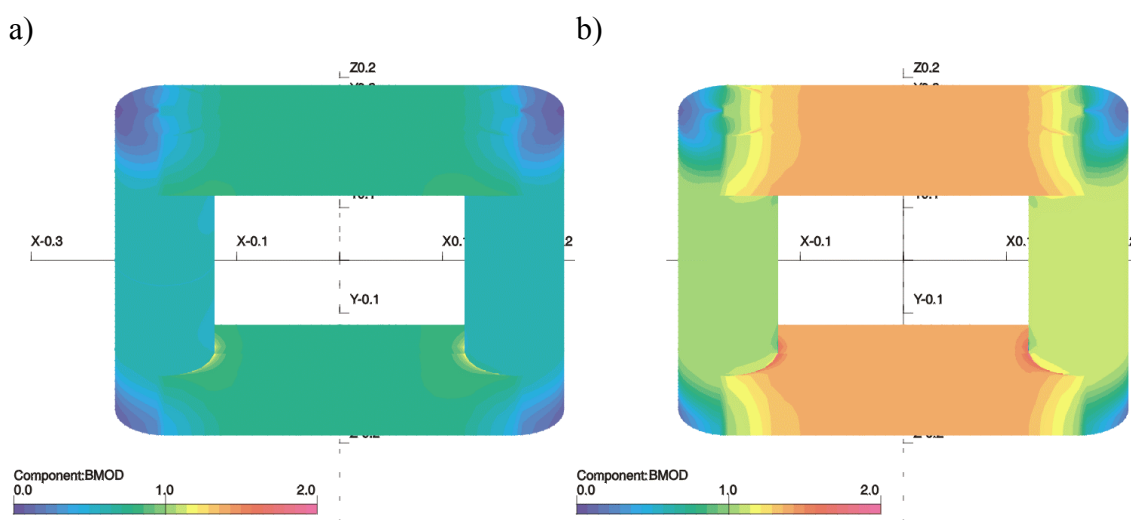
Ze względu na wymuszenie prądowe oraz odmienne charakterystyki magnesowania, wartości indukcji w jarzmie są większe niż w kolumnie. W przypadku dużych nasyceń ($I_2=6,0 A$) różnice te osiągają kilka dziesiątych Tesli.

Na rysunku 12 przedstawiono rozkład składowej normalnej do górnej powierzchni jarzma, w układzie przeciwsobnym cewek. Największe wartości indukcji występują w zewnętrznej części jarzma z tym, że nad kolumnami są około 2-krotnie większe niż w pozostałej części.



Rys. 12. Rozkłady składowej B_z indukcji nad powierzchnią jarzma dla prądu $I_2=2,4A$

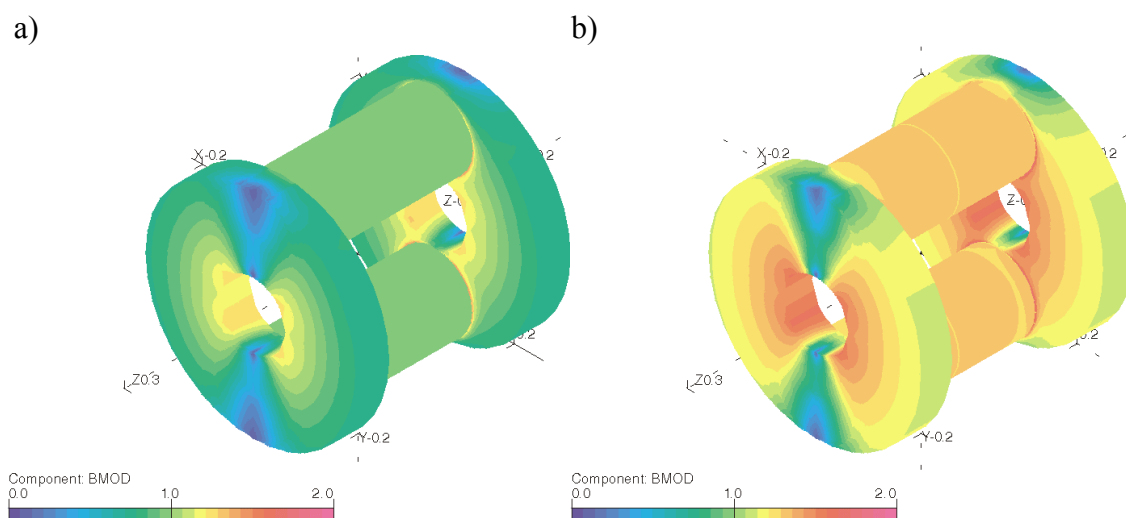
Rysunki 13a i 13b przedstawiają rozkłady modułu indukcji magnetycznej w rdzeniu dla pracy dławikowej, przy zasilaniu jednej sekcji uzwojeń. Na poniższych rysunkach widać niewielkie różnice pomiędzy wartościami modułu indukcji magnetycznej w odpowiadających sobie punktach obszaru kolumny zasilanej i niezasilanej. Ponadto, ze względu na dwukrotnie mniejszy przepływ uzwojenia wartości indukcji w rdzeniu są mniejsze niż wartości przy zasilaniu transformatora w układzie posobnym.



Rys. 13. Rozkłady modułu indukcji na powierzchni rdzenia przy zasilaniu jednej cewki
a) $I_2=2,4A$, b) $I_2=6,0A$.

5.2. Transformator z jarzmem toroidalnym

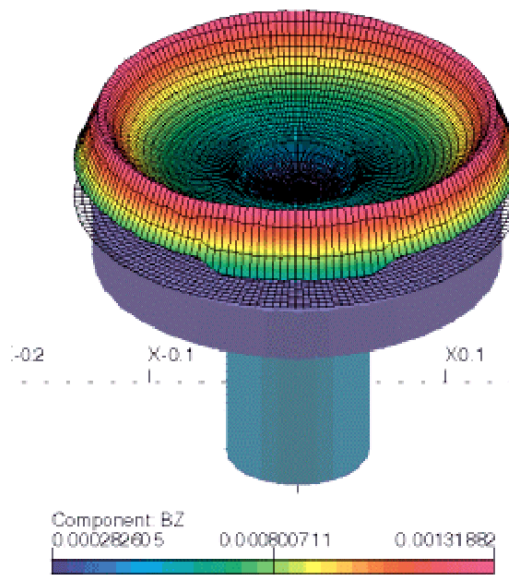
Obliczenia indukcji wykonano również dla transformatora jednofazowego z jarzmem toroidalnym (Rys. 4a). Na rysunkach 14a i 14b przedstawiono rozkłady modułu indukcji na powierzchni rdzenia dla dwóch wartości prądów ($I_2=2,4 A$, $I_2=6,0 A$) w układzie posobnym cewek.



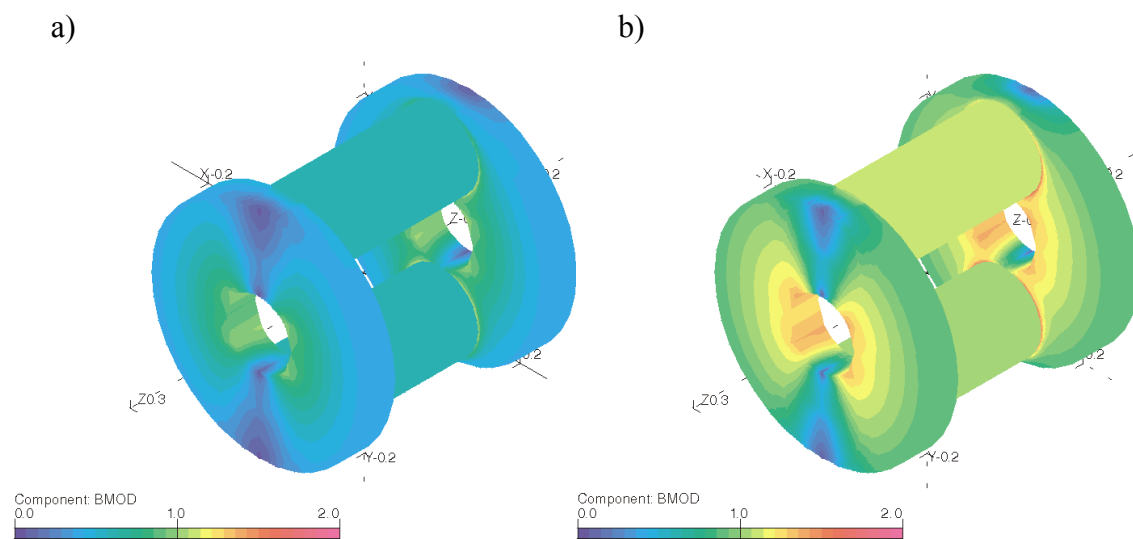
Rys. 14. Rozkłady modułu indukcji na powierzchni rdzenia w układzie posobnym cewek
a) $I_2=2,4A$, d) $I_2=6,0A$.

W porównaniu do transformatora z jarzmem dwupodkowiastym różnice pomiędzy wartościami indukcji w jarzmie i w kolumnie są mniejsze. Wiąże się to z większym przekrojem czynnym jarzma wynikającym z użycia większej ilości materiału amorficznego na jarzmo.

Przy zasilaniu przeciwsobnym układu cewek, rozkład składowej normalnej do górnej powierzchni jarzma, który przedstawiono na rysunku 15, jest oczywiście odmienny od rozkładu dla transformatora z jarzmaci podkowiastymi. Największe wartości indukcji magnetycznej występują nad zewnętrzną częścią jarzma. Ponadto, rozkład indukcji jest niemal symetryczny względem osi OZ.



Rys. 15. Rozkład składowej B_z indukcji nad powierzchnią górną jarzma dla prądu $I_2=2,4A$.



Rys. 16. Rozkłady modułu indukcji na powierzchni rdzenia dławika jednofazowego z jarzmaci toroidalnymi a) $I_2=2,4A$, b) $I_2=6,0A$.

Rysunki 16a i 16b przedstawiają rozkłady modułu indukcji magnetycznej przy zasilaniu jednej sekcji uzwojeń. Również w tym transformatorze występują niewielkie różnice pomiędzy wartościami w zasilanej oraz niezasilanej kolumnie.

6. Obliczenia prądów załączania transformatora 1-fazowego z wykorzystaniem modelu polowo-obwodowego

W celu obliczenia przebiegów czasowych prądów załączania wykonano model polowo-obwodowy. Największe wartości tych prądów występują w stanie jałowym. Dlatego też, obliczenia dotyczą tego stanu pracy. Wartości maksymalne prądów załączania zależą od chwili załączenia transformatora do sieci. Moment załączenia określono poprzez podanie kąta α liczonego od momentu przejścia napięcia zasilania przez zero, do momentu komutacji. W niniejszej pracy porównano również wartości maksymalne prądów załączania w zależności od położenia uzwojenia magnesującego.

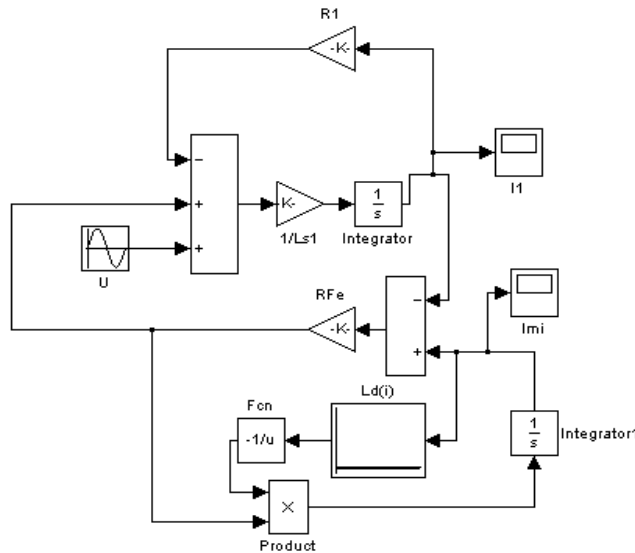
Poszczególne parametry schematu zastępczego transformatora w stanie jałowym, [85], wyznaczono bądź w oparciu o analizę polową (z wykorzystaniem MES), bądź analitycznie. Do wyprowadzenia układu równań różniczkowych opisujących przyjęty obwód elektryczny wykorzystano metodę Lagrange'a, [127]:

$$\begin{cases} L_{s1} \frac{di_1}{dt} = u - R \cdot i_1 + R_{Fe} \cdot (i_\mu - i_1) \\ L_d(i_\mu) \frac{di_\mu}{dt} = -R_{Fe} \cdot (i_\mu - i_1) \end{cases} \quad (19)$$

Równania różniczkowe zwyczajne uzupełniono poprzez zadanie warunku początkowego dotyczącego prądu załączania, którego wartość wynika z indukcji remanentu B_r .

$$i_\mu(0) = \frac{B_r \cdot l_\mu}{\mu \cdot N}, \quad (20)$$

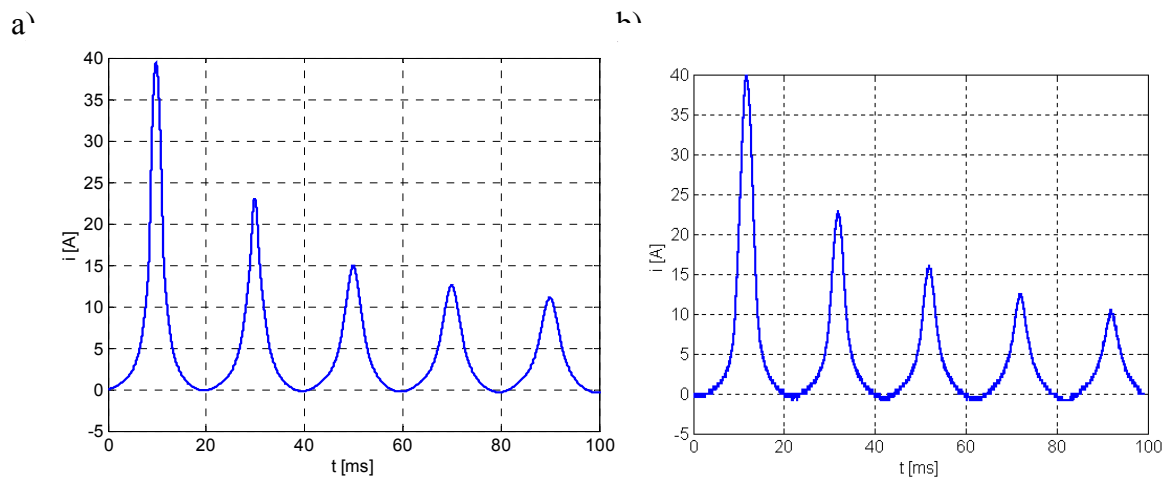
gdzie l_μ oznacza długość obwodu magnetycznego, μ oznacza przenikalność magnetyczną rdzenia, a N oznacza liczbę zwojów obu sekcji uzwojeń. Powyższe równania zaimplementowano w programie Simulink pakietu Matlab, [64]. Schemat blokowy realizujący rozwiązanie tych równań przedstawiono na rys. 17.



Rys. 17. Schemat blokowy w programie Simulink

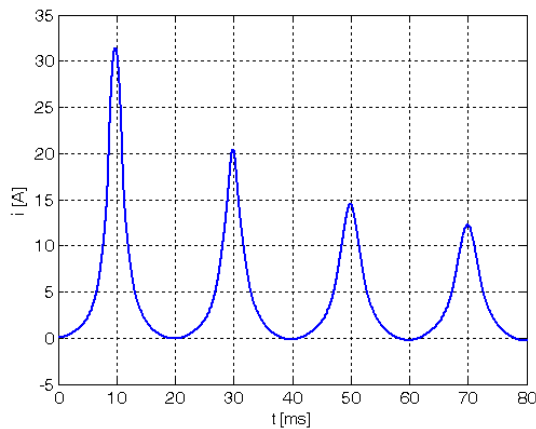
W celu wyznaczenia zależności indukcyjności dynamicznej w funkcji prądu ($L_d=f(i)$), z uwzględnieniem przypadków zasilania uzwojenia zewnętrznego jak również wewnętrznego, przeprowadzono analizę pola magnetycznego dla różnych wymuszeń prądowych w stanie jałowym. Obliczenia te dotyczyły zagadnień brzegowych dla równań różniczkowych cząstkowych typu eliptycznego. Analiza polowa umożliwiła obliczenie rozkładów indukcji magnetycznej jak też parametrów całkowitych pola, które były danymi wejściowymi dla programu Simulink.

Na rysunkach 17 oraz 18 przedstawiono obliczone i zmierzone przebiegi prądów dla najbardziej niekorzystnego przypadku ($\alpha=0$) włączenia transformatora do sieci przy znamionowym napięciu zasilania $U=250\text{ V}$. Rysunki 17 dotyczą zasilania cewki wewnętrznej, a rysunki 18 dotyczą zasilania cewki zewnętrznej.

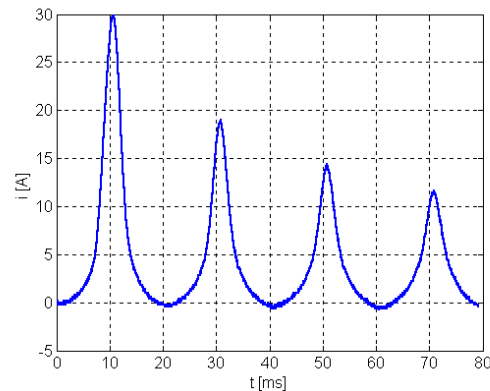


Rys. 17. Załączenie cewki wewnętrznej dla napięcia $U_{10}=250\text{ V}$, ($\alpha=0$).
a) obliczony przebieg prądu, b) zmierzony przebieg prądu,

a)



b)



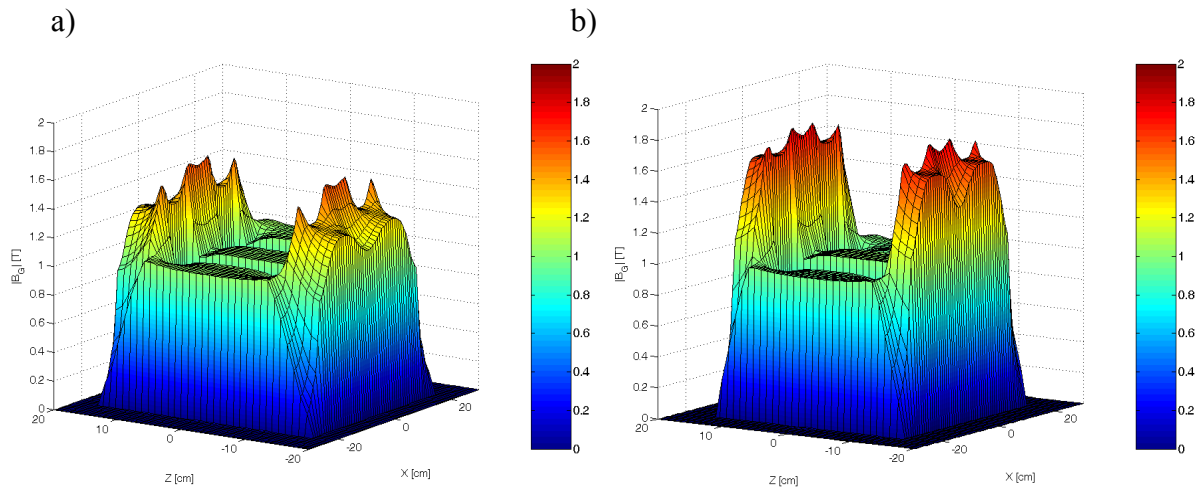
Rys. 18. Załączenie cewki zewnętrznej dla napięcia $U_{10}=250 V$, ($\alpha=0$).
 a) obliczony przebieg prądu, b) zmierzony przebieg prądu,

Dla znamionowego napięcia zasilania, wartość maksymalna prądu cewki wewnętrznej wynosi $I_{mw}=40 A$. Natomiast w przypadku zasilania cewki zewnętrznej prąd osiąga jedynie wartość $I_{mz}=30 A$, co stanowi kolejno ok. 3-krotną i 2-krotną wartość prądu znamionowego. Są to wartości niemal 20-krotnie większe od ustalonej wartości prądu jałowego. Różnica pomiędzy wartościami maksymalnymi prądów załączania w przypadku zasilania cewki zewnętrznej i wewnętrznej wynosi około 30% wartości prądu wyznaczonego przy zasilaniu cewki zewnętrznej.

7. Analiza pola transformatorów 3-fazowych budowy modułowej w stanie jałowym

Analiza pola transformatorów amorficznych budowy modułowej obejmowała różne stany nasycenia rdzenia w stanie jałowym. W celu uzyskania odwzorowania zasilania napięciowego w kolumnie środkowej zadano obniżoną wartość prądu zasilającego, którą określono analitycznie i pomiarowo.

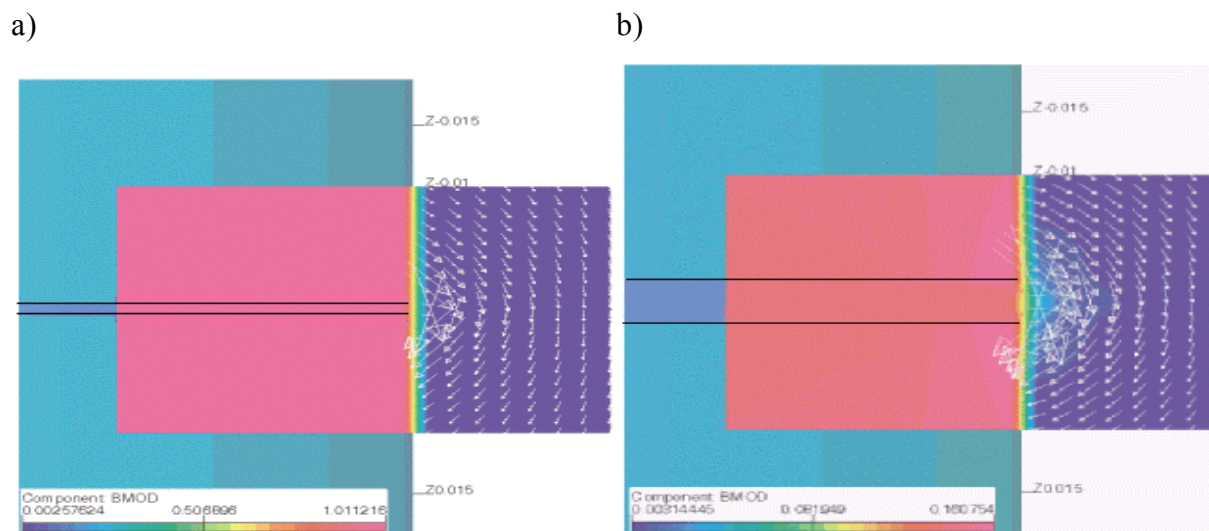
Ze względu na odmienne charakterystyki magnesowania jarzm i kolumn konieczne było wykonanie 3-wymiarowej analizy pola magnetycznego w celu wyznaczenia odpowiedniej wysokości jarzma tak, aby uniknąć nasycenia jarzma, co w rdzeniach amorficznych powoduje znaczący wzrost strat [92]. Na rysunkach 19a i 19b przedstawiono rozkład modułu indukcji magnetycznej na płaszczyźnie ($XZ1$) równoległej do płaszczyzny XZ (Rys. 6b) i przesuniętej o $1 cm$. Poniższe rysunki dotyczą dwóch wartości wysokości jarzma $h_{j1}=6,5 cm$ oraz $h_{j2}=5,0 cm$.



Rys. 19. Rozkład $|B_G|$ na płaszczyźnie XZ
 a) dla wysokości jarzma $h_{j1}=6,5\text{cm}$ b) dla wysokości jarzma $h_{j2}=5,0\text{cm}$

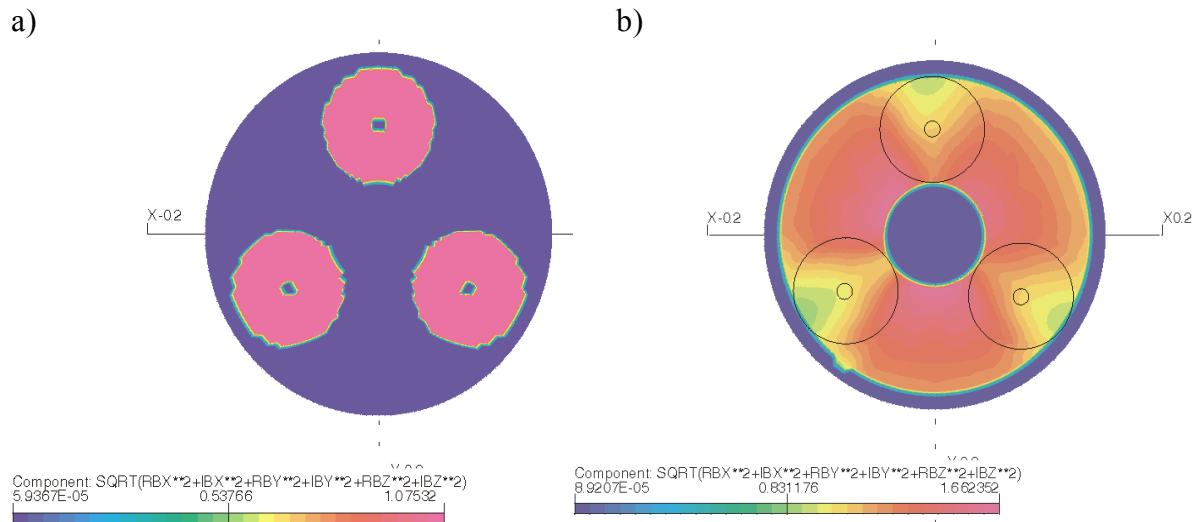
Jak widać wartość indukcji magnetycznej w jarzmie o większym przekroju jest oczywiście znacznie mniejsza (Rys. 19a). Poza miejscami styku kolumn i jarzm, wartość modułu tej indukcji wynosi około $1,3\text{ T}$, a dla jarzma o mniejszym przekroju $1,7\text{ T}$.

Jak podano wcześniej, konstrukcja modułowa charakteryzuje się występowaniem szczelin powietrznych pomiędzy poszczególnymi elementami rdzenia. W ramach pracy wykonano analizę rozkładu indukcji w okolicy szczelin powietrznych dla różnych ich długości. Rozpatrywano jednakowe (dla każdej szczeliny), następujące długości które wynosiły kolejno: $80\mu\text{m}$, $250\mu\text{m}$, $500\mu\text{m}$, $750\mu\text{m}$ i $1000\mu\text{m}$. Na rysunkach 20a) i 20b) przedstawiono rozkłady indukcji magnetycznej dla najmniejszej i największej szczeliny. Wektory indukcji wyznaczono w obszarze bliskim środkowej szczeliny kolumn rdzenia.



