

Jerzy Lewicki, Lesław Gołębiowski, Marek Gołębiowski, Damian Mazur
Politechnika Rzeszowska, Rzeszów

INDUKCYJNOŚĆ ROZPROSZENIA TRANSFORMATORÓW WIELOUZWOJENIOWYCH, TRÓJKOLUMNOWYCH

LEAKAGE INDUCTANCE OF THE MULTI WINDINGS TRANSFORMERS WITH THREE COLUMNS

Abstract: Commutation processes in power electronic converters are significantly dependent on the leakage inductances of the transformer. The calculations of the leakage inductance matrix were performed with use of the finite element method (3D). The eddy current losses were taken into consideration. The mono harmonic calculations for different frequencies were performed. The dependence of magnetical inductance main, component zero and leakage were showed from frequency. This caused rotational currents in the core of the auto-transformer and in the conductors of windings is. The way of the fusion of these inductances was introduced ladder arrangements. Adaptation of these inductances to the calculations of courses transitory converters district methods was the aim. The article presents ladder circuits, which synthesize zero component inductance and leakage inductance of the transformer. They are also used to complement [8] (remove imperfection) substitute diagram of the main magnetic circuit of the transformer. Including the substitute diagram they can be used for fast calculations of the transient states in clean power multi-pulse rectifiers circuits. This way of calculations represents proper conditions of the diodes commutation and allows for studying of the circuits higher harmonics.

