

Pojemności pasozytnicze w układach energoelektronicznych

Streszczenie. Artykuł prezentuje metody wyznaczenia pojemności pasozytniczej w układzie zawierającym tranzystory MOSFET oraz dławik lub transformator. Metody zostały opisane, przeprowadzono symulację komputerową oraz zaprezentowano wyniki doświadczeń laboratoryjnych w celu potwierdzenia ich słuszności.

Abstract. The article presents methods for determining parasitic capacitance in a power electronics system containing MOSFET transistors and transformer or choke inductance. The methods were described in details and computer simulations were carried out. The results of laboratory experiments were presented to confirm their validity. (**Parasitic capacitances in power electronics systems**)

Słowa kluczowe: pojemność pasozytnicza, pojemność tranzystora, pojemności transformatora.

Keywords: parasitic capacitance, transistor capacitance, capacitance of the transformer.

Wstęp

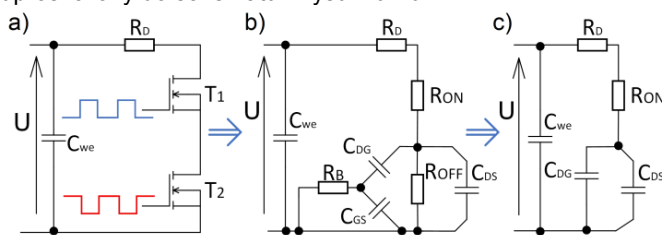
Dostępność nowych szybkich tranzystorów i diod z azotku galu (GaN) oraz węgla krzemu (SiC) pozwalających osiągnąć częstotliwość impulsowania powyżej 1 MHz, nawet przy twardym przełączaniu [1] pozwala to zwiększyć częstotliwość pracy przekształtników energoelektronicznych do rzędu kilkuset kiloherców [2], a tym samym znacząco zmniejszyć ich gabaryty i masę. W przypadku przekształtników wysokiej częstotliwości, największe straty energii występują w trakcie przełączenia (załączenia lub wyłączenia) tranzystora MOSFET. Wpływ na wartość strat dynamicznych ma również nieliniowa pojemność wejściowa tranzystora [3],[4]. Łączeniowe straty energii pojawiają się w każdym cyklu pracy tranzystora. Dlatego zwiększenie częstotliwości przełączania powoduje obniżenie sprawności urządzenia. Straty łączeniowe można wyeliminować lub znacznie ograniczyć poprzez zastosowanie układów o miękkim przełączaniu (ang. soft switching) przy zerowym prądzie (ZCS) lub zerowym napięciu (ZVS). Przełączanie takie jest wynikiem oscylacji w obwodzie LC odpowiednio skonfigurowanym z przełączanym elementem półprzewodnikowym. Częstotliwość własna układu LC zależy od wartości pojemności i indukcyjności w obwodzie przekształtnika, dlatego ważną kwestią jest precyzyjne wyznaczenie wartości parametrów LC elementów pasywnych oraz łączników energoelektronicznych [5]-[12]. W szczególnych przypadkach pojemność pasozytnicza dławika lub transformatora może zostać wykorzystana do wytworzenia rezonansu prądów w obwodzie. Przykładowe topologie, w których to zjawisko ma duże znaczenie to przekształtniki izolowane [14]-[16].

W artykule przedstawiono metody wyznaczenia wartości pojemności pasozytnicznych tranzystorów typu MOSFET oraz transformatora lub dławika wysokiej częstotliwości. Oba elementy stanowią elementy przekształtników izolowanych. Przedstawiono analizę teoretyczną, symulacje i badania laboratoryjne mające na celu określenie pojemności wyjściowej tranzystorów i elementów magnetycznych.

