

Weryfikacja eksperymentalna uproszczonego modelowania strat dławika pracującego w przekształtniku DC/DC z wykorzystaniem programu Matlab-Simulink

Streszczenie. W artykule przedstawiono uproszczony sposób modelowania strat rdzenia i uzwojenia dławika pracującego w przekształtniku energoelektronicznym typu DC/DC. Przedstawiono przykład implementacji wybranych modeli z wykorzystaniem programu Matlab-Simulink. Na potrzeby weryfikacji wykonano pomiary przygotowanych dławików pracujących w rzeczywistym przekształtniku. Przeanalizowano zestawienie wyników symulacji z wynikami pomiarów otrzymanych z wykorzystaniem specjalistycznej aparatury pomiarowej Hioki PW-8001.

Abstract. The paper presents a simplified method of modeling core and winding losses of an inductor operating in a DC/DC power converter. An example of the implementation of selected models using the Matlab-Simulink program is presented. For verification purposes, measurements were taken of the prepared chokes operating in the real converter. The comparison of simulation results with measurement results obtained using specialized Hioki PW-8001 measuring equipment was analyzed. (Experimental verification of the simplified modeling of inductor losses operating in a DC/DC converter using the Matlab-Simulink program).

Słowa kluczowe: modelowanie strat dławika, straty rdzenia magnetycznego, straty uzwojenia, Matlab-Simulink
Keywords: inductor loss modeling, magnetic core losses, winding losses, Matlab-Simulink

Wstęp

Dławiki należą do kluczowych elementów najbardziej popularnych topologii niezolowanych przekształtników energoelektronicznych typu DC/DC. Zarówno w przypadku korzystania z gotowych rozwiązań jak i samodzielnej realizacji elementów magnetycznych, istotną informacją z punktu widzenia końcowego projektu jest ich stratność. Ponieważ noty katalogowe producentów rdzeni magnetycznych na ogół nie dostarczają wszystkich potrzebnych informacji projektantom układów energoelektronicznych, zwłaszcza w odniesieniu do strat rdzenia w warunkach innych niż sinusoidalne, toteż w takiej sytuacji konieczne staje się samodzielne oszacowanie strat. W przypadku bardziej uniwersalnych programów jak Matlab-Simulink, tak szczegółowe zagadnienia na ogół nie są uwzględnione w żadnej z domyślnych bibliotek programu. W niniejszej pracy przedstawiono stosunkowo łatwe do implementacji w programie Matlab-Simulink, uproszczone sposoby modelowania strat dławika na przykładzie niezolowanej podwyższającej przetwornicy impulsowej, które to metody nie wymagają wstępnej znajomości wyników dostępnych pomiarowo.

Straty w rdzeniu magnetycznym

Istotnym składnikiem strat dławika mającego za zadanie pełnić funkcję magazynu energii chwilowej, jak ma to miejsce w przypadku napięciowej przetwornicy podwyższającej, jest składnik strat rdzenia ferromagnetycznego, na którym nawinięte jest jego uzwojenie. Predykcja strat rdzenia magnetycznego należy jednak do złożonych zagadnień z uwagi na nieliniowość charakterystyki magnesowania rdzenia. Dodatkowym ważnym czynnikiem komplikującym obliczenia są niesinusoidalne warunki pracy rdzenia, wynikające ze sposobu pracy przekształtników typu DC/DC. Dławik pracujący w tego typu układach poddawany jest w przybliżeniu prostokątnemu wymuszeniu napięciowemu co skutkuje trójkątnym kształtem przebiegu indukcji magnetycznej w jego rdzeniu. W praktyce przy takich warunkach pracy rdzenia dławika korzystne jest opieranie się o modele empiryczne [1-2], które dają stosunkowo dobre rezultaty przy znacząco mniejszym nakładzie obliczeniowym niż w przypadku stosowania modeli

histerezowych opisujących fizykę zjawisk w samym magnetyku. Jednym z powszechnie wykorzystywanych modeli empirycznych jest udoskonalony uogólniony wzór Steinmetza (z ang. iGSE – improved Generalized Steinmetz Equation) [3], którego postać łatwiejsza do implementacji w stosunku do oryginalnej formuły, rozwinięta dla przypadku trójkątnego przebiegu indukcji magnetycznej w rdzeniu wygląda następująco [4]:

$$(1) \quad P_{Fe} = V_{Fe} k_i f^\alpha \Delta B^\beta \left[D^{1-\alpha} + (1-D)^{1-\alpha} \right]$$

gdzie: V_{Fe} – objętość rdzenia, f – częstotliwość przebiegu indukcji w rdzeniu, ΔB – międzyszczytowa wartość indukcji magnetycznej, D – współczynnik wypełnienia impulsów sterujących, α , β – współczynniki Steinmetza (dla wymuszeń sinusoidalnych), k_i – dodatkowy współczynnik obliczany na podstawie współczynnika k tj. trzeciego współczynnika Steinmetza (dla wymuszeń sinusoidalnych), który można wyznaczyć według poniższego przybliżenia [3]:

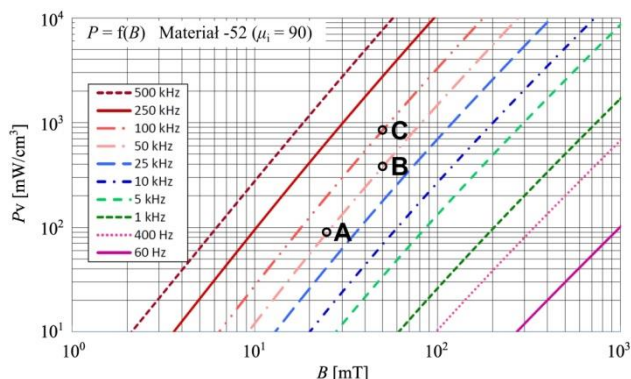
$$(2) \quad k_i = \frac{k}{2^{\alpha+1} \pi^{\alpha-1} \left(0,2761 + \frac{1,7061}{\alpha + 1,354} \right)}$$

Wzór iGSE wykorzystuje tzw. współczynniki Steinmetza charakteryzujące straty danego materiału magnetycznego. Współczynniki te dla konkretnych rdzeni można znaleźć w literaturze, jednak na ogół nie są bezpośrednio udostępniane w notach katalogowych producentów rdzeni. Można je wyznaczyć samodzielnie na podstawie podawanych przez producentów charakterystyk stratności, które odpowiadają stratom sinusoidalnym. Straty te mogą być opisywane wzorem Steinmetza (SE) z uwzględnieniem wartości referencyjnych strat w wybranych warunkach odniesienia [5]:

$$(3) \quad P_v = k f^\alpha B_m^\beta = P_{vref} \left(\frac{f}{f_{ref}} \right)^\alpha \left(\frac{B_m}{B_{ref}} \right)^\beta$$

gdzie: B_m – maksymalna gęstość strumienia magnetycznego (indukcji magnetycznej), k – współczynnik odpowiadający stratom rdzenia dla $f = 1$ Hz i $B = 1$ T, P_{vref} –

straty rdzenia magnetycznego dla częstotliwości f_{ref} i indukcji magnetycznej B_{ref} . Domyślnie k i P_{ref} wyrażone są w jednostkach W/m^3 . Przy pomocy charakterystyki strat użytego w pracy materiału rdzenia (rys. 1) można dokonać wyznaczenia współczynników Steinmetza w obrębie wybranych trzech punktów charakterystycznych [4].



Rys. 1. Charakterystyka strat $P_v = f(B)$ materiału proszkowego -52 dla różnych częstotliwości pracy [6]

Uwzględniając fakt, że charakterystyka z rysunku 1 ma zlogarytmowane wartości obydwu osi współrzędnych, współczynnik α można wyznaczyć podstawiając wartości strat i częstotliwości dla punktów C i B określonych dla tych samych wartości B_m i przy różnych częstotliwościach:

$$(4) \quad \alpha = \ln \frac{P_C}{P_B} \left(\ln \frac{f_C}{f_B} \right)^{-1}$$

Współczynnik β można uzyskać podstawiając wartości strat i gęstości strumienia magnetycznego dla punktów B i A (rys. 1) odpowiadających różnym wartościom B_m dla tej samej częstotliwości:

$$(5) \quad \beta = \ln \frac{P_B}{P_A} \left(\ln \frac{B_B}{B_A} \right)^{-1}$$

Natomiast współczynnik k można wyznaczyć dla wybranego punktu odniesienia według poniższej zależności:

$$(6) \quad k = \frac{P_x}{f_x^\alpha B_x^\beta}$$

Przedstawiony sposób wyznaczania współczynników Steinmetza obarczony jest dodatkowym błędem związanym z niedokładnością odczytu wartości z wykresu, co przekłada się ostatecznie na niedokładność wyznaczenia strat według wzoru (1) w przypadku gdy wykres stanowi jedyne źródło informacji o stratach danego materiału rdzenia. Interesujący sposób wyznaczania zestawów współczynników bez potrzeby arbitralnego określania przedziałów zmienności częstotliwości przedstawiono w pracy [7]. Jednak na potrzeby dokładnej identyfikacji współczynników wykorzystuje się zbiory danych pomiarowych uzyskanych dla wymaganej zmienności częstotliwości i indukcji w rdzeniu. Stąd w przypadku predykcji nieopartej o wcześniej dostępne wyniki pomiarów zdecydowanie prościej jest skorzystać z formuł podawanych przez producentów rdzeni, o ile takowe wzory empiryczne są udostępnione. Producent rdzeni wykorzystywanych na potrzeby niniejszej pracy, udostępnia w swoich notach katalogowych wzór, pierwotnie przedstawiony jako model Oliviera [8], wraz z zestawem

czterech współczynników (a , b , c , d) charakteryzujących stratność materiału rdzenia [6]:

$$(7) \quad P_v = \frac{f}{\frac{a}{B_m^3} + \frac{b}{B_m^{2.3}} + \frac{c}{B_m^{1.65}}} + dB_m^2 f^2$$

Co istotne, we wzorze tym wartość B_m powinna być wyrażona w gausach a obliczone straty odpowiadają warunkom wymuszenia sinusoidalnego. Możliwe jest jednak przejście do opisu strat w warunkach pracy przekształtnika DC/DC z wykorzystaniem częstotliwości ekwiwalentnej [9]:

$$(8) \quad f_{eq(sin)} = \frac{8}{\pi^2} f_{rect}$$

gdzie: f_{rect} – częstotliwość indukcji magnetycznej rdzenia pracującego w warunkach przekształtnika DC/DC. Zakładając równość energii traconej w warunkach prostokątnego napięcia magnesującego rdzeń z energią traconą przy wymuszeniu sinusoidalnym o częstotliwości ekwiwalentnej, oraz symetryczny kształt przebiegu strumienia magnetycznego ($D = 0,5$), straty rdzenia w warunkach pracy przekształtnika DC/DC można wyrazić następująco (zagadnienie opisano w pracach [9-11]):

$$(9) \quad P_{rect}(f_{rect}, \Delta B, H_{DC}) = f_{rect} \frac{P_{sin}(f_{eq(sin)}, \Delta B, H_{DC})}{f_{eq(sin)}}$$

gdzie: P_{rect} , P_{sin} – straty rdzenia magnetycznego w warunkach wymuszenia napięciowego magnesującego rdzeń o kształcie odpowiednio prostokątnym i sinusoidalnym. W przypadku przytoczonych wzorów (1) oraz (7), wpływ składowej stałej natężenia pola magnetycznego H_{DC} na straty nie jest uwzględniony. Stąd w ramach uproszczeń przyjęto we wzorze (7), że $B_m = \Delta B/2$, pomijając także we wzorze (9) zastrzeżenie dotyczące tych samych warunków podmagnesowania składową stałą natężenia pola magnetycznego. Podczas części eksperymentalnej dolożono starań aby wraz ze zmianą częstotliwości utrzymywać na stałym poziomie składową stałą prądu dławika. Wartość ΔB , w przypadku pracy dławika w przetwornicy typu boost opisuje zależność:

$$(10) \quad \Delta B = \frac{\eta U_{we} D}{f N S_{Fe}}$$

gdzie: U_{we} – wartość skuteczna napięcia wejściowego, f – częstotliwość przełączania tranzystora przekształtnika (tożsama z częstotliwością przebiegu indukcji magnetycznej w rdzeniu), N – liczba zwojów uzwojenia magnesującego rdzeń dławika, S_{Fe} – pole przekroju poprzecznego rdzenia magnetycznego, η – sprawność przekształtnika.

Straty w uzwojeniu

Drugim istotnym składnikiem strat dławika są straty w uzwojeniu. Gdy przez uzwojenie przepływa prąd o częstotliwościach typowych dla układów energoelektronicznych (w zależności od typu układu często znacznie wyższych od 1 kHz), to wówczas istotny wpływ na straty mają dodatkowo zjawiska naskórkowości i przylegania. Dla przypadku prądu sinusoidalnego zagadnienie to opisano chociażby w pracach [12-13]. Z uwagi na niesinusoidalny kształt prądu dławika pracującego w przetwornicy impulsowej, zaproponowany został sposób obliczeń z uwzględnieniem wpływu poszczególnych harmonicznych na rezystancję uzwojenia [14]. Ponieważ niniejsza praca dotyczy modelowania uproszczonego,

dlatego wykorzystano zależność uwzględniającą jedynie zjawisko naskórkowości dla prądu o przebiegu sinusoidalnym. W takim przypadku rezystancję odosobnionego przewodu, z którego wykonane jest uzwojenie, określa wzór [15]:

$$(11) \quad R_n = R_{DC} K_n(d, \delta)$$

gdzie: R_{DC} – rezystancja przewodu miedzianego dla prądu stałego, K_n – współczynnik będący funkcją stosunku średnicy przewodu d i głębokości wnikania δ , który w zależności od wzajemnego stosunku tych wielkości wyrażany jest następująco [15]:

$$(12) \quad K_n = \begin{cases} 1 + \frac{\left(\frac{d}{2\delta}\right)^4}{48 + 0,8\left(\frac{d}{2\delta}\right)^4} & \text{dla } \frac{d}{2\delta} < 1,7 \\ 0,25 + 0,5\left(\frac{d}{2\delta}\right) + \frac{3}{32}\left(\frac{2\delta}{d}\right) & \text{dla } \frac{d}{2\delta} > 1,7 \end{cases}$$

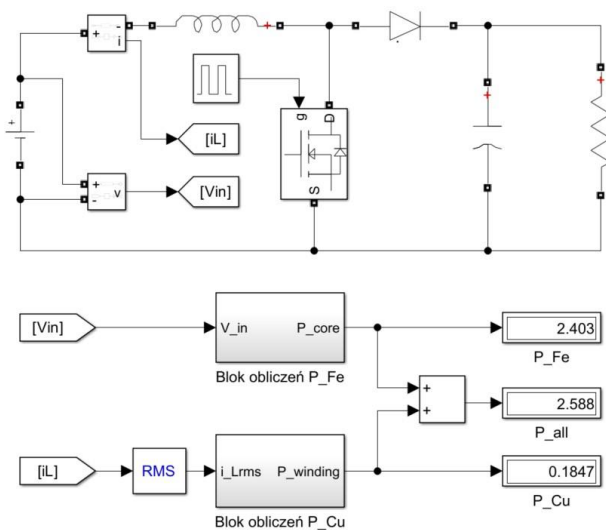
Wówczas straty uzwojenia wykonanego z pojedynczego drutu nawojowego wyraża znana zależność:

$$(13) \quad P_{Cu} = I_{Lrms}^2 R_n$$

gdzie: I_{Lrms} – wartość skuteczna prądu dławika.

Modelowanie w programie Matlab-Simulink

W celu przeprowadzenia symulacji zaimplementowano przedstawione modele strat w programie Matlab-Simulink z wykorzystaniem standardowej biblioteki Simscape. Przedstawiane w niniejszym rozdziale modele dotyczą wyłącznie zjawiska strat w rdzeniu magnetycznym lub w uzwojeniu i nie odzwierciedlają innych zjawisk jak np. nasycenie rdzenia, co powinno być implementowane niezależnie w ramach funkcjonalności elementów bibliotecznych lub za pomocą dodatkowych modeli. Nadrzędny schemat blokowy układu nieizolowanego przekształtnika DC/DC podwyższającego napięcie (z ang. boost) wraz z blokami obliczeń strat w rdzeniu i uzwojeniu analizowanego dławika, przedstawiono na rysunku 2.



Rys. 2. Schemat blokowy modelu w programie Matlab-Simulink

Zasymulowano pracę dwóch dławików zbudowanych na bazie rdzeni z odmiennych materiałów magnetycznych.

Uzwojenie dławików w obydwu przypadkach wykonano drutem nawojowym o średnicy $d = 1$ mm. Ich specyfikację zawierającą podstawowe parametry zawarto w tabeli 1.

Tabela 1. Podstawowe parametry badanych dławików [6][16]

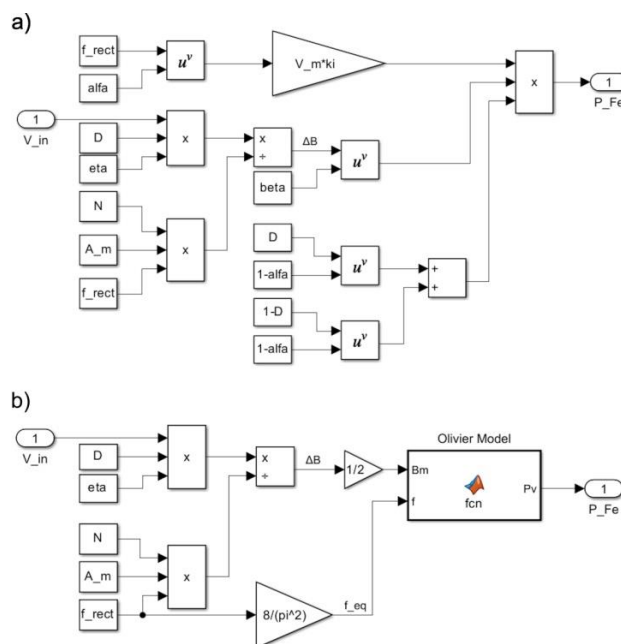
Nazwa rdzenia	T106-52	OD-107090-2
Przenikalność względna początkowa μ_{ri}	75	90
Indukcja nasycenia B_{sat} [T]	1,85	1,69
Dług. drogi magnetycznej l_m [mm]	64,9	63,5
Powierzchnia przekroju S_{Fe} [mm ²]	65,9	49,7
Objętość V_{Fe} [mm ³]	4280	3160
Liczba zwojów N	17	17
Indukcyjność obliczona L_{obl} [μH]	27,5	25,5

Współczynniki Steinmetza zidentyfikowano na podstawie charakterystyki $P_v = f(f)$ (rys. 1) według wcześniej przedstawionej metody trzypunktowej dla charakterystycznych wartości częstotliwości (50 kHz, 300 kHz) oraz indukcji maksymalnych (25 mT, 50 mT). Wartości strat w danych punktach obliczono ze wzoru (7) dla zniwelowania niedokładności odczytu wartości wprost z charakterystyki strat danego rdzenia. W tabeli 2 przedstawiono wyliczone z pomocą skryptów programu Matlab wartości współczynników Steinmetza oraz podane przez producenta współczynniki dla wzoru (7).

Tabela 2. Współczynniki charakteryzujące stratność wybranych materiałów rdzenia [6], [16]

Model Oliviera	a	b	c	d
Materiał -52	1E+9	1,1E+8	2,1E+6	6,9E-14
Materiał OD	1E+6	7.629E+8	4.688E+6	4.273E-14
Model iGSE	k	k_i	α	β
Materiał -52	212,59	20,44	1,25	2,06
Materiał OD	8,18	0,63	1,46	2,12

Zawartość bloku obliczeń strat w rdzeniu w zależności od wybranego modelu predykcji przedstawia rysunek 3.

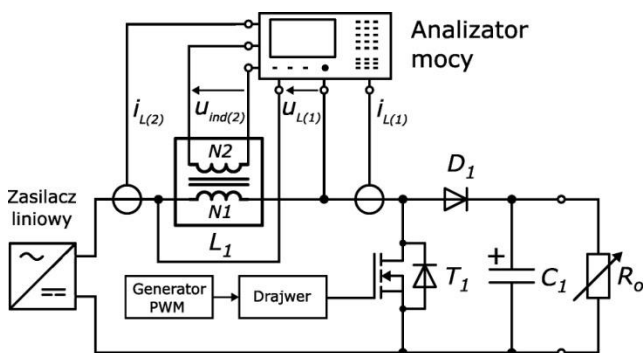


Rys. 3. Zawartość bloku obliczeń strat rdzenia: a) dla modelu iGSE (1), b) dla modelu Oliviera (7) z uwzględnieniem wzorów (8) i (9)

Implementację modeli strat rdzenia (rys. 3) wykonano w większości klasycznie z wykorzystaniem bloków matematycznych programu Simulink. W przypadku bardziej złożonych wyrażeń jak wzór (7) użyto bloku typu „MATLAB function” (rys. 3b), w którym zawarto także niezbędne przeliczenie wyrażone zależnością (9). W podobny sposób zrealizowano blok obliczeń strat w uzwojeniu. Główny schemat blokowy z racji uproszczeń nie zawiera dodatkowych rezystorów modelujących rezystancję dławika (wartość ta przeliczana jest w „bloku obliczeń P_Cu”) czy też kondensatora, a także nie uwzględniono modeli strat elementów półprzewodnikowych. Ponieważ sprawność przekształtnika zmienia się wraz ze zmianą obciążenia i częstotliwości pracy, na potrzeby uproszczonego modelowania, przyjęto stałą wartość sprawności w zakresie typowych dla analizowanego typu przekształtnika. Dla rdzenia T106-52 przyjęto sprawność przekształtnika $\eta = 0,9$. Natomiast podczas analizy nowszego mniej stratnego rdzenia OD-107090-2 przyjęto $\eta = 0,95$. Wartość sprawności przekształtnika, jak podaje wzór (10), ma istotny wpływ na bezpośrednio niedostępną pomiarowo podczas badań osiąganą w rdzeniu dławika wartość międzyszczytową indukcji magnetycznej ΔB , która to z kolei jak wskazują wzory (1), (3) oraz (7), ma istotny wpływ na straty rdzenia. Stąd kwestia ta nie może być zaniedbana i stanowi niewrażliwe miejsce całego toku rozważań. Na potrzebę bardziej szczegółowych badań należałoby dokonać predykcji strat wszystkich elementów przekształtnika aby lepiej oszacować przewidywaną wartość całkowitej sprawności. Po weryfikacji eksperymentalnej uzyskane wyniki należałoby skorelować z założeniami i w przypadku istotnych rozbieżności dokonać stosownych korekt. Złożony obliczeniowo sposób analitycznego wyznaczania zmienności wartości sprawności przekształtników typu DC/DC przedstawiono w pracy [17].

Weryfikacja eksperymentalna

Pomiary strat badanych dławików pracujących w rzeczywistym układzie przekształtnika typu boost wykonano według metodologii przedstawionej w pracy [18]. Wykorzystano w tym celu analizator mocy Hioki PW-8001 wraz z sondami prądowymi Hioki CT6872. Badane dławiki wyposażono w dodatkowe uzwojenia pomiarowe pozwalające na bezpośredni pomiar strat w samym rdzeniu. Schemat pomiarowy przedstawiono na rysunku 4.

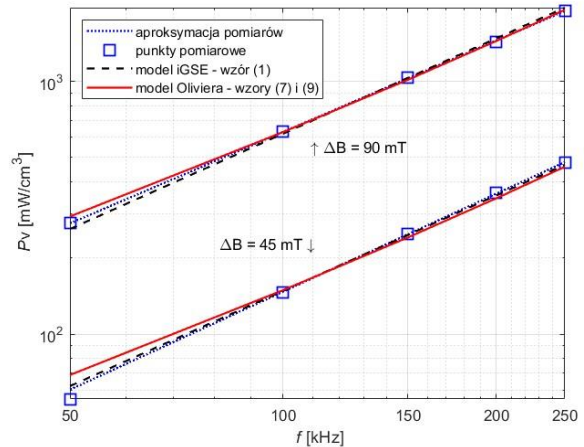


Rys. 4. Schemat układu pomiarowego strat dławika pracującego w nieizolowanym przekształtniku DC/DC podwyższającym napięcie

Z uwagi na eksperymentalny charakter układu (rys. 4), badany przekształtnik pracował w otwartej pętli, bez kontrolera w sprzężeniu zwrotnym, który stabilizowałby napięcie wyjściowe. Stąd możliwe było ustalenie wartości współczynnika wypełnienia D sygnału sterującego pracą tranzystora przekształtnika na stałą wartość, która w normalnych warunkach pracy układu sterowania ze

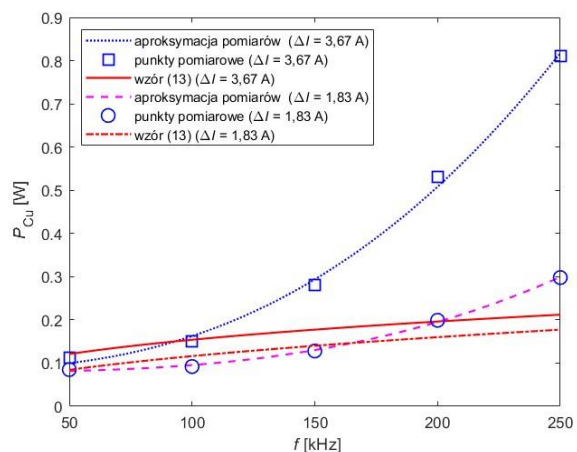
sprężeniem zwrotnym byłaby automatycznie modyfikowana na potrzeby utrzymywania stałej wartości zadanego napięcia wyjściowego. W związku z tym, zgodnie z zależnością (10), dla uzyskania wymaganej wartości ΔB podczas pomiaru, ustalano wartość napięcia wejściowego dla danej częstotliwości przełączeń tranzystora.

W ramach weryfikacji eksperymentalnej zestawiono wyniki symulacji wraz z wynikami pomiarów strat rdzenia czy też uzwojenia dla różnych częstotliwości pracy przekształtnika, przy zachowaniu współczynnika $D = 0,5$.



Rys. 5. Zestawienie wyników strat rdzenia T106-52 dla pracy przekształtnika ze współczynnikiem $D = 0,5$

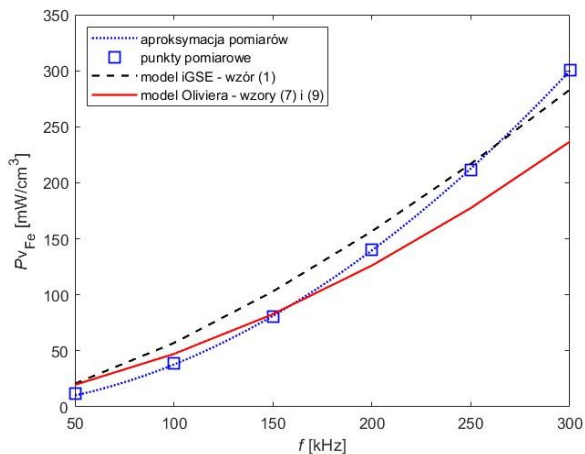
Analizując uzyskane wyniki symulacji dla rdzenia proszkowego T106-52 można zauważyć, że są one bliskie wynikom pomiarów (rys. 5) dla obydwu testowanych modeli w zakresie częstotliwości powyżej 100 kHz. Przy niższych częstotliwościach nadal stosunkowo blisko pomiarów pozostają wyniki uzyskane z modelu iGSE, co może być spowodowane wąskim doбором zakresu indukcji i częstotliwości podczas identyfikacji współczynników Steinmetza. Użyte we wzorze (7) współczynniki podane przez producenta (tabela 2) charakteryzują jednak straty w znacznie szerszym zakresie, bo od 60 Hz do 500 kHz (rys. 1). Na rysunku 6 przedstawiono straty uzwojenia dławika z rdzeniem T106-52.



Rys. 6. Wyniki strat uzwojenia dławika z rdzeniem T106-52 dla składowej stałej prądu dławika $I_{DC} = 2$ A

W przypadku strat w uzwojeniu (rys. 6), z uwagi na zastosowanie bardzo uproszczonego modelu można zauważyć zbliżone wartości w zakresie do ok. 150 kHz (w warunkach $\Delta I = 1,83$ A odpowiadających $\Delta B = 45$ mT), które to przybliżenie w zależności od aplikacji, można uznać za

wystarczającą informację dla projektanta. Zdecydowanie gorzej wypadają już jednak wyniki dla większej zmienności prądu dławika ΔI . Należy jednak zaznaczyć, że analiza strat dla częstotliwości powyżej dziesiątek kiloherców ma charakter głównie teoretyczny, gdyż dla wyższych częstotliwości, uzwojenia wykonywane są już najczęściej z przewodów licowanych a nie pojedynczego drutu nawojowego jak w przypadku badanych dławików.



Rys. 7. Wyniki strat rdzenia OD-107090-2 ($\Delta B = 47,5$ mT, $D = 0,5$)

Dla przyjętych współczynników z tabeli 2, porównanie wyników symulacji i pomiarów strat rdzenia proszkowego OD-107090-2 (rys. 7) wskazuje na lepszą zbieżność wyników modelu Oliviera w okolicach 150 kHz oraz lepszą model iGSE w okolicach 250 kHz. Ogólnie jednak w badanym zakresie częstotliwości symulacje okazały się gorzej modelować nowszy rdzeń z serii OD (rys. 7) w stosunku do poprzedniego rdzenia z serii -52 (rys. 5).

Podsumowanie

Przedstawione wyniki sugerują, że uproszczone modele łatwe do implementacji w uniwersalnym programie jakim jest Matlab-Simulink, mogą dawać akceptowalne rezultaty w ograniczonym zakresie częstotliwości dla wybranych proszkowych materiałów magnetycznych bez potrzeby przeprowadzania wcześniejszych pomiarów gotowego układu z wykorzystaniem specjalistycznej aparatury. Ponieważ w celu minimalizacji gabarytów elementów magnetycznych obecnym trendem jest zwiększanie częstotliwości pracy układów energoelektronicznych, toteż w przypadku korzystania z modeli opartych o współczynniki Steinmetza, wskazane jest wyznaczanie ich dla możliwie wąskich zakresów częstotliwości. Dzięki temu modele oparte o modyfikacje wzoru Steinmetza, mają szansę w wąskich zastosowaniach dorównywać dokładnością modelowi z większą ilością współczynników jakim jest model Oliviera, który jak podaje opracowanie [8] lepiej odwzorowuje straty dla szerszego zakresu częstotliwości i indukcji magnetycznej, niż wzór Steinmetza. Przedstawione modele lepiej przewidziały straty rdzenia T106-51. Należy jednak mieć na uwadze stosunkowo niskie wartości osiąganych strat rdzenia OD-107090-2, których pomiar może być obciążony większą niepewnością. Analiza metrologiczna uzyskanych wyników prezentowanego podejścia stanowi jednak złożony odrębny temat badawczy, który będzie rozwijany w trakcie kolejnych prac. W celu dokładnego określenia podczas badań osiąganej wartości ΔB rdzenia, wskazany jest jednoczesny pomiar sprawności przekształtnika wymagający użycia dodatkowych kanałów pomiarowych wraz z sondami. W

przypadku modelowania strat w uzwojeniu wartościowe mogą okazać się bardziej rozbudowane modele pozwalające na uwzględnienie zarówno zjawiska naskórkowości jak i przylegania dla przebiegów niesinusoidalnych prądu, co obciążone jest zwiększeniem stopnia złożoności obliczeniowej modelu.

Autorzy: mgr inż. Damian Gziel, e-mail: damian.gziel@pcz.pl, dr inż. Andrzej Jąderko, e-mail: andrzej.jaderko@pcz.pl, mgr inż. Tomasz Pawlikowski, e-mail: tomasz.pawlikowski@pcz.pl, Politechnika Częstochowska, Instytut Elektroenergetyki, Aleja Armii Krajowej 17, 42-218 Częstochowa

LITERATURA

- [1] Z. Li, W. Han, Z. Xin, Q. Liu, J. Chen, and P. C. Loh, "A Review of Magnetic Core Materials, Core Loss Modeling and Measurements in High-Power High-Frequency Transformers," *CPSS Trans. Power Electron. Appl.*, vol. 7 (2022), no. 4, 359–373
- [2] D. Gziel and M. Najgebauer, "Przegląd modeli strat mocy w rdzeniach magnetycznych pracujących w układach energoelektronicznych," *Prz. Elektrotechniczny*, vol. 96 (2020), no. 12, 238–242
- [3] K. Venkatachalam, C. R. Sullivan, T. Abdallah, and H. Tacca, "Accurate prediction of ferrite core loss with nonsinusoidal waveforms using only steinmetz parameters," *Proc. IEEE Work. Comput. Power Electron. COMPEL*, vol. 2002-Janua (2002), no. June, 36–41
- [4] W. G. Hurley and W. H. Wölfle, *Transformers and Inductors for Power Electronics: Theory, Design and Applications*. (2013), doi: 10.1002/9781118544648
- [5] A. Van den Bossche and V. C. Valchev, *Inductors and transformers for power electronics*. (2005)
- [6] Micrometals, "T106-52," Anaheim, (2019), [Online]. Available: <https://datasheets.micrometals.com/T106-52-DataSheet.pdf>
- [7] C. R. Sullivan and J. H. Harris, "Testing Core Loss for Rectangular Waveforms, Phase II Final Report," (2010)
- [8] C. Olivier, "A New Core Loss Model," *Switch. Power Mag.*, pp. 1–3, (2006)
- [9] M. Albach, T. Duerbaum, and A. Brockmeyer, "Calculating core losses in transformers for arbitrary magnetizing currents a comparison of different approaches," *PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, vol. 2 (1996), 1463–1468
- [10] H. Matsumori, T. Shimizu, T. Kosaka, and N. Matsui, "Core loss calculation for power electronics converter excitation from a sinusoidal excited core loss data," *AIP Adv.*, vol. 10 (2020), no. 4
- [11] D. Gziel, M. Najgebauer, and Ł. Mierczak, "Experimental Verification of the Method for Calculating Losses in DC/DC Converter Cores Based on Sinusoidal Excitations," *Acta Phys. Pol. A*, vol. 146 (2024), no. 1, 59–63
- [12] P. L. Dowell, "Effects of eddy currents in transformer windings," *Proc. Inst. Electr. Eng.*, vol. 113 (1966), no. 8
- [13] A. Reatti, M. K. Kazimierczuk, and S. Member, "Comparison of Various Methods for Calculating the AC Resistance of Inductors," vol. 38 (2002), no. 3, 1512–1518
- [14] N. Kondrath and M. Kazimierczuk, "Inductor winding loss owing to skin and proximity effects including harmonics in non-isolated pulse-width modulated dc-dc converters operating in continuous conduction mode," *IET Power Electron.*, vol. 3 (2010), no. 6, 989–1000
- [15] R. Barlik and M. Nowak, *Energoelektronika- elementy, podzespoły, układy*. Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, (2014)
- [16] Micrometals, "OD-107090-2," Anaheim, (2023). [Online]. Available: <https://datasheets.micrometals.com/OD-107090-2-DataSheet.pdf>
- [17] J. M. E. Gómez, A. J. B. Piña, E. D. Aranda, and J. M. A. Márquez, "Theoretical assessment of DC/DC power converters' basic topologies. A common static model," *Appl. Sci.*, vol. 8 (2017), no. 1
- [18] B. K. Hayashi, "Measurement of Loss in High-Frequency Reactors," (2017), 2–7