Rys. 20. Rozkład (modułu indukcji) B_{MOD} na płaszczyźnie XZ w okolicy środkowej szczeliny dla:
 a) $80\mu\text{m}$, b) $1000\mu\text{m}$.

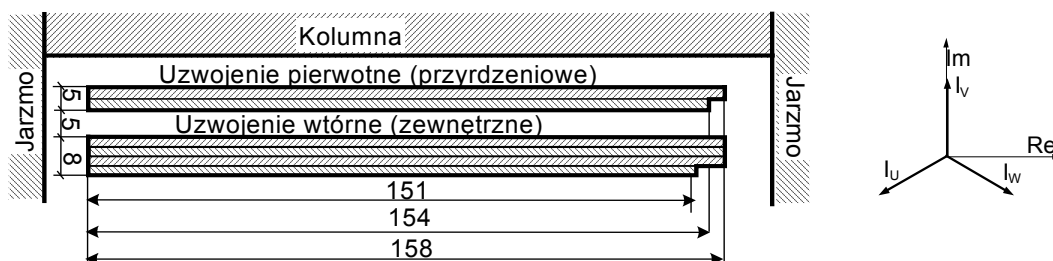
Analizę stanu jałowego przy zasilaniu 3-fazowym wykonano również dla transformatora z rdzeniem symetrycznym magnetycznie AST. Modelowano różne stany nasycenia rdzenia. Na rysunkach 21a) i 21b) przedstawiono rozkłady modułu indukcji magnetycznej na płaszczyznach prostopadłych do osi kolumn w połowie wysokości transformatora oraz w połowie wysokości jarzma. Wartości indukcji w jarzmie zmieniają się od około $0,9 T$ w jego zewnętrznej części (nad kolumnami) do około $1,6 T$ w wewnętrznej części, bowiem przez ten obszar przenika znaczna część strumienia wychodzącego z kolumn.



Rys. 21. Rozkład modułu indukcji magnetycznej
a) w połowie wysokości kolumn, b) w połowie wysokości jarzma.

8. Analiza polowa stanu zwarcia transformatorów 3-fazowych budowy modułowej

Badano również wpływ położenia zwartej cewki na rozkład strumieni magnetycznych w strefie rozproszeniowej oraz w rdzeniu transformatora 3-fazowego. W przypadku zwarcia cewki zewnętrznej strumień rozproszenia wzmacnia strumień magnetyczny główny pochodzący, od siły elektromotorycznej zwarcia. Natomiast w przypadku zwarcia cewki wewnętrznej strumień rozproszenia osłabia strumień główny. Jednakże strumień ten nie „redukuje” całkowicie strumienia magnetycznego kolumny.

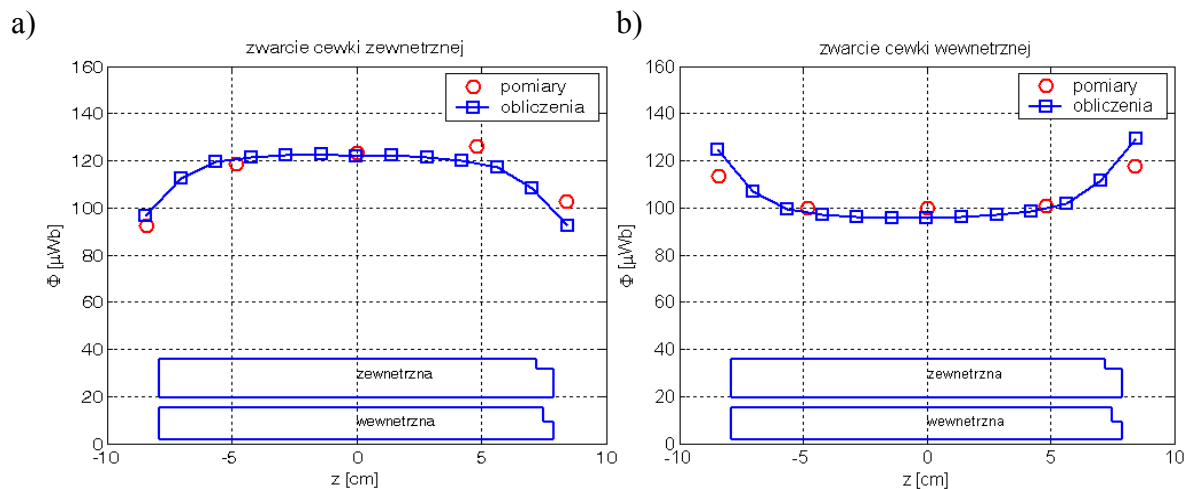


Rys. 22. Przekrój uzwojeń zamodelowanych w obliczeniach polowych oraz przyjęty układ prądów

Do obliczeń wykorzystano układ uzwojeń, którego przekrój poprzeczny przedstawiono na rysunku 22. Ponadto, na tym rysunku przedstawiono zamodelowany układ prądów. Liczba zwojów uzwojeń była jednakowa dla obu stron transformatora i wynosiła $N_1=N_2=116$. W wyniku tego, prądy uzwojeń strony pierwotnej jak i wtórnej były jednakowe i wynosiły $I_1=I_2=15\text{ A}$. W celu uwzględnienia (w obliczeniach połowych) strumienia głównego, w przepływie cewki zasilanej uwzględniano niewielki prąd jałowy dla wartości napięcia zwarcia. Obliczenia zweryfikowano pomiarowo poprzez pomiar strumieni magnetycznych w kolumnach na różnych ich wysokościach. W tym celu na kolumnach umieszczono 5-cio zwojowe sondy pomiarowe. Ponadto wyznaczono reaktancję zwarcia dla analizowanego układu cewek.

8.1. Transformator AST

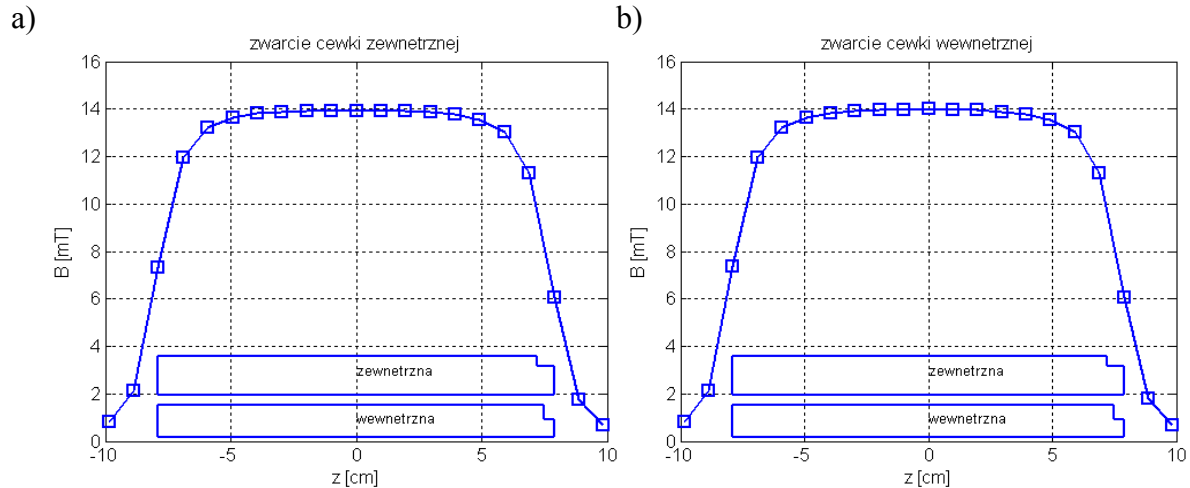
Na rysunkach 23a i 23b przedstawiono obliczone i zmierzone wartości strumieni magnetycznych w kolumnach, wzdłuż ich wysokości, wyznaczone zarówno dla zwarcia uzwojenia zewnętrznego jak i przyrdzeniowego. Poniższe rysunki dotyczą wartości średnich dla wszystkich trzech faz transformatora AST.



Rys. 23. Porównanie wartości strumieni wzdłuż wysokości kolumn
a) przy zwarciu cewki zewnętrznej, b) przy zwarciu cewki wewnętrznej

Niewielkie różnice między wartościami obliczonymi i zmierzonymi występują w okolicy jarzm, co może być między innymi spowodowane zmianą zwrotów wektorów indukcji w tych podobszarach. Obliczenia potwierdzają odmienny charakter rozptyłu strumienia w rdzeniu transformatora w zależności od tego, czy zwarta jest strona pierwotna (przyrdzeniowa) czy wtórna. W przypadku zwarcia cewki zewnętrznej, największe wartości strumienia magnetycznego występują w środkowej części kolumn wartość ta wynosi około $120\ \mu\text{Wb}$. Natomiast w przypadku zwarcia cewki wewnętrznej największe wartości strumieni

magnetycznych występują w okolicy jarzm, a wartość strumienia w środkowej części kolumn wynosi około $100 \mu Wb$. Wyznaczono także rozkład składowej osiowej (B_z) wzdłuż wysokości kanału międzyuzwojeniowego w połowie jego szerokości dla obu analizowanych przypadków zwarcia. Na rysunkach 24a i 24b podany w/w rozkłady.