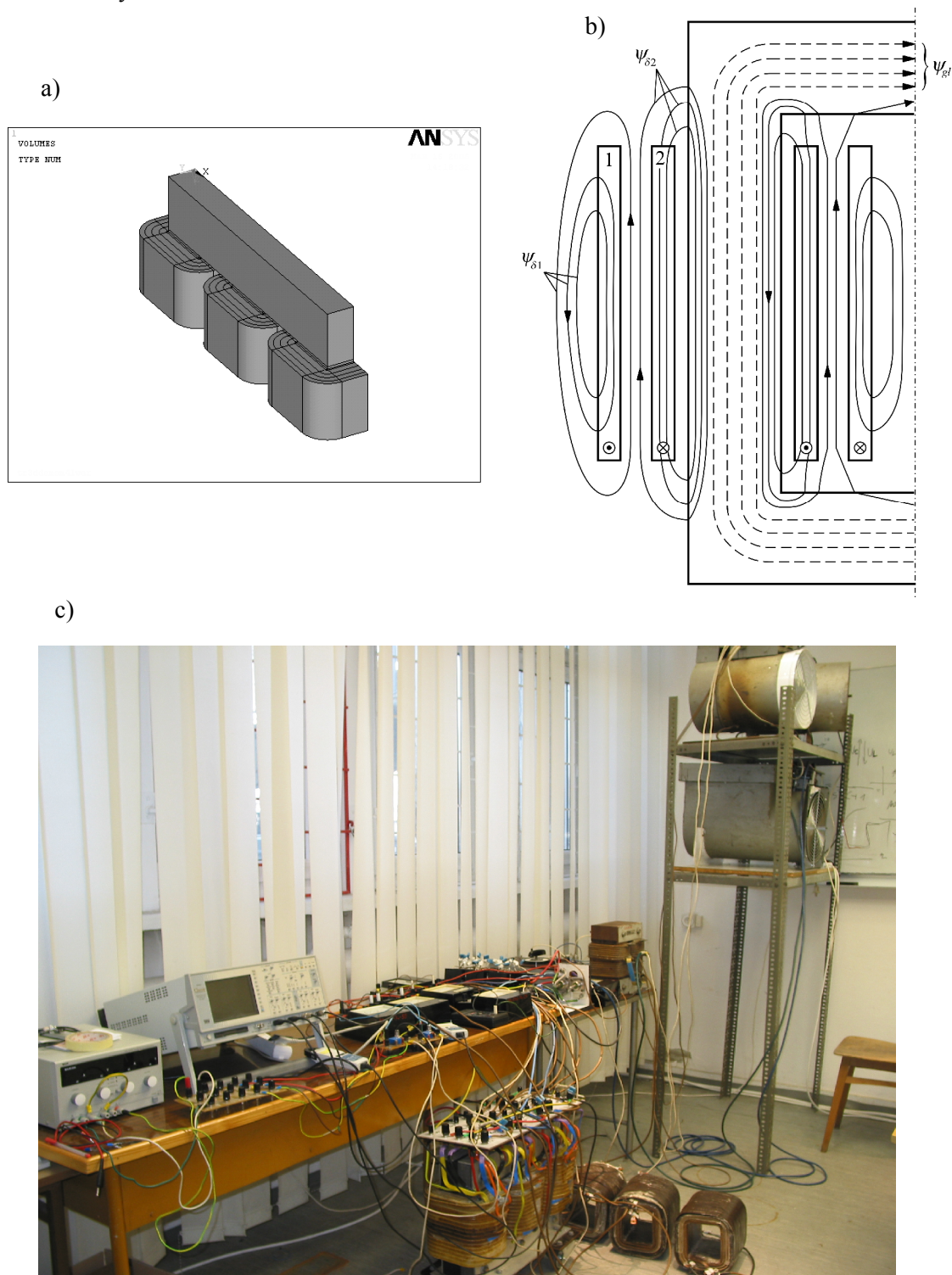
1. Wstęp

W poprzednim artykule przedstawianym na SME 2009 [8] (którego ten artykuł jest dalszą częścią), opisano schemat zastępczy obwodu magnetycznego głównego transformatora trój-kolumnowego. Przy jego projektowaniu wykorzystano macierz impedancji transformatora $[Z]$. Była ona obliczana metodami FEM 3D [1, 6, 7] dla zadanych pulsacji. Dla zapewnienia właściwej dokładności należało zapewnić wyższy (o 1) stopień aproksymacji przestrzennej potencjału skalarnego w porównaniu do potencjału wektorowego w równaniach metody w [6].

Na rysunku 1a przedstawiono rozważany auto-transformator 3-kolumnowy 15-uzwojeniowy. Na rysunku 1b przedstawiono w sposób poglądowy podział strumienia magnetycznego na główny ψ_{gt} oraz na strumienie rozproszeń $\psi_{\delta 1}$, $\psi_{\delta 2}$ dla przykładowego transformatora dwu-uzwojeniowego. Tu kryterium podziału jest przepływ strumienia w całości (lub też nie) przez rdzeń magnetyczny. Strumień główny ψ_{gt} jest skojarzony z obydwoma uzwojeniami. Strumienie rozproszenia $\psi_{\delta 1}$, $\psi_{\delta 2}$ są skojarzone tylko z jednym uzwojeniem; bądź pierwotnym, bądź wtórnym. Na ogół w transformatorach, strumienie rozproszenia stanowią kilka procent strumienia głównego.

Podział strumieni na główne i rozproszeniowe w przedstawianej w artykule metodzie polega na stworzeniu schematu zastępczego obwodu magnetycznego głównego (rys. 9 w [8]), który modeluje zjawiska związane z przepływem strumienia przez rdzeń magnetyczny. Straty wiropądowe w rdzeniu magnetycznym zamodelowano w [8] przy pomocy dodatkowych uzwojeń na każdej kolumnie, zwartych odpowiednimi admitancjami. Admitancje te były syntetyzowane układami drabinkowymi Cauera. Impedancja takiego schematu zastępczego została ((14) w [8]) określona jako $[Z_{est}]$. Różnica $[E] = [Z] - [Z_{est}]$ zawiera indukcyjności składowej zerowej, rozproszenia i niedokładności schematu zastępczego i jest podstawą podziału strumieni magnetycznych w przedstawianej metodzie. Wielkości te są podane w zależności od pulsacji, ponieważ były osiągnięte w obliczeniach monoharmonicznych. Aby obliczenia przebiegów prądów w układach z autotransformatorem były poprawne, różnica $[E]$ musi być też uwzględniona w równaniach różniczkowych układu. Przedstawiany artykuł, będący dalszą częścią [8], modeluje tą różnicę przy pomocy układów drabinkowych Cauera. Umożliwiają one przejście z obliczeń monoharmonicznych ze stratami eliptycznymi do obliczeń

czasowych stanów przejściowych z dowolnymi harmonicznymi.



Rys. 1. a) Trójwymiarowy ($1/4$ część) model autotransformatora trójkolumnowego 15-uzwojeniowego w Ansysie, b) szkic podziału strumienia magnetycznego na $\psi_{gł}$ – strumień główny, $\psi_{\delta 1}$ – strumień rozproszenia uzwojenia pierwotnego, $\psi_{\delta 2}$ – strumień rozproszenia uzwojenia wtórnego dla dwuuzwojeniowego transformatora, c) układ laboratoryjny do pomiarów badanego autotransformatora zasilającego prostownik 18-pulsowy typu clean power

Na rysunku 1a przedstawiono $\frac{1}{4}$ część przestrzennego zobrazowania autotransformatora 50 kVA wraz z uzwojeniami. Przekrój kolumny i jarzma wynosi $0,01\text{ m}^2$, szerokość rdzenia $0,5\text{ m}$, wysokość $0,39\text{ m}$. Wymiary okien to: wysokość $0,208\text{ m}$, szerokość $0,114\text{ m}$, a głębokość to $0,1\text{ m}$. Trzeba podkreślić, że w przedstawianych w artykule obliczeniach brano pod uwagę cały autotransformator w ujęciu 3D, ze względu na możliwość uwzględniania ewentualnych niesymetrii uzwojeń lub obwodu magnetycznego. Oznacza to również uwzględnienie powietrza otaczającego autotransformator z ewentualną obecnością kadzi. Można stosować własny program FEM 3D lub profesjonalny np. typu ANSYS.

2. Macierz impedancji transformatora

Istnieje szereg metod syntezy układów i być może przy pomocy innej metody dokładność syntezy byłaby lepsza. Należy jednak zauważyć, że przyjęty do syntezy układ drabinkowy RL (rysunek 12 z [8]) jest wygodny przy obliczaniu czasowych przebiegów prądów układów prostowniczych z autotransformatorem. Nie zwiększa on stopnia macierzy układów równań, które muszą być wówczas (np. przy metodzie Rungego-Kutty) rozwiązywane. Jest to spowodowane tym, że prądy płynące przez admitancje G układu drabinkowego z rysunku 12 w [8] nie są zmiennymi stanu i są jednoznacznie określo-

ne przez zmienne stanu, którymi są prądy płynące przez indukcyjności L tego schematu. Z drugiej strony napięcie na tych admitancjach G z prostych oczek typu np. G_1, L_2, G_2 na rysunku 12 w [8], jednoznacznie określają pochodne prądów płynących przez indukcyjności $L_2, L_3 \dots$. Należy zauważyć też, że proponowany układ drabinkowy umożliwi przejście od obliczeń monoharmonicznych impedancji $[Z]$ autotransformatora (ze stratami w formie eliptycznej) do obliczeń czasowych dowolnych stanów przejściowych.

Schemat zastępczy z admitancjami G_a, G_b z rysunku 9 w [8] odzwierciedla obwód magnetyczny główny autotransformatora przy pomocy swojej impedancji $[Z_{est}]$ z wzoru (14) w [8]. Pozostają do zamodelowania indukcyjności składowej zerowej oraz indukcyjności rozproszenia. Również zamodelowanie obwodu magnetycznego głównego przez schemat zastępczy z rysunku 9 w [8] nie jest w pełni doskonałe. Dlatego różnice impedancji autotransformatora $[Z]_{15}$ z wzoru (1) w [8] oraz impedancji schematu zastępczego $[Z_{est}]$ z wzoru (14) w [8], czyli $[E]=[Z]-[Z_{est}]$, winny być uwzględnione i zapisane w postaci macierzy. Przy obliczaniu przebiegów prądów układu, w którym wykorzystany jest autotransformator, macierz ta oraz schemat zastępczy obwodu magnetycznego głównego z rysunku 9 z [8] winny być wykorzystane łącznie.

Tabela 1. Wartości własne (R [Ohm] – pierwszy wiersz i L [H] – drugi wiersz w połączeniu szeregowym) oraz odpowiadające im wektory własne $[V_e]$ (kolumny w następnych wierszach) pełnej macierzy impedancji autotransformatora $[Z]_{15}$ ze wzoru (1) w [8] (dla pulsacji poniżej 3 kHz), A, B, C to oznaczenia kolumn autotransformatora (B to kolumna środkowa).