Pojemność tranzystora MOSFET

Tranzystory MOSFET posiadają znaczące wartości pojemności pasozytniczej, które możemy podzielić na: pojemność wyjściową, wejściową oraz sprzężenia zwrotnego. Dodatkowa pojemność, która nie zostanie uwzględniona na etapie projektowania układu spowoduje zmianę częstotliwości drgań własnych układu. Zaproponowany sposób pomiaru pozwala na wyznaczenie

wartości pojemności w funkcji napięcia dren źródła tranzystora. Analizę przeprowadzono dla układu półmostka, który stanowi fragment topologii wielu przekształtników energoelektronicznych. Układ jest zasilany z napięcia stałego oraz wymaga bezindukcyjnego rezystora o dużej rezystancji, dla ograniczenia wartości prądu i zwiększenia wartości stałej czasowej. Na rysunku 1a przedstawiono proponowany układ do pomiaru pojemności wyjściowej tranzystora C_{oss} . Tranzystory T_1 oraz T_2 są załączane naprzemiennie z współczynnikiem wypełnienia 50%. W chwili, załączenia tranzystora T_1 , układ z rysunku 1a zostaje uproszczony do schematu z rysunku 1b.



Rys.1. Schemat testowy a), analiza stanu załączenia jednego tranzystora b) oraz uproszczona analiza c)

Ze schematu z rysunku 1b wynika, że sterownik tranzystora T_2 zwiiera źródło tranzystora z bramką, co po uwzględnieniu małej rezystancji bramkowej R_B prowadzi do schematu z rysunku 1c. Schemat (rys. 1c) przedstawia proces ładowania pojemności wyjściowej tranzystora.

Na podstawie napięciowego prawa Kirchoffa przebieg napięcia ładowanej pojemności wyjściowej opisuje równanie:

$$(1) \quad u(t) = U(1 - e^{-t/\tau})$$

Stała czasowa z równania (1) dla obwodu inercyjnego I rzędu z rys. 1c ma wartość:

$$(2) \quad \tau = (R_{ON} + R_D) \cdot (C_{DG} + C_{DS}) = (R_{ON} + R_D) \cdot C_{OSS}$$

Wartość rezystancji w czasie przewodzenia, tranzystora MOSFET jest dużo mniejsza od rezystancji dodatkowej ($R_{ON} \ll R_D$), stąd równanie (2) może zostać uproszczone do postaci:

$$(3) \quad \tau = R_D \cdot C_{OSS}$$

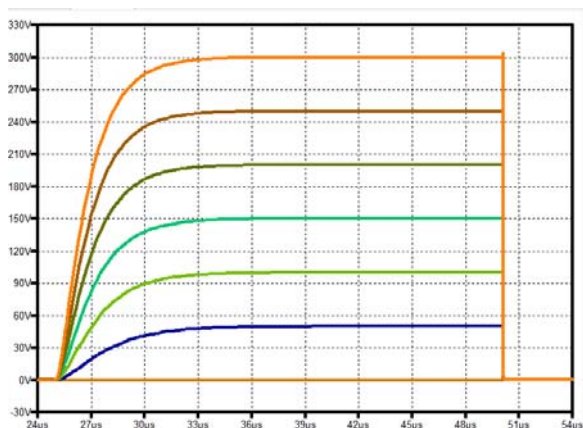
Znając wartość napięcia zasilania U , oraz rezystancji $R_D = 22 \text{ k}\Omega$ można wyznaczyć wartość pojemności wyjściowej. Pojemność ta, na podstawie [7] powinna być wyznaczona dla 80% wartości ustalonej napięcia zasilania, dlatego zależność (1) zapisano jako:

$$(4) \quad 0.8 \cdot u(t) = U(1 - e^{-t/\tau})$$

W artykule do wyznaczenia pojemności pasożytniczej tranzystora MOSFET zastosowano specyficzną metodę, która służy do wyznaczenia efektywnej (zastępczej) pojemności liniowej. Pojemność jest często podawana przez producentów tranzystorów mocy w dokumentacji technicznej. Z zależności (4) w otrzymuje się:

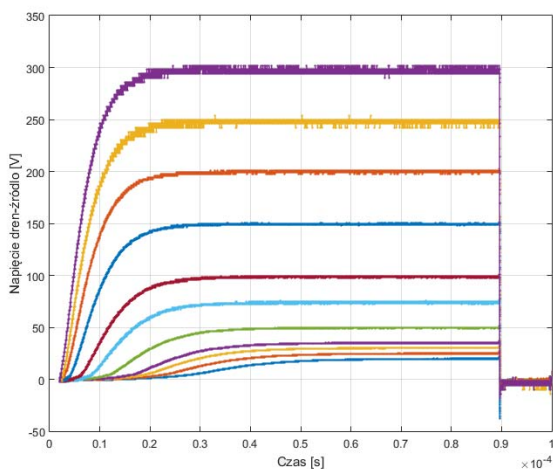
$$(5) \quad C_{oss} = -\frac{t}{R_D \cdot \ln(0.2)}$$

W celu weryfikacji zaproponowanej metody przeprowadzono symulacje w programie LTSpice. Wykonano model układu z rysunku 1 i na jego podstawie wyznaczono przebiegi napięcia dren-źródło w funkcji czasu. Rejestracja napięcia odbywała się na nieprzewodzącym tranzystorze. Przebiegi napięcia mierzonego na wyłączonym tranzystorze STW11NM80 przedstawiono na rysunku 2.



Rys.2. Napięcie dren-źródło na wyłączonym tranzystorze dla napięcia zasilania zmieniającego się od 0 V do 300 V z krokiem równym 50 V

Na podstawie kształtu przebiegów z rysunku 2 można wywnioskować, że układ to obiekt inercyjny co najmniej drugiego rzędu. Aproksymacja modelem inercyjnym I rzędu uproszczy metodę pomiarową. Wykorzystanie zaproponowanej metody do określenia pojemności może być nieprecyzyjne dla niskiej wartości napięcia dren-źródła, co można stwierdzić na podstawie rysunku 2.

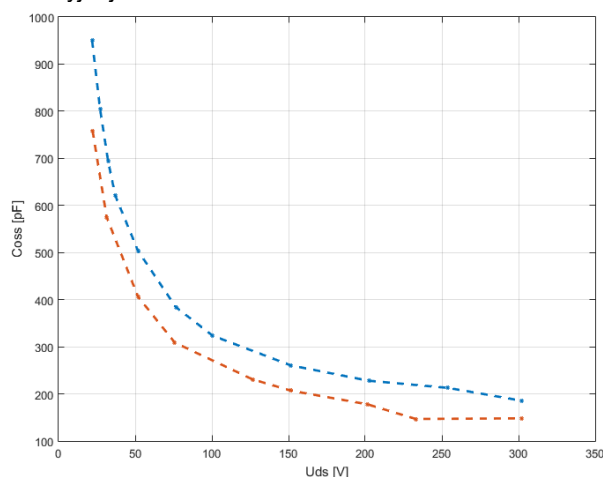


Rys.3. Przebiegi $u_{DS}(t)$ napięcia w funkcji czasu dla różnej wartości napięcia zasilania. Częstotliwość przełączeń wynosi 10 kHz oraz wartość czasu martwego ustawiono na 750 ns

Badania laboratoryjne przeprowadzono dla tranzystora STW20NK50Z [17]. Wartość maksymalna napięcia dren-

źródła tranzystora wynosi 500 V oraz katalogowa wartość pojemności wyjściowej to 328 pF. Na rysunku 3 przedstawiono wyniki laboratoryjne, zawierające przebieg napięcia na tranzystorze MOSFET T_2 w funkcji czasu. Napięcie zasilania zmieniano od 10 V do 300 V. Przebiegi z rysunku 3 przedstawiają wyznaczone charakterystyki dla zmieniającej się wartości napięcia na tranzystorze (U_{DS}) oraz stałym, wymuszonym napięciem bramka-źródło (U_{GS}) równym 13 V. Przedstawione przebiegi napięcia w funkcji czasu przedstawiają proces ładowania pojemności wyjściowej tranzystora.

Na podstawie danych z rysunku 3 wyznaczono charakterystykę wartości pojemności w funkcji napięcia dren-źródła (rys. 4). Test przeprowadzono dla dwóch egzemplarzy w celu sprawdzenia w jakim stopniu wartość pojemności różni się dla kilku tranzystorów z jednej serii produkcyjnej.



Rys.4. Pojemność wyjściowa tranzystora MOSFET w funkcji napięcia dren-źródła tranzystora

Charakterystyki z rysunku 4 potwierdzają, że pojemność wyjściowa tranzystora zmniejsza się z napięciem U_{DS} , zgodnie z notą katalogową tranzystorów typu MOSFET. Rysunku 4 potwierdza silnie nieliniowy charakter pojemności pasożytniczej tranzystora. W przypadku pierwszego tranzystora wartość pojemności dla 300 V wynosi 148,08 pF, natomiast drugi tranzystor posiada pojemność 185,56 pF, w konsekwencji względną różnica jest na poziomie 20,19%:

$$(6) \quad \delta = \frac{C_{ossT2} - C_{ossT1}}{C_{ossT2}} \cdot 100\% = 20,19\%$$

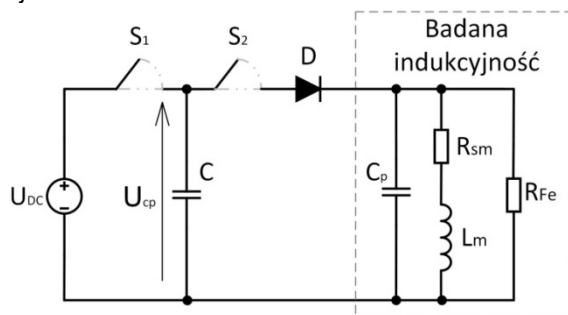
Wartości pojemności różnią się i w rezultacie zaprojektowanie układu rezonansowego w oparciu o zmienną wartość pojemności jest niedopuszczalne w seryjnej produkcji przekształtników. Rozwiązaniem może być dobranie układu regulacji, który będzie identyfikował wartość pojemności i dostrajała częstotliwość kluczkowania. Podawane w dokumentacji technicznej wartości pojemności wraz z charakterystyką pojemności wyjściowej często jest podawana dla niskiej wartości napięcia dren-źródła (np. 25 V), co jest mało istotną wartością dla tranzystorów mocy. Np. dla badanego tranzystora podana przez producenta wartość pojemności wynosi 328 pF dla 25 V. W [10] zaproponowano wzór, który pozwala przeliczyć wartość pojemności wyjściowej w zależności od napięcia pracy, gdy znana jest wartość katalogowa:

$$(7) \quad c_{oss}(U_{DS}) = c_{oss}(25 V) \sqrt{\frac{25 V}{U_{DS}}}$$

Przeliczając wartość pojemności z napięcia 25 V na 300 V, otrzymano wartość 94,69 pF. Przeliczona pojemność bazuje tylko na parametrach katalogowych tranzystora co może być mało wystarczające w określeniu precyzyjnego wyniku.

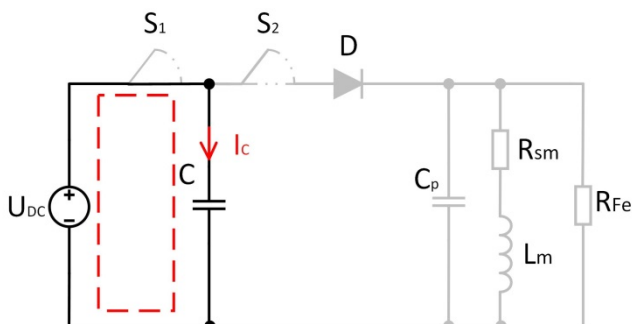
Proponowany układ do identyfikacji parametrów uzwojenia dławika lub transformatora

Proponowany układ do wyznaczenia wartości indukcyjności uzwojenia i jego pojemności pasytywnej przedstawiono na rysunku 5. Przed rozpoczęciem pomiaru kondensator C jest naładowany przez łącznik S_1 ze źródła U_{DC} . Po odłączeniu zasilania i załączeniu mechanicznego łącznika S_2 następuje oscylacyjne przeładowanie naładowanego kondensatora o pojemności znacznie większej od wyznaczonej pojemności pasytywnej przez diodę z węglika krzemu (SiC) (element o bardzo małej pojemności i krótkim czasie wyłączenia) i badane uzwojenie.

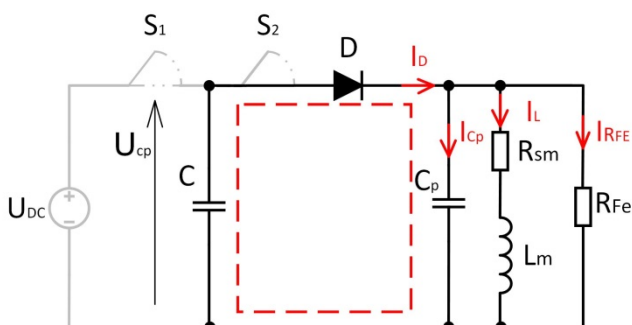


Rys.5. Układ do badania indukcyjności oraz pojemności pasytywnej dławika/transformatora

Na rysunkach 6 oraz 7 przedstawiono cykle pracy układu (z rys. 5), w zależności od załączonego łącznika. Ładowanie kondensatora odbywa się z zasilacza z aktywnym ograniczeniem prądowym.



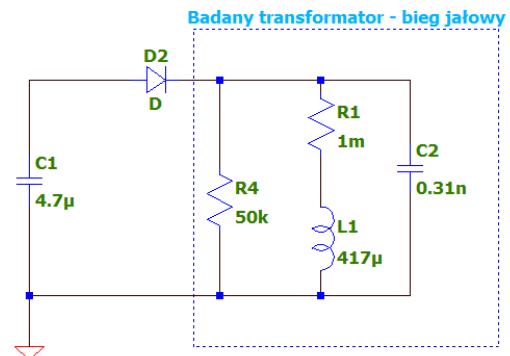
Rys.6. Pierwszy cykl pracy, który przedstawia ładowanie kondensatora C



Rys.7. Wyłączenie łącznika S_1 w chwili naładowania pojemności C i załączenie łącznika S_2 . Przeładowanie kondensatora C przez diodę D oraz indukcyjność

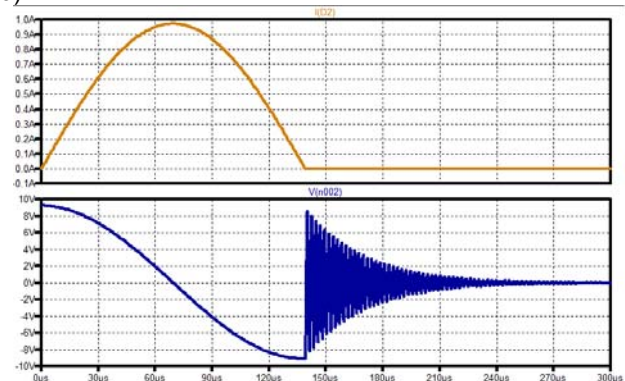
Kluczowym etapem testu jest przeładowanie pojemności przez diodę i w konsekwencji przepływ prądu przez

dławik/transformator. Prąd diody I_D podzieli się na trzy prądy: prąd pojemności pasytywnej C_p , prąd indukcyjności magnesującej oraz prąd reprezentujący straty w rdzeniu. Wartość rezystancji R_{FE} jest dużo większa (k Ω) od rezystancji R_{sm} (m Ω) i w konsekwencji prąd I_{RFE} jest pomijalnie mały. Wartość pojemności C_p jest na tyle mała (pF) w stosunku do pojemności dodatkowej C, że zostanie szybko naładowana i napięcie na niej będzie śledzić napięcie kondensatora C.



Rys.8. Uproszczony układ do wykonania symulacji – kondensator z napięciem początkowym o wartości 10 V

Przeprowadzono symulację w programie LTSpice w celu weryfikacji proponowanej metody (rys. 8). Odtworzono pierwszy i drugi etap pracy czyli, naładowano pojemność 4,7 μ F do napięcia 10 V. Źródło DC zostało odłączone, a następnie dołączono kondensator C do badanego transformatora przez diodę z SiC CREE C4D02120A. Zarejestrowano prąd diody oraz napięcie na transformatorze podczas przeładowania kondensatora (rys. 9).



Rys.9. Prąd diody (przebieg brązowy) oraz napięcie na badanym transformatorze (przebieg niebieski) podczas przeładowania pojemności (badanie symulacyjne)

Znając pojemność C kondensatora oraz czas trwania półfali prądu kondensatora, można wyznaczyć indukcyjność L_m :

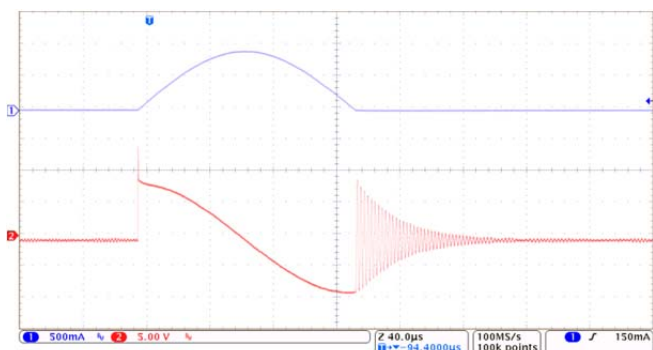
$$(8) \quad L_m = \frac{(T/\pi)^2}{c} = 416,22 \mu H$$

Wartość ustawiona podczas symulacji to 417 μ H. Niedokładny wynik jest spowodowany małą precyzyjnym odczytem wartości półokresu oraz wpływem pojemności pasytywnej uzwojenia oraz rezystancji. Znając wartość indukcyjność w układzie oraz wyznaczając okres lub częstotliwość drgań własnych z rysunku 9 można wyznaczyć pojemność pasywytną:

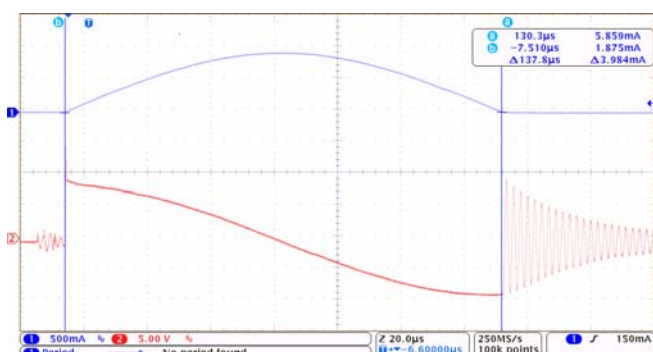
$$(9) \quad C_p = \frac{1}{(2\pi f)^2 \cdot L_m} = 0,31 nF$$

Pojemność w symulacji wynosiła 0,31 nF, co oznacza że przybliżony wynik pokrywa się wartością z symulowanego

obwodu. Na rysunkach 10, 11 oraz 12 zaprezentowano wyniki badań laboratoryjnych proponowanego układu pomiarowego. Badanym elementem był transformator izolujący o przekładni równej 1, mocy 2 kVA oraz częstotliwości pracy równej 40 kHz.



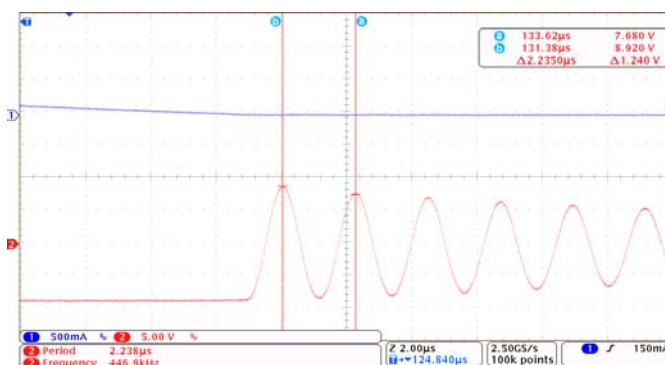
Rys.10. Wyniki badań laboratoryjnych. CH1 – prąd diody, CH2 – napięcie na dławiku



Rys.11. Wyniki badań laboratoryjnych - pomiar czasu trwania półokresu

Pojemność kondensatora MKP wynosi $4,7 \mu\text{F}$, natomiast czas trwania pół okresu $137,8 \mu\text{s}$ i w konsekwencji wyznaczono indukcyjność L_m :

$$(10) \quad L_m = \frac{(T/\pi)^2}{c} = 409,36 \mu\text{H}$$



Rys.12. Wyniki badań laboratoryjnych - pomiar częstotliwości drgań własnych

Pojemność pasywna w układzie wynosi:

$$(11) \quad C_p = \frac{1}{(2\pi f)^2 \cdot L_m} = 0,31 \text{ nF}$$

Zaproponowana metoda do pomiaru pojemności pasywnych jest prosta i nie wymaga skomplikowanych układów sterowania i zapewnia wystarczającą dokładność. W prosty sposób można określić wartość indukcyjności w obwodzie bez dodatkowych urządzeń pomiarowych (np. analizator impedancji).

Podsumowanie

Metody zaprezentowane w artykule można wykorzystać do określenia wartości pojemności pasozytniczych w układach przekształtnikowych. Pierwsza z opisanych metod nadaje się do wyznaczenia pojemności przy małej, jak i dużej wartości napięcia dren-źródło tranzystora MOSFET. Wyniki ukazały prosty sposób, który nie wymaga dużej ingerencji w układ półmostka, co stanowi dużą zaletę. Niestety wartości pojemności dla małego napięcia zasilania mogą odbiegać od wartości rzeczywistej, co jest spowodowane błędnym przyjęciem modelu inercyjnego. Uwzględniając potrzeby energoelektroniki i poziomy napięć jakie w niej występują, stwierdzono poprawność metody wyznaczania pojemności wyjściowej. Ważnym aspektem jest istota poprawnej identyfikacji parametrów pasozytniczych elementów magnetycznych. Zidentyfikowane wartości pojemności i indukcyjności pozwalają na zoptymalizowanie przekształtnika i precyzyjne wyznaczenie wartości do realizacji miękkiego przełączania, w szczególności układów z transformatorem lub dławikiem.

Artykuł powstał w ramach projektu dotyczącego strategicznego programu badań naukowych i prac rozwojowych TECHMATSTRATEG zgodnie z umową nr TECHMATSTRATEG1/347200/11/NCBR/2017 zawartą w dniu 12.2017

Autorzy: mgr inż. Maciej Chojowski, Akademia Górniczo Hutnicza, Katedra Energoelektroniki i Automatyki Systemów Przetwarzania Energii, Kraków 30-059, al. Mickiewicza 30, E-mail: chojo@agh.edu.pl; prof. dr hab. inż. Stanisław Piróg, Politechnika Rzeszowska, Katedra Energoelektroniki i Elektroenergetyki ul. Wincentego Pola 2, 35-959 Rzeszów, E-mail: pirog@agh.edu.pl; dr hab. inż. Marcin Baszyński, Akademia Górniczo-Hutnicza, Katedra Energoelektroniki i Automatyki Systemów Przetwarzania Energii, Al. Mickiewicza 30, 31-038 Kraków, E-mail: mbaszyn@agh.edu.pl; dr inż. Aleksander Dziadecki, Akademia Górniczo-Hutnicza, Katedra Energoelektroniki i Automatyki Systemów Przetwarzania Energii, Al. Mickiewicza 30, 31-038 Kraków, E-mail: dziadeck@agh.edu.pl

LITERATURA

- [1] Longobardi G., Efthymiou L. and Arnold M., GaN power devices for Electric Vehicles State-of-the-art and future perspective, 2018 IEEE International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles & International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC), Nottingham, 2018, 1-6.
- [2] Rąbkowski J., Tranzystory GaN w falowniku mostkowym o wysokiej częstotliwości przełączeń (250kHz), *Przegląd Elektrotechniczny*, ISSN 0033-2097, 05/2016, 45-48.
- [3] Kaczmarczyk Z., Zellner M., Frania K., Straty mocy i rezystancja zastępcza związane z przeładowywaniem nieliniowej pojemności wyjściowej tranzystora MOSFET, *Przegląd Elektrotechniczny*, ISSN 0033-2097, 3/2018, 55-59
- [4] Janke W., Bączek M., Kraśniewski J., Wpływ efektów pasozytniczych na wybrane właściwości przetwornicy Flyback, *Przegląd Elektrotechniczny*, ISSN 0033-2097, 8/2018, 44-46
- [5] Baherník M., Látková M., Kaprál D. and Bracník P., The mathematical model of the power transformer considering the parasitic capacitances, 2016 17th International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE), Prague, 2016, 1-4.
- [6] Zdanowski M. and Barlik R., Analytical and experimental determination of the parasitic parameters in high frequency inductor, *Bull. Pol. Ac.: Tech.* 65, 2017, 107–112.
- [7] International Rectifier. A More Realistic Characterization of Power MOSFET Output Capacitance Coss.
- [8] Biela J. and Kolar J. W., Using Transformer Parasitics for Resonant Converters—A Review of the Calculation of the Stray Capacitance of Transformers, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 44, no. 1, Jan.-feb. 2008, 223-233.

- [9] Barlik R., Grzejszczak P., Zdanowski M., Determination of the basic parameters of the high-frequency planar transformer, *Przegląd Elektrotechniczny*, ISSN 0033-2097, R. 92 NR 6/2016
- [10] Young A., Characterizing the dynamic output capacitance of a MOSFET, *ON Semiconductor*, September 18, 2013.
- [11] Chattopadhyay R., Juds M., Ohodnicki P. and Bhattacharya S., Modelling, design and analysis of three limb high frequency transformer including transformer parasitics, for SiC Mosfet based three port DAB, *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Florence, 2016, 4181-4186.
- [12] Vijaya Kumar N., Satpathy S. and Lakshminarasamma N., Analysis and design methodology for Planar Transformer with low self-capacitance used in high voltage flyback charging circuit, *2016 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, Trivandrum, 2016, 1-5.
- [13] Zdanowski M., Barlik R., Geometria uzwojeń i wyznaczenie parametrów pasożytniczych dławika o zredukowanej pojemności, *PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY*, , ISSN 0033-2097, 4/2017, 10-13.
- [14] Jałbrzykowski S., Citko T., Current-fed resonant full-bridge boost DC/AC/DC converter, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 3, Mar. 2008, 1198–1205.
- [15] Bal S., Yelaverthi D. B., Rathore A. K. and Srinivasan D., Improved Modulation Strategy Using Dual Phase Shift Modulation for Active Commutated Current-Fed Dual Active Bridge, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 9, Sept. 2018, 7359-7375.
- [16] Qin Z., Shen Z. and Blaabjerg F., Modelling and analysis of the transformer current resonance in dual active bridge converters, *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Cincinnati, OH, 2017, 4520-4524.
- [17] Datasheet of STW20NK50Z - N-channel 500 V, 0.23 Ω , 20 A SuperMESH™ Power MOSFET Zener-protected in TO-247 package.
- [18] Datasheet of High-voltage Differential Probes TMDP0200 - THDP0200 - THDP0100 - P5200A - P5202A - P5205A - P5210A:
https://www.tek.com/sites/default/files/media/media/resources/TMDP-THDP-P5200A-High-Voltage-Differential-Probe-Datasheet-10_92.pdf