

doi:10.15199/48.2018.03.10

Straty mocy i rezystancja zastępcza związane z przeładowywaniem nieliniowej pojemności wyjściowej tranzystora MOSFET

Streszczenie. Projektowanie przekształtników energoelektronicznych wymaga odpowiedniego doboru ich podzespołów aktywnych – tranzystorów. W przypadku zastosowań wysokoczęstotliwościowych falowników rezonansowych istotną grupę parametrów stanowią parametry pasożytnicze tranzystora MOSFET w stanie wyłączenia – nieliniowa pojemność wyjściowa oraz straty mocy i rezystancja zastępcza związane z jej cyklicznym przeładowywaniem. W ramach pracy przedstawiono nową metodę wyznaczania strat mocy i rezystancji zastępczej tranzystora MOSFET w stanie wyłączenia.

Abstract. The design of power electronic converters requires the proper selection of their active components – transistors. In the case of high-frequency resonant inverter applications, a significant group of parameters to be considered are MOSFET transistor parasitic parameters in the off-state – nonlinear output capacitance, power losses and equivalent resistance associated with its cyclic charging and discharging. The paper presents a new method of determining these power losses and equivalent resistance of MOSFET transistor in the off-state. (**Power losses and equivalent resistance associated with cyclic charging and discharging of nonlinear output capacitance of MOSFET transistor**)

Słowa kluczowe: falowniki rezonansowe, tranzystory MOSFET, nieliniowa pojemność, wysoka częstotliwość, straty mocy

Keywords: resonant inverters, MOSFET transistors, nonlinear capacitance, high-frequency, power losses

Wstęp

Ze względu na krótkie czasy przełączeń tranzystory MOSFET predysponowane są do zastosowań w wysokoczęstotliwościowych przekształtnikach energoelektronicznych. W falownikach rezonansowych pracujących w zakresie częstotliwości kilkunastu i kilkudziesięciu megaherców pojemności wyjściowe tranzystorów MOSFET nabierają szczególnie istotnego znaczenia. Ich wartości są bowiem niepomijalne dla zachodzących procesów rezonansowych a przepływające przez nie prądy są na poziomie prądów innych elementów obwodu głównego. Rezultatem dużej wartości prądu przepływającego przez pojemność wyjściową tranzystora MOSFET są straty mocy i jego dodatkowe nagrzewanie się. Problematyka dotycząca pojemności wyjściowej tranzystora MOSFET, w szczególności strat mocy i rezystancji zastępczej związanych z jej przeładowywaniem jest przedmiotem niniejszej pracy.

Projektowanie i optymalizacja właściwości falowników rezonansowych z uwzględnieniem nieliniowej pojemności wyjściowej tranzystorów MOSFET przedstawiona została w kilku pracach, np. [1], [2], [3], [4], [5], [6], [7] i [8]. W części z tych opracowań ([1], [5], [6], [7] i [8]) rozważano straty mocy związane z przeładowywaniem tej pojemności, przy czym jedynie w pracy [1] zaproponowano metodę wyznaczenia tych strat, natomiast w pozostałych pracach problematyka ta została pominięta. Karty katalogowe tranzystorów MOSFET nie podają żadnych informacji umożliwiających oszacowanie strat mocy towarzyszących przeładowywaniu ich pojemności wyjściowej. W ramach niniejszej pracy przedstawiono nową i efektywniejszą metodę wyznaczania strat mocy i rezystancji zastępczej tranzystora MOSFET w stanie wyłączenia – strat mocy i rezystancji związanych z przeładowywaniem nieliniowej pojemności wyjściowej. W porównaniu z metodą opisaną w pracy [1] zaproponowana metoda różni się umiejscowieniem w układzie pomiarowym tranzystora badanego, który pierwotnie przyłączony równolegle do tranzystora roboczego przeniesiony został do wyjściowego obwodu rezonansowego. Do tej modyfikacji układ pomiarowy musiał zostać odpowiednio dostosowany.

W pracy scharakteryzowano właściwości tranzystora MOSFET dotyczące prezentowanej problematyki oraz przedstawiono metodę wyznaczania strat mocy w stanie wyłączenia tranzystora. Następnie znajomość tych strat wykorzystano do określenia odzwierciedlającej jej szeregową rezystancję zastępczą. Przykładowe wyniki zaprezentowano dla tranzystora MOSFET typu IXZ316N60

dedykowanego do zastosowań wysokoczęstotliwościowych. Analogiczne wyniki można uzyskać dla dowolnego typu tranzystora MOSFET znajdującego zastosowanie w wysokoczęstotliwościowych przekształtnikach energoelektronicznych.

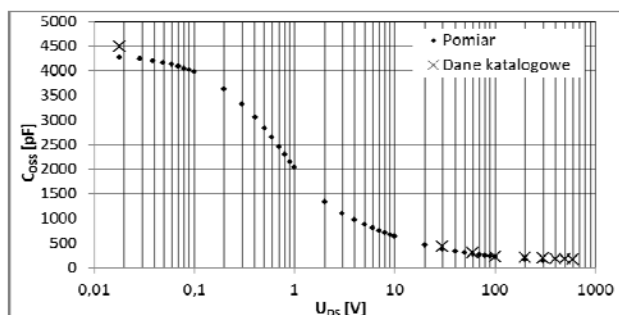
Tranzystor MOSFET

Tranzystor IXZ316N60 jest produktem firmy IXYS [9], wykonanym w tzw. technologii Z-MOS RF. Cechuje się czasami przełączeń na poziomie pojedynczych nanosekund, uzyskanymi m.in. dzięki zoptymalizowanej, płaskiej i symetrycznej obudowie. Podstawowe parametry tranzystora zestawiono w tabeli 1.

Tabela 1. Parametry tranzystora IXZ316N60 [9]

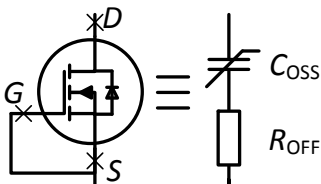
Parametr	Wartość
Napięcie graniczne dren-źródło	600 V
Prąd graniczny drenu	18 A
Rezystancja w stanie przewodzenia	$\leq 0.47 \Omega$
Pojemność wyjściowa ($U_{ds} = 480V; f = 1MHz$)	160 pF

Pojemność wyjściowa tranzystora MOSFET C_{oss} jest nieliniową funkcją przyłożonego napięcia dren-źródło U_{ds} . W celu określenia i zweryfikowania charakterystyki pojemności wyjściowej przyjętego egzemplarza tranzystora dokonano jej pomiaru za pomocą precyzyjnego analizatora impedancji Agilent 4294A. Charakterystykę wyznaczono przy częstotliwości 1 MHz, wykorzystując dedykowaną przystawkę – rys. 1 (pomiar). Wyniki pomiarów porównano z danymi katalogowymi, uzyskując zadowalającą zgodność. Pojemność wyjściową tranzystora użytą do obliczeń w dalszej części pracy aproksymowano na podstawie uzyskanych danych pomiarowych.



Rys. 1. Charakterystyka pojemności wyjściowej tranzystora IXZ316N60 (pomiar i dane katalogowe)

W ramach prowadzonych badań wyznaczano straty mocy w stanie wyłączenia tranzystora MOSFET. Do odzwierciedlenia tych strat przyjęto model tranzystora złożony z połączonych szeregowo nieliniowej pojemności wyjściowej C_{OSS} i rezystancji zastępczej R_{OFF} – rys. 2. W modelu pominięto szeregowo indukcyjności pasożytnicze połączeń oraz przyjęto, że rezystancja R_{OFF} może zostać odpowiednio sparametryzowana dla różnych warunków pracy tranzystora (częstotliwości i wartości maksymalnej napięcia dren-źródło). Stan wyłączenia tranzystora wymuszony został przez zwarcie jego bramki ze źródłem.



Rys.2. Model tranzystora w stanie wyłączenia

Metoda pomiaru strat mocy

Wyznaczenie strat mocy badanego tranzystora MOSFET w stanie wyłączenia dokonano metodą pośrednią, porównując temperatury obudowy tranzystora w stanie wyłączenia dla następujących dwóch przypadków:

- 1) tranzystor „zasilany” napięciem zmiennym, unipolarnym dodatnim, o zadawanej w układzie pomiarowym (rys. 3) częstotliwości i wartości maksymalnej,
- 2) tranzystor „zasilany” napięciem stałym, polaryzującym w kierunku przewodzenia jego diodę zwrotną.

Układ pomiarowy do wyznaczania strat mocy tranzystora w stanie wyłączenia (rys. 3) bazuje na klasycznym schemacie falownika klasy E, przy czym:

- indukcyjność cewki L_1 jest na tyle duża, że zapewnia pomijalne tętnienia prądu zasilania,
- cała pojemność równoległa falownika wytworzona jest przez pojemność wyjściową tranzystora roboczego T_R ,
- duża pojemność kondensatora C_1 zapewnia, że kondensator blokuje jedynie składową stałą,
- w obwodzie wyjściowym znajduje się wyłączony, odpowiednio spolaryzowany tranzystor badany T_B , którego parametry C_{OSS} i R_{OFF} uczestniczą w procesie rezonansowym. Pojemność C_{OSS} tworzy pojemność rezonansową obwodu wyjściowego falownika ($C_{OSS} \ll C_1$), natomiast sumaryczna rezystancja $R_{OFF} + R_1$ stanowi odbiornik wyjściowy,
- dodatkowy podobwód napięcia stałego ($L_3 - U_{BIAS}$) odpowiednio polaryzuje tranzystor badany T_B . Duża indukcyjność cewki L_3 uniemożliwia przepływ prądu zmiennego, natomiast zadana wartość napięcia stałego U_{BIAS} zapewnia, że napięcie u_B na tranzystorze

badanym zawiera się w zakresie $(0, U_{BM})$, gdzie U_{BM} jest jego wartością maksymalną.

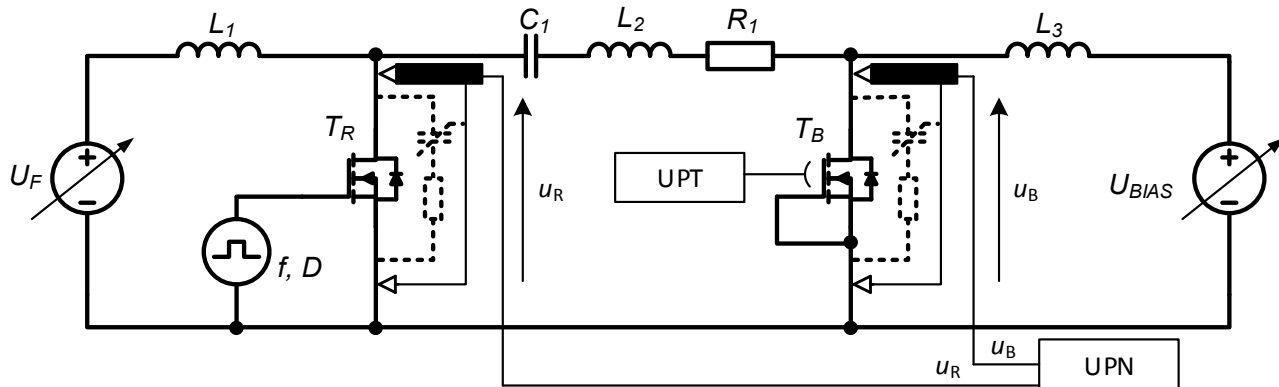
Poszczególne podzespoły układu pomiarowego zostały zestawione w tabeli 2. Podanie szczegółowych wytycznych projektowych przedstawianego układu pomiarowego ze względu na jego uniwersalny charakter jest poza zakresem niniejszej pracy. W dalszej części pracy podano ogólne zalecenia wystarczające do poprawnego zestrojenia układu, które w praktyce okazało się bardzo proste.

Tabela 2. Podzespoły układu pomiarowego

Nazwa	Oznaczenie	Uwagi
Zasilacz falownika	U_F	TDK-LAMBDA GEN 100-10 (0÷100 V)
Zasilacz dodatkowy	U_{BIAS}	TDK-LAMBDA GEN 300-5 (0÷300 V)
Cewka blokująca	L_1	10 μ H
Cewka blokująca	L_3	10 μ H
Cewka rezonansowa	L_2	0,3 μ H (20 MHz); 0,56 μ H (15 MHz); 1,4 μ H (10 MHz)
Kondensator blokujący	C_1	1 μ F
Rezystor dodatkowy	R_1	2,4 Ω
Generator i drajwer	f, D	Opisano w [7]
Tranzystor roboczy	T_R	IXZ316N60
Tranzystor badany	T_B	IXZ316N60
Układ pomiaru temperatur	UPT	National Instruments: SCXI-1000, SCXI-1328, SCXI-1600
Układ pomiaru napięć	UPN	Tektronix TDS620B Sondy: P6139A

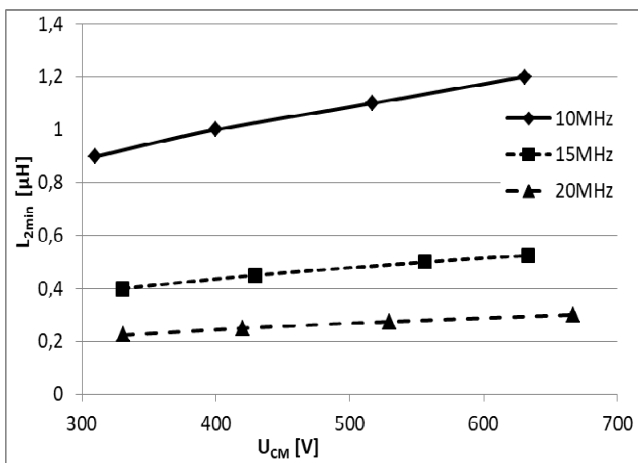
Poprzez zmianę napięcia U_F regulowana jest moc falownika – pośrednio regulowana jest wymagana wartość maksymalna napięcia U_{BM} poprzez jednoczesną odpowiednią korektę napięcia U_{BIAS} . Częstotliwość pracy falownika zadawana jest przez regulowany generator i pośredniczący drajwer (sterownik bramkowy) f, D , przy współczynniku wypełnienia przełączeń tranzystora wynoszącym około 0,5. W układzie pomiarowym jako tranzystor roboczy i badany zastosowano dwa identyczne typy tranzystorów MOSFET. Nie jest to warunek konieczny, przy czym parametry tranzystora roboczego i jego układu chłodzenia powinny zapewnić długotrwałą pracę falownika w warunkach, dla których uzyskane zostaną wymagane parametry napięcia tranzystora badanego u_B – częstotliwość f i wartość maksymalna napięcia U_{BM} .

Rezystancję R_1 ($R_1 > R_{OFF}$) dobrano tak, aby moc układu nie przekraczała 100 W i wyeliminowane zostały drgania pasożytnicze pomiędzy pojemnościami wyjściowymi obu tranzystorów falownika. Jej zwiększenie, przy zachowaniu wartości prądu niezbędnego do przeładowywania pojemności wyjściowej tranzystora badanego, powoduje wzrost mocy układu.

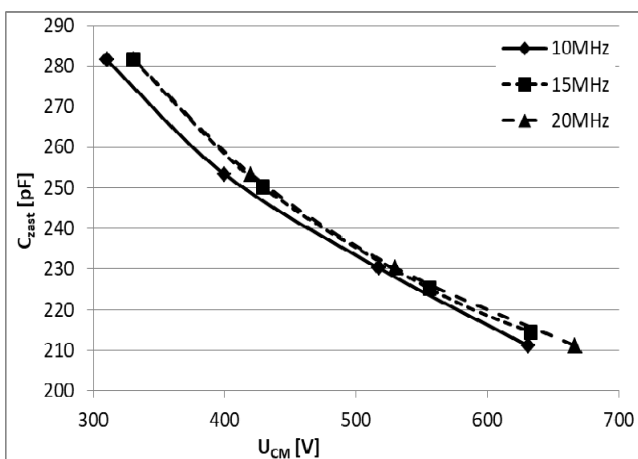


Rys.3. Układ pomiarowy do wyznaczania strat mocy tranzystora w stanie wyłączenia

Dla zadanej częstotliwości f i wartości maksymalnej napięcia U_{BM} tranzystora badanego T_B zasadniczym parametrem (oprócz napięć U_F i U_{BIAS}) dostosowującym punkt pracy układu pomiarowego jest indukcyjność cewki rezonansowej L_2 . W falowniku klasy E jego wyjściowy obwód rezonansowy przy częstotliwości pracy powinien mieć charakter nieznacznie indukcyjny [7]. W celu przybliżonego obliczenia indukcyjności L_{2min} ($L_2 > L_{2min}$) skorzystano z warunku rezonansu z pojemnością nieliniową C_{OSS} tranzystora IXZ316N60. Obliczenia przeprowadzono w środowisku programu Matlab. Opracowany program iteracyjnie wyznaczał przebieg półokresu napięcia obwodu złożonego z połączonych szeregowo elementów L_{2min} i C_{OSS} . Założono zerowy warunek początkowy napięcia i pewien niezerowy warunek początkowy prądu. Zmieniając stopniowo wartość prądu początkowego i indukcyjności otrzymano ostatecznie przebieg napięcia o wymaganej częstotliwości i wartości maksymalnej U_{CM} . Uzyskaną zależność indukcyjności L_{2min} od napięcia U_{CM} dla częstotliwości 10, 15 i 20 MHz zilustrowano na rysunku 4. Indukcyjność L_2 układu pomiarowego zwiększano o około 20% względem indukcyjności L_{2min} , zapewniając w ten sposób wymagany charakter indukcyjny obwodu rezonansowego.



Rys. 4. Zależność minimalnej indukcyjności rezonansowej L_{2min} od wartości maksymalnej napięcia U_{CM}



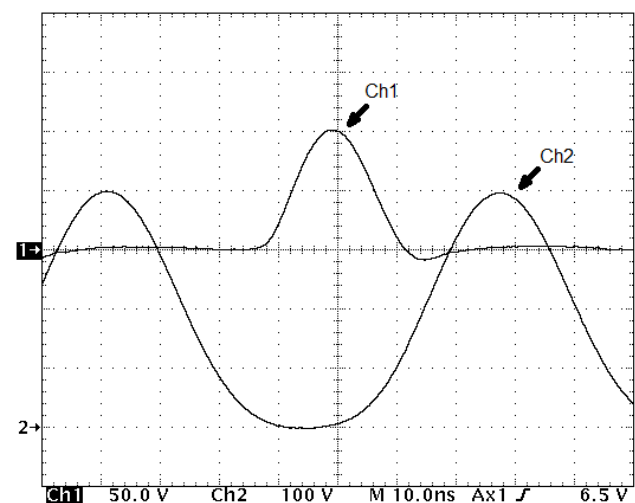
Rys. 5. Zależność pojemności zastępczej tranzystora IXZ316N60 C_{zast} od wartości maksymalnej napięcia U_{CM}

Dodatkowo w celu zilustrowania właściwości tranzystora IXZ316N60 bezpośrednio z warunku rezonansu obliczono zmiany wymaganej pojemności zastępczej C_{zast} w funkcji napięcia U_{CM} z rysunku 4 – rys. 5. Z charakterystyk tych

wynika, że pojemność zastępcza C_{zast} zależy przede wszystkim od wartości maksymalnej napięcia U_{CM} . W przebadanym zakresie napięć względne zmiany pojemności C_{zast} nie przekraczają 30%.

Rejestracja wyników w przedstawionym układzie pomiarowym (rys. 3) dokonywana jest dla zadanej częstotliwości f i wartości maksymalnej napięcia U_{BM} tranzystora badanego T_B , po odpowiednim dostrojeniu napięć U_F i U_{BIAS} oraz indukcyjności L_2 , za pomocą układu pomiaru temperatur (UPT) oraz oscyloskopowego układu pomiaru napięć (UPN) tranzystorów. Pomiar odbywa się w stanie cieplnie ustalonym, który uzyskuje się po około półgodzinnej pracy układu. Wykorzystując podłączone termopary typu K, układ UPT rejestruje różnicę temperatur pomiędzy obudową tranzystora badanego a otoczeniem. Temperatura obudowy tranzystora może zostać dostosowana poprzez zmianę rozmiarów radiatora chłodzącego. Zapisane przykładowe przebiegi oscyloskopowe napięć tranzystorów u_R i u_B dla częstotliwości 15 MHz i wartości maksymalnej napięcia 400 V zamieszczono na rysunku 6. Sonda napięciowa tranzystora badanego została podłączona do niego możliwie jak najkrócej, redukując pasożytnicze indukcyjności doprowadzeń. Napięcie u_B zawiera się w wymaganym zakresie (0, 400 V). Za pomocą drugiej sondy napięciowej dokonywany jest kontrolny pomiar napięcia tranzystora roboczego u_R . Z przebiegu tego wynika, że falownik klasy E pracuje w przybliżeniu optymalnie (załączenie tranzystora przy zerowym napięciu i przy zerowej pochodnej napięcia). Należy zauważyć, że napięcie tranzystora roboczego (przełączanego) jest około dwukrotnie mniejsze w porównaniu z napięciem tranzystora badanego (wyłączonego). Relacja względem prądów przepływających przez te tranzystory jest odwrotna.

Zarejestrowana różnica temperatur stanowi podstawę do wyznaczenia strat mocy tranzystora badanego. W tym celu konieczne jest przeprowadzanie pomiarów w zmodyfikowanym układzie pomiarowym – po odłączeniu zasilacza falownika U_F i zmianie polaryzacji dodatkowego zasilacza napięcia stałego U_{BIAS} . Zadanie niewielkich wartości napięć $U_{BIAS} < 0$ rozpoczyna przewodzenie diody zwrotnej tranzystora badanego oraz powoduje nagrzewanie się jego obudowy. W stanie cieplnie ustalonym doprowadza się do sytuacji, w której zarejestrowana zostaje identyczna różnica temperatur jak podczas wcześniejszej pracy układu. Na podstawie pomiarów prądu i napięcia diody wyznaczane są równoważne straty mocy tranzystora badanego w stanie wyłączenia.

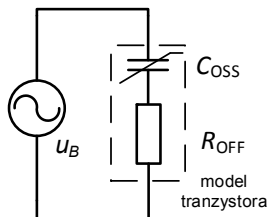


Rys. 6. Zarejestrowane przebiegi napięć tranzystorów u_R – Ch1 i u_B – Ch2 ($U_{BM} = 400$ V i $f = 15$ MHz)

Metoda wyznaczenia rezystancji zastępczej

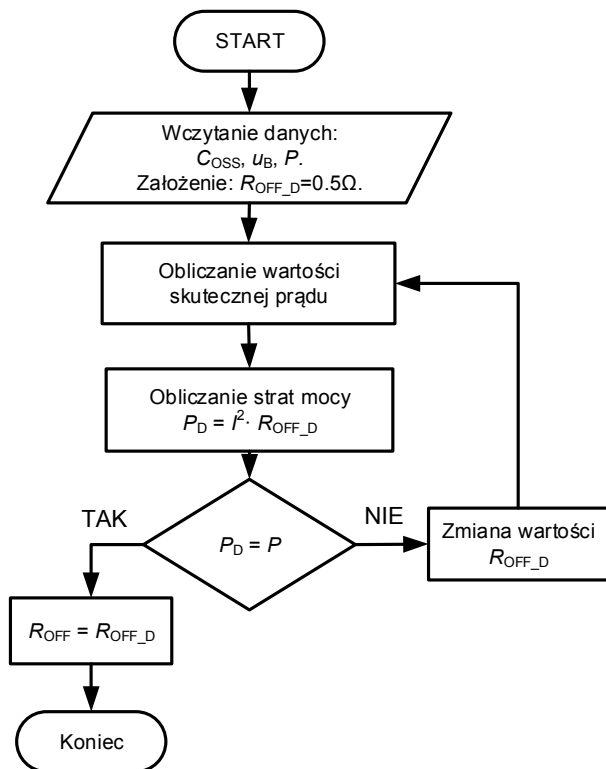
Znajomość strat mocy tranzystora MOSFET w stanie wyłączenia umożliwia wyznaczenie parametrów równoważnego modelu przedstawionego na rysunku 2. Model ten może zostać wykorzystany w procesie dokładniejszej optymalizacji właściwości projektowanych falowników rezonansowych, jak również stanowić podstawę prostego porównania właściwości tranzystorów MOSFET różnych typów.

Do wyznaczenia rezystancji zastępczej R_{OFF} w stanie wyłączenia tranzystora zastosowano metodę numeryczną, polegającą na obliczeniu strat mocy w obwodzie zastępczym przedstawionym na rysunku 7. Obliczenia przeprowadzono w środowisku programu Matlab zgodnie z algorytmem zilustrowanym na rysunku 8.



Rys.7. Obwód zastępczy do wyznaczenia rezystancji R_{OFF}

Do obliczeń użyto jednego okresu zarejestrowanego napięcia na tranzystorze badanym u_B (np. rys. 6), które posłużyło jako wymuszenie w obwodzie z rysunku 7. Dla znanych zmian pojemności C_{OSS} , określonych wcześniej strat mocy P oraz założonej wstępnie rezystancji $R_{OFF,D}$ obliczano wartość skuteczną prądu obwodu I oraz odpowiadające im straty mocy P_D . Następnie sprawdzano, czy obliczone straty mocy P_D są większe lub mniejsze od strat P . W przypadku różnicy tych strat odpowiednio zmniejszano lub zwiększano rezystancję $R_{OFF,D}$, aż do ich zrównania się z założoną dokładnością. Ostatecznie uzyskano poszukiwaną rezystancję R_{OFF} .



Rys.8. Algorytm wyznaczenia rezystancji R_{OFF}

Badania laboratoryjne

Dla wybranego tranzystora MOSFET typu IXZ316N60 przeprowadzono przykładowe badania laboratoryjne. Uwzględniono trzy wartości maksymalne napięcia $U_{BM} = 300, 400$ i 500 V oraz trzy reprezentatywne częstotliwości $f = 10, 15$ i 20 MHz. Przeprowadzając pomiary w układzie laboratoryjnym stwierdzono, że można na stosunkowo prosto dobrać, uzyskując wymagany przebieg napięcia na tranzystorze badanym. Dobór wartości indukcyjności L_2 obwodu rezonansowego nie był krytyczny, a punkt pracy falownika był bliski pracy optymalnej – załączanie tranzystora roboczego przy zerowym lub bliskim zera napięciu. Wyniki przeprowadzonych badań zestawiono w tabelach 3, 4 i 5, zawierających wartości maksymalnego napięcia U_{BM} , przyrostu temperatury obudowy ΔT , spadku napięcia stałego na przewodzącej diodzie U_d , prądu stałego diody I_d oraz obliczone straty mocy diody P .

Tabela 3. Parametry dla częstotliwości $f = 10$ MHz

U_{BM} V	ΔT °C	U_d V	I_d A	$P = U_d \cdot I_d$ W
300	25,7	0,851	1,82	1,55
400	36,5	0,854	2,65	2,26
500	51,8	0,828	3,97	3,29

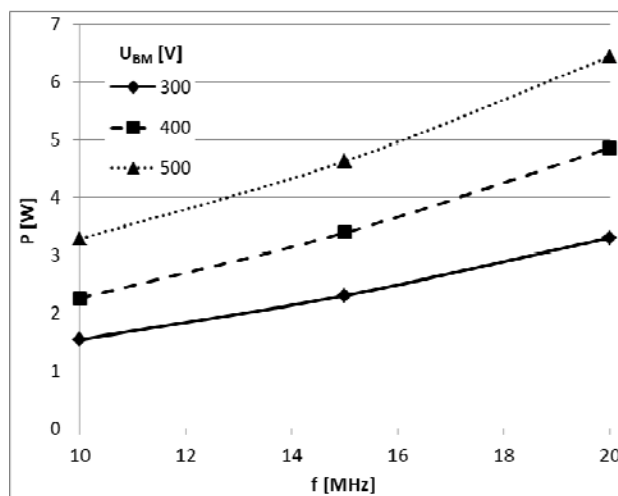
Tabela 4. Parametry dla częstotliwości $f = 15$ MHz

U_{BM} V	ΔT °C	U_d V	I_d A	$P = U_d \cdot I_d$ W
300	38,0	0,868	2,66	2,31
400	54,5	0,826	4,11	3,40
500	72,2	0,772	6,00	4,63

Tabela 5. Parametry dla częstotliwości $f = 20$ MHz

U_{BM} V	ΔT °C	U_d V	I_d A	$P = U_d \cdot I_d$ W
300	53,8	0,820	4,03	3,31
400	75,6	0,761	6,39	4,86
500	97,5	0,709	9,08	6,44

Uzyskane wyniki graficznie zilustrowano na rysunku 9, przedstawiając zmiany strat mocy w funkcji częstotliwości pracy układu dla różnych wartości maksymalnego napięcia. Można zaobserwować prawie proporcjonalny wzrost strat mocy w funkcji częstotliwości. Zwiększanie wartości maksymalnej napięcia również przyczynia się do wzrostu tych strat. Straty mocy tranzystora MOSFET w stanie wyłączenia nabierają więc istotnego znaczenia w zakresie wyższych częstotliwości pracy i dużych wartości napięć.



Rys.9. Straty mocy w badanym tranzystorze w stanie wyłączenia

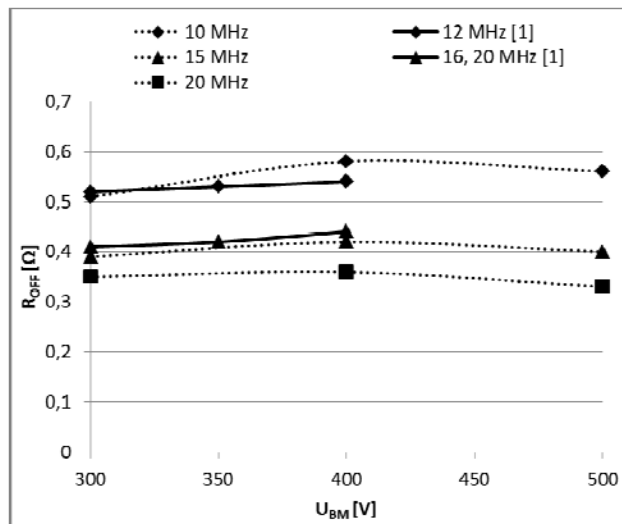
Następnie obliczono rezystancję zastępczą R_{OFF} związaną ze stratami mocy podczas przeładowywania nieliniowej pojemności wyjściowej tranzystora zgodnie z algorytmem zaprezentowanym na rysunku 8 – tabela 6. Rezystancje R_{OFF} mieszczą się w zakresie od 0,33 do 0,56 Ω , przy czym mniejsze wartości uzyskano dla wyższych częstotliwości.

Tabela 6. Rezystancja R_{OFF} dla badanego tranzystora

U_{BM}	R_{OFF} (10 MHz)	R_{OFF} (15 MHz)	R_{OFF} (20 MHz)
V	Ω	Ω	Ω
300	0,51	0,39	0,35
400	0,58	0,42	0,36
500	0,56	0,40	0,33

Wnioski

W pracy przedstawiono nową, alternatywną metodę wyznaczania strat mocy i rezystancji zastępczej wynikających z przepływu prądu przez pojemność wyjściową tranzystora MOSFET. W porównaniu z pierwotną metodą opisaną w pracy [1] korzystnymi cechami zaproponowanej metody są: 1) dedykowany, o mniejszej mocy układ pomiarowy (w metodzie pierwotnej pomiary dokonywano w warunkach zbliżonych do pracy znamionowej falownika rezonansowego), 2) łatwiejsze strojenie układu pomiarowego (w metodzie pierwotnej występowały istotne drgania pasożytnicze w obwodzie utworzonym przez indukcyjności doprowadzeń i pojemności wyjściowe bezpośrednio połączonych równolegle tranzystorów roboczego i badanego oraz korekcie ulegało wiele parametrów obwodu głównego), 3) napięcie na tranzystorze badanym cechuje się powtarzalnością i mniejszymi odkształceniami (w metodzie pierwotnej napięcie to było ściśle związane z dobranym punktem pracy falownika rezonansowego).



Rys. 10. Porównanie rezystancji R_{OFF} uzyskanych w pracy [1] (12, 16, 20 MHz) z zaproponowaną metodą (10, 15, 20 MHz)

Porównanie rezystancji zastępczych R_{OFF} uzyskanych metodą z pracy [1] (12, 16, 20 MHz) i metodą przedstawioną w ramach niniejszej pracy dla tranzystora MOSFET typu IXZ316N60 (10, 15, 20 MHz) zamieszczono na rysunku 10. Otrzymano akceptowalną zgodność wyników przy uwzględnieniu nieco różnych częstotliwości, dla których dokonano porównania.

Problematyka strat mocy i identyfikacji rezystancji zastępczej związanych z przeładowywaniem nieliniowej pojemności wyjściowej tranzystora MOSFET staje się istotna dla częstotliwości pracy powyżej kilkunastu megaherców i wartości maksymalnych napięć rzędu setek woltów.

Należy zauważyć, że w pierwszym przybliżeniu rezystancja zastępcza R_{OFF} przyjmuje wartości na poziomie rezystancji w stanie przewodzenia tranzystora (0,47 Ω).

Autorzy: dr hab. inż. Zbigniew Kaczmarczyk, prof. Pol. Śl., Politechnika Śląska, Katedra Energoelektroniki, Napędu Elektrycznego i Robotyki, ul. B. Krzywoustego 2, 44-100 Gliwice, E-mail: Zbigniew.Kaczmarczyk@polsl.pl; mgr inż. Michał Zellner, Politechnika Śląska, Katedra Energoelektroniki, Napędu Elektrycznego i Robotyki, ul. B. Krzywoustego 2, 44-100 Gliwice, E-mail: Michal.Zellner@polsl.pl; mgr inż. Krystian Frania, Politechnika Śląska, Katedra Energoelektroniki, Napędu Elektrycznego i Robotyki, ul. B. Krzywoustego 2, 44-100 Gliwice, E-mail: Krystian.Frania@polsl.pl.

LITERATURA

- [1] Jurczak W., Analiza właściwości falownika klasy E przy maksymalnych częstotliwościach przełączania tranzystorów mocy MOSFET, Praca doktorska, Gliwice 2010
- [2] Suetsugu T., Kazimierzczuk M., Comparison of Class-E Amplifier With Nonlinear and Linear Shunt Capacitance, *IEEE Transactions On Circuits And Systems*, VOL. 50, NO. 8, AUGUST 2003
- [3] Kasprzak M., Falownik klasy DE 13,56 MHz/450 W – wpływ nieliniowej pojemności wyjściowej tranzystora Mosfet na sterowanie metodą AM, *Przegląd Elektrotechniczny*, 04b/2012 str. 122
- [4] Wei X., Sekiya H., Kuroiwa S., Suetsugu T., Kazimierzczuk M., Design of Class-E Amplifier With MOSFET Linear Gate-to-Drain and Nonlinear Drain-to-Source Capacitances, *IEEE Transactions On Circuits And Systems*, VOL. 58, NO. 10, OCTOBER 2011
- [5] Molina-Gaudo P., F. del Aguila Lopez, Schonwalder P., Artigas J. N., Simple Nonlinear Large Signal MOSFET Model Parameter Extraction for Class E Amplifiers, 9th International Conference on Electronics, Circuits and Systems, December 2002
- [6] Molina-Gaudo P., Mediano A., Bernal C., Puyal D., Optimum Duty-Cycle for Lossy Class E Amplifier Depending on Parasitic's Trade-offs, XXI Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, January 2010
- [7] Kaczmarczyk Z., Model i metoda projektowania wysokoczęstotliwościowego falownika klasy EF, *Przegląd Elektrotechniczny*, ISSN 0033-2097, R. 90 NR 6/2014
- [8] Kaczmarczyk Z., Metoda projektowania wysokoczęstotliwościowych falowników klasy E, *Prace Naukowe Politechniki Śląskiej, Elektryka*, 2014 R. 60 z. 4, s. 53-66, 2014
- [9] IXYS Company, IXZ316N60, Karta katalogowa #dslIXZ316N60 REV 08/09, 2009