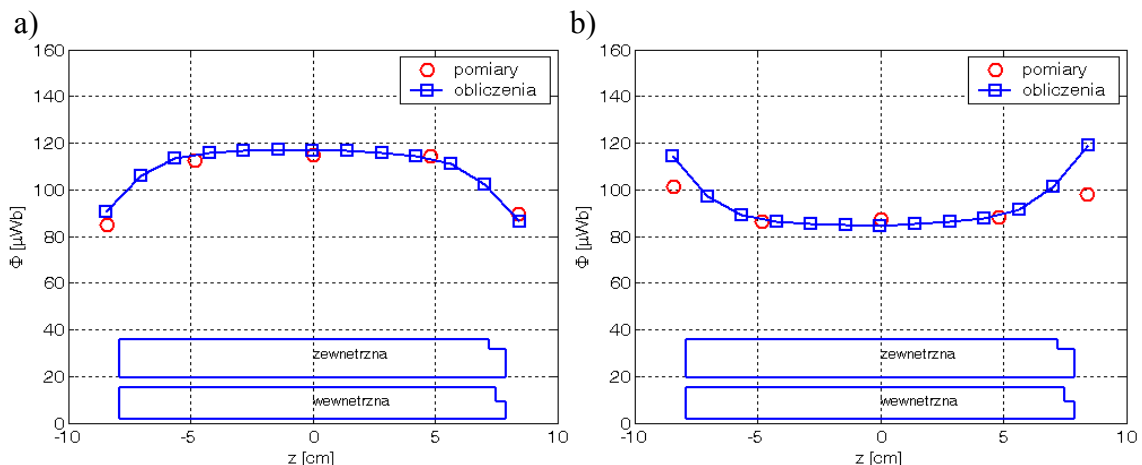


Rys. 24. Wartości indukcji magnetycznej wzdłuż wysokości kanału międzyuzwojeniowego
a) przy zwarceniu cewki zewnętrznej b) przy zwarceniu cewki wewnętrznej

Widać, że rozkłady te są niemal identyczne. Tak, więc zwarcie strony zewnętrznej bądź wewnętrznej ma wpływ jedynie na rozkład indukcji w kolumnie. Parametr całkowity pola, którym jest reaktancja zwarcia ma wartość $X_Z = 0,224 \Omega$ i niemal nie zależy od tego która strona jest zwarta.

8.2. Transformator ANT

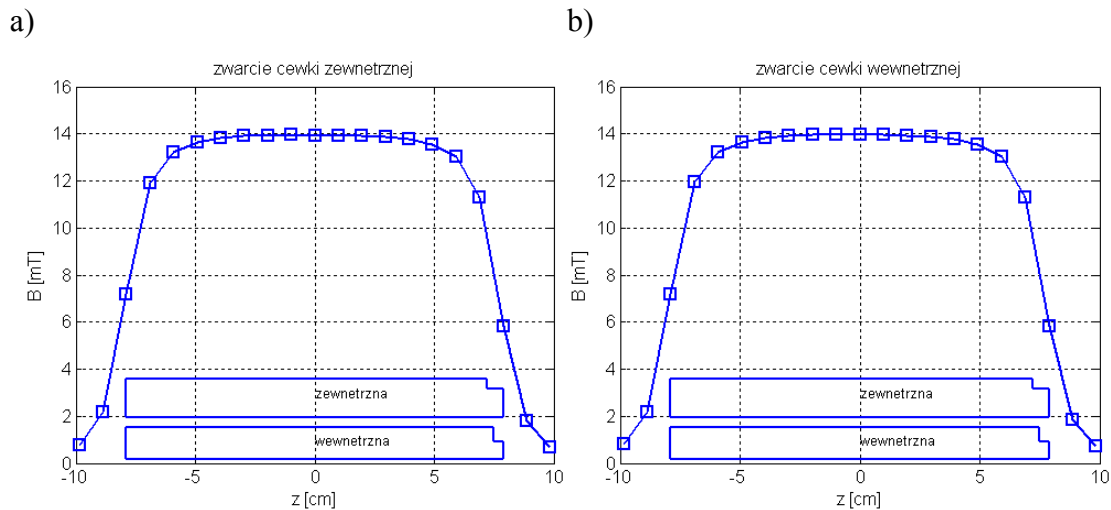
Wykonano także obliczenia w stanie zwarcia dla transformatora z rdzeniem niesymetrycznym magnetycznie ANT. Na rysunkach 25a) i 25b) przedstawiono porównanie obliczonych i zmierzonych strumieni magnetycznych w kolumnach.



Rys. 25. Porównanie wartości strumieni wzdłuż wysokości kolumn
a) przy zwarceniu cewki zewnętrznej b) przy zwarceniu cewki wewnętrznej

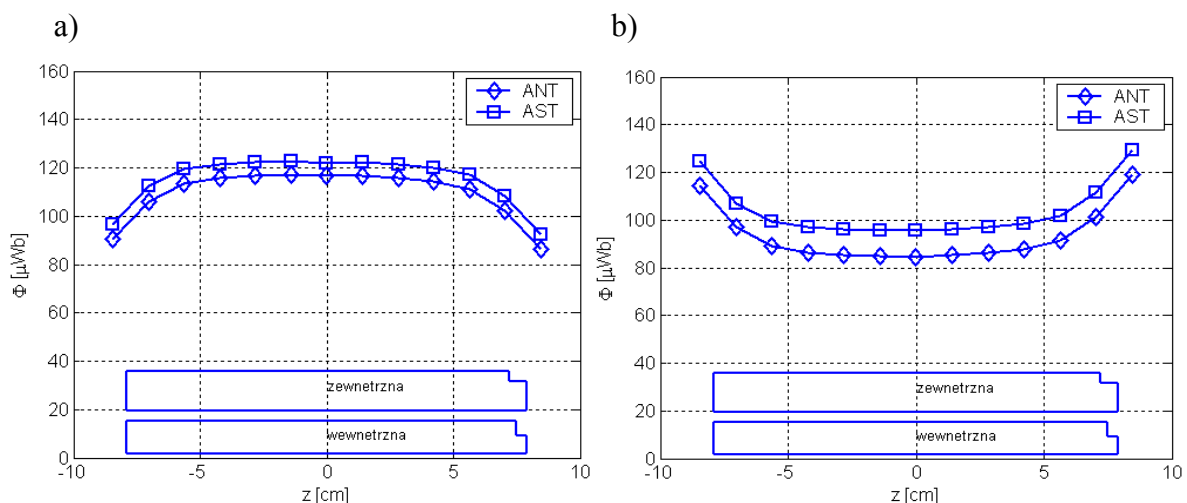
Pewne różnice między wynikami obliczeń i pomiarów występują w okolicach jarzm w przypadku zwarcia cewki zewnętrznej. Jest to związane to z występowaniem (w okolicy jarzm) zmian zwrotów wektorów indukcji.

Wykonano również wykresy składowej B_z indukcji magnetycznej w kanale międzyuzwojeniowym, dla obu rozpatrywanych zwarc transformatora (rysunki 26a i 26b). Widać, że rozkład indukcji w kanale międzyuzwojeniowym jest identyczny dla obu przypadków zwarc podobnie jak w transformatorze AST.



Rys. 26. Wartości składowej osiowej indukcji wzdłuż wysokości kanału międzyuzwojeniowego
 a) przy zwarcu cewki wewnętrznej b) przy zwarcu cewki zewnętrznej

Na rysunkach 27a i 27b przedstawiono porównane wartości strumieni w kolumnach w obu analizowanych przypadkach zwarc dla transformatora AST oraz ANT. Rysunek 27a dotyczy zwarcia cewki zewnętrznej, a rysunek 27b dotyczy zwarcia cewki wewnętrznej.



Rys. 27. Porównanie wartości strumieni w kolumnach dla obydwu transformatorów
 a) przy zwarcu cewki zewnętrznej, b) przy zwarcu cewki wewnętrznej.

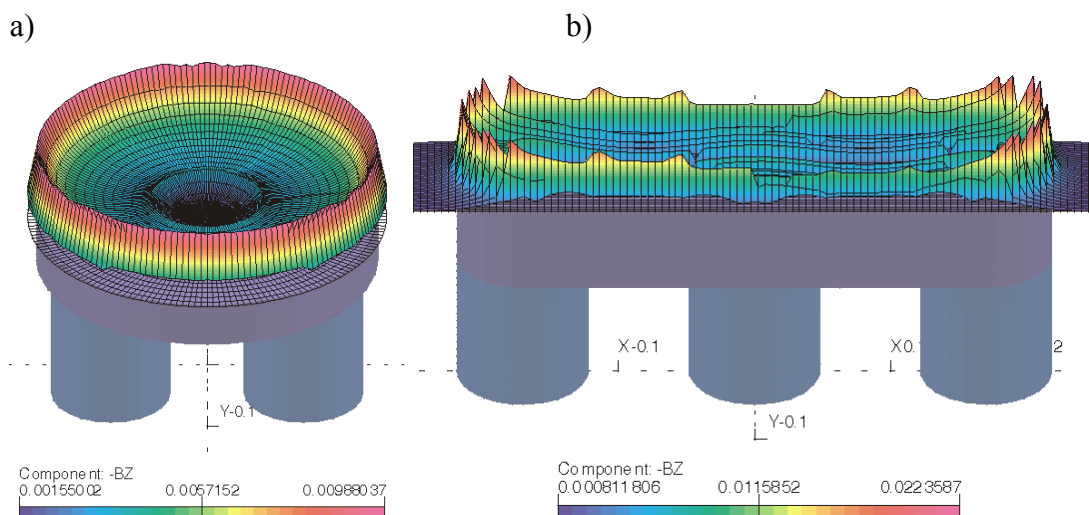
Z powyższych wykresów wynika, że występują pewne różnice pomiędzy wartościami strumieni magnetycznych w stanie zwarcia transformatorów ANT i AST. W przypadku zwarcia cewki zewnętrznej różnice te są mniejsze i wynoszą około 5%. Natomiast w przypadku zwarcia cewki wewnętrznej różnice te wynoszą około 10%. Struktura transformatora AST powoduje, że strumień wychodzący z kanału międzyuzwojeniowego wchodzi do bardziej rozległej powierzchni ferromagnetyka jarzma. Skutkuje to większymi wartościami strumieni w rdzeniu, zarówno w przypadku zwarcia cewki zewnętrznej jak i wewnętrznej.

9. Modelowanie strumienia jarzmowego dla transformatorów amorficznych.

Często podczas pracy transformatorów pojawia się strumień jednakofazowy, który zamyka się poza rdzeniem poprzez elementy konstrukcyjne. Ma on kilka źródeł powstawania [107]. Przykładowo, w pewnych układach połączeń transformatorów 3-fazowych powstaje on wyniku braku występowania składowych harmoniczných prądów podzielnych przez 3, lub też przy niesymetrycznym obciążeniu transformatora [43].

Do modelowania strumienia jarzmowego w niniejszej pracy założono obciążenie jednofazowe transformatora. W wyniku takiego obciążenia w uzwojeniach strony wtórnej pojawiają się składowe zerowe prądów równe 1/3 prądu znamionowego.

Na rysunkach 28a i 28b przedstawiono rozkłady składowej normalnej (do powierzchni żelaza) indukcji magnetycznej nad powierzchnią jarzma dla obu analizowanych transformatorów 3-fazowych.



Rys. 11.4. Rozkład składowej B_z nad górną powierzchnią jarzma
a) transformatora AST b) transformatora ANT.

Jak widać największe wartości indukcji występują nad zewnętrznymi częściami powierzchni górnej jarzm. W przypadku transformatora AST rozkład jest niemal symetryczny względem osi *OZ*. Natomiast w przypadku transformatora ANT nad kolumnami zewnętrznymi występują około dwukrotnie większe wartości indukcji. Ponadto powyższe rozkłady indukcji mają podobny charakter jak w przypadku układu przeciwsobnego cewek w układzie 1-fazowym (Rys. 15 oraz Rys. 12).

10. Wnioski i uwagi

Wnioski wynikające z opracowanej technologii wykonania transformatorów budowy modułowej

1. Różne elementy kolumn i jarzm transformatorów budowy modułowej są wytwarzane w podobny sposób, co stanowi zaletę technologii ich wykonania. Z uwagi na zwarcia między zwojami taśmy amorficznej, prądy wirowe ograniczono poprzez odpowiednią obróbkę mechaniczną. Sposób wytwarzania obwodu magnetycznego i w/w obróbkę, opracowaną z udziałem autora niniejszej pracy, opisano i zastrzeżono w UP RP, [117].
2. Twardość (ok. 60 HRC) elementów magnetycznych (zwanymi modułami) po obróbce termomagnetycznej jest bardzo duża i bliska twardości narzędzi skrawających (ok. 80 HRC). Chociaż w/w obróbka mechaniczna wymagała specjalnego oprzyrządowania, to zwiększona odporność zwijanych rdzeni na naprężenia mechaniczne jest niewątpliwie zaletą transformatorów budowy modułowej.
3. Z tych samych elementów można składać rdzenie budowy modułowej o mocach różniących się nawet dwukrotnie. Konstrukcja rdzeni niesymetrycznych magnetycznie ma przewagę nad budową symetryczną, bowiem umożliwia składanie transformatorów 1-fazowych oraz 3-fazowych, trój- i pięciokolumnowych. Ponadto, w rdzeniach niesymetrycznych kolumny (wraz z układem cewek) można łączyć z jarzmami za pomocą śrub przechodzących przez ich środki co zwiększa sztywność konstrukcji.
4. Technologia wykonywania elementów i montażu transformatora budowy modułowej, charakteryzuje się między innymi tym, że zautomatyzowane wytwarzanie elementów rdzenia i uzwojeń może być przeprowadzane w jednym miejscu, a montaż transformatora nie wymaga specjalistycznego oprzyrządowania i może być wykonywany nawet w punktach sprzedaży. Należy dodać, że z uwagi na przekrój kołowy kolumn, wykonanie uzwojeń jest mniej materiałochłonne niż w przypadku rdzeni tradycyjnych.

Wnioski wynikające z obliczeń i pomiarów

1. W analizie trójwymiarowego pola magnetycznego obydwu konstrukcji transformatorów budowy modułowej, wykorzystano różne charakterystyki magnesowania jarzm i kolumn, które otrzymano pomiarowo. Udokładniło to obliczanie strumieni, szczególnie w stanie jałowym. Wyznaczenie charakterystyk magnesowania kolumn było konieczne z uwagi na brak (w katalogach producentów) krzywych B/H w różnych kierunkach magnesowania.
2. Trójwymiarowa analiza pola, w stanie jałowym transformatorów budowy modułowej, potwierdziła fakt, że budowa modułowa charakteryzuje się pewnymi spęceniami strumienia na styku elementów rdzenia. Analiza pola umożliwiła również wyznaczenie dynamicznej indukcyjności magnesowania z uwzględnieniem położenia uzwojeń magnesujących.
3. Granice obszaru obliczeniowego w analizie polowej stanu jałowego, mogą być stosunkowo blisko rdzenia. Minimalna odległość nie powinna być mniejsza niż najdłuższy wymiar liniowy rdzenia. Przy odległościach większych, strumień w rdzeniu nie ulega zmianie. Natomiast do modelowania strumienia jarzmowego należało przyjąć odległości równe przynajmniej czterokrotnej wartości największego wymiaru liniowego rdzenia.
4. W obliczeniach połowo-obwodowych prądów załączania transformatorów, pośrednie uwzględnienie indukcji remanentu, poprzez przyjęcie odpowiedniej wartości początkowej prądu magnesowania, zbliża wyniki obliczeń do pomiarów. Z uwagi na szczeliny powietrzne, dla rdzeni budowy modułowej uzyskuje się lepszą zgodność obliczeń i pomiarów niż dla rdzeni tradycyjnych. Dla konstrukcji modułowej wartości tych prądów są około 15-krotnie większe od ustalonego prądu jałowego. Są one jednak 5-krotnie mniejsze niż w przypadku transformatorów z rdzeniami tradycyjnymi z blachy krzemowej.
5. Obliczone rozkłady pola magnetycznego w stanie zwarcia, potwierdziły fakt odmiennego rozplywu strumieni dla zwartej cewki zewnętrznej w porównaniu ze zwarcie cewki przyrdzeniowej, przy niemal identycznych (w obu przypadkach) wartościach reaktancji zwarcia. Pomiary strumieni w kolumnach potwierdzają prawidłowość obliczeń.
6. Wykazano niewielkie różnice w obliczonych rozplywach strumieni w stanie zwarcia dla uzwojeń nieco różniących się kształtem przekroju poprzecznego, wynikającego z różnej liczby zwojów w warstwach tworzących kanał międzyuzwojeniowy. Pomiary dla transformatorów z tak różniącymi się uzwojeniami potwierdziły wyniki otrzymane z analizy pola.
7. Z obliczeń wynika, że przy zwarcie cewki zewnętrznej niewielkie zmiany szerokości kanału międzycewkowego nie mają istotnego wpływu na rozplyw strumieni magnetycznych w rdzeniu, a w przypadku zwarcia cewki wewnętrznej (przyrdzeniowej) zmiany te są niemal

niedostrzegalne. Ponadto, wykazano obliczeniowo, że dla transformatora z rdzeniem symetrycznym magnetycznie, 66%-owe zwiększenie długości kolumn i uzwojeń powoduje 36%-owe zmniejszenie reaktancji zwarcia. Natomiast zwiększenie rozstawu kolumn (wraz ze wzrostem promienia jarzma) niemal nie zmienia reaktancji zwarcia.

