

## Konwerter DC-DC z falownikiem klasy E współpracującym z transformatorem o dzielonym uzwojeniu wtórnym

**Streszczenie.** W artykule przedstawiono projekt układu konwertera DC-DC z falownikiem klasy E współpracującym z transformatorem o dzielonym uzwojeniu wtórnym. Opisano metodę doboru poszczególnych elementów układu. Na podstawie obliczonych wartości parametrów układu stworzono model numeryczny oraz przeprowadzono analizę stanów pracy konwertera. Po ostatecznym doborze parametrów wykonano prototyp układu, który przebadano. Porównano wyniki symulacji z wynikami pomiarów na rzeczywistym obiekcie.

**Abstract.** The paper presents the design of a DC-DC converter with an E-class inverter cooperating with a transformer with a split secondary winding. The method of selection of individual components of the system is described. On the basis of the calculated values of the parameters of the system, a numerical model was created and the analysis of the operating states of the converter was carried out. After the final selection of parameters, a prototype of the system was made and tested. Simulation results were compared with the results of measurements on the real object. (DC-DC converter with class E inverter cooperating with a transformer with split secondary winding).

**Słowa kluczowe:** konwerter DC-DC, falownik klasy E

**Keywords:** DC-DC converter, E-class inverter

### Wprowadzenie

Na przestrzeni ostatnich lat można zaobserwować rosnące zainteresowanie układami energoelektronicznymi pracującymi z wysoką częstotliwością. Źródła energii elektrycznej o wysokiej częstotliwości znajdują zastosowanie w układach nagrzewania indukcyjnego [1,2], bezprzewodowej transmisji energii elektrycznej [3,4] czy w konwerterach DC-DC, w których układem pośrednim DC-AC są właśnie wysokoczęstotliwościowe falowniki rezonansowe [5,6].

Wysoka częstotliwość pracy układów niesie ze sobą zarówno korzyści jak też stwarza nowe problemy. Oczywiście zaletą takich układów jest możliwość zastosowania mniejszych elementów pasywnych takich jak kondensatory czy cewki, dzięki temu zyskuje się większą gęstość mocy układu, zmniejsza jego wymiary i koszt wytworzenia. Niestety zwiększenie częstotliwości źródła zasilania wymusza stosowanie specjalnych narzędzi do projektowania i prowadzi do skomplikowanych algorytmów sterowania pracą układów. Ponadto, wraz ze wzrostem częstotliwości coraz większy wpływ na pracę układu mają zjawiska pasożytnicze zachodzące w elementach składowych układu oraz rezystancja wszelkich połączeń elektrycznych (nasilający się efekt naskórkowości).

Autorzy za wysokoczęstotliwościowe inwertery rezonansowe przyjmują układy pracujące z częstotliwością od kilkudziesięciu kHz do nawet kilkuset MHz. W układach tych wykorzystuje się najczęściej tranzystory MOSFET cechujące się wysoką częstotliwością pracy. Niestety komponenty te, tak jak wszystkie inne zawory energoelektroniczne, poza stratami mocy wydzielanymi na ich niezerowej wartości rezystancji w stanie przewodzenia, charakteryzują się również chwilowymi stratami mocy podczas procesów łączeniowych (załączanie, a także wyłączenie). Z powyższych względów w układach rezonansowych, w celu zwiększenia sprawności, dąży się do przełączania maksymalnie miękkiego, tj. przełączania przy jak najmniejszej wartości chwilowej prądu i/lub napięcia. W tym przypadku straty mocy w tranzystorach są w znacznym stopniu zredukowane.

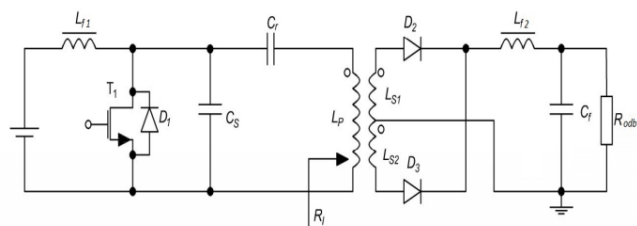
Obecnie istnieje wiele rozwiązań konstrukcyjnych falowników rezonansowych [3,7-9]. Jednym z przykładów są falowniki klasy D mostkowe i pół-mostkowe [8]. Wykorzystywane są one np. w konwerterach DC-DC, statecznikach lamp fluorescencyjnych jak również w procesie

elektrycznego nagrzewania wysokoczęstotliwościowego. Kolejną grupą falowników, są falowniki klasy E, charakteryzujące się wysoką sprawnością, prostą budową oraz prostym algorytmem sterowania. Układy te znajdują zastosowanie w systemach bezprzewodowej transmisji energii elektrycznej [3], nagrzewania indukcyjnego [1,2] i układach konwerterów DC-DC [5,6]. Oprócz przedstawionych wyżej klas falowników, występują również klasy mieszane, tj. falowniki klasy DE.

W niniejszym artykule przedstawiono proces projektowania układu konwertera DC-DC z falownikiem klasy E, zasilającego transformator wysokiej częstotliwości z dzielonym uzwojeniem wtórnym i prostownikiem dwupołówkowym. Wykonano model numeryczny konwertera i wykonano obliczenia symulacyjne. Zaprojektowany układ został zbudowany i przebadany. Porównano wyniki obliczeń symulacyjnych z wynikami uzyskanymi podczas badań wykonanego prototypu. W pracy przedstawiono wybrane wyniki badań.

### Projekt układu konwertera

Autorzy niniejszej pracy założyli, że obiektem ich badań będzie inwerter klasy E obciążony prostownikiem wysokoczęstotliwościowym z transformatorem o dzielonym uzwojeniu wtórnym. Schemat układu przedstawiono na rysunku 1. W projekcie wykorzystano seryjnie produkowany transformator firmy MYRRA o dwóch uzwojeniach wtórnych typu 74030 Flyback. Parametry tego transformatora przedstawiono w tabeli 1. W tabeli 2 zestawiono założenia oraz parametry komponentów wchodzących w skład budowanego konwertera mające wpływ na dobór pozostałych elementów.



Rys.1. Schemat konwertera DC-DC z transformatorem o dzielonym uzwojeniu wtórnym

Tabela 1. Parametry transformatora

Parametry transformatora		
Opis	Symbol	Wartość
Maksymalna moc wyjściowa	$P_{MAX}$	30 W
Napięcie pracy strony pierwotnej	$V_p$	85 - 265 Vrms
Napięcie pracy strony wtórnej	$V_s$	8 - 16 Vdc
Dopuszczalna wartość szczytowa prądu strony pierwotnej	$I_p$	1,5 Apeak
Dopuszczalna wartość prądu stałego strony wtórnej	$I_s$	1,5 Ade
Indukcyjność uzwojenia pierwotnego	$L_p$	755 $\mu$ H
Indukcyjność uzwojenia wtórnego	$L_s$	14,1 $\mu$ H
Rezystancja uzwojenia pierwotnego	$R_p$	0,515 $\Omega$
Rezystancja uzwojenia wtórnego	$R_s$	0,1 $\Omega$
Liczba zwojów strony pierwotnej	$z_p$	70
Liczba zwojów strony wtórnej	$z_s$	9
Współczynnik sprzężenia cewek	$k$	0,927

Tabela 2. Założenia oraz parametry rzeczywistych elementów

Założenia oraz parametry rzeczywistych elementów		
Opis	Symbol	Wartość
Częstotliwość pracy	$f$	35 kHz
Współczynnik wypełnienia sygnału sterującego $U_{GS}$	$D$	50%
Napięcie zasilające	$U_i$	8-16 V
Rezystancja uzwojenia dławika po stronie wtórnej	$R_{Dson}$	100 m $\Omega$
Rezystancja tranzystora w stanie przewodzenia	$R_{DS(on)}$	60 m $\Omega$
Ekwiwalentna szeregowo rezystancja kondensatorów	$ESR_c$	25 m $\Omega$
Pojemność wyjściowa tranzystora	$C_{OOS}$	125 pF
Dobroć obwodu	$Q_r$	-10
Szeregowo rezystancja przewodzenia diody	$r_F$	10 m $\Omega$

Poniżej przedstawiono algorytm postępowania przy wyznaczaniu istotnych parametrów układu, pozwalający poprawnie zaprojektować wspomniany konwerter DC-DC. Pierwszy krok to dobór wartości pojemności kondensatorów  $C_s$  i  $C_r$  oraz wartości rezystancji, przy założeniu proponują  $Q_r \approx 10$  W tym celu należy obliczyć wartość indukcyjności wzajemnej uzwojeń transformatora  $M$  z równania (1) oraz sprowadzić obwód strony wtórnej na stronę pierwotną w postaci rezystancji zastępczej  $R_i$  (2):

$$(1) M = k \sqrt{L_p L_s},$$

$$(2) R_i = \frac{(2\pi f M)^2}{R_{odb} + R_s + r_F + R_{lf2}}.$$

Dobroć obwodu rezonansowego jest określona równaniem (3):

$$(3) Q_r = \frac{2\pi f L_p}{R},$$

gdzie: wartość  $R$  zapisana równaniem (4) to suma rezystancji sprowadzonej na stronę pierwotną rezystancji  $R_i$  oraz rezystancji rzeczywistych elementów układu przemnożonych przez współczynniki opisane w pracy [8],

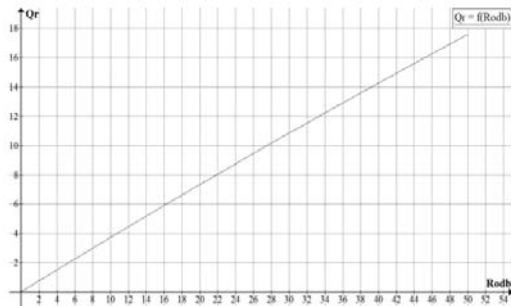
$$(4) R = R_i + R_{Lp} + 1,365 R_{Dson} + 0,2116 ESR_{Cs} + ESR_{Cr}.$$

Na podstawie równań (2-4) wykreślono charakterystykę (rys.2) ułatwiającą dobór wartości rezystancji odbiornika w zależności od żądanej dobroci obwodu. Charakterystykę sporządzono na podstawie podanych w założeniach projektu parametrów transformatora oraz zadanej częstotliwości 35 kHz.

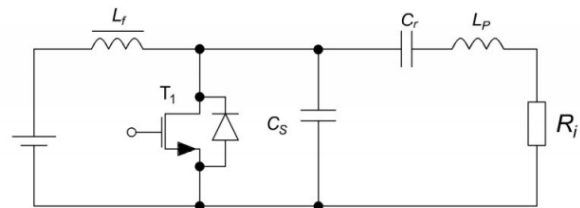
W pracy przyjęto, że wartość rezystancji obciążenia będzie równa 28  $\Omega$ , a więc dobroć układu, zgodnie z charakterystyką na rys. 2, wynosi około 10.

Po sprowadzeniu rezystancji prostownika na stronę pierwotną transformatora w postaci rezystancji ekwiwalentnej  $R_i$  otrzymuje się schemat zastępczy falownika klasy E (rys. 3), w którym indukcyjność obwodu rezonansowego stanowi uzwojenie pierwotne transformatora  $L_p$ . Dalszy dobór parametrów został

dokonywany na podstawie zależności przedstawionych w pracy [8].



Rys. 2. Zależność dobroci obwodu od wartości rezystancji odbiornika



Rys. 3. Schemat zastępczy w postaci bazowego falownika klasy E konwertera DC-DC

W kolejnym etapie wyznaczono wartości pojemności kondensatora bocznikującego tranzystor  $C_s$  (5) oraz kondensatora  $C_r$  (6):

$$(5) C_s = \frac{8}{2\pi^2 f R (\pi^2 + 4)} - C_{oss},$$

$$(6) C_r = \frac{1}{2\pi f R \left( Q_r - \frac{\pi(\pi^2 + 4)}{16} \right)}.$$

Pojemność wyjściowa tranzystora w przypadku częstotliwości źródła zasilania mniejszej niż 1 MHz ma nieznaczny wpływ na wypadkową wartość pojemności  $C_s$ . W przypadku wyższych częstotliwości należy uwzględnić wpływ pojemności pasozytniczych, w skład których wchodzi pojemność wyjściowa tranzystora oraz pojemność między uzwojeniami transformatora.

W ramach pracy zaprojektowano również filtr prostownika, w którym dobrano: wartość indukcyjności  $L_{f1}$  dławika wejściowego (7), wartość pojemności kondensatora  $C_f$  (8) oraz wartość indukcyjności  $L_{f2}$  – czyli indukcyjność wyjściową dławika (9):

$$(7) L_{f1} = \frac{2R}{f} \left( \frac{\pi^2}{4} + 1 \right),$$

$$(8) C_f = \frac{1}{2\pi f ESR_{Cf}},$$

$$(9) L_{f2} = \frac{0,05 \sqrt{(2) ESR_{Cf} V_o}}{f V_{puls}}.$$

Przyjęto, że wartość napięcia wyjściowego strony wtórnej transformatora  $U_2$  wynosić będzie 12 V, a pulsacja tego napięcia nie przekroczy 0,1 % tego napięcia ( $U_{puls} = 0,001 U_2$ ).

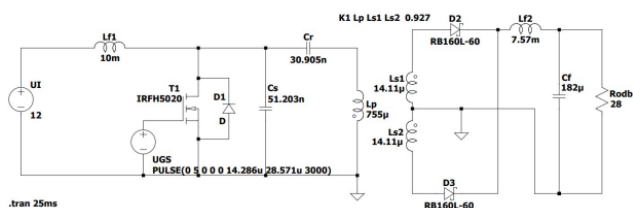
W tabeli 3 przedstawiono zestawienie obliczonych parametrów elementów konwertera.

Tabela 3. Parametry elementów konwertera

Obliczone parametry elementów konwertera		
Opis	Symbol	Wartość
Rezystancja odbiornika	$R_{odb}$	$28\Omega$
Pojemność kondensatora bocznikującego	$C_s$	$51,203nF$
Pojemność kondensatora rezonansowego	$C_r$	$30,905nF$
Indukcyjność dławika wejściowego	$L_{f1}$	$3,226mH$
Indukcyjność dławika filtru wyjściowego	$L_{f2}$	$7,57mH$
Pojemność kondensatora filtru wyjściowego	$C_f$	$182\mu F$

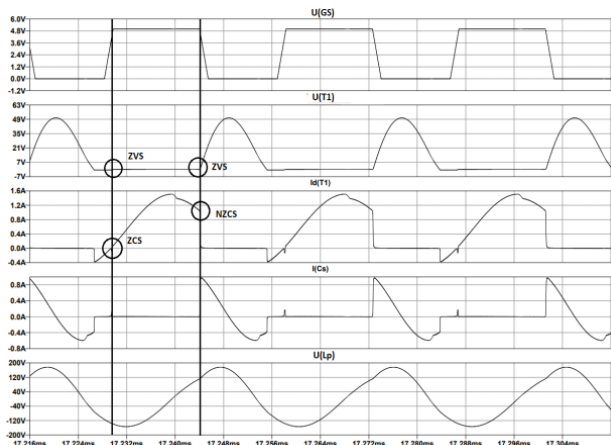
### Symulacja komputerowa zaprojektowanego układu

Na podstawie dobranych parametrów opracowano model numeryczny projektowanego układu oraz przeprowadzono symulację konwertera w programie LTspice. Na podstawie modelu wyznaczono przebiegi prądów oraz spadki napięć na poszczególnych elementach układu. Schemat układu konwertera przedstawiono na rