

Zbigniew KACZMARCZYK

## FALOWNIKI KLASY E PODWAJAJĄCE CZĘSTOTLIWOŚĆ

**Streszczenie.** Praca przedstawia podstawowe właściwości oraz wyniki pomiarów laboratoryjnych dwóch falowników klasy E z równoległym kondensatorem podwajających częstotliwość. Falowniki pracowały w warunkach komutacji optymalnej. Pierwszym z falowników był falownik z zaworem dwukierunkowym ( $D=0.75$ ), w którym zastosowano tranzystor polowy MOSFET. Drugi falownik posiadał zawór jednokierunkowy ( $D=0.25$ ) utworzony z tranzystora MOSFET i szeregowo połączonej z nim diody. Jak dotychczas, właściwości tego falownika nie były opisywane w literaturze. Przeprowadzone pomiary laboratoryjne potwierdziły możliwość realizacji praktycznej tych falowników i przydatność zastosowanych metod analizy teoretycznej.

## CLASS E FREQUENCY DOUBLERS

**Summary.** The paper presents basic properties of two variants of Class E frequency doublers. They are ones with parallel capacitor. Results of measurements are given in the paper. The inverters operated in optimum mode. The first one contained a bidirectional switch ( $D=0.75$ ) - a MOSFET transistor. An unidirectional switch ( $D=0.25$ ) was used in the second inverter, composed of a MOSFET transistor and a series diode. So far the features of the latter inverter have not been described in literature yet. The experimental measurements were in agreement with theoretical predictions and proved that practical realisation is possible. The measurements also confirmed usefulness of the applied analysis method.

## 1. MOTYWACJA

Bezpośrednią motywację do podjęcia pracy stanowiła potrzeba przeprowadzenia weryfikacji eksperymentalnej zależności projektowych oraz podstawowych charakterystyk falownika klasy E pracującego z podwajaniem częstotliwości. Pod uwagę wzięto dwa falowniki podwajające częstotliwość. W pierwszym falowniku wykorzystano zawór dwukierunkowy, natomiast w drugim zawór jednokierunkowy.

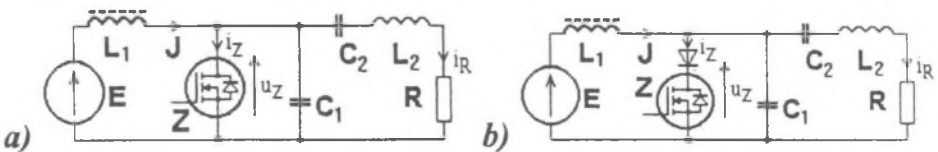
## 2. WPROWADZENIE

Falownik klasy E jest niesymetrycznym/jednotranzystorowym falownikiem rezonansowym, w którym może być uzyskana komutacja maksymalnie miękka - [6]. Polega ona na tym, że trzy wartości spośród czterech charakteryzujących komutację tranzystora, tzn. prąd i napięcie przy załączaniu oraz prąd i napięcie przy wyłączeniu, przyjmują wartość zero. Do najważniejszych zalet falownika klasy E można zaliczyć prostotę układu sterowania i konstrukcji obwodu głównego oraz dużą sprawność. Jego niekorzystne cechy to wysokie wartości maksymalne napięcia i prądu tranzystora w porównaniu z wartościami zasilającymi, a także wpływ zmian wartości parametrów obwodu głównego i sterowania na warunki przełączania tranzystora.

Falowniki klasy E znajdują zastosowanie w wysokoczęstotliwościowych systemach nagrzewania indukcyjnego i hartowania - [3], [5], systemach lewitacyjnych, przetwornicach napięcia stałego - [7] oraz urządzeniach radiokomunikacyjnych.

Interesującą alternatywę dla typowej pracy (bez powielania) falownika klasy E - [6] stanowi praca z powielaniem częstotliwości - [1], [8]. Występuje ona, gdy częstotliwość pierwszej harmonicznej prądu wyjściowego falownika jest wielokrotnością częstotliwości przełączenia tranzystora. Zaletą pracy z powielaniem jest podwyższenie częstotliwości wyjściowej bez konieczności zmiany częstotliwości przełączeń tranzystora. Praktyczne znaczenie posiada praca z podwajaniem i potrajaniem częstotliwości - [1], [2]. Wynikiem zwiększania wartości współczynnika powielania (stosunku częstotliwości wyjściowej do częstotliwości przełączania) jest konieczność zwiększenia mocy zainstalowanej użytego tranzystora, tzn. zastosowanie tranzystora o wyższym napięciu lub prądzie dopuszczalnym, w porównaniu z tranzystorem użytym do konstrukcji falownika o identycznej mocy, a pracującego bez powielania.

Prezentowana w literaturze problematyka dotycząca falowników klasy E pracujących z powielaniem częstotliwości ogranicza się jedynie do kilku pozycji - np. [1], [2], [8]. Przedstawione w nich wyniki pomiarów eksperymentalnych odnoszą się do układów o niewielkiej mocy zasilającej (np. 900mW - [1], 500mW - [2], 70mW - [8]), co ogranicza ich przydatność w energoelektronice. Prezentowane tam wyniki dotyczą jedynie falowników pracujących z powielaniem częstotliwości, w których zastosowano zawór dwukierunkowy.



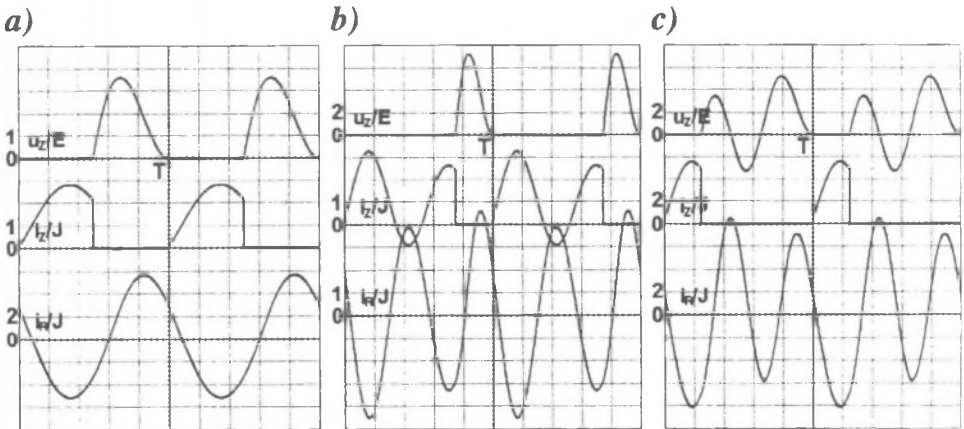
Rys. 1. Falowniki klasy E z zaworem dwukierunkowym - a) oraz jednokierunkowym - b)  
 Fig. 1. Class E inverters with bidirectional switch - a) and with unidirectional switch - b)

Na rys. 1 przedstawiono schematy falowników klasy E z równoległym kondensatorem, w których użyto zaworu dwukierunkowego i jednokierunkowego (przez zawór dwukierunkowy prąd może przepływać w obu kierunkach, natomiast przez zawór jednokierunkowy tylko w jednym). Do konstrukcji obu typów zaworów wykorzystano tranzystor MOSFET, który w przypadku zaworu jednokierunkowego uzupełniono o dodatkową diodę szeregową.

Prezentowane poniżej wyniki analizy teoretycznej uzyskano na podstawie modelu odcinkowo-liniowego falownika opisanego szczegółowo w pracy [6]. Przyjęte podstawowe założenia upraszczające to: elementy obwodu głównego falownika są elementami liniowymi, bezstratnymi, o parametrach skupionych, zawór jest łącznikiem idealnym – bezstratnym i bezinercyjnym, źródło napięcia zasilającego falownik  $E$  oraz dławik  $L$ , są zastępowane przez równoważne źródło prądu o wydajności  $J$ .

### 3. PRACA OPTYMALNA Z PODWAJANIEM CZĘSTOTLIWOŚCI

Praca falownika klasy E w warunkach komutacji maksymalnie miękkiej jest nazywana pracą optymalną. Jak wykazano w pracy [4], istnieje wiele możliwych przypadków pracy optymalnej falownika klasy E, zależnych od wartości jego parametrów. Wśród nich można wyróżnić m.in. pracę optymalną bez powielania częstotliwości oraz prace optymalne z podwajaniem częstotliwości z zaworem dwukierunkowym i zaworem jednokierunkowym.



Rys. 2. Praca optymalna: bez powielania ( $D=0.5$ ) - a) oraz z podwajaniem częstotliwości z zaworem dwukierunkowym ( $D=0.75$ ) - b) i zaworem jednokierunkowym ( $D=0.25$ ) - c)

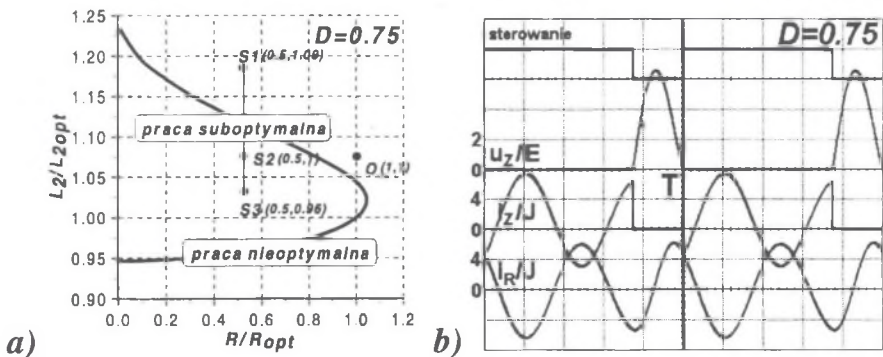
Fig. 2. Optimum operation mode: without multiplication ( $D=0.5$ ) - a), doubler with bidirectional switch ( $D=0.75$ ) - b) and doubler with unidirectional switch ( $D=0.25$ ) - b)

Na rys. 2 przedstawiono przykładowe przebiegi czasowe napięcia zaworu  $u_z$ , prądu zaworu  $i_z$  oraz prądu wyjściowego  $i_R$ , ilustrujące prace optymalne bez powielania częstotliwości przy  $D=0.5$  (typ zaworu nieistotny) - rys. 2.a), z podwajaniem częstotliwości przy współczynniku wypełnienia  $D=0.75$  (zawór dwukierunkowy) - rys. 2.b) oraz z podwajaniem przy  $D=0.25$  (zawór jednokierunkowy). Współczynnik wypełnienia  $D$  wyraża stosunek czasu załączenia zaworu do okresu jego przełączeń. Dobroć wyjściowego obwodu rezonansowego  $Q_1$ , zdefiniowana jako  $Q_1 = \sqrt{L_2/C_2}/R$ , wynosiła 10.

W dalszej części pracy analizuje się przypadki pracy z podwajaniem częstotliwości z zaworem dwukierunkowym ( $D=0.75$ ) i jednokierunkowym ( $D=0.25$ ). Przypadek pierwszy może być zrealizowany praktycznie bezpośrednio z użyciem tranzystora MOSFET, bez konieczności stosowania dodatkowej diody. Realizacja powielania przy  $D=0.25$  wymaga dołączenia do tranzystora MOSFET diody szeregowej. Wartości współczynnika wypełnienia  $D=0.75, 0.25$  w przybliżeniu zapewniają najlepsze wykorzystanie parametrów prądowo-napięciowych użytego zaworu - rozdz. 5.

#### 4. PRACA SUBOPTYMALNA Z PODWAJANIEM CZĘSTOTLIWOŚCI

Na rys. 3-6 przedstawiono przebiegi czasowe ilustrujące pracę suboptymalną falownika klasy E podwajającego częstotliwość.



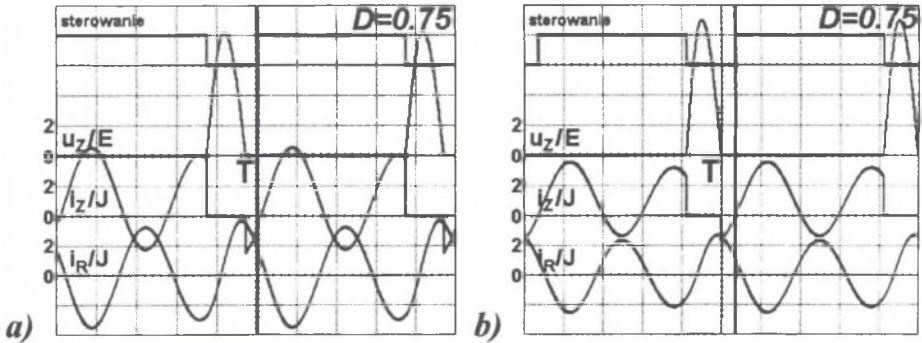
Rys. 3. Zależność rodzaju pracy falownika z zaworem dwukierunkowym od wartości jego parametrów  $R/R_{opt}$  i  $L_2/L_{2opt}$  - a), praca suboptymalna dla punktu parametrów  $S1(0.5, 1.09)$  - b)

Fig. 3. Operation mode as a function of  $R/R_{opt}$ - $L_2/L_{2opt}$  parameters for the inverter with bidirectional switch - a), waveforms for parameters of point  $S1(0.5, 1.09)$  (suboptimum mode) - b)

Rys. 3.a) zawiera graficzną interpretację zależności rodzaju pracy falownika z zaworem dwukierunkowym od względnej zmiany jego parametrów  $R$  oraz  $L_2$ . Opis metody

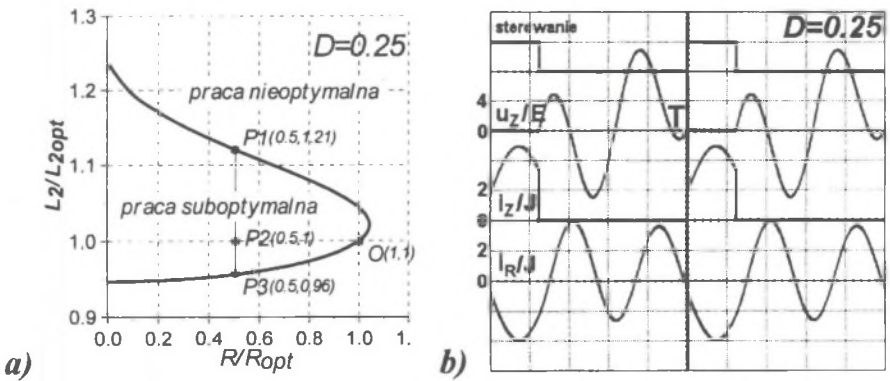
wykorzystanej do obliczenia tej charakterystyki znajduje się w pracy [6]. Wstępnie parametry falownika są wyznaczane jak dla pracy optymalnej z podwajaniem częstotliwości przy  $D=0.75$  oraz  $Q_I=10$  i wynoszą:  $R_{opt}$ ,  $L_{2opt}$ ,  $C_{1opt}$ ,  $C_{2opt}$ ,  $f_{opt}$ . Następnie zakłada się  $C_1/C_{1opt}=1$ ,  $C_2/C_{2opt}=1$ ,  $f/f_{opt}=1$  oraz badany jest wpływ zmian względnych wartości  $R/R_{opt}$  i  $L_2/L_{2opt}$  na rodzaj pracy falownika.

Analogicznie wyznaczono zależność zilustrowaną na rys. 5.a), dotyczącą falownika z zaworem jednokierunkowym ( $D=0.25$ ).



Rys. 4. Praca suboptymalna dla punktów parametrów  $S2(0.5,1)$  - a) oraz  $S3(0.5,0.96)$  - b)

Fig. 4. Suboptimum operation mode for parameters of points  $S2(0.5,1)$ -a) and  $S3(0.5,0.96)$ -b)

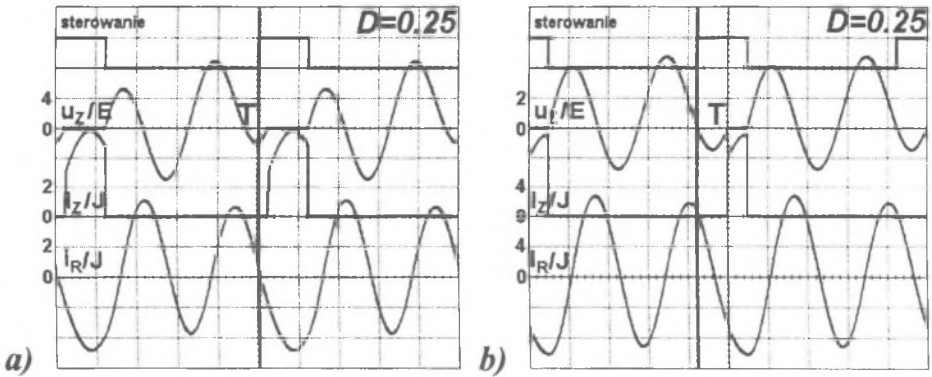


Rys. 5. Zależność rodzaju pracy falownika z zaworem jednokierunkowym od wartości parametrów  $R/R_{opt}$  i  $L_2/L_{2opt}$  -a), praca suboptymalna dla punktu parametrów  $P1(0.5,1.21)$  - b)

Fig. 5. Operation mode as a function of  $R/R_{opt}$ - $L_2/L_{2opt}$  parameters for the inverter with unidirectional switch-a), waveforms for parameters of point  $P1(0.5,1.21)$  (suboptimum mode) - b)

Praca optymalna jest najbardziej pożądanym rodzajem pracy falownika, gdyż wówczas występuje komutacja miękka - punkt  $O(1,1)$ , rys. 2.b), c). Zmiany parametrów falownika prowadzą do pracy suboptymalnej lub nieoptymalnej.





Rys. 6. Praca suboptymalna dla punktów parametrów  $P2(0.5, 1)$  - a) oraz  $P3(0.5, 0.96)$  - b)  
 Fig. 6. Suboptimum operation mode for parameters of points  $P2(0.5, 1)$ -a) and  $P3(0.5, 0.96)$ -b)

Praca suboptymalna występuje, gdy w chwili rozpoczęcia przewodzenia przez zawór występuje zerowa wartość napięcia na zworze (ZVS) oraz dodatni lub ujemny skok prądu zaworu (NZCS) - rys. 3.b), rys. 4, rys. 5.b), rys. 6. Po zastosowaniu zaworu dwukierunkowego lub jednokierunkowego uzyskuje się pracę suboptymalną falownika przy parametrach  $R/R_{opt}$  i  $L_2/L_{2opt}$  zmiennych w zakresie wyznaczonym odpowiednio przez krzywą  $S1-O-S3$  z rys. 3.a) oraz  $P1-O-P3$  z rys. 5.a). Dla punktów parametrów  $S1(0.5, 1.09)$ ,  $S3(0.5, 0.96)$  oraz  $P1(0.5, 1.21)$ ,  $P3(0.5, 0.96)$  ma miejsce tzw. graniczna praca suboptymalna. Odpowiednie przebiegi czasowe zamieszczono na rys. 3-6.

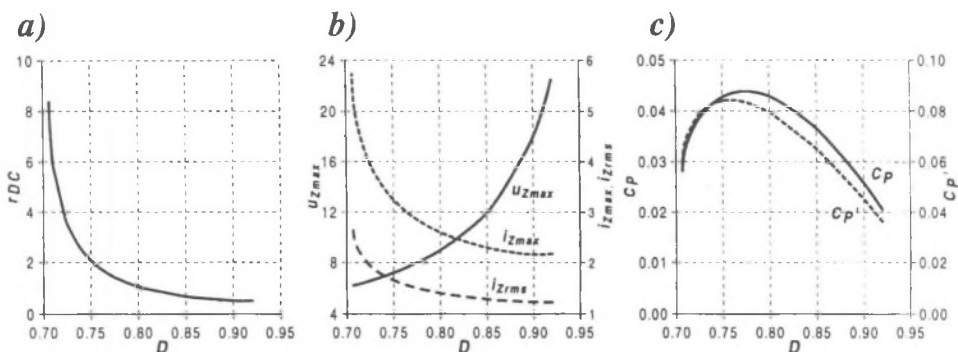
Dla punktów parametrów znajdujących się na zewnątrz obszaru wyznaczonego przez krzywą graniczną  $S1-O-S3$  lub  $P1-O-P3$  falownik realizuje trzeci rodzaj pracy pracą nieoptymalną, nie zamieszczono przebiegów. Towarzyszy jej obniżona sprawność, gdyż zawór falownika załączany jest przy niezerowym napięciu i niezerowym prądzie - komutacja twarda (NZVS+NZCS).

## 5. WYBRANE WŁAŚCIWOŚCI FALOWNIKA KLASY E PRACUJĄCEGO Z PODWAJANIEM CZĘSTOTLIWOŚCI

Na rys. 7 i 8 zamieszczono zmiany względnych wartości  $r_{DC}$  (rezystancja wejściowa dla prądu stałego odniesiona do rezystancji obciążenia),  $u_{Zmax}$  (wartość maksymalna napięcia na zaworze odniesiona do napięcia zasilania  $E$ ),  $i_{Zmax}$  (wartość maksymalna prądu zaworu odniesiona do średniego prądu zasilania  $J$ ),  $i_{Zrms}$  (wartość skuteczna prądu zaworu odniesiona do  $J$ ), współczynnika wydajności mocowej  $c_P$  ( $c_P=1/(u_{Zmax}i_{Zmax})$  - [6]), zmodyfikowanego współczynnika wydajności mocowej  $c_P'$  ( $c_P'=1/(u_{Zmax}i_{Zrms})$  - [6]) w funkcji współczynnika  $D$ . Uwzględniono przy tym pracę optymalną falownika z podwajaniem częstotliwości przy dobroci  $Q_J=10$ , odpowiednio dla zaworu dwukierunkowego oraz jednokierunkowego. Zmiany współczynnika  $D$  są ograniczone do pewnego zakresu, wynikającego z istnienia rozwiązania

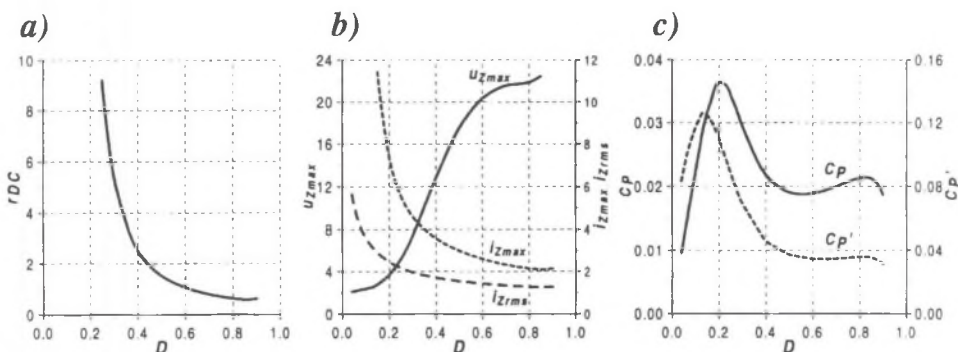
układu równań opisującego stan ustalonej pracy falownika. Bardziej szczegółowe wyjaśnienie powyższej problematyki zawarte jest w pracy [6].

Przy ustalonym zasilaniu falownika (np.  $E=\text{const}$ ) zmiany rezystancji wejściowej  $r_{DC}$  mogą być wykorzystane do wyznaczenia zmian mocy. W obu przypadkach rezystancja  $r_{DC}$  zwiększa się ze zmniejszaniem  $D$ .



Rys.7. Wykresy względnych wartości rezystancji  $r_{DC}$  - a), napięcia maksymalnego  $u_{Zmax}$ , prądu maksymalnego  $i_{Zmax}$  i prądu skutecznego  $i_{Zrms}$  - b) oraz współczynników  $C_P$  i  $C_{P'}$  - c) dla falownika z zaworem dwukierunkowym w funkcji współczynnika wypełnienia  $D$  przy  $Q_I=10$

Fig.7. Properties of the inverter with bidirectional switch: input resistance  $r_{DC}$  - a), peak switch voltage  $u_{Zmax}$ , peak switch current  $i_{Zmax}$  and rms value of switch current  $i_{Zrms}$  - b) and ratios  $C_P$  i  $C_{P'}$  - c) versus switch duty cycle  $D$  ( $Q_I=10$ )



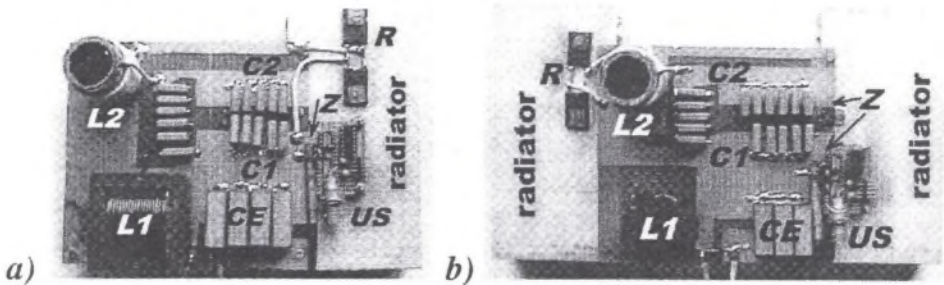
Rys. 8. Wykresy rezystancji  $r_{DC}$  - a), napięcia  $u_{Zmax}$ , prądów  $i_{Zmax}$  i  $i_{Zrms}$  - b) oraz współczynników  $C_P$  i  $C_{P'}$  - c) dla falownika z zaworem jednokierunkowym w funkcji  $D$  ( $Q_I=10$ )

Fig. 8. Properties of the inverter with unidirectional switch: input resistance  $r_{DC}$  - a), voltage  $u_{Zmax}$ , currents  $i_{Zmax}$  and  $i_{Zrms}$  - b) and ratios  $C_P$  i  $C_{P'}$  - c) versus  $D$  ( $Q_I=10$ )

Współczynniki  $c_p$  oraz  $c_p'$  umożliwiają dobór wartości współczynnika wypełnienia  $D$  ze względu na najlepsze wykorzystanie dopuszczalnych parametrów napięciowo-prądowych zaworu - [6]. W przypadku zaworu dwukierunkowego wartość współczynnika  $D$  powinna wynosić w przybliżeniu 0.75, natomiast dla zaworu jednokierunkowego powinna być równa około 0.2. Na potrzeby weryfikacji eksperymentalnej przyjęto wartości  $D$  na poziomie 0.75 i 0.25.

## 6. WERYFIKACJA EKSPERYMENTALNA

Schematy skonstruowanych falowników klasy E z równoległym kondensatorem z zaworem dwukierunkowym ( $D=0.75$ ) i jednokierunkowym ( $D=0.25$ ) znajdują się na rys. 1. Zdjęcia falowników z zaznaczonym rozmieszczeniem podstawowych elementów przedstawia rys. 9. Wartości poszczególnych elementów falownika obliczono metodą opisaną w pracy [6], a następnie skorygowano na podstawie odpowiednich pomiarów oscyloskopowych. W konstrukcji dławika  $L_1$  wykorzystano rdzeń ferrytowy, pojemności  $C_1$  i  $C_2$  zestawiono z kondensatorów typu FKP, cewkę wyjściową nawinięto przewodem miedzianym, a rezystancję obciążenia stanowią dwa połączone równolegle rezystory mocy. Użyto tranzystora MOSFET typu IRF740 (400V, 10A). W przypadku konstrukcji falownika z zaworem jednokierunkowym dodatkowo wykorzystano diodę szybką typu BYW29 (200V, 8A).



Rys. 9. Widok podstawowych elementów skonstruowanych falowników z zaworem dwukierunkowym - a) oraz z zaworem jednokierunkowym - b)

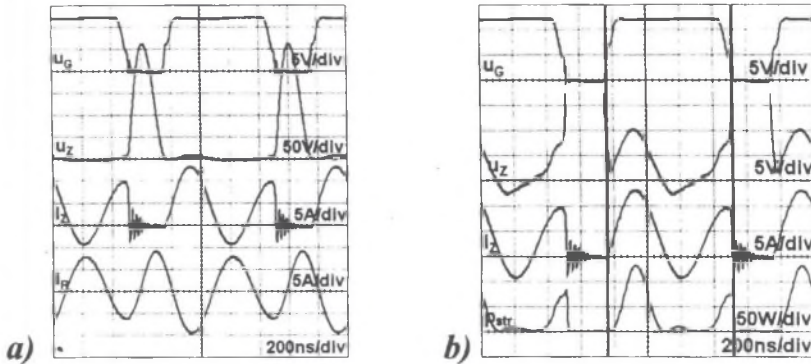
Fig. 9. Photograph of the inverter with bidirectional switch - a) and the one with unidirectional switch - b)

### 6.1. Falownik z zaworem dwukierunkowym

Pomierzone oscyloskopowo przebiegi falownika zamieszczono na rys. 10. Są to kolejno, napięcie sterujące bramki  $u_G$ , napięcie na zaworze  $u_Z$ , prąd zaworu  $i_Z$  oraz prąd obciążenia  $i_R$ . Dokonano również wyznaczenia chwilowych strat mocy tranzystora  $p_{str}=u_{zZ}$  - rys. 10.b). Napięcie zasilania  $E$  było równe 40V, prąd zasilania  $J=3.6A$  ( $P=144W$ ), a wartości



pozostałych parametrów zestawiono w tab. 1. Obliczona wartość strat mocy przewodzenia wynosiła 28W, a sprawność  $\eta=80.6\%$ . Sprawność falownika wyznaczona na podstawie wartości  $I_{Rrms}=5.87A$  i  $R=3.37\Omega$  (tab. 1) była również równa 80.6%.



Rys. 10. Praca optymalna: oscylogramy przebiegów falownika ( $u_Z$  w normalnej skali) - a), wyznaczenie chwilowych strat mocy przewodzenia tranzystora  $p_{str}=u_Z i_Z$  - b)

Fig. 10. Optimum operation mode: measured waveforms of the inverter ( $u_Z$  in normal scale) - a), calculation of the instantaneous conducting loss of the transistor  $p_{str}=u_Z i_Z$  - b)

Tabela 1

Porównanie obliczonych i zmierzonych parametrów falownika

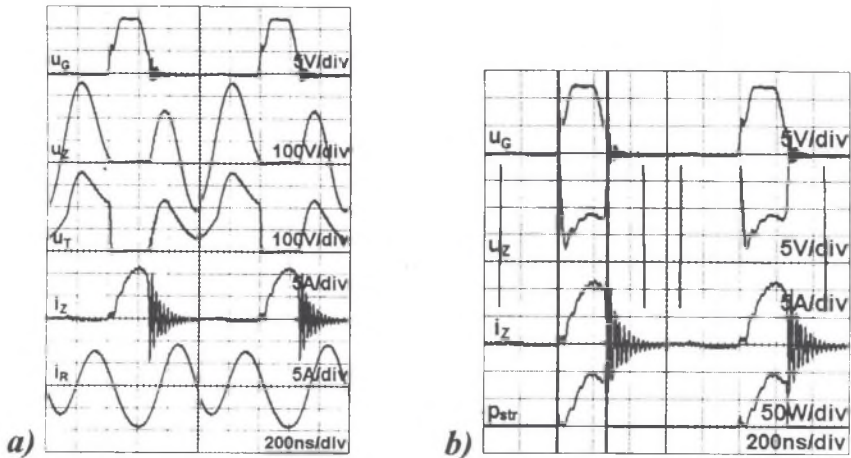
Parametr	$D$	$f$ [MHz]	$R$ [ $\Omega$ ]	$L_2$ [ $\mu H$ ]	$Q_1$	$C_1$ [nF]	$C_2$ [nF]	$r_{DC}$	$u_{Zmax}$	$i_{Zmax}$	$i'_{Zrms}$	$i''_{Zrms}$
Wartość obliczona	0.75	1	3.37	2.62	9.05	2.55	2.83	2.15	7.2	3.31	1.67	1.47
Wartość zmierzona	0.752	1	3.37	2.62	8.71	1.95	3.05	3.3	6.55	3.65	1.78	1.63
Różnica [%]	-0.3	0	0	0	3.9	30.8	-7.2	-34.8	9.9	-9.3	-6.2	-9.8

$$\text{Różnica [\%]} = (\text{wartość obliczona} - \text{wartość zmierzona}) / (\text{wartość zmierzona}) \cdot 100\%$$

## 6.2. Falownik z zaworem jednokierunkowym

Wyniki pomiarów oscyloskopowych falownika przedstawiono na rys. 11. Zaznaczone na nim napięcie  $u_Z$  odnosi się do całej gałęzi złożonej z tranzystora i diody. Napięcie  $u_T$  zostało zmierzone na samym tranzystorze. W wyniku szeregowego połączenia diody oraz pasozytniczej pojemności tranzystora jego załączenie odbywa się przy niezerowym napięciu. Po porównaniu przebiegów z rys. 10 z przebiegami z rys. 11 można zauważyć większą amplitudę drgań pasozytniczych w drugim przypadku. Jest to spowodowane większą wartością indukcyjności pasozytniczej zaworu jednokierunkowego.

Falownik zasilany był napięciem  $E=73V$ , a prąd zasilania wynosił  $J=1.9A$  ( $P=138.7W$ ). Wartości innych parametrów charakteryzujące pracę falownika zamieszczono w tab. 2. Wyznaczona wartość strat mocy przewodzenia wynosiła  $15.7W$ , a sprawność  $\eta=88.7\%$ . Sprawność falownika obliczona na podstawie wartości skutecznej prądu obciążenia  $I_{Rms}=5.95A$  i rezystancji  $R=3.38\Omega$  (tab. 2) była równa  $86.2\%$ .



Rys.11. Pomiary oscyloskopowe - a), chwilowe straty mocy przewodzenia  $p_{str}=u_z i_z$  - b)  
Fig.11. Measured waveforms -a), instantaneous conducting loss  $p_{str}=u_z i_z$  - b)

### Porównanie obliczonych i zmierzonych parametrów falownika

Tabela 2

Parametr	$D$	$f$ [MHz]	$R$ [ $\Omega$ ]	$L_2$ [ $\mu H$ ]	$Q_1$	$C_1$ [nF]	$C_2$ [nF]	$r_{DC}$	$u_{Zmax}$	$i_{Zmax}$	$i_{Zrms}$	$i_{Rms}$
Wartość obliczona	0.25	1	3.38	4.03	11.29	2.34	2.77	9.12	5.51	5.57	2.17	3.02
Wartość zmierzona	0.248	1.01	3.38	4.03	11.20	2.21	2.81	11.37	4.88	6.03	2.36	3.13
Różnica [%]	0.8	-1	0	0	0.8	5.9	-1.4	-19.8	12.9	-7.6	-8.2	-3.5

## 7. WNIOSKI

W pracy przedstawiono wybrane właściwości oraz wyniki pomiarów laboratoryjnych podwajających częstotliwość falowników klasy E z równoległym kondensatorem. W konstrukcjach falowników wykorzystano zawór dwukierunkowy (MOSFET IRF740) i jednokierunkowy (MOSFET IRF740 + dioda BYW29).

Wyniki pomiarów laboratoryjnych potwierdzają poprawność zastosowanych metod analitycznych. Z wyjątkiem parametrów  $C_1$  i  $r_{DC}$  uzyskana różnica względna mieści się w granicach 10%. Jest to spowodowane nieuwzględnieniem pojemności wyjściowej tranzystora ( $C_{OSS}=0.3nF$ ) oraz z pominięciem w analizie teoretycznej jego rezystancji

przewodzenia ( $R_{DS}/R=0.39$ ). Zwiększenie dokładności wyznaczenia wartości rezystancji  $r_{DC}$  jest możliwe przez wykorzystanie następującej zależności:  $r_{DC}=R_{DS}/R \cdot i_{Zrms}^2 + i_{Rrms}^2$ .

Skonstruowane modele laboratoryjne falowników podwajające częstotliwość (częstotliwość sterowania  $f=1\text{MHz}$ ) pracowały w warunkach optymalnych. Sprawność falownika z zaworem dwukierunkowym wynosiła 81% ( $E=40\text{V}$ ,  $J=3.6\text{A}$ ,  $P=144\text{W}$ ), natomiast dla falownika z zaworem jednokierunkowym była ona równa 86% ( $E=73\text{V}$ ,  $J=1.9\text{A}$ ,  $P=139\text{W}$ ). Uzyskane sprawności falowników są niższe od sprawności falownika pracującego bez powielania, której wartość osiąga 91% - [6].

## LITERATURA

1. Albulet M.: Analysis and Design of the Class E Frequency Multipliers with RF Choke, IEEE Trans. On Circuits and Systems-I, vol. 42, no. 2, 1995, 95-104.
2. Albulet M., Radu S.: Exact Analysis of Class E Frequency Multiplier with Finite DC-Feed, Archiv für Elektronik und Übertragungstechnik, vol. 50, no. 3, 1996, 215-221.
3. Grzesik B., Kaczmarczyk Z., Junak J.: System indukcyjnego topienia proszków metali. IV Szkoła - Konferencja Elektrotechnika - Prądy Niesinusoidalne, Zielona Góra 18-20 czerwca 1998, s. 192-201.
4. Grzesik B., Kaczmarczyk Z.: Możliwości realizacji pracy optymalnej falownika klasy E, SENE'99, 17-19 listopad 1999, 217-222.
5. Hinchliffe S., Hobson L., Houston R. W.: A high power Class E amplifier for high-frequency electric process heating, Int. J. Electronics, vol. 64, no. 4, 1988, pp. 667-675.
6. Kaczmarczyk Z.: Analiza energoelektronicznych falowników klasy E wysokiej częstotliwości, praca doktorska, Pol. Śląska, Inst. Elektrotechniki Teoretycznej i Przemysłowej, Gliwice 1996.
7. Kazimierczuk M. K., Czarkowski D.: Resonant power converters, John Wiley & Sons, Inc., USA 1995.
8. Zulinski R.E., Steadman J. W.: Class E power amplifiers and frequency multipliers with finite DC-feed inductance, IEEE Trans. on Circ. and Systems, vol. CAS-34, no. 9, 1987, 1074-1087.

Recenzent: Dr hab. inż. Bogusław GRZESIK, prof. Pol. Śl.

Wpłynęło do Redakcji 10 kwietnia 2000 r.

Pracę zrealizowano w ramach projektu badawczego KBN nr 8 T10A 033 17, 1999/2000.

## Abstract

Properties of the Class E inverter are well-known when it operates with standard control. It can also operate as a frequency multiplier. Its basic variants are described in the paper, i.e. frequency doublers. The advantages of the Class E inverter are: soft-commutation (hence high efficiency), small weight and size, low level of EMI (Electromagnetic Interference), simplicity of its topology (only one transistor) and simple control. In case of the frequency multiplier the output frequency is higher than the switching frequency.

Two variants of Class E frequency doublers were taken into account. They are ones with parallel capacitor. The first one (Fig. 1.a) contained a bidirectional switch ( $D=0.75$ ) - a MOSFET transistor with anti-parallel diode. An unidirectional switch ( $D=0.25$ ) was used in the second doubler (Fig. 1b), composed of a MOSFET transistor and a series diode. The both doublers operated in optimum mode. The motivation for the work was that the features of the second variant of the doubler have not been reported in literature yet.

The optimum mode of operation is described in Section 3 - Fig.2. The standard optimum operation for switch duty cycle  $D=0.5$  (without frequency multiplication) is presented in Fig. 2a. The optimum mode of a frequency doubler with bidirectional switch (Fig. 1a) for  $D=0.75$  is described basing on waveforms from Fig. 2b. Finally, optimum mode of the doubler with unidirectional switch (Fig. 2b), for  $D=0.25$  is discussed by means of waveforms from Fig. 2c.

The suboptimum mode of operation of the frequency doubler is given in Section 4. The features are illustrated by  $R$ - $L$  characteristics and the relevant waveforms of voltages and currents. Figs. 3 and 4 concern the first variant of the doubler, while Figs. 5 and 6 are related to the second one.

The selected characteristics of the doublers were calculated and shown in Section 5. They all are given as a function of the switch duty cycle  $D$  and presented in Figs. 7 and 8. They are input resistance  $r_{DC}=R_{DC}/R$ , peak switch voltage  $u_{Zmax}$ , peak switch current  $i_{Zmax}$ , rms value of switch current  $i_{Zrms}$  and power-output capability ratios  $c_P, c'_P$ , respectively.

The experimental doublers and the results of measurements are presented in section 6. The photograph of the inverters is shown in Fig. 9. The Sub-Section 6.1 is devoted to the first variant of the doubler (with the bidirectional switch) and the next one, to the second doubler (with unidirectional switch). The measurements were made for optimum mode. The basic technical data of the doubler is, for the first case: IRF740 transistor,  $E=40V$ ,  $J=3.6A$ ,  $P=144W$ , efficiency  $\eta=81\%$  and for the second case: IRF740 transistor in series with BYW29 diode,  $E=73V$ ,  $J=1.9A$ ,  $P=139W$ ,  $\eta=89\%$ . Results of the measurements are tabulated in Tabs. 1 and 2. The data of the second row in the tables are those calculated when using PWL model while the third row contains the data measured after the optimum mode had been obtained (by means of the relevant adjustment).