ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ 2005
Seria: ELEKTRYKA z. 198 Nr kol. 1709

Zbigniew KACZMARCZYK
Katedra Energoelektroniki, Napędu Elektrycznego i Robotyki

FALOWNIKI KLASY E O PODWYŻSZONEJ SPRAWNOŚCI

Streszczenie. W artykule przedstawiono koncepcję podwyższenia sprawności falownika klasy E, polegającą na dołączeniu dodatkowego, szeregowego obwodu rezonansowego. Odpowiednio dostrojony obwód dodatkowy umożliwia poprawę kształtu napięcia tranzystora oraz wpływa na podwyższenie sprawności falownika. Równocześnie zachowane są warunki komutacji miękkiej ZVS i ZdVS typowe dla klasy E. W celu potwierdzenia zaproponowanej koncepcji dokonano pomiarów laboratoryjnych klasycznego falownika klasy E oraz ulepszonych falowników klasy EF_2 i E/F_3. Zmierzone przy częstotliwości pracy 1 MHz wartości mocy wyjściowych wynosiły 366 W, 526 W i 447 W, jednocześnie wyznaczono sprawności całkowite 96,6%, 97,1% i 97,4%, odpowiednio dla falowników klasy E, EF_2 i E/F_3.

CLASS E INVERTERS OF IMPROVED EFFICIENCY

Summary. The paper presents a new concept of efficiency increase of Class E inverters. It is based on inserting an additional series resonant circuit in a basic Class E topology. The properly tuned additional circuit improves the shape of transistor voltage waveform and, as a result, inverter efficiency. At the same time, ZVS and ZdVS soft-switching conditions typical of Class E, are preserved. Measurements results of a classic Class E inverter and improved Class EF_2 and E/F_3 inverters are given to verify the validity of the presented concept. The measured output power of the inverters was 366 W, 526 W, and 447 W, with the total efficiency of 96,6%, 97,1%, and 97,4% respectively at the operating frequency of 1 MHz,.

1. WPROWADZENIE

Falowniki klasy E są układami powszechnie znanymi - [1, 2 , 3] i ze względu na swe liczne zalety, chętnie stosowanymi praktycznie - [4], np. w mikroprecyzyjnym nagrzewaniu indukcyjnym, nagrzewaniu pojemnościowym, przetwornicach napięcia DC/DC oraz zasilaniu nowoczesnych źródeł światła. Do podstawowych zalet falowników klasy E można zaliczyć: prostotę (tylko jeden tranzystor), niezawodność, niską cenę oraz stosunkowy prosty sposób projektowania oraz dostrojenia do pracy w warunkach komutacji miękkiej. Niestety, ich prostota jest okupiona istotną wadą, polegającą na niekorzystnym kształcie napięcia i prądu tranzystora, w wyniku którego możliwa do uzyskania moc wyjściowa z danego typu tranzystora jest znacznie mniejsza w porównaniu z mocą uzyskiwaną w innych falownikach.

Ostatnio w literaturze dotyczącej falowników klasy E pojawiły się nowe koncepcje

poprawy kształtu napięcia i/lub prądu tranzystora prowadzące do podwyższenia mocy wyjściowej oraz sprawności tego falownika. Koncepcje te polegają na dołączeniu do podstawowej topologii falownika klasy E dodatkowych elementów. Można je podzielić na dwie grupy. Do grupy pierwszej przykładowo zaliczają się koncepcje zawarte w pracach [5] i [6], w których wartość maksymalną napięcia tranzystora ograniczono przez podłączenie równolegle do tranzystora diody Zenera [5] lub transformatora z diodą [6]. Rozwiązania tego typu mogą znaleźć zastosowania raczej w układach małej mocy. Druga grupa koncepcji nie ma takiego ograniczenia mocowego, polega na wykorzystaniu techniki stosowanej w falownikach klasy F - np. [7, 8], gdzie dodatkowe obwody rezonansowe falownika dostrajane są do odpowiednich częstotliwości harmonicznych i poprawiają kształt napięcia i/lub prądu tranzystora. Ponieważ oprócz poprawy kształtu przebiegów tranzystora spełnione są również warunki komutacji miękkiej ZVS i ZdVS, więc falowniki tego typu są określane jako klasa EF.

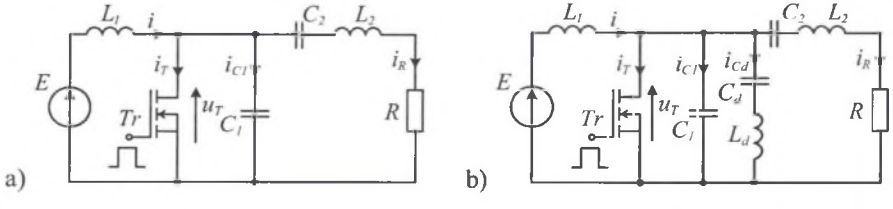
W artykule dokonano krótkiego wprowadzenia teoretycznego, wyjaśniono konieczność zdefiniowania nowego współczynnika określającego stopień wykorzystania tranzystora, przedstawiono wyniki analizy numerycznej i porównano właściwości falowników klasy E, EF_2 i E/F_3, zestawiono dane przydatne do projektowania powyższych falowników oraz dokonano weryfikacji eksperymentalnej obliczonych wcześniej relacji pomiędzy mocami falowników.

Oryginalnym wynikami artykułu są:

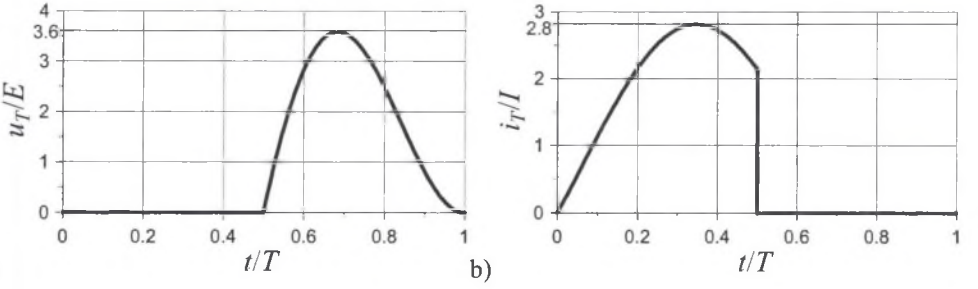
- zdefiniowanie nowego współczynnika określającego stopień wykorzystania tranzystora o nazwie zmodyfikowany współczynnik wydajności mocowej,
- koncepcja nowego falownika klasy EF_2,
- analiza generalizująca właściwości falownika klasy E/F_3 (układ znany z [7] i [8] dla współczynnika wypełnienia przełączeń tranzystora 0,5) oraz
- konstrukcja i pomiary laboratoryjne wysokosprawnych falowników klasy EF_2 i E/F_3.

2. FALOWNIKI KLASY E, EF_2 i E/F_3

Na rys. 1 przedstawiono schematy zastępcze falowników klasy E, EF_2 i E/F_3. Znormalizowane przebiegi napięcia i prądu tranzystora falownika klasy E zamieszczono na rys. 2. Napięcie u_T zostało odniesione do napięcia zasilania E, natomiast prąd i_T do wartości średniej prądu zasilania I. Przebiegi te wyznaczono dla wartości współczynnika wypełnienia przełączeń tranzystora D (stosunek czasu załączenia do okresu przełączeń T) wynoszącego 0,5. Tranzystor przełączany jest w typowych dla klasy E warunkach komutacji miękkiej. Załączanie następuje przy zerowym napięciu (ZVS) oraz przy jego zerowej pochodnej (ZdVS). Na rys. 2 zaznaczono względne wartości maksymalne napięcia ($U_{Tm}/E \approx 3{,}6$) i prądu ($I_{Tm}/I \approx 2{,}8$), świadczące o niekorzystnym kształcie napięcia i prądu tranzystora.



Rys. 1. Schematy zastępcze falowników: a) klasy E; b) klasy EF_2 oraz E/F_3
Fig. 1. Schematic diagrams of inverters: a) Class E; b) Class EF_2 and E/F_3



Rys. 2. Znormalizowane przebiegi: a) napięcia oraz b) prądu tranzystora
Fig. 2. Normalized waveforms of: a) transistor voltage and b) current

Najkorzystniejszym kształtem przebiegów tranzystora byłby ich kształt prostokątny. Należy jednak zauważyć, że wówczas tranzystor przełączany byłby w warunkach komutacji twardej. Ponadto uzyskanie takiego kształtu w układach rezonansowych jest trudne. Kompromisem jest zachowanie warunków miękkiego przełączania tranzystora (ZVS+ZdVS) oraz modyfikacja kształtu przebiegów napięcia i/lub prądu tranzystora w kierunku uzyskania przebiegów o kształcie prostokątnym. Jednocześnie ważne jest, aby uzyskać to w możliwie prosty sposób. Przykładem takiego postępowania są falowniki klasy EF_2 i E/F_3. Różnią się one od falownika klasy E dodatkowym obwodem rezonansowym C_d-L_d (rys. 1b) dołączonym równolegle do tranzystora. Odpowiednie dostrojenie tego obwodu poprawia kształt napięcia tranzystora, podwyższając w ten sposób możliwą do uzyskania moc i sprawność w porównaniu z podstawowym falownikiem klasy E. Modyfikacja kształtu napięcia tranzystora odbywa się przez eliminację drugiej (EF_2) lub trzeciej (E/F_3) harmonicznej tego napięcia. W niniejszym artykule, ze względu na zachowanie prostoty falownika, zdecydowano się na jednoczesną eliminację tylko jednej harmonicznej napięcia tranzystora przez dołączenie jednego obwodu rezonansowego. Ponieważ najniższe harmoniczne napięcia tranzystora mają najwyższą wartość, więc ich eliminacja ma największy wpływ na kształt napięcia.

Falownik klasy EF_2 jest hybrydą łączącą cechy falowników klasy E i klasy F. Falownik klasy F jest układem jednotranzystorowym o prostokątnym kształcie napięcia tranzystora oraz półsinusoidalnym kształcie prądu, którego obwód drenowy jest zwarty dla harmonicznych parzystych i rozwarty dla harmonicznych nieparzystych. Indeks w nazwie „EF_2" oznacza numer harmonicznej, która została wykorzystana do kształtowania przebiegów tranzystora zgodnie z techniką falownika klasy F (EF_2 - zwarta druga harmoniczna). Podobnie falownik klasy E/F_3 jest hybrydą falowników klasy E i klasy 1/F. Klasa 1/F jest dualna do klasy F, co oznacza, że kształt napięcia tranzystora jest półsinusoidalny, a kształt prądu prostokątny, natomiast obwód drenowy jest rozwarty dla harmonicznych parzystych i zwarty dla harmonicznych nieparzystych. Wyjaśnienie nazwy „E/F_3" jest analogiczne do nazwy „EF_2". W falownikach klasy EF_2 i E/F_3 tranzystor jest przełączany w warunkach komutacji miękkiej. Falownik klasy E/F_3 jest znany z literatury i należy do rodziny falowników klasy E/F, która obszernie jest analizowana w pracach [7, 8] dla współczynnika wypełnienia przełączeń tranzystora 0,5. Natomiast falownik klasy EF_2 jest układem zaproponowanym przez autora w pracach [9] i [10]. Przedstawiono w nich jedynie ogólną koncepcję falownika klasy EF_2 i wyniki jego symulacji komputerowej [9] oraz konstrukcję i pomiary laboratoryjne takiego falownika [10] o mocy wyjściowej 1 kW, częstotliwości pracy 16 MHz oraz sprawności 89%. W niniejszym artykule przeanalizowano znacznie dokładniej właściwości falownika klasy EF_2. Ponadto dokonano weryfikacji eksperymentalnej jego osiągów pod względem mocy i sprawności, porównując je z wynikami uzyskanymi dla falowników klasy E i E/F_3.

3. ANALIZA WŁAŚCIWOŚCI FALOWNIKÓW KLASY E, EF_2 i E/F_3

W celu porównania kształtu przebiegów napięcia i prądu tranzystora i wynikających stąd możliwych do uzyskania mocy oraz sprawności różnych falowników konieczny jest wybór odpowiedniego współczynnika. Z literatury, np. [2], znany jest współczynnik wydajności mocowej, który zdefiniowany jest następująco:

$$c_{pmm} = \frac{P_{wyj}}{U_{Tm} I_{Tm}} = \frac{\eta \cdot E \cdot I}{U_{Tm} I_{Tm}} \approx \frac{1}{\frac{U_{Tm}}{E} \frac{I_{Tm}}{I}} . \tag{1}$$

Współczynnik ten wyraża stosunek mocy wyjściowej do wartości maksymalnych napięcia i prądu tranzystora. Pozwala on na prostą ocenę mocy falownika w przypadku, gdy jest ona ograniczona przez maksymalne parametry tranzystora U_{Tm} i I_{Tm}. Gdy sprawność falownika jest wysoka ($\eta > 90\%$), to można korzystać z jego postaci uproszczonej nie popełniając znacznego błędu - (1). Problem polega jednak na tym, że w falownikach klasy E są z reguły stosowane tranzystory typu MOSFET. Tranzystory te mają bardzo krótkie czasy przełączeń (od kilku do kilkudziesięciu nanosekund), ale równocześnie ich rezystancja przewodzenia przyjmuje względnie wysokie wartości. Z tego powodu podczas ich miękkiego przełączania nawet z częstotliwościami megahercowymi straty mocy przewodzenia dominują nad stratami związanymi z ich przełączaniem i sterowaniem. Zwiększając moc falownika dla danego typu tranzystora MOSFET nie można przekroczyć dopuszczalnego napięcia maksymalnego pojawiającego się na tranzystorze oraz maksymalnej dopuszczalnej temperatury złącza tranzystora. Ponieważ dla ustalonych warunków chłodzenia temperatura złącza wynika ze strat mocy oraz zakładając, że jedynym źródłem strat mocy są straty przewodzenia, uzyskuje się drugie ograniczenie wyrażone przez wartość skuteczną prądu przewodzenia tranzystora. Z powyższego rozumowania wynika, że współczynnik c_{pmm} w przypadku tranzystorów MOSFET nie spełnia swej roli, ponieważ prąd I_{Tm} nie stanowi ograniczenia ze względu na dopuszczalny prąd tranzystora. Ograniczenie takie wynika natomiast z prądu skutecznego tranzystora I_{Trms}. Ostatecznie, nowy współczynnik jest zdefiniowany przez (2) i nazwany zmodyfikowanym współczynnikiem wydajności mocowej. Znając wartość c_{pmr} dla danego falownika oraz wartości U_{Tm} i I_{Trms} dla danego typu tranzystora, moc wyjściową falownika P_{wyj} jest bezpośrednio obliczana się z (2). Większa wartość c_{pmr} oznacza wyższą moc i sprawność falownika. Ponadto z zależności (2) wynika, że przebiegi napięcia i prądu tranzystora mają najlepszy kształt wtedy, gdy wartość maksymalna napięcia oraz wartość skuteczna prądu względem ich wartości średnich są jak najmniejsze.

$$c_{pmr} = \frac{P_{wyj}}{U_{Tm} I_{Trms}} = \frac{\eta \cdot E \cdot I}{U_{Tm} I_{Trms}} \approx \frac{1}{\frac{U_{Tm}}{E} \frac{I_{Trms}}{I}} . \tag{2}$$

Przed przeprowadzeniem właściwej analizy właściwości falowników klasy E, EF_2 i E/F_3 pod względem możliwych do uzyskania wartości współczynnika c_{pmr}, dokonano porównania jego wartości dla falowników klasy E, F, D, 1/F, 1/D oraz I – tabela 1. Falowniki klasyD i 1/D są odpowiednikami falowników klasy F i 1/F w wersji dwu- lub czterotranzystorowej. Z tego powodu wartość współczynnika c_{pmr} podzielona przez liczbę składowych tranzystorów jest dla tych falowników identyczna. Falowniki klasy I są układami o prostokątnym kształcie przebiegów napięcia i prądu tranzystora, ze względu na trudności w ich realizacji i komutację twardą rzadko stosowanymi praktycznie. Zestawione wartości c_{pmr} podano przy założeniu 100% sprawności falowników.

Tabela 1

Wartości c_{pmr} dla wybranych falowników

Falownik	U_{Tm}/E	I_{Trms}/E	c_{pmr}
klasy E	3,58	1,53	0,183
klasy F i D	2	$\pi/2 \approx 1{,}57$	$1/\pi \approx 0{,}318$
klasy 1/F i 1/D	$\pi \approx 3{,}14$	$\sqrt{2} \approx 1{,}41$	$1/(\pi\sqrt{2}) \approx 0{,}225$
klasy I	2	$\sqrt{2} \approx 1{,}41$	$1/(2\sqrt{2}) \approx 0{,}354$

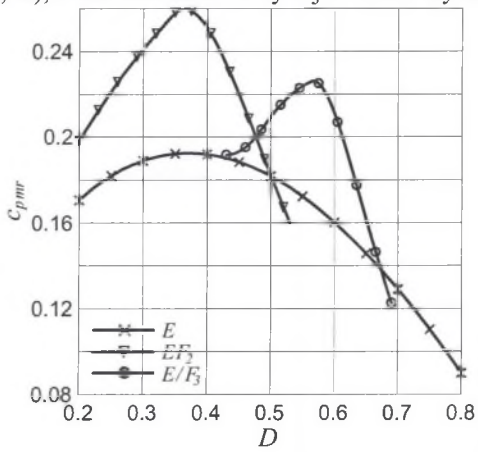
Z porównania wyników zamieszczonych w tabeli 1 widać, że falownik klasy E ma najniższą wartość współczynnika c_{pmr}. Z tego względu jego moc i sprawność będzie niższa w porównaniu z innymi falownikami. Poprawę kształtu napięcia i/lub prądu tranzystora falownika klasy E można uzyskać zbliżając je kształtem do przebiegów prostokątnych (klasa I).

Aby wyznaczyć wartości współczynnika c_{pmr} dla falowników klasy E, EF_2 i E/F_3, opracowany został dedykowany program w środowisku MATLAB. W programie tym wykorzystano opis falowników za pomocą zmiennych stanów, a do wyznaczenia stanu ustalonego użyto metody macierzy przejścia - [11]. Założono liniowość i bezstratność elementów (z wyjątkiem obciążenia R) oraz wykorzystano model doskonały tranzystora (w stanie załączanie rezystancja R_{Ton}, w stanie wyłączenia R_{Toff}; $R_{Ton} << R_{Toff}$). Analiza została przeprowadzona w funkcji współczynnika wypełnienia przełączeń tranzystora D. W celu zapewnienia warunków komutacji miękkiej tranzystora oraz maksymalizacji wartości współczynnika c_{pmr} poprzez odpowiednie strojenie obwodu C_d-L_d (tylko dla falowników klasy EF_2 i E/F_3) użyto funkcji optymalizacyjnych zawartych w module optymalizacyjnym MATLAB-a. Z warunków komutacji miękkiej ZVS i ZdVS obliczane były względne wartości reaktancji pojemnościowych $X^{\bullet}_{C1}$ ($X^{\bullet}_{C1} = 1/(2\pi f C_1 R)$, $f = 1/T$) i $X^{\bullet}_{C2}$ ($X^{\bullet}_{C2} = 1/(2\pi f C_2 R)$) oraz poszukiwana względna wartość reaktancji pojemnościowej $X^{\bullet}_{Cd}$ ($X^{\bullet}_{Cd} = 1/(2\pi f C_d R)$) dodatkowego obwodu rezonansowego w celu uzyskania maksymalnej wartości c_{pmr}. Szczegółowa analiza programu obliczeń wykracza poza ramy niniejszego artykułu.

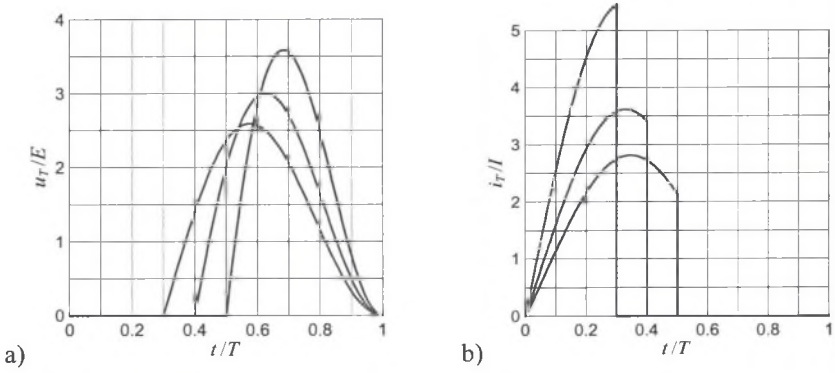
Reprezentatywne wyniki obliczonych wartości współczynnika c_{pmr} dla poszczególnych falowników zamieszczono na rys. 3. Z przedstawionych charakterystyk wynika, że dla założonego stopnia wykorzystania tranzystora (znane U_{Tm} oraz I_{Trms}) moc wyjściowa dla kolejnych falowników klasy EF_2, E/F_3 i E zmniejsza się. Wartość maksymalnej mocy wyjściowej falowników klasy EF_2 i E/F_3 względem mocy falownika klasy E dla $D = 0{,}5$ wynosi: $c_{pmrEF2}(D{=}0{,}36)/c_{pmrE}(D{=}0{,}5) = 1{,}43$ i $c_{pmrE/F3}(D{=}0{,}57)/c_{pmrE}(D{=}0{,}5) = 1{,}24$. Należy zauważyć, że obniżenie wartości D dla falownika klasy E umożliwia nieznaczny wzrost jego mocy: $c_{pmrE}(D{=}0{,}37)/c_{pmrE}(D{=}0{,}5) = 1{,}06$. W kolejnym rozdziale dokonano weryfikacji eksperymentalnej powyższych relacji.

Na rys. 4-6 przedstawiono przykładowe, znormalizowane przebiegi czasowe napięcia i prądu tranzystora. Dla wszystkich falowników zachowane są typowe dla klasy E warunki komutacji miękkiej tranzystora. Z obserwacji przebiegów z rys. 5 i 6 wynika, że za kryterium uzyskania najlepszych właściwości falowników klasy EF_2 i E/F_3, czyli uzyskania najlepszego kształtu napięcia tranzystora, można przyjąć osiągnięcie możliwie płaskiego przebiegu napięcia tranzystora w zakresie jego największych wartości. Wtedy maksymalna względna wartość tego napięcia jest mniejsza dla falowników klasy EF_2 i E/F_3 w porównaniu

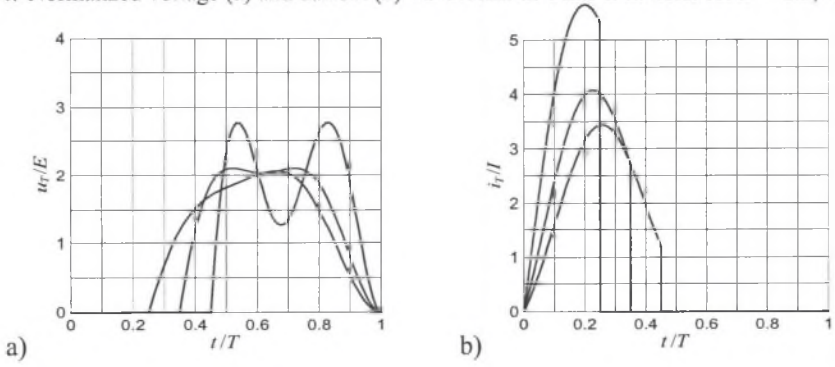
z falownikiem klasy E. Dla falownika klasy EF_2 wynosi ona około 2 (D = 0,35), dla falownika klasy E/F_3 około 3 (D = 0,55), a dla falownika klasy E jest nieco wyższa niż 3,5 (D = 0,5).



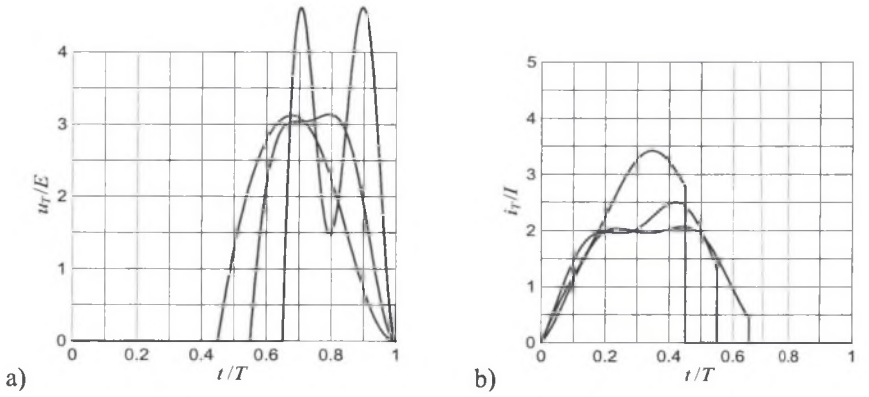
Rys. 3. Zmodyfikowany współczynnik wydajności mocowej c_{pmr} jako funkcja D
Fig. 3. Modified power output capability c_{pmr} versus D



Rys. 4. Znormalizowane przebiegi napięcia (a) i prądu (b) falownika klasy E dla D = 0,3, 0,4, 0,5
Fig. 4. Normalized voltage (a) and current (b) waveforms of Class E inverter for D = 0.3, 0.4, 0.5



Rys. 5. Znormalizowane przebiegi napięcia (a) i prądu (b) falownika klasy EF_2 dla D = 0,25, 0,35, 0,45
Fig. 5. Normalized voltage (a) and current (b) waveforms of Class EF_2 inverter for D = 0.25, 0.35, 0.45



Rys. 6. Znormalizowane przebiegi napięcia (a) i prądu (b) falownika klasy E/F$_3$ dla D = 0,45, 0,55, 0,65
Fig. 6. Normalized voltage (a) and current (b) waveforms of Class E/F$_3$ inverter for D = 0.45, 0.55, 0.65

4. PARAMETRY PROJEKTOWE FALOWNIKÓW KLASY E, EF$_2$ i E/F$_3$

W tabelach 2-5 zestawiono parametry falowników klasy E, EF$_2$ i E/F$_3$, które mogą zostać wykorzystane podczas ich projektowania. Parametrami tymi są względne wartości: reaktancji indukcyjnych $X^{\bullet}_{L1}$ ($X^{\bullet}_{L1} = 2\pi fL_1/R$), $X^{\bullet}_{L2}$ ($X^{\bullet}_{L2} = 2\pi fL_2/R$), $X^{\bullet}_{Ld}$ ($X^{\bullet}_{Ld} = 2\pi fL_d/R$); pojemnościowych $X^{\bullet}_{C1}$ ($X^{\bullet}_{C1} = 1/(2\pi fC_1R)$), $X^{\bullet}_{C2}$ ($X^{\bullet}_{C2} = 1/(2\pi fC_2R)$), $X^{\bullet}_{Cd}$ ($X^{\bullet}_{Cd} = 1/(2\pi fC_dR)$); współczynnika wypełnienia D; współczynnika wydajności mocowej c_{pmr}; maksymalnej wartości napięcia $U^{\bullet}_{Tm}$ ($U^{\bullet}_{Tm} = U_{Tm}/E$) i prądu skutecznego $I^{\bullet}_{Trms}$ ($I^{\bullet}_{Trms} = I_{Trms}/I$) oraz wejściowej rezystancji falownika $R^{\bullet}_{dc}$ ($R^{\bullet}_{dc} = E/(I \cdot R)$). Parametry te wyznaczono dla wybranych kombinacji reaktancji indukcyjnych $X^{\bullet}_{L1}$, $X^{\bullet}_{L2}$ i $X^{\bullet}_{Ld}$ oraz dla względnej rezystancji tranzystora w stanie przewodzenia R_{Ton}/R = 0,001. Wyniki przedstawione w tabeli 2 zostały obliczone dla falownika klasy E pracującego z wypełnieniem 0,5. Kolejne tabele dla falowników klasy E, EF$_2$ i E/F$_3$ przedstawiają wyniki odpowiadające maksymalnej wartości współczynnika c_{pmr}, którą wyznaczono dla podanej w tabelach wartości współczynnika wypełnienia przełączeń tranzystora D.

Tabela 2

Parametry falownika klasy E dla D = 0,5

$X^{\bullet}_{L1}$	$X^{\bullet}_{L2}$	$X^{\bullet}_{C1}$	$X^{\bullet}_{C2}$	c_{pmr}	$U^{\bullet}_{Tm}$	$I^{\bullet}_{Trms}$	$R^{\bullet}_{dc}$
1000	10	5,04	8,79	0,182	3,59	1,53	1,82
1000	5	4,77	3,72	0,181	3,61	1,53	1,93
100	10	4,92	8,81	0,182	3,59	1,53	1,78
100	5	4,65	3,74	0,181	3,61	1,53	1,89
10	10	3,98	8,97	0,182	3,60	1,53	1,52
10	5	3,78	3,92	0,181	3,62	1,53	1,58
5	10	3,33	9,11	0,181	3,60	1,53	1,33
5	5	3,17	4,07	0,181	3,62	1,53	1,37

Tabela 3

Parametry falownika klasy E dla maksymalnych wartości c_{pmr}

$X^{\bullet}_{L1}$	$X^{\bullet}_{L2}$	$X^{\bullet}_{C1}$	$X^{\bullet}_{C2}$	D	c_{pmr}	$U^{\bullet}_{Tm}$	$I^{\bullet}_{Trms}$	$R^{\bullet}_{dc}$
1000	10	4,00	7,95	0,370	0,192	2,87	1,81	4,83
1000	5	4,07	2,86	0,378	0,190	2,93	1,80	5,05
100	10	3,86	8,00	0,371	0,192	2,87	1,81	4,65
100	5	3,92	2,89	0,377	0,190	2,92	1,80	4,94
10	10	2,91	8,29	0,370	0,192	2,87	1,81	3,64
10	5	2,92	3,23	0,375	0,190	2,92	1,80	3,77
5	10	2,34	8,52	0,372	0,191	2,89	1,81	2,95
5	5	2,33	3,46	0,373	0,190	2,91	1,81	3,09

Tabela 4

Parametry falownika klasy EF_2 dla maksymalnych wartości c_{pmr}

$X^{\bullet}_{L1}$	$X^{\bullet}_{L2}$	$X^{\bullet}_{Ld}$	$X^{\bullet}_{C1}$	$X^{\bullet}_{C2}$	$X^{\bullet}_{Cd}$	D	c_{pmr}	$U^{\bullet}_{Tm}$	$I^{\bullet}_{Trms}$	$R^{\bullet}_{dc}$
1000	10	10	4,81	9,13	40,2	0,364	0,260	2,14	1,80	2,20
1000	10	5	4,82	9,03	20,2	0,362	0,260	2,14	1,80	2,44
1000	5	5	4,67	4,00	20,3	0,361	0,260	2,14	1,80	2,52
1000	5	2,5	5,01	3,65	10,3	0,356	0,259	2,15	1,80	3,57
100	10	10	4,73	9,15	40,2	0,364	0,260	2,14	1,80	2,16
100	10	5	4,72	9,05	20,2	0,362	0,260	2,14	1,80	2,39
100	5	5	4,58	4,02	20,3	0,361	0,259	2,14	1,80	2,46
100	5	2,5	4,85	3,69	10,3	0,356	0,259	2,15	1,80	3,41
10	10	10	4,06	9,28	40,2	0,363	0,260	2,14	1,80	1,90
10	10	5	4,01	9,20	20,2	0,362	0,259	2,14	1,80	2,05
10	5	5	3,89	4,19	20,2	0,361	0,259	2,14	1,80	2,08
10	5	2,5	3,89	3,98	10,2	0,357	0,259	2,15	1,80	2,56
5	10	10	3,56	9,40	40,2	0,363	0,260	2,14	1,80	1,70
5	10	5	3,50	9,34	20,2	0,361	0,259	2,14	1,80	1,80
5	5	5	3,40	4,32	20,2	0,360	0,259	2,14	1,80	1,83
5	5	2,5	3,34	4,18	10,2	0,358	0,259	2,14	1,80	2,10

Parametry falowników D, c_{pmr}, $U^{\bullet}_{Tm}$ i $I^{\bullet}_{Trms}$ są prawie niezależne od zbioru danych wejściowych ($X^{\bullet}_{L1}$, $X^{\bullet}_{L2}$ i $X^{\bullet}_{Ld}$), natomiast pozostałe parametry ($X^{\bullet}_{C1}$, $X^{\bullet}_{C2}$, $X^{\bullet}_{Cd}$ i $R^{\bullet}_{dc}$) są zależne od tych danych. Z porównania wartości reaktancji $X^{\bullet}_{Cd}$ i $X^{\bullet}_{Ld}$ dla falowników klasy EF_2 i E/F_3 (tabele 4 i 5) wynika, że ich stosunek jest równy odpowiednio około 4 i 9, co odpowiada podniesionemu do kwadratu numerowi harmonicznej, do której został dostrojony dodatkowy obwód rezonansowy C_d-L_d.

Tabela 5

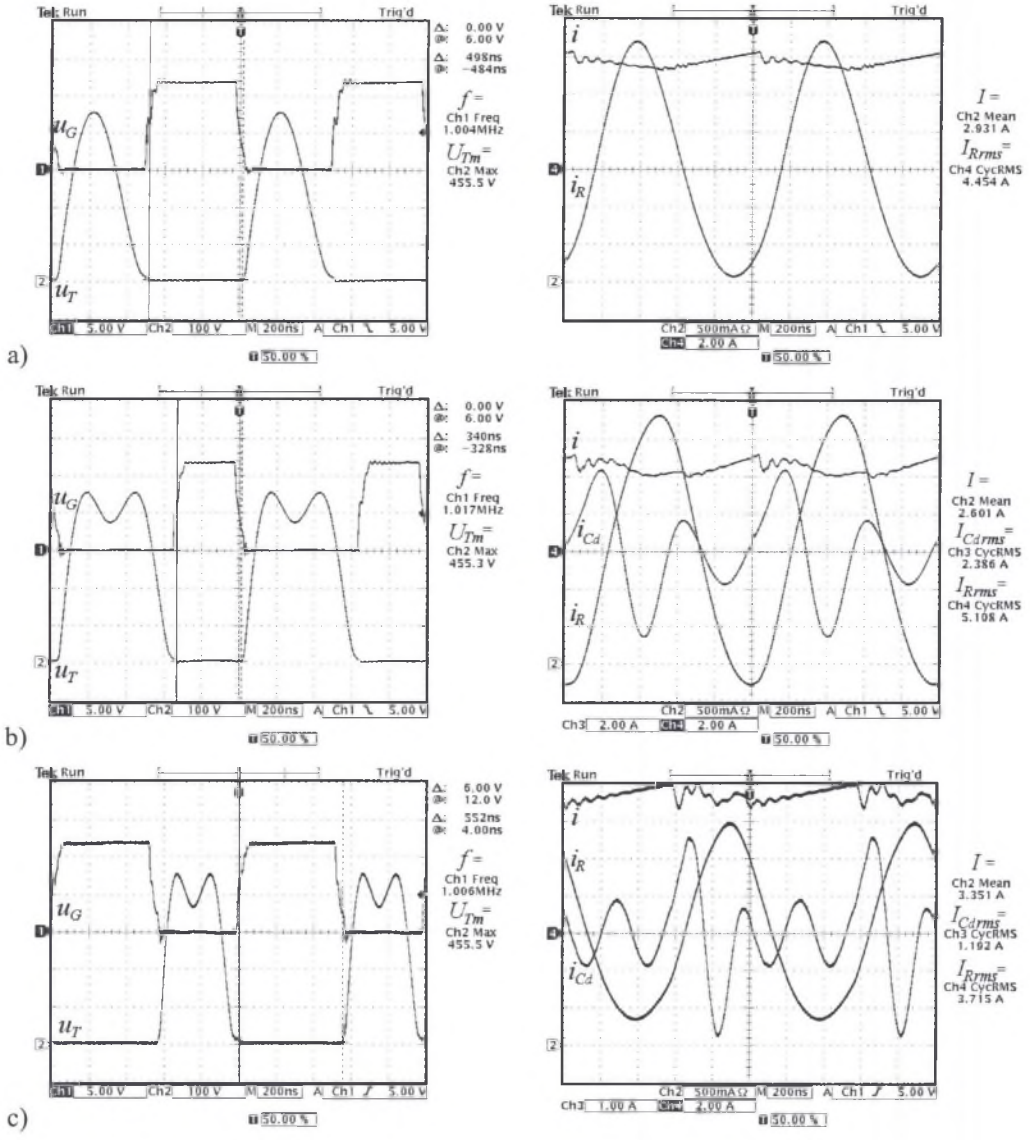
Parametry falownika klasy E/F$_3$ dla maksymalnych wartości c_{pmr}

X^*_{L1}	X^*_{L2}	X^*_{Ld}	X^*_{C1}	X^*_{C2}	X^*_{Cd}	D	c_{pmr}	U^*_{Tm}	I^*_{Trms}	R^*_{dc}
1000	10	10	9,48	9,45	90,6	0,566	0,226	3,15	1,40	0,96
1000	10	5	9,08	9,39	45,6	0,563	0,226	3,14	1,41	1,02
1000	5	5	8,37	4,40	45,5	0,563	0,227	3,15	1,40	1,01
1000	5	2,5	7,90	4,27	23,1	0,557	0,225	3,13	1,42	1,14
100	10	10	9,34	9,46	90,6	0,566	0,226	3,15	1,40	0,95
100	10	5	8,96	9,41	45,6	0,563	0,226	3,14	1,41	1,00
100	5	5	8,26	4,41	45,5	0,563	0,227	3,15	1,40	0,99
100	5	2,5	7,77	4,28	23,0	0,557	0,225	3,13	1,42	1,13
10	10	10	8,22	9,58	90,5	0,566	0,227	3,16	1,40	0,87
10	10	5	7,85	9,53	45,5	0,563	0,226	3,15	1,40	0,90
10	5	5	7,32	4,54	45,5	0,563	0,227	3,15	1,40	0,90
10	5	2,5	6,82	4,44	23,0	0,558	0,226	3,13	1,41	0,98
5	10	10	7,36	9,69	90,5	0,566	0,227	3,16	1,39	0,81
5	10	5	7,02	9,65	45,5	0,564	0,227	3,15	1,40	0,83
5	5	5	6,60	4,66	45,4	0,563	0,227	3,15	1,39	0,83
5	5	2,5	6,12	4,57	22,9	0,559	0,227	3,14	1,40	0,88

5. WERYFIKACJA EKSPERYMENTALNA FALOWNIKÓW KLASY E, EF$_2$ i E/F$_3$

Skonstruowano i poddano pomiarom modele laboratoryjne falowników klasy E, EF$_2$i E/F$_3$. Dokładniej, był to jeden falownik, którego parametry odpowiednio modyfikowano. W falowniku zastosowano tranzystor polowy MOSFET typu SPP20N65C3 (650 V, 21 A), który umieszczono na aluminiowym radiatorze chłodzonym naturalnie. Cewki obwodu głównego nawinięto drutem miedzianym na rdzeniach proszkowych. W obwodzie głównym falownika użyto kondensatorów mikowych. Jako obciążenie zastosowano zestaw niskoindukcyjnych rezystorów mocy o wartości 75 Ω, połączonych szeregowo-równolegle i chłodzonych wodą. Układ sterowania umożliwiał niezależne ustawianie częstotliwości przełączeń f i współczynnika wypełnienia przełączeń tranzystora D. W celu dokładnego wyznaczenia strat mocy tranzystora zastosowano metodę skalowania tych strat za pomocą porównawczych pomiarów temperatury w obwodzie zasilania prądu stałego. Sonda temperatury (termopara) została przymocowana do korpusu tranzystora.

Parametry obwodu głównego falownika klasy E wynosiły: L_1 = 270 μH ($R_{L1,DC}$ = 40 mΩ - rezystancja pasożytnicza), L_2 = 16,8 μH ($R_{L2,1MHz}$ = 0,29 Ω), $C_1 \approx$ 1,87 nF (z uwzględnieniem pojemności wyjściowej tranzystora), C_2 = 2 nF i R = 18,26 Ω. W przypadku falownika klasy EF$_2$ powyższe parametry pozostały niezmienione, z wyjątkiem: $C_1 \approx$ 1,56 nF, L_d = 8,3 μH, ($R_{Ld,2MHz}$ = 0,26 Ω), C_d = 0,73 nF i R = 20,04 Ω. Dla falownika klasy E/F$_3$ zmodyfikowane parametry wynosiły: $C_1 \approx$ 0,77 nF, L_d = 8,3 μH ($R_{Ld,3MHz}$ = 0,39 Ω), C_d = 0,34 nF i R = 30 Ω. Wartości wszystkich wymienionych parametrów zostały zmierzone za pomocą precyzyjnego analizatora impedancji typu HP4294A.



Rys. 7. Przebiegi napięć i prądów falowników: a) klasy E, b) klasy EF_2 oraz c) klasy E/F_3
Fig. 7. Voltage and current waveforms of a) Class E, b) Class EF_2, and c) Class E/F_3 inverters

Wyniki pomiarów dla poszczególnych falowników, wykonane oscyloskopem cyfrowym Tektronix typu TDS3034B, zamieszczono na rys. 7. Do pomiarów wykorzystano sondy napięciowe znajdujące się na wyposażenie oscyloskopu (P6139A) oraz sondy prądowe (TCP202, P6022, P6021). Przedmiotem pomiarów były przebiegi czasowe napięcia bramkowego u_G, napięcia tranzystora u_T, prądu zasilającego i, prądu obwodu dodatkowego i_{Cd} oraz prądu obciążenia i_R. Z obserwacji przebiegów zamieszczonych na rys. 7 wynika, że we wszystkich przypadkach tranzystor przełączany jest w warunkach komutacji miękkiej typowej dla klasy E. Falowniki klasy EF_2 i E/F_3 mają ulepszony kształt napięcia, co przy zachowaniu

jednakowej wartości maksymalnej napięcia tranzystora umożliwia ich zasilanie wyższym napięciem. Ich dodatkowy obwód rezonansowy jest dostrojony odpowiednio do drugiej i trzeciej harmonicznej, co potwierdza kształt przebiegu prądu i_{Cd}. Wyjściowy prąd falowników i_R jest w przybliżeniu sinusoidalny.

Tabela 6

Wybrane parametry falowników laboratoryjnych klasy E, EF_2 i E/F_3

Falownik	D	f [MHz]	E [V]	I [A]	ΔT [°C]	P_{strT} [W]	η_D [%]	P_{wyj} [W]	η [%]	P_{str} [W]
klasy E	0,5	1,004	128	2,96	28,1	6,5	98,2	366	96,6	13
klasy EF_2	0,346	1,017	210	2,58	27,9	6,4	98,8	526	97,1	16
klasy $E//F_3$	0,555	1,006	135	3,40	28,0	6,5	98,6	447	97,4	12

W tabeli 6 zestawiono zmierzone parametry badanych falowników. Współczynnik wypełnienie D i częstotliwość przełączeń f zmierzono za pomocą oscyloskopu. Do pomiarów wartości napięcia zasilania E oraz prądu zasilania I wykorzystano magnetoelektryczne przyrządy analogowe. Rejestracji temperatury w stanie ustalonym dokonano używając specjalizowany system pomiaru temperatury i napięć firmy National Instruments oparty na karcie pomiarowej PCI-6052. We wszystkich przypadkach stopień wykorzystania tranzystora pozostawał w przybliżeniu taki sam. Wartość maksymalna napięcia tranzystora U_{Tm} wynosiła około 455 V - rys. 7, a przyrost temperatury ΔT pomiędzy temperaturą korpusu tranzystora i otoczenia był w przybliżeniu równy 28°C. Wyznaczone na podstawie temperaturowego skalowania układu straty w tranzystorze P_{strT} wynosiły około 6,5 W. Ponadto tabela 6 zawiera wartości sprawności drenowej η_D ($\eta_D = 1-P_{strT}/(E\cdot I)$), mocy wyjściowej P_{wyj} ($P_{wyj} = E\cdot I-P_{str}$), sprawności całkowitej η ($\eta = P_{wyj}/(E\cdot I)$) oraz strat całkowitych P_{str} ($P_{str} = P_{strT}+I^2R_{L1}+I_{Cdrms}^2R_{Ld}+I_{Rrms}^2R_{L2}$). Zastosowanie metody temperaturowej do wyznaczenia strat całkowitych tranzystora umożliwiło obliczenie z dużą dokładnością mocy wyjściowej. Względna niedokładność obliczenia tej mocy nie przekracza ±1%. W przypadku wykorzystania do wyznaczenia mocy wyjściowej falownika rezystancji obciążenia (zmierzonej analizatorem impedancji) oraz wartości skutecznej prądu obciążenia (zmierzonej oscyloskopowo) uzyskano by względną niedokładność rzędu ±7%. Natomiast bazując wyłącznie na pomiarze oscyloskopowym (uśredniając iloczyn prądu i napięcia obciążenia) otrzymano by niedokładność ±8%.

Ponieważ wykorzystanie parametrów tranzystora w każdym z falowników było w przybliżeniu jednakowe (utrzymywano $U_{Tm} \approx 455$ V oraz $\Delta T \approx 28$°C), dlatego możliwe jest bezpośrednie porównanie mocy wyjściowych falowników. Wyznaczone eksperymentalnie moce wyjściowe falowników klasy EF_2 i E/F_3 odniesione do mocy falownika klasy E wynoszą: $P_{wyjEF2}/P_{wyjE} = 1{,}44$ oraz $P_{wyjE/F3}/P_{wyjE} = 1{,}22$. Są one zgodne z wcześniej podanymi wartościami teoretycznymi.

Porównując podane w tabeli 6 wartości η i P_{str} dla poszczególnych falowników można dojść do następującego wniosku. Podwyższenie mocy falownika klasy EF_2 w stosunku do mocy falowników E i E/F_3 jest okupione zwiększeniem strat całkowitych P_{str}. Jest to spowodowane głównie przez straty w dodatkowym obwodzie rezonansowym. Sprawność całkowita η jest największa dla falownika klasy E/F_3, ponieważ straty w jego obwodzie dodatkowym są mniejsze w porównaniu z falownikiem klasy EF_2.

6. WNIOSKI

Falowniki klasy EF_2 i E/F_3 umożliwiają uzyskanie większej mocy i sprawności w porównaniu z klasycznym falownikiem klasy E, zachowując identyczny stopień wykorzystania parametrów tranzystora (maksymalne napięcie i straty mocy tranzystora). Wadą tych falowników jest ich większa złożoność oraz konieczność odpowiedniego dostrojenia dodatkowego obwodu rezonansowego. Ich zmodyfikowany współczynnik wydajności mocowej przyjmuje wartości pośrednie pomiędzy wartościami uzyskiwanymi dla falowników klasy E oraz klasy F i D.

Skonstruowane falowniki klasy E, EF_2 i E/F_3 mają odpowiednio moc wyjściową 366 W, 526 W i 447 W, sprawność drenową 98,2%, 98,8% i 98,6% oraz sprawność całkowitą 96,6%, 97,1% i 97,4%. Moc falownika klasy EF_2 jest o 44%, a falownika klasy E/F_3 o 22% wyższa od mocy falownika klasy E, zachowując takie same maksymalne napięcie i straty mocy tranzystora.

Planowane jest bardziej szczegółowe przeanalizowanie właściwości falowników klasy EF_2 i E/F_3 oraz ich praktyczne zastosowanie, np. w systemie nagrzewania pojemnościowego.

LITERATURA

1. Sokal N. O., Sokal A. D.: Class E - a new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers, IEEE J. Solid-State Circ., vol. SC-10, no.3, June 1975, pp. 168-176.
2. Raab F. H.: Idealized operation of the Class E tuned power amplifier, IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. CAS-24, no. 12, December 1977, pp. 725-735.
3. Kazimierczuk M.: Teoria wzmacniacza mocy wielkiej częstotliwości klasy E, Rozpr. Elektrotechniczne t. 25, z. 4, 1979, s. 957-986.
4. Sokal N. O.: Class-E RF Power Amplifiers, QEX Communications Quarterly, Issue no. 204, January/February 2001, pp. 9-20.
5. Suetsugu T., Kazimierczuk M. K.: Voltage-clamped class E amplifier with a Zener diode across the switch, in Proc. IEEE ISCAS'02, vol. 4, Phoenix, AZ, May 2002, pp. 361-364.
6. Suetsugu T., Kazimierczuk M. K.: Design procedure for lossless voltage-clamped Class E amplifier with a transformer and a diode, IEEE Trans. Power Electron., vol. 20, no. 1, January 2005, pp. 56-64.
7. Kee S., Aoki I., Hajimiri A., Rutledge D.: The class E/F family of ZVS switching amplifiers, IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol. 51, no. 6, June 2003, pp. 1677-1690.
8. Kee S.: The Class E/F family of harmonic-tuned switching power amplifiers, Ph.D. Thesis, California Institute of Technology, Pasadena 2001.
9. Kaczmarczyk Z., Grzesik B.: 800 W, 16 MHz laboratory Class E inverter, in Proc. EPE'03, Toulouse, France, 2-4 September 2003, CD-ROM.
10. Kaczmarczyk Z: Improving properties of high-frequency Class E inverters, Archives of Electrical Engineering, vol. LIII, no. 4, Warszawa 2004, pp. 449-459.
11. Chua L. O., Lin P. M.: Komputerowa analiza układów elektronicznych - algorytmy i metody obliczeniowe, WNT, Warszawa 1981.

Pracę wykonano w ramach projektu finansowanego przez KBN nr 3 T10A 021 28, 2005/06.

Wpłynęło do Redakcji dnia: 13 października 2005 r.

Recenzent: Dr hab. inż. Marek Hartman, prof. AM