8. Przeprowadzone obliczenia zwarcia cewki zewnętrznej jak i wewnętrznej (dla obu konstrukcji transformatorów), wykazały nieco większe wartości indukcji w rdzeniu transformatora AST w porównaniu z transformatorem ANT, pomimo identycznych wymiarów cewek. Konstrukcja rdzenia symetrycznego magnetycznie bardziej sprzyja przechodzeniu strumienia rozproszenia z kanału międzycewkowego do jarzma, co ma wpływ na rozptył strumieni w rdzeniu. Potwierdziły to także pomiary.
9. Obliczono 3-wymiarowy strumień jarzmowy. Porównanie wyników obliczeń i pomiarów pozwoliło wykazać, że MES pomimo ukierunkowania na rozwiązywanie zagadnień wewnętrznych może być również stosowana do obliczeń nieograniczonych strumieni, wytworzonych w transformatorach 3-fazowych przez harmoniczne o numerach podzielnych przez 3.

Wnioski ogólne

1. Obliczenia dla transformatorów 1-fazowych jak i 3-fazowych, o rdzeniach wykonanych z taśmy amorficznej, potwierdziły tezy pracy dotyczące zarówno 3-wymiarowych modeli polowych jak i modelu połowo-obwodowego. Można stwierdzić, że projektowanie transformatorów budowy modułowej z rdzeniami amorficznymi, ze względu na ich specyficzną geometrię, jest możliwe z wykorzystaniem trójwymiarowych modeli polowych.
2. Obliczone parametry całkowite trójwymiarowego pola magnetycznego, takie jak strumienie magnetyczne, indukcyjności uzwojeń oraz indukcyjności rozproszenia, wykazują dobrą (dla celów technicznych), zgodność z pomiarami. Wyżej wymienione indukcyjności udokładniają schemat zastępczy transformatora niezbędny dla analizy połowo- obwodowej.
3. Ponieważ stan jałowy i zwarcia są skrajnymi stanami pracy transformatorów, to na podstawie weryfikacji pomiarowej obliczeń transformatorów jedno- i trójfazowych, można przypuszczać, że wykorzystanie (przedstawionych w niniejszej rozprawie) modeli matematycznych pozwala również na analizę stanu obciążenia.
4. Rdzenie amorficzne budowy modułowej charakteryzują się nie tylko prostotą montażu, ale też mniejszymi kilkukrotnie stratami mocy w rdzeniu w stosunku do transformatorów z rdzeniami tradycyjnymi. Z uwagi na trudności wykonania rdzeni budowy modułowej z tradycyjnej blachy krzemowej, oszacowano straty wynikające z danych otrzymanych od producenta takich blach.

Literatura

- [7]. **Binns K. J., Lawrenson P. J., Trowbridge C. W.:** The analytical and numerical solution of electric and magnetic fields, J. Wiley and Sons, New York, 1992.
- [9]. **Bolkowski S. i inni:** Komputerowe metody analizy pola elektromagnetycznego, WNT, Warszawa, 1993.
- [14]. **Dalek J., Dymowski J., Tarchalski W.:** Wpływ materiału rdzenia na straty mocy w transformatorach przekształtnikowych, Konferencja Naukowo-Techniczna, Transformatory Energetyczne i Specjalne Kazimierz-Dolny, 14-16 X1998, s.157-162.
- [15]. **Dalek J., Ostrowski J., Stegliński Z.:** Zastosowanie materiałów amorficznych do budowy rdzeni transformatorów specjalnych, Konferencja Naukowo-Techniczna, Transformatory Energetyczne i Specjalne, Kazimierz Dolny, 13-15 X 2004, s. 79-92.
- [17]. **Demenko A.:** Polowe metody analizy maszyn elektrycznych, Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, Zeszyt Elektryka, nr 176, Gliwice, 2001, s. 41- 58.
- [19]. **Dmowski W.:** Szkło metaliczne – nowy materiał dla elektrotechniki i elektroniki, Wiadomości Elektrotechniczne, Nr 7-8, 1983, s. 193-200.
- [26]. **Gacek Z., Rygał R., Sosiński R.:** Nowoczesne materiały magnetyczne w transformatorach przekształtnikowych, Konferencja Naukowo-Techniczna, Transformatory Energetyczne i Specjalne, Kazimierz-Dolny, 14-16 X 1998, s. 163-168.
- [32]. **Grössinger R., Sassik H., Holzer D., Pillmayr N.:** Magnetic characterization of soft magnetic materials—experiments and analysis, Journal of Magnetism and Magnetic Materials, no. 254–255, Elsevier, 2003, pp. 7–13.
- [34]. **Hadžiselimović M., Miljavec D., Zagradišnik I.:** Ψ - I characteristic determination of magnetic circuit and analysis of magnetic field in a single-phase transformer, ICEM'04, Cracow, Poland, 5-8 IX 2004, no. 570 (na płycie CD).
- [35]. **Hasegawa R.:** Design and fabrication of new soft magnetic materials, Journal of Non-Crystalline Solids, no. 329, Elsevier, 2003, pp. 1–7.
- [37]. **Herzer G.:** Soft magnetic nanocrystalline materials, Scripta Metallurgica et Materialia, Vol. 33, no. 10-11, Elsevier, 1995, pp. 1741-1756.
- [38]. **Horiszny J.:** Badania symulacyjne prądu załączeniowego nieobciążonego transformatora rozdzielczego, XXIV IC-SPETO, 23-26 V 2001, s. 273-276.
- [43]. **Jeziński E.:** Transformatory, WNT, Warszawa, 1983.
- [49]. **Kolano R., Klano-Burian A.:** Magnetycznie miękkie materiały amorficzne i nanokrystaliczne- nowa generacja materiałów dla elektrotechniki, Przegląd Elektrotechniczny, nr 11 2002, s. 241-248.
- [50]. **Kolano R., Pinkiewicz I., Wójcik N.:** Flux distribution, power losses and harmonics of magnetizing current in three-limb amorphous magnetic circuit, Journal of Magnetism and Magnetic Materials, 196-197, 1999, pp. 930-932.
- [53]. **Kozłowska A., Soltyszewski T.:** Rozkład strumienia magnetycznego i straty w żelazie w trójfazowym pięciokolumnowym rdzeniu z taśmy amorficznej, Konferencja Naukowo-Techniczna, Transformatory Energetyczne i Specjalne Kazimierz-Dolny, 1998, 14-16 X, s.149-156.
- [55]. **Lachowicz H. K.:** Materiały magnetyczne – postęp i wyzwania, Przegląd Elektrotechniczny, nr 11, 2002, s. 287-291.
- [58]. **Lisowski B.:** Właściwości magnetyczne metalicznych szkieł amorficznych, Elektronika, nr 3, 1984, s.15-22.

- [64]. **Matlab** User's guide, Version 6, The MathWorks, Inc., 2003.
- [65]. **McHenry M. E., Willard M. A., Laughlin D. E.:** Amorphous and nanocrystalline materials for applications as soft magnets, *Progress in Materials Science*, no. 44, Elsevier, 1999, pp. 291-433.
- [66]. **McHenry M. E., Laughlin D. E.:** Nano-scale materials development for future magnetic applications, *Acta Materialia*, no. 48, Elsevier, 2000, 223-238.
- [67]. **Mecagis Groupe Arcelor:** Nanocrystalline cores, Catalogue, Amilly, France, III, 2003.
- [69]. **Mizia W.:** Transformatory, Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, Gliwice, 1998.
- [76]. **Nalęcz M., Jaworski J.:** Miernictwo magnetyczne, WNT, Warszawa, 1968.
- [80]. **OPERA 3-D** User Guide, Vector Fields Limited, Oxford, England, 1999.
- [82]. **Petzold J.:** Advantages of softmagnetic nanocrystalline materials for modern electronic applications, *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, no. 242–245, Elsevier, 2002, pp. 84–89.
- [85]. **Plamitzer A.:** Maszyny elektryczne, WNT, Warszawa, 1985.
- [91]. **Schwarz R.B., Shen T.D., Harms U., Lillo T.:** Soft ferromagnetism in amorphous and nanocrystalline alloys, *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, no. 283, Elsevier, 2004, pp. 223–230.
- [92]. **Sieradzki S.:** Konstrukcyjne i technologiczne uwarunkowania budowy transformatora sieciowego olejowego z rdzeniem pięciokolumnowym z taśmy amorficznej, praca doktorska, Politechnika Wrocławska, Wrocław, 1997.
- [95]. **Soiński M.:** Przydatność transformatorów energetycznych z rdzeniami z taśm amorficznych, *Wiadomości Elektrotechniczne*, nr 4, 1999, s. 170-174.
- [96]. **Soiński M.:** Anizotropowe Właściwości wybranych materiałów magnetycznie miękkich, Seria monografie, nr 4, Politechnika Częstochowska, 1987.
- [97]. **Soiński M.:** Wykorzystanie szybkoschłodzonych metalicznych materiałów magnetycznych w precyzyjnych przekładnikach prądowych, *Wiadomości Elektrotechniczne*, nr 10, 1999, s. 514-519.
- [98]. **Soiński M., Szymański B., Wilczyński W.:** Anizotropowe właściwości taśm szkieł amorficznych AFB produkcji krajowej, *Przegląd Elektrotechniczny*, nr 2, 1988, s.59-62.
- [99]. **Soiński M.:** Materiały magnetyczne w technice, Centralny Ośrodek Szkolenia i Wydawnictw SEP, Warszawa, 2001.
- [102]. **Stalprodukt S. A.:** Katalog blach elektrotechnicznych, Bochnia, 1998.
- [105]. **Tomczuk B.:** Analysis of 3-d magnetic fields in high leakage reactance transformers, *IEEE Transaction on Magnetic*, New York, USA, Vol. 30, IX 1994, pp. 2734- 2738.
- [106]. **Tomczuk B.:** Three-dimensional leakage reactance calculations and magnetic field analysis for unbounded problems, *IEEE Transaction on Magnetics*, New York, USA, Vol. 28, No 4, VII 1992, pp. 1935 - 1940.
- [107]. **Tomczuk B.:** Trójwymiarowe modelowanie nieograniczonych pól magnetycznego rozproszenia transformatorów i dławików z zastosowaniem metod całkowych. *Studia i Monografie, Zeszyty naukowe WSI, Opole, Zeszyt nr 77*, 1994.
- [108]. **Tomczuk B., Babczyk K.:** Calculation of self and mutual inductances and 3-D magnetic fields of chokes with air gaps in core, *Electrical Engineering*, Springer Verlag, no. 1-2, Berlin, February 2001, vol. 83, pp. 41-46.
- [117]. **Tomczuk B., Koterak D.:** Sposób wytwarzania obwodu magnetycznego, zwłaszcza transformatora, Biuletyn Urzędu Patentowego, Nr 05, Urząd Patentowy RP, III 2006, Warszawa.