		1,0396e-2	4,01e-3	4,86e-4	4,722e-5	4,699e-5	3,70e-5	1,24e-5	1,179e-5	1,02e-5	6,19e-6	5,582e-6	3,86e-6	3,792e-6	3,27e-6	1,704e-6
		6,9412e-5	4,14e-5	1,33e-6	9,754e-8	9,664e-8	8,79e-8	2,66e-8	2,529e-8	2,17e-8	1,31e-8	1,186e-8	8,15e-9	8,043e-9	6,94e-9	3,604e-9
nr.ww:		1gl	2gl	3a	4b	5b	6b	7c	8c	9c	10d	11d	12d	13e	14e	15e
A		0.1824	-0.3159	0.2753	-0.4582	-0.1625	-0.2399	0.4697	-0.0529	0.0231	0.3828	-0.0031	-0.0146	0.3556	0.0002	-0.0001
		0.1826	-0.3162	0.2727	-0.3250	-0.1150	-0.1596	-0.0326	0.0049	-0.0049	-0.3838	0.0046	0.0298	-0.7062	-0.0002	-0.0000
		0.1828	-0.3164	0.2645	-0.0490	-0.0168	0.0020	-0.5923	0.0663	-0.0295	-0.3732	0.0024	-0.0216	0.5459	0.0003	-0.0001
		0.1830	-0.3165	0.2490	0.2939	0.1047	0.1917	-0.3617	0.0330	-0.0040	0.6841	-0.0067	0.0082	-0.2650	-0.0003	0.0002
		0.1830	-0.3162	0.2246	0.5428	0.1915	0.3067	0.5303	-0.0667	0.0347	-0.3141	0.0073	0.0044	0.0709	0.0009	-0.0015
B		-0.3643	-0.0000	0.2830	0.3055	-0.2440	-0.3824	-0.0229	0.0380	0.4894	-0.0045	0.0050	-0.3978	-0.0157	-0.0014	-0.2968
		-0.3647	-0.0000	0.2782	0.2139	-0.1702	-0.2550	-0.0004	-0.0008	-0.0699	0.0028	-0.0036	0.4765	0.0191	0.0021	0.6462
		-0.3651	-0.0000	0.2663	0.0316	-0.0234	-0.0066	0.0258	-0.0442	-0.6101	0.0056	-0.0058	0.2557	0.0096	0.0004	-0.5948
		-0.3653	-0.0000	0.2456	-0.1907	0.1548	0.2819	0.0228	-0.0350	-0.3153	-0.0029	0.0046	-0.6610	-0.0262	-0.0024	0.3572
		-0.3654	-0.0000	0.2149	-0.3528	0.2832	0.4628	-0.0129	0.0266	0.5261	-0.0053	0.0045	0.3327	0.0142	0.0024	-0.1135
C		0.1824	0.3159	0.2755	-0.0030	0.4673	-0.2781	-0.0561	-0.4735	0.0310	-0.0055	-0.3868	-0.0024	-0.0003	0.3426	-0.0001
		0.1826	0.3162	0.2728	-0.0018	0.3308	-0.1859	0.0035	0.0411	-0.0059	0.0042	0.4056	0.0052	0.0008	-0.6942	-0.0000
		0.1828	0.3164	0.2645	0.0006	0.0501	-0.0012	0.0707	0.5956	-0.0394	0.0056	0.3468	-0.0017	-0.0003	0.5589	-0.0002
		0.1829	0.3164	0.2489	0.0036	-0.2970	0.2160	0.0488	0.3491	-0.0100	-0.0078	-0.6806	-0.0026	-0.0003	-0.2861	0.0003
		0.1830	0.3162	0.2244	0.0059	-0.5484	0.3501	-0.0547	-0.5286	0.0438	-0.0007	0.3194	0.0077	0.0012	0.0800	-0.0016

Impedancję autotransformatora $[Z]_{15}$ ze wzoru (1) w [8] wygodnie jest przedstawić przez jej wartości własne (w połączeniu szeregowym RL) oraz wektory własne w tabeli 1.

Wartości i wektory własne przedstawione w tabeli 1 (w podziale na kolumny autotransformatora A, B-środkowa, C), pozwalają dostrzec powinowactwo poszczególnych wartości własnych (ich oddziaływań poprzez wektory własne). Np. widać powinowactwo wartości własnych nr 7c, 8c, 9c. Koncentrują one swoje podobne działanie odpowiednio na kolumnach A, C, B. Wartości własne nr 1g1 i 2g1 to wartości własne obwodu magnetycznego głównego. Ich wektory własne są zbliżone do idealnych z wzoru (2) w [8]. Podobnie wartość własna nr 3a to składowa zerowa. Elementy jej wektora własnego są sobie równe, podobne do wzoru (2) w [8].

3. Modelowanie indukcyjności składowej zerowej, rozproszonych oraz niedokładności schematu zastępczego obwodu magnetycznego głównego

Dla spełnienia zasady pełnego zamodelowania obwodu magnetycznego autotransformatora konieczne jest uwzględnienie różnicy (pozostałości) między pełną impedancją $[Z]_{15}$ ze wzoru (1) w [8], estymowaną przez schemat zastępczy z rysunku 9 w [8] oraz impedancją tego schematu zastępczego $[Z_{est}]$ ze wzoru (14), również w [8]. Ponieważ wektory własne $[V_e]$ macierzy $[Z]_{15}$ nie zmieniają się wraz z pulsacją (rys. 2 i 3 w [8]), więc wygodnie jest modelować brakującą różnicę impedancji $[E]$ przez macierz zbliżoną do diagonalnej $[F]$:

$$\begin{cases} [E] = [Z] - [Z_{est}] \\ [F] = [V_e]' \cdot \underbrace{[Z] - [Z_{est}]}_{[E]} \cdot [V_e] = [V_e]' \cdot [E] \cdot [V_e] \end{cases} \quad (1)$$

Dzięki działaniu macierzy wektorów własnych $[V_e]$ macierzy impedancji transformatora $[Z]_{15}$, macierz $[F]$ ma głównie elementy niezerowe na diagonalu: wartość własną składową stałej na pozycji (3, 3) oraz na pozostałych elementach diagonalnych (4, 4), ..., (15, 15) wartości własne rozproszeniowe (porównać można z tabelą 1).

Z powodu niepełnej adekwatności schematu zastępczego z rysunku 9 w [8] pojawiają się jednak również małe elementy niezerowe w symetrycznej macierzy $[F]$ w pierwszym i drugim wierszach i kolumnach. Odpowiadają one (spowodowanemu przez niedokładności schematu

zastępczego) sprzężeniu między rozproszeniem, a obwodem magnetycznym głównym. Licząc to sprzężenie ze znanego wzoru: $M = k\sqrt{L_i \cdot L_2}$ okazuje się, że jest ono małe, na poziomie 0,003. Elementy niezerowe dla górnego trójkąta symetrycznej macierzy $[F]$ ze wzoru (1) są zebrane są w tabeli 2.

Elementy na diagonalu macierzy $[F]$ w pozycjach (1, 1) i (2, 2) to pozostałości (niedokładności zamodelowania) obwodu magnetycznego głównego z rysunku 9 w [8]. Podobna jest geneza elementów z 1 i 2 wiersza czy kolumny macierzy $[F]$. Elementy te są małe w porównaniu do indukcyjności obwodu magnetycznego głównego z rysunku 9 w [8], które uzupełniają. Obliczenia przebiegów prądów w prostowniku z autotransformatorem, przeprowadzone w [7] z uwzględnieniem tych elementów oraz bez ich uwzględnienia, nie wykazywały zauważalnej różnicy.

Macierz $[E]$ z wzoru (1) można w łatwy sposób pozbawić tych elementów z 1 i 2 wiersza i kolumny macierzy $[F]$. Jeśli przez $[V] = [w1, w2]$ oznaczymy dwa wektory własne macierzy wektorów $[V_e]$, które odpowiadają obwodowi magnetycznemu głównemu (dwie pierwsze kolumny tabeli 1) pełnej macierzy $[Z]_{15}$, przez $[I]_{15 \times 15}$ oznaczymy macierz jednostkową, to macierz „odsumiająca” od tych wektorów (i od niedokładności schematu zastępczego z rysunku 9 w [8]) przedstawia się następująco:

$$\begin{cases} [q_2] = [I]_{15 \times 15} - [VtV] \\ [VtV] = [V] \cdot \text{transpose}([V]) \end{cases} \quad (2)$$

Wzór na macierz $[E]$ można teraz zapisać w postaci:

$$\begin{aligned} [E] &= \overbrace{[I]_{15 \times 15}}^{[I]} + [VtV] \cdot [E] \cdot \overbrace{[I]_{15 \times 15}}^{[I]} = \\ &= [q_2] \cdot [E] \cdot [q_2] + \underbrace{\left\{ \begin{array}{l} [q_2][E][VtV] + \\ + [VtV][E][q_2] + [VtV][E][VtV] \end{array} \right\}}_{\text{szumy}} \end{aligned} \quad (3)$$

Macierz $[q_2][E][q_2]$ jest macierzą pozbawioną niedokładności schematu zastępczego z rysunku 9 w [8] i zawiera tylko składowe rozproszeniowe. Są one zawarte w tabeli 2 jako elementy na diagonalu. Jednak należy zauważyć, że wykorzystanie wszystkich elementów niezerowych, zawartych w tabeli 2, do obliczeń przebiegów nieustalonych układów z autotransfor-

matorem nie sprawia trudności numerycznych. Jest to kwestia wykorzystania odpowiedniej macierzy o wartościach z tabeli 2.

Tabela 2. Niezerowe elementy (górną trójkąt) macierzy pozostałości $[F]$ ze wzoru (1) w połączeniu szeregowym RL wraz z poziomą zmiennością wariancji indukcyjności ΔL , poniżej częstotliwości 3 kHz.

Nr wiersza	Nr kolumny	R [Ω]	L [H]	ΔL [H]
1	1	-0,0022913	-4,4698e-7	1,4529e-7
1	3	-5,8667e-6	-5,7997e-8	1,336e-8
1	4	-1,4686e-5	-8,0586e-8	2,0664e-9
1	5	-7,2952e-6	-4,0292e-8	1,1352e-9
1	6	-2,2237e-7	8,9272e-9	7,6786e-10
1	7	-2,9931e-6	-9,3752e-9	2,3506e-10
1	8	-4,0564e-6	-1,2708e-8	2,6601e-10
1	9	7,4053e-6	2,1161e-8	1,8025e-10
1	10	7,848e-7	4,1805e-9	1,4655e-10
1	11	7,8231e-7	4,1927e-9	1,3103e-10
1	12	-8,7741e-7	-6,4892e-9	2,264e-10
1	13	-6,7302e-7	-2,8908e-9	7,0293e-11
1	14	-5,9793e-7	-2,405e-9	4,6333e-11
1	15	1,2106e-6	4,1504e-9	7,9344e-11
2	2	-0,0019186	-4,5588e-7	1,8299e-7
2	4	-1,3581e-5	1,0208e-8	2,213e-9
2	5	2,7966e-5	-2,1224e-8	4,207e-9
2	7	7,348e-6	2,0125e-8	2,7017e-10
2	8	-5,6276e-6	-1,5401e-8	1,7333e-10
2	10	1,9191e-6	-2,5223e-9	3,3157e-10
2	11	-1,9371e-6	2,2266e-9	3,8691e-10
2	13	3,0208e-7	3,2232e-9	1,8698e-10
2	14	-3,5972e-7	-3,0732e-9	1,1732e-10
3	3	0,00048599	1,2804e-6	5,8991e-8
4	4	4,7207e-5	1,0375e-7	2,593e-9
5	5	4,6986e-5	1,0264e-7	2,6767e-9
6	6	3,7027e-5	9,3403e-8	1,8516e-9
7	7	1,2409e-5	2,8642e-8	5,3973e-10
8	8	1,1786e-5	2,7227e-8	5,1623e-10
9	9	1,0165e-5	2,3359e-8	4,5216e-10
10	10	6,1849e-6	1,4167e-8	2,6795e-10
11	11	5,5823e-6	1,2788e-8	2,4241e-10
12	12	3,8567e-6	8,7867e-9	1,6969e-10
13	13	3,7916e-6	8,6815e-9	1,6184e-10
14	14	3,2691e-6	7,4891e-9	1,395e-10
15	15	1,7048e-6	3,891e-9	7,3047e-11

Koniecznym jednak okazuje się uwzględnienie wpływu prądów wirowych w miedzi czy bla-

chach autotransformatora również na indukcyjności rozproszeniowe w macierzy $[F]$. Są one przedstawione na rysunku 5, 6, 7, 8 w [8]. Elementy pozadiagonalne macierzy $[F]$ wykazują mniejszą zmienność wraz z pulsacją. Przyjęto zasadę, że syntezę elementów macierzy $[F]$ przeprowadzono, podobnie jak w [8], metodą Cauera. Przyjmowano funkcję wymierną czwartego stopnia w liczniku, i trzeciego w mianowniku ze wzoru (13) w [8] dla elementów pozadiagonalnych macierzy $[F]$ ze wzoru (1) oraz funkcję wymierną trzeciego stopnia w liczniku i drugiego w mianowniku dla elementów na diagonalu (rozproszeniowych) macierzy $[F]$.

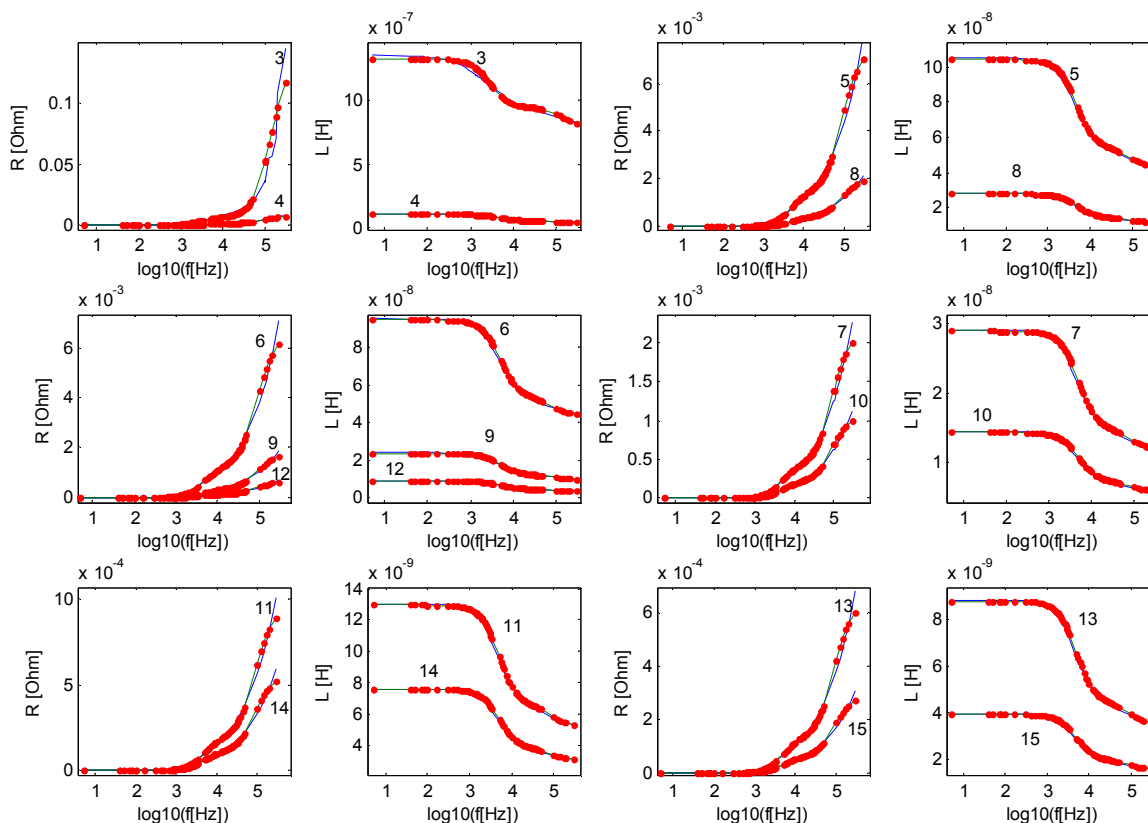
Przestrzegano zasady, aby syntetyzowane układy zastępcze miały stabilne zarówno liczniki (zera) jak i mianowniki (bieguny). Niewątpliwie żądanie to pogarsza jakość syntezy. Można je spełnić wybierając odpowiednie wartości współczynników wagi, przedstawione na rysunku 11 w [8].

Bardzo duże znaczenie dla przebiegów komutacyjnych prądów w elementach energoelektronicznych (jak diody, tranzystory) mają impedancje rozproszeniowe, które znajdują się na diagonalu macierzy $[F]$. Wyniki ich syntezy przedstawione są na rysunku 2.

Z powodu małego wpływu elementów pozadiagonalnych macierzy $[F]$ na stany nieustalone (mały współczynnik sprzężenia), jak też małej zmienności tych elementów wraz z pulsacją, wydaje się celowe zastępowanie tych elementów wartościami stałymi, zawartymi w tabeli 2 (lub też opuszczenie ich).

4. Uwagi i wnioski

Wykazana obliczeniowo niezmiennosc indukcyjności rozproszenia uzwojeń do częstotliwości około 3 kHz, ma znaczenie praktyczne dla częstotliwości występujących podczas procesów komutacyjnych. Jest to zjawisko bezpośrednio trudno mierzalne, ze względu na występujące pojemności między uzwojeniami. Dla zwiększenia dokładności można uwzględnić wpływ prądów wirowych na indukcyjności autotransformatora przy pomocy układów drabinkowych z rysunku 12 w [8].



Rys. 2. Synteza układem drabinkowym Cauera wartości własnych (w połączeniu szeregowym R-lewy rysunek i L-prawy rysunek) składowej stałej (3-3) oraz rozproszonych (4-4 ... 15-15) (zawartych w tabeli 2 dla pulsacji mniejszych od 3 kHz) – kropki to wyniki syntezy, numery wartości własnych są podane na rysunkach

W przedstawianym artykule opisano metodę modelowania układami drabinkowymi Cauera indukcyjności składowej zerowej, rozproszonych i niedokładności schematu zastępczego obwodu magnetycznego głównego, które są zawarte w macierzy $[F]$ w (1). Z kolei podczas obliczeń szybkich przebiegów komutacyjnych należy, oprócz rozważanych i obliczonych w tym artykule indukcyjności rozproszenia wprowadzić też pojemności międzyuzwojenowe. Okazuje się, że w zakresie częstotliwości poniżej kilkuset kHz można jednak skutecznie modelować wpływ pojemności zastępczych skupionych umownie, dołączanych do zacisków uzwojeń. Natomiast w zakresie większych częstotliwości (powyżej 1 MHz) niezbędne jest uwzględnianie szczegółowego rozkładu pojemności cząstkowych wzdłuż uzwojeń. Wpływ pojemności pasożytniczych uzwojeń jest również uzależniony od sposobu uziemień strony pierwotnej i wtórnej transformatora.

W XXI w. rozpoczęło się trzecie stulecie pełnienia służby przez transformator. Ze względu na prace nad nadprzewodnictwem wysokotem-

peraturowym nie jest łatwo przewidzieć, jak rozwinię się dalsza ewolucja transformatorów. Wydaje się, że w najbliższych dziesięcioleciach transformatory oraz autotransformatory pozostaną urządzeniami niezastąpionymi i będą skutecznie oraz sprawnie wspierać rozwój systemu elektroenergetycznego oraz coraz szersze korzystanie z dobrodziejstw energii elektrycznej. Tym bardziej przydatna wydaje się metoda dokładnego określania ich parametrów.

W przedstawionych rozważaniach przestrzegano zasadę, że całkowita indukcyjność autotransformatora obliczana wzorem (1) w [8] jest dokładnie równa sumie indukcyjności schematu zastępczego obwodu magnetycznego głównego z rysunku 9 w [8] oraz macierzy indukcyjności rozproszenia (ze składową zerową) podanej wzorem (1) i zamodelowanej układami drabinkowymi w tym artykule.

5. Literatura

- [1] Gołębiowski L., Gołębiowski M., Mazur D.: *Models of Multipulse Electrical Energy Converters with Multiwinding*, 6th IEEE Symposium on Diag-

nostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, Kraków, 2007, ss. 345-355

[2] Gyselinck J., Vandeveld L., Melkebeek J., Dular P., Henrotte F., Legros W.: *Calculations of eddy currents and associated losses in electrical steel laminations*, IEEE Transactions on Magnetic, IEEE Magnetics Society, Volume 35, Issue 3, Part 1, May 1999, ss. 1191-1194

[3] Lewicki J., Gołębiowski M.: *Metody obliczania indukcyjności rozprożeń autotransformatorów wielouwojennych*, Przegląd Elektrotechniczny, Warszawa, nr 2, 2007, Wydawnictwo SIGMA-NOT, ss. 42-48

[4] Jezierski E.: *Transformatory. Podstawy teoretyczne*, WNT, Warszawa, 1965

[5] Zakrzewski K.: *Oszacowanie efektu mocy w blachach magnetycznych w ujęciu eliptycznej pętli histerezy*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Seria: Studia i Materiały, Wrocław, Nr 62/28, 2008, ss. 18-24

[6] Noga M., Gołębiowski L., Gołębiowski M., Mazur D.: *Modelowanie macierzy indukcyjności transformatorów wielouwojennych, trójkolumnowych w funkcji częstotliwości*, XVIII Seminarium Technicznego, KOMEL Katowice, 2009 r.

[7] Gołębiowski L., Gołębiowski M., Mazur D.: *Możliwości obliczeń metodą FEM 3D stanów przejściowych oraz monoharmonicznych transformatorów wielouwojennych trójkolumnowych*, VIII Seminarium Naukowe WZEE'2008, Białystok-Białowieża, 22-24 IX 2008

[8] Noga M., Gołębiowski L., Gołębiowski M., Mazur D.: *Schemat zastępczy obwodu magnetycznego głównego transformatorów wielouwojennych, trójkolumnowych*, SME 09, Krasiczyn

Autorzy

Dr hab. inż. Jerzy Lewicki, prof. PRZ,
e-mail: jlewicki@prz.rzeszow.pl

Dr hab. inż. Lesław Gołębiowski, prof. PRZ,
e-mail: golebiye@prz.rzeszow.pl

Mgr inż. Marek Gołębiowski,
e-mail: yegolebi@prz.rzeszow.pl

Dr inż. Damian Mazur,
e-mail: mazur@prz.rzeszow.pl

Politechnika Rzeszowska,
Wydział Elektrotechniki i Informatyki,
ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów