

WYZNACZANIE MOCY STRAT W RDZENIU DŁAWIKA PRACUJĄCEGO W PRZETWORNICY BOOST

W artykule rozważano problem wyznaczania mocy strat w dławiku pracującym w przetwornicy boost. Przeanalizowano literaturowe zależności, uwzględniające straty mocy w rdzeniu i w uzwojeniu elementów magnetycznych oraz obliczono moce strat w rdzeniu i w uzwojeniu wybranych dławików. Wykorzystując skupiony model termiczny, obliczono temperaturę rdzenia, a uzyskane wyniki porównano z wynikami pomiarów. Badania przeprowadzono dla dławika zawierającego rdzeń, wykonany ze sproszkowanego żelaza przy dwóch wartościach częstotliwości kluczowania. Z przeprowadzonych badań wynika, że całkowite straty mocy w dławiku są znacznie większe od sumy strat mocy w rdzeniu i uzwojeniu obliczonych na podstawie wzorów literaturowych.

Słowa kluczowe: straty mocy, materiały ferromagnetyczne, przetwornica boost, dławik.

WSTĘP

Większość układów energoelektronicznych poza elementami półprzewodnikowymi zawiera także elementy magnetyczne – dławiki lub transformatory. Jednymi z najpopularniejszych układów należących do tej klasy są dławikowe przetwornice dc–dc [1]. Wzrost zainteresowania tymi układami i dążenie do ich miniaturyzacji wymagają zwiększenia częstotliwości przełączania elementów elektronicznych, która z kolei istotnie wpływa na parametry użytkowe zastosowanych elementów magnetycznych, m.in. na straty mocy i związaną z nimi sprawność energetyczną rozważanych układów [1, 13].

Literaturowe propozycje modelowania strat mocy w materiałach magnetycznych rozważono m.in. w pracach [2, 3, 4, 14]. Przykładowo w pracy [2] do wyznaczania strat mocy w materiale ferromagnetycznym wykorzystano tzw. naturalną zależność Steimetz, zgodnie z którą moc strat w rdzeniu jest uzależniona od całki z modułu czasowej pochodnej indukcji pola magnetycznego. W pracy [2] zwrócono także uwagę, że występujące we wzorze parametry materiałowe α oraz β zależą od częstotliwości. Problem modelowania strat w materiałach magnetycznych Fe-Si opisano w pracy [8], a straty w laminowanych rdzeniach magnetycznych przedstawiono w pracy [4], gdzie zaproponowano metodę obliczeń, bazującą na ocenie krzywych magnesowania oraz ich kształtu. Straty obliczane są na podstawie wyznaczania powierzchni pętli histerezy. Z kolei straty w taśmach z materiału nanokrystalicznego rozważono w pracy [3], gdzie straty wyznaczone są z wykorzystaniem krzywej magnesowania, która została zdekomponowana na krzywą magnesowania

statyczną i dynamiczną. Problem z analizą nieliniowych rdzeni laminowanych w wyniku działania prądów wirowych opisano m.in. w pracy [12].

Podczas projektowania układów impulsowego przetwarzania energii istotne jest uwzględnienie zjawisk fizycznych zachodzących w ich elementach składowych, w tym także zjawisk cieplnych i związanych z nimi strat mocy [9]. W literaturze przedmiotu podaje się różne metody wyznaczania tych strat, które są słuszne tylko w pewnych przypadkach.

W niniejszym artykule pracy przeanalizowano przydatność literaturowych modeli opisujących straty w elementach magnetycznych do wyznaczania mocy strat w dławiku pracującym w przetwornicy *boost*. W rozdziale 1 omówiono straty mocy występujące w rdzeniu oraz uzwojeniu dławika oraz przedstawiono opisujące je zależności analityczne. W rozdziale 2 zaprezentowano dwie metody wyznaczania indukcyjności dławika, niezbędnej do określenia amplitudy indukcji magnetycznej, od której zależą straty występujące w rdzeniu dławika. W rozdziale 3 przedstawiono uzyskane wyniki pomiarów i obliczeń.

1. OPIS MOCY STRAT

Całkowite straty mocy występujące w rdzeniu ferromagnetycznym są sumą strat związanych ze stratami histerezowymi, prądami wirowymi i stratami nadmiarowymi [1]. O tym, który z wymienionych składników strat jest dominujący, decyduje przede wszystkim rodzaj materiału ferromagnetycznego, z którego wykonano rdzeń, ale także wartość częstotliwości oraz kształt przebiegu czasowego indukcji magnetycznej w rdzeniu.

Ogólny wzór opisujący straty mocy w rdzeniu przedstawiono m.in. w pracy [2], a jego udoskonalona wersja z pracy [13] ma postać:

$$P_{loss} = V_e \cdot (B_m)^{\beta-\alpha} \cdot (1 + \alpha_{PR} \cdot (T_R - T_m)^2) \cdot \frac{P_{V0}}{T} \int_0^T \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha dt \quad (1)$$

gdzie:

- V_e – objętość ekwiwalentna rdzenia,
- P_{V0} – stratność w rdzeniu,
- α, β – parametry materiału rdzenia zależne od materiału ferromagnetycznego wykorzystanego do budowy rdzenia,
- B_m – amplituda indukcji magnetycznej,
- T_R – temperatura rdzenia,
- T – okres przebiegu indukcji pola magnetycznego,
- α_{PR} – kwadratowy temperaturowy współczynnik mocy strat w rdzeniu,
- T_m – temperatura, przy której straty w rdzeniu są najmniejsze,
- B – indukcja pola magnetycznego.

W przypadku sinusoidalnego przebiegu $B(t)$ straty w rdzeniu opisuje zależność [9]:

$$P_R = V_e \cdot P_{V0} \cdot f^\alpha B_m^\beta \cdot (2 \cdot \pi)^\alpha \cdot (1 + \alpha_{PR} \cdot (T_R - T_m)^2) \cdot (0,6336 - 0,1892 \cdot \ln(\alpha)) \quad (2)$$

gdzie f oznacza częstotliwość przebiegu indukcji pola magnetycznego.

W przypadku trójkątnego przebiegu indukcji pola magnetycznego straty w rdzeniu określa zależność [6]:

$$P_R = V_e \cdot P_{V0} \cdot f^\alpha B_m^\beta \cdot 2^\alpha \cdot (1 + \alpha_{PR} \cdot (T_R - T_m)^2) \cdot (d^{1-\alpha} + (1-d)^{1-\alpha}) \quad (3)$$

gdzie:

- $d \cdot T$ – czas narastania przebiegu $B(H)$,
- $(1-d) \cdot T$ – czas opadania tego przebiegu.

Z kolei zależność z pracy [9], określająca moc traconą w uzwojeniu P_U , uwzględnia straty omowe i przebiegu i zjawisko naskórkowości. Zależność ta ma postać:

$$P_U = R \cdot I^2 \cdot [1 + \alpha_\rho \cdot (T_U - T_0)] + l_d / d_d \cdot \sqrt{\mu_0 \cdot \rho \cdot f \cdot (1 + \alpha_\rho \cdot (T_U - T_0))} \cdot \frac{I_{mx}}{2} \quad (4)$$

gdzie:

- R – rezystancja uzwojenia w temperaturze odniesienia T_0 przy częstotliwości $f = 0$,
- T_U – temperatura uzwojenia,
- l_d – długość uzwojenia,
- d_d – pole przekroju poprzecznego drutu nawojowego,
- ρ – rezystywność miedzi,
- I_{mx} – wartość międzyszczytowa prądu dławika,
- I – wartość średnia prądu dławika,
- α_ρ – temperaturowy współczynnik rezystywności miedzi.

Jak można zauważyć z postaci zależności (1)–(3), do wyznaczenia mocy strat w rdzeniu niezbędna jest znajomość parametrów magnetycznych rozważanego rdzenia, związanych z materiałem ferromagnetycznym, z którego został on wykonany, takich jak: P_{V0} , α , β oraz parametru geometrycznego rdzenia V_e .

W celu wyznaczenia parametrów materiału ferromagnetycznego należy obliczyć poszczególne parametry zgodnie z algorytmem estymacji parametrów modelu dławika, opisanym m.in. w pracy [7], korzystając z danych katalogowych i charakterystyk materiału ferromagnetycznego, np. $P_V(B_m)$, $P_V(f)$, $P_V(T)$, podawanych przez producentów rdzeni. Natomiast parametr geometryczny rdzenia można wyznaczyć, stosując proste pomiary i zależności matematyczne znane z geometrii lub odczytać go z karty katalogowej.

2. WYZNACZANIE INDUKCYJNOŚCI

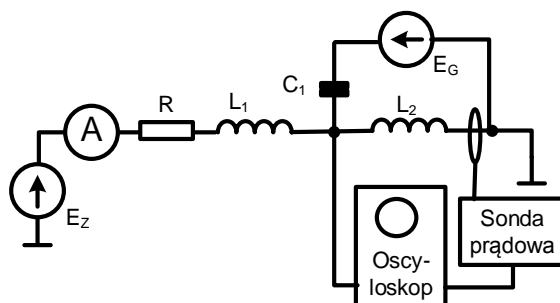
W zależnościach (1)–(3), opisujących straty mocy w rdzeniu, występuje amplituda indukcji. Wykorzystując aproksymację liniową krzywej magnesowania, można wyznaczyć amplitudę indukcji na podstawie uproszczonej zależności o postaci:

$$B_m = \frac{L}{z \cdot S_{Fe}} \cdot \Delta i_L \quad (5)$$

gdzie:

- z – liczba zwojów dławika,
- S_{Fe} – pole przekroju czynnego rdzenia,
- Δi_L – amplituda prądu dławika,
- L – indukcyjność dławika.

Istotnym parametrem występującym we wzorze (5) jest indukcyjność, której wartość można wyznaczyć eksperymentalnie. W artykule wykorzystano dwie metody pomiarowe. Pierwsza z nich bazuje na pomiarze indukcyjności w układzie pokazanym na rysunku 1 (metoda 1) [10]. W metodzie tej przebieg prądu dławika ma kształt sinusoidalny. Druga metoda wykorzystuje czasowe przebiegi prądu wejściowego przetwornicy *boost* i układ przedstawiony na rysunku 2 (metoda 2). W metodzie tej przebieg prądu dławika ma kształt trójkątny.



Rys. 1. Układ do pomiaru indukcyjności i rezystancji szeregowej dławika metodą 1

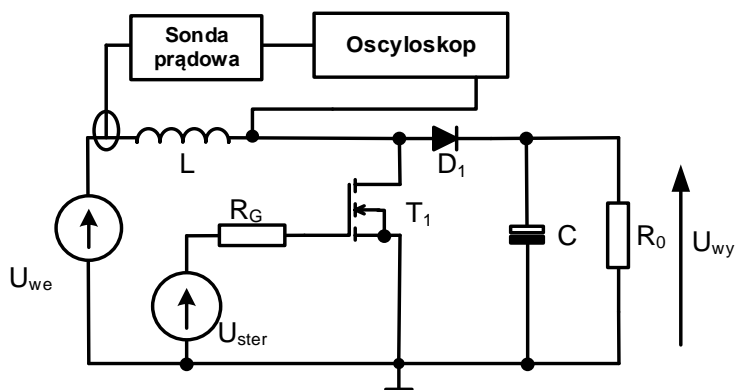
Fig. 1. The set-up for measuring inductance and series resistance of an inductor using method 1

W układzie pomiarowym z rysunku 1 źródło napięciowe E_Z wymusza stałą prądu zasilania, mierzoną przez amperomierz. Z kolei generator E_G wytwarza mały sygnał sinusoidalny pobudzający badany dławik L_2 . Sonda prądowa umożliwia wyznaczenie czasowego przebiegu prądu dławika. Przebieg tego prądu oraz napięcia na dławiku są rejestrowane przez oscyloskop. Za pomocą ilorazu wartości międzyszczytowych prądu i napięcia wyznaczany jest moduł impedancji badanego dławika, a przesunięcie fazowe między tymi sygnałami jest równe fazie impedancji. Przyjmując, że w zakresie częstotliwości f znacznie mniejszych od częstotliwości

rezonansowej dławika element ten może być modelowany za pomocą połączenia szeregowego idealnej cewki o indukcyjności L oraz rezystora o rezystancji R , wartość indukcyjności L jest wyliczana na podstawie wyników pomiarów fazy φ i modułu impedancji $|Z|$ ze wzoru [5, 11]:

$$L = \frac{|Z| \cdot \sin \varphi}{2 \cdot \pi \cdot f} \quad (6)$$

Druga metoda bazuje na wyznaczaniu czasowych przebiegów prądu wejściowego przetwornicy *boost*. Odpowiedni układ pomiarowy określa schemat przedstawiony na rysunku 2.



Rys. 2. Schemat dławikowej przetwornicy *boost*

Fig. 2. The diagram of the boost converter

Indukcyjność dławika wyznaczana jest z zależności:

$$L = \frac{\Delta U}{\Delta I} \cdot d \cdot T \quad (7)$$

gdzie:

ΔU – wartość międzyszczytowa napięcia na dławiku,

ΔI – wartość międzyszczytowa prądu dławika.

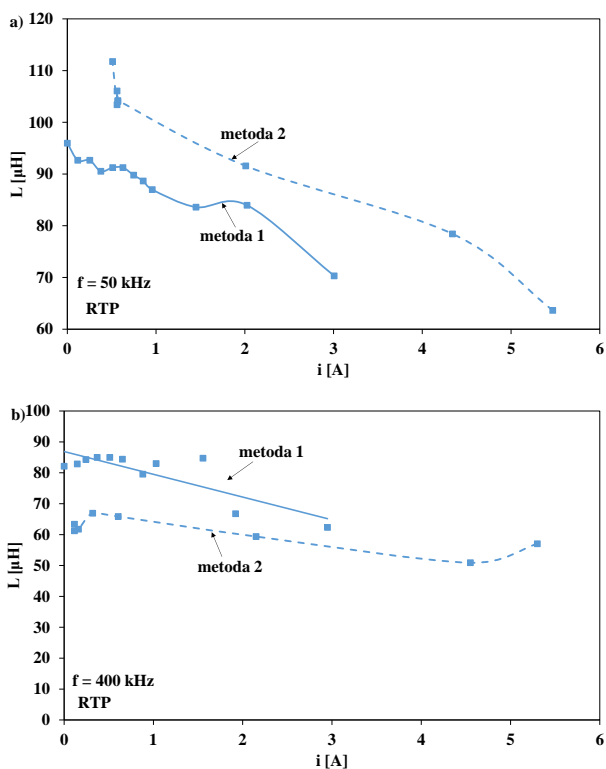
3. WYNIKI BADAŃ

W celu wyznaczenia strat mocy w uzwojeniu i rdzeniu dławika przeprowadzono pomiary i obliczenia dla dławika zawierającego toroidalny rdzeń proszkowy RTP z materiału T106 o wymiarach 26,9 x 14,5 x 11 mm (średnica zewnętrzna, średnica wewnętrzna, wysokość). Parametry modelu dławika występujące w zależnościach (1)–(4) wyznaczono na podstawie danych katalogowych podawanych przez producenta, zgodnie z algorytmem estymacji parametrów dławika, opisanym m.in. w pracy [7]. Zestawiono je w tabeli 1.

Tabela 1. Wartości parametrów magnetycznych i geometrycznych rozważanego dławika**Table 1.** The values of magnetic and geometric parameters of the considered inductor

Parametr	P_{v0} [W/m ³]	α_{PR} [K ⁻²]	α	S_{Fe} [m ²]	β	z	S_d [m ²]	l_d [m]	V_e [m ³]
Wartość	103	0	1,15	$68,2 \cdot 10^{-6}$	2,07	28	$502 \cdot 10^{-3}$	0,958	$4,43 \cdot 10^{-6}$

Na rysunku 3 przedstawiono zmierzone metodą 1 i metodą 2 zależności indukcyjności dławika od składowej stałej prądu dla dwóch częstotliwości sygnału sterującego, wynoszących odpowiednio 50 i 400 kHz. Linia przerywaną oznaczono wyniki uzyskane dla indukcyjności dławika L zmierzonej za pomocą metody 1, natomiast linią ciągłą – wyniki uzyskane dla indukcyjności L dławika zmierzonej metodą 2. Ze względu na wydajność zastosowanego zasilacza laboratoryjnego badania dla metody 1 przeprowadzono dla prądów $I \leq 3A$.

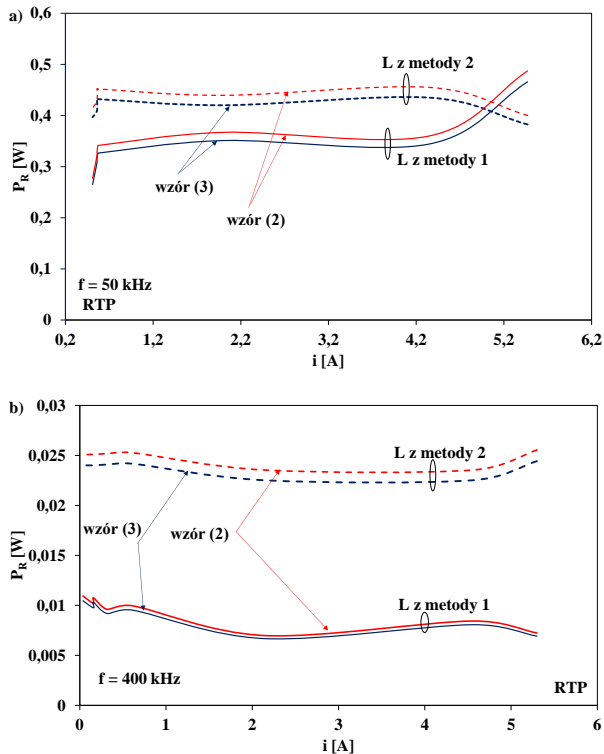


Rys. 3. Zależność indukcyjności dławika od składowej stałej prądu przy częstotliwości sygnału równej: a) 50 kHz, b) 400 kHz

Fig. 3. The dependence of inductor inductance on the DC current at a frequency signal equal to a) 50 kHz, b) 400 kHz

Jak można zauważyć na rysunku 3, indukcyjność dławika jest malejącą funkcją prądu polaryzującego przy częstotliwości sygnału sterującego równej 50 kHz. Dla obu zastosowanych metod pomiaru uzyskano podobny charakter tej zależności. Warto jednak zwrócić uwagę, że indukcyjność uzyskana przy zastosowaniu metody 2 jest nawet o 25% większa od indukcyjności wyznaczonej metodą 1 przy $f = 50$ kHz, podczas gdy przy $f = 400$ kHz wartość indukcyjności uzyskana metodą 2 jest niższa od wartości uzyskanej metodą 1 o ponad 30%.

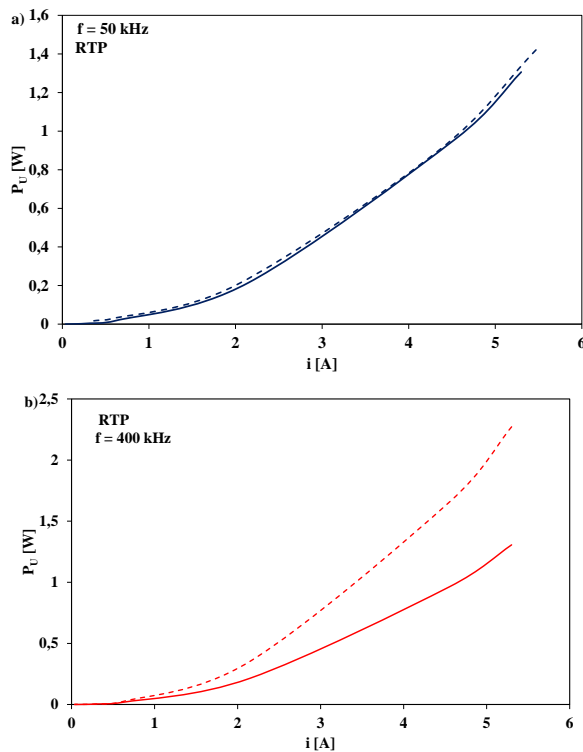
Na rysunku 4 przedstawiono obliczone ze wzorów (2) i (3) zależności strat mocy w rdzeniu dławika od składowej stałej prądu przy dwóch częstotliwościach sygnału sterującego, wynoszących odpowiednio 50 i 400 kHz. Linią ciągłą oznaczono wyniki uzyskane z wykorzystaniem metody pomiarowej 1, natomiast linią przerywaną oznaczono wyniki uzyskane przy zastosowaniu metody pomiarowej 2. Kolorem czerwonym oznaczono moc strat obliczoną ze wzoru (2), kolorem niebieskim zaś – wyniki obliczeń uzyskane przy wykorzystaniu wzoru (3).



Rys. 4. Zależność strat mocy w rdzeniu dławika od składowej stałej prądu przy częstotliwości sygnału równej: a) 50 kHz, b) 400 kHz

Fig. 4. The dependence of power losses in the inductor core on the DC current at signal frequency equal to: a) 50 kHz, b) 400 kHz

Jak można zauważyć, zależność $P_R(i)$, dla której indukcyjność dławika wyznaczono przy zastosowaniu metody 2 dla $f = 50$ kHz ma dwa maksima lokalne: pierwsze w zakresie małych wartości prądu polaryzującego $i = 0,57$ A, a drugie – dla prądu powyżej 4 A. Z kolei minimum lokalne występuje przy składowej stałej prądu $i \approx 2$ A. Zależność mocy strat od składowej stałej prądu, dla której indukcyjność dławika wyznaczono, stosując metodę 1, posiada jedno maksimum lokalne przy $i \approx 2$ A oraz jedno minimum lokalne przy $i \approx 4,2$ A. Przy wyższej częstotliwości sygnału sterującego rozważana zależność dla indukcyjności, wyznaczonej metodą 2, posiada maksimum lokalne dla $i = 0,5$ A i minimum lokalne przy $i = 3$ A. Natomiast dla indukcyjności dławika wyznaczonej metodą 2 w rozważanej zależności przy wyższej wartości częstotliwości obserwuje się dwa maksima lokalne (dla $i \approx 0,5$ A oraz $i \approx 4,7$ A) oraz jedno minimum lokalne, występujące przy składowej stałej prądu $i \approx 2$ A. Na uwagę zasługuje fakt, że dla obu rozważanych częstotliwości wyższą ok. 32% wartość strat mocy w rdzeniu uzyskano przy uwzględnieniu indukcyjności obliczonej metodą 2 przy częstotliwości $f = 50$ kHz oraz prawie trzy i pół razy wyższą przy $f = 400$ kHz. Z przedstawionych wyników obliczeń widać, że wzrost częstotliwości spowodował ponad 10-krotny spadek mocy traconej w rdzeniu.



Rys. 5. Zależność mocy strat uzwojenia dławika od składowej stałej prądu przy częstotliwości sygnału równej: a) 50 kHz, b) 400 kHz

Fig. 5. The dependence of power losses in the inductor winding on the DC current at signal frequency equal to: a) 50 kHz, b) 400 kHz

Na rysunku 5 przedstawiono obliczoną ze wzoru (4) zależność strat mocy w uzwojeniu od wartości średniej prądu dławika przy dwóch częstotliwościach sygnału sterującego. Linia ciągłą oznaczono wyniki obliczeń uzyskane bez uwzględnienia zjawiska naskórkowości, natomiast linią przerywaną – wyniki obliczeń przy uwzględnieniu naskórkowości.

Jak można zauważyć, zależność $P_U(i)$ jest funkcją monotonicznie rosnącą w całym rozważanym zakresie prądu polaryzującego. Dodatkowo warto zwrócić uwagę, że przy $f = 400$ kHz uwzględnienie naskórkowości powoduje nawet dwukrotny wzrost strat mocy w uzwojeniu dławika, natomiast przy częstotliwości $f = 50$ kHz nie obserwuje się istotnego wpływu tego zjawiska na moc traconą w uzwojeniu.

Na rysunku 6 przedstawiono obliczoną (linie) i zmierzoną (punkty) zależność temperatury dławika od składowej stałej prądu dla dwóch częstotliwości sygnału sterującego (50 i 400 kHz). Obliczoną wartość temperatury dławika T_L wyznaczono ze wzoru:

$$T_L = (P_R + P_U) \cdot R_{th} + T_a \quad (8)$$

gdzie:

T_a – temperatura otoczenia,

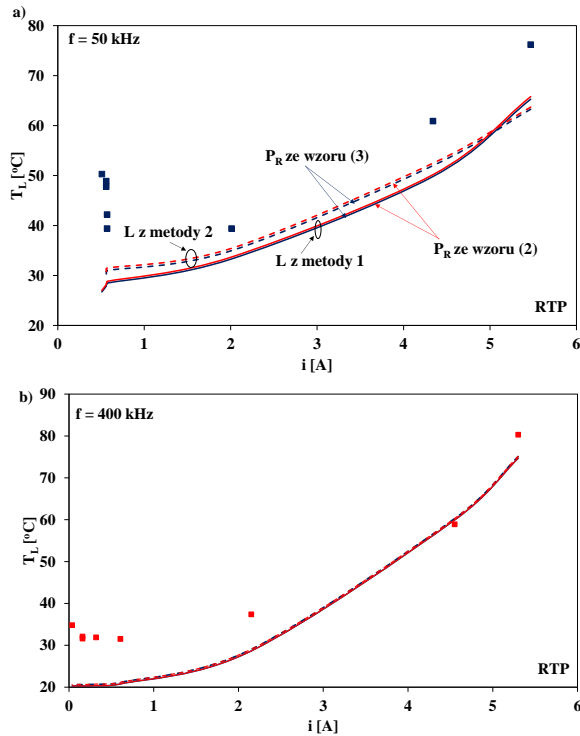
R_{th} – rezystancja termiczna wyznaczona metodą opisaną m.in. w pracy [10].

Dla badanego dławika rezystancja termiczna wynosi 24 K/W.

Na rysunku 6 linią przerywaną oznaczono temperaturę dławika, którą obliczono, uwzględniając indukcyjność dławika zmierzoną metodą 2, linią ciągłą zaś oznaczono temperaturę dławika, obliczoną przy uwzględnieniu, że indukcyjność dławika została wyznaczona metodą 1.

Wartość strat mocy w rdzeniu P_R występującą we wzorze (8), obliczoną ze wzoru (2), zaznaczono linią czerwoną, natomiast moc strat w rdzeniu, obliczoną ze wzoru (3), oznaczono linią niebieską. Straty mocy w uzwojeniu P_U obliczono ze wzoru (4).

Jak można zauważyć, zależność $T_L(i)$ dla obu rozważanych częstotliwości jest rosnącą funkcją prądu. Wzrost częstotliwości nie powoduje istotnej zmiany temperatury dławika. Obserwuje się natomiast, że obliczona wartość temperatury dławika jest mniejsza od wartości zmierzonej (nawet o ponad 20°C). Oznacza to, że całkowita moc strat w dławiku jest znacznie większa od sumy mocy P_R i P_U obliczonej na podstawie wzorów (2–4). Różnice w wartościach tych mocy są prawie dwukrotne przy częstotliwości $f = 50$ kHz w zakresie $i < 0,5$ A oraz o ok. 60% przy częstotliwości $f = 400$ kHz dla $i < 1$ A. Ze względu na fakt, że różnice między obliczonymi a zmierzonymi wartościami temperatury T_L występują dla małych wartości prądu i , należy stwierdzić, że ze wzorów (2)–(3) uzyskuje się zaniżone wartości mocy P_R lub wzór (5) prowadzi do zaniżonej wartości B_m .



Rys. 6. Zależność temperatury dławika od składowej stałej prądu przy częstotliwości sygnału sterującego równej: a) 50 kHz, b) 400 kHz

Fig. 6. The dependence of inductor temperature on DC current at the signal frequency equal to: a) 50 kHz, b) 400 kHz

PODSUMOWANIE

W pracy przedstawiono literaturowe sposoby wyznaczania strat mocy w rdzeniu i w uzwojeniu. Omówiono także sposób wyznaczania indukcyjności dławika z wykorzystaniem dwóch metod pomiarowych. Z przeprowadzonych badań wynika, że uwzględnienie trójkątnego przebiegu prądu dławika w analizie przetwornicy *boost* powoduje uzyskanie wyższej wartości strat mocy w rdzeniu o ok. 30% przy $f = 50$ kHz i nawet trzy i pół razy wyższych przy częstotliwości $f = 400$ kHz. Z kolei uwzględnienie zjawiska naskórkowości powoduje uzyskanie wyższej wartości mocy strat w uzwojeniu nawet o 60% w stosunku do wyników nieuwzględniających tego zjawiska przy $f = 400$ kHz.

Przeprowadzone badania wskazują też, że wyniki obliczeń temperatury dławika, uzyskane z przytoczonych zależności literaturowych, są znacznie niższe od faktycznych strat mocy w dławiku. W związku z tym niezbędne jest opracowanie zależności analitycznej, opisującej dokładnie moc strat w rdzeniu dławika przy zmianach prądu tego elementu w szerokim zakresie wartości.

LITERATURA

1. Barlik R., Nowak M., *Energoelektronika. Elementy, podzespoły, układy*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 2014.
2. Bossche van den A., Valchev V.C., *Inductors and transformers for Power Electronics*, CRC Press, Taylor & Francis Group, Boca Raton 2005.
3. Chazal H., Kedous-Lebouc A., Waeckerle T., *Characterization and modeling of high – frequency behavior of nanocrystalline alloys*, Elsevier Journal of Magnetism and Magnetic Materials, Vol. 304, 2006, s. 798–800.
4. Dłala E., *A Simplified Iron Loss Model for Laminated Magnetic Cores*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 44, 2011, No. 11, s. 3169–3172.
5. Górecki K., Detka K., *Modelowanie charakterystyk rdzeni ferromagnetycznych*, Zeszyty Naukowe Akademii Morskiej w Gdyni, 2012, nr 75, s. 39–51.
6. Górecki K., Detka K., *The influence of power losses in the core of an inductor on characteristics of the boost converter*, Journal of Physics: Conference Series Material Science and Engineering, Vol. 104, 2015.
7. Górecki K., Detka K., *The parameter estimation of the electrothermal model of inductors*, Informacje MIDEM – Journal of Microelectronics, Electronic Components and Materials, Vol. 45, 2015, No.1, s. 29–38.
8. Górecki K., Stepowicz W.J., *Wpływ temperatury na własności indukcyjnych rdzeni ferromagnetycznych*, IX Konferencja „Technologia elektronowa ELTE 2007”, Kraków 2007, s. 159–165 (CD-ROM).
9. Górecki K., Zarębski J., Detka K., *Application of the electrothermal average inductor model for analyses of boost converters*, Proceedings of 22ndInternational Conference Mixed Design of Integrated Circuits and Systems Mixdes 2015, Toruń 2015, s. 417–421.
10. Górecki K., Zarębski J., Detka K., Rogalska M., *Sposób i układ do pomiaru własnych i wzajemnych rezystancji termicznych elementu indukcyjnego*, Europejskie zgłoszenie patentowe EP 13460073 z dnia 08.11.2013.
11. Nowosielski R., Griner S., Wnuk I., Sakiewicz P., Gramatyka P., *Ferromagnetyczne kompozytowe rdzenie nanokrystaliczne*, Journal of Achievements in Materials and Manufacturing Engineering, Vol. 12, 2003, s. 669–674.
12. Preis K., Bíró O., Tičar I., *FEM analysis of eddy current losses in nonlinear laminated iron cores*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 41, 2005, No. 5, s. 1412–1415.
13. Rashid M.H., *Power Electronic Handbook*, Academic Press, Elsevier 2007.
14. Wilson P.R., Ross J.N., Brown A.D., *Simulation of magnetics components models in electric circuits including dynamic thermal effects*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.17, 2002, No. 1, s. 55–65.

DETERMINATION OF POWER LOSS IN THE INDUCTOR CORE WORKING IN BOOST CONVERTER

Summary

The paper considers the problem of calculating the power losses in the inductor operating in the boost converter. The literature dependences take into account losses in the core and in the windings of the magnetic elements was analyzed and calculated losses in the core and the winding. Based on the thermal model the temperature of inductor core is calculated and obtained results are compared with the results of measurements. The research were conducted for the inductor containing the core made of powder iron at two values of frequency. Obtained results show that the total power losses of inductor is much greater than the sum of the power losses in the core and in the winding calculated based on the literature formulas.

Keywords: *power losses, magnetic materials, boost converter, inductor.*