- [118]. **Tomczuk B.:** Obliczanie pola magnetycznego i reaktancji zwarcia transformatorów rozproszonych, praca doktorska, Politechnika Łódzka, Łódź, 1985.
- [119]. **Tomczuk B., Zakrzewski K., Koterak D., Waindok A., Zimon J.:** Badanie właściwości fizycznych i parametrów energetycznych suchych transformatorów z rdzeniami amorficznymi, Raport z realizacji pracy badawczej własnej, nr 4T10A 050 24, Opole, V 2005.
- [122]. **Turowski J.:** Elektrodynamika techniczna, WNT, Warszawa, Wyd. II zmienione, 1993.
- [123]. **Turowski J.:** Obliczenia elektromagnetyczne elementów maszyn i urządzeń elektrycznych, WNT, Warszawa, 1982, (i Moskwa 1986).
- [124]. **Turowski J. Pawluk K., Sikora R., Zakrzewski K.:** Analiza i synteza pól elektromagnetycznych, Monografia zbiorowa, Ossolineum, PAN, Wrocław–Warszawa–Kraków–Gdańsk–Łódź, 1990.
- [127]. **Wach P.:** Układy elektromechanicznego przetwarzania energii, skrypt uczelniany WSI Opole, nr 148, 1991.
- [128]. **Wach. P., Łukaszewicz K.:** Określenie wpływu układu połączeń transformatorów oddziałowych na przebieg prądów zwarcia w zasilanych sieciach niskiego napięcia, Mechanizacja i Automatykacja Górnictwa, nr 12, 1983, s.24-27.
- [131]. **www.metglas.com**
- [132]. **Xu E.X., Simkin J.:** Total/Reduced magnetic vector potential and electrical scalar potential for eddy current calculation, Compumag'03, Saratoga Springs, 13-17 VII 2003, pp. I / 8 – 9.
- [134]. **Zakrzewski K.:** Analytical estimation of core losses in smoothing reactors, EPNC'02, Leuven-Poznań, 1-3 VII 2002, pp. 39-41.
- [135]. **Zakrzewski K.:** Modelowanie pól elektromagnetycznych w projektowaniu transformatorów, Przegląd Elektrotechniczny, nr 3, 2002, s. 59-63.
- [136]. **Zakrzewski K.:** Pole elektromagnetyczne w ciałach ferromagnetycznych przewodzących, Zeszyty Naukowe, „Elektryka”, nr 38, Łódź, 1972.
- [137]. **Zakrzewski K., Tomczuk B.:** 3-D magnetic field distribution of yoke flux in three-phase transformers without ferromagnetic tanks, Compel-The Internal Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering, Vol. 14, no 4, 1995, pp. 141-145 © MCB University Press.
- [138]. **Zakrzewski K., Tomczuk B.:** Magnetic field analysis and leakage inductance calculation in current transformers by means of 3d integral methods, Transactions on Magnetics, vol. 32, no. 3 May 1996, pp. 1637-1640.
- [139]. **Zakrzewski K., Tomczuk B.:** Metoda obliczania trójwymiarowego pola rozproszenia oraz reaktancji zwarcia transformatorów rozproszonych na podstawie równań całkowitych. Transformatory Specjalne, Kazimierz Dolny, 1996, s. 49-56.
- [140]. **Zakrzewski K., Tomczuk B.:** On the Use of the FEM and BIE methods in the 3-D magnetic field computation of the reactors with air gaps. International Symposium on Electromagnetic Fields in Electrical Engineering, ISEF'97, Gdansk, 25-27 IX 1997, pp.164-167.

Publikacje z udziałem autora rozprawy doktorskiej

- [1]. **Tomczuk B., Koteran D.:** Trójwymiarowa analiza pola strumienia jarzmowego w transformatorze trójkolumnowym za pomocą metody elementów skończonych, Zeszyty Naukowe Politechniki Opolskiej, z. 50, Opole, 2000, s. 29-43.
- [2]. **Tomczuk B., Koteran D.:** Modelowanie układów nieskompensowanych magnetycznie na przykładzie obliczeń strumienia jednakofazowego w transformatorze 3-fazowym, ZkwE'00, Poznań –Kietrz, 2000, s. 483-486.
- [3]. **Tomczuk B., Koteran D.:** Modelowanie i weryfikacja pomiarowa trójwymiarowych pól magnetycznego rozproszenia w otoczeniu transformatorów 3-fazowych, Chemia-Dydaktyka -Ekologia-Metrologia, Nr 1-2, 2001, s. 75-80.
- [4]. **Zakrzewski K., Tomczuk B., Koteran D.:** Simulation of forces and 3D field arising during power autotransformer fault due to electric arc in HV winding, Compumag'01, Evian, France, 2-5 VII 2001, pp. 1-54 – 155.
- [5]. **Koteran D.:** Modelowanie magnetycznego pola rozproszenia transformatora 3-fazowego w szczególnym przypadku zwarcia doziemnego, 22 Międzynarodowe Sympozjum Naukowe Studentów i młodych Pracowników Nauki, Elektrotechnika i Elektronika, Zielona Góra, 13-15 V 2001, s.103-111.
- [6]. **Zakrzewski K., Tomczuk B., Koteran D.:** Wpływ położenia obszaru uszkodzenia na pole magnetyczne i siły podczas szczególnego zwarcia autotransformatora, Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, Elektryka, z. 176, Gliwice 2001, s. 183-192.
- [7]. **Zakrzewski K., Tomczuk B., Koteran D.:** Simulation of forces and 3D field arising during power autotransformer fault due to electric arc in HV winding, IEEE Transaction on Magnetics, New York, USA, Vol. 38, no. 2, III 2002, pp. 1153-1156.
- [8]. **Moshe M., Koteran D., Jasiński L., Machnik M., Łukiewski M.:** Transformatory z rdzeniami amorficznymi produkcji ELHAND-Transformatory, Wiadomości Elektrotechniczne, nr 6, 2002, s. 245-247.
- [9]. **Moshe M., Koteran D., Jasiński L., Machnik M., Łukiewski M.:** Transformatory z rdzeniami amorficznymi produkcji Ehand-Transformatory, Napędy i Sterowanie, nr 12, 2002, s. 54-55.
- [10]. **Tomczuk B., Zakrzewski K., Koteran D.:** Magnetic field and short-circuit reactance calculation of the 3-phase transformer with symmetrical amorphous core, ISEF'03, Maribor, Slovenia, 18-20 IX 2003, pp. 155-158.
- [11]. **Tomczuk B., Koteran D.:** Nowoczesne konstrukcje transformatorów małej mocy o rdzeniach amorficznych, Przegląd Elektrotechniczny, nr 12, 2003, s. 875-879.
- [12]. **Tomczuk B., Koteran D., Waindok A.:** Obliczenia rozkładu pola rozproszenia transformatorów przekształtnikowych, V Konferencja Naukowo-Techniczna, Transformatory Energetyczne i Specjalne, Kazimierz Dolny, 2004, s. 69-78.
- [13]. **Tomczuk B., Koteran D., Waindok A.:** Wyznaczanie parametrów elektromagnetycznych z wykorzystaniem 3-wymiarowej analizy pola magnetycznego transformatorów służących do zasilania wielopulsowych prostowników, Energetyka, nr 1, 2005, s.35-43.
- [14]. **Tomczuk B., Zakrzewski K., Koteran D.:** Magnetic field and short-circuit reactance calculation of the 3-phase transformer with symmetrical amorphous core, Computer Engineering in Applied Electromagnetism, 2005, Springer, Great Britain, pp. 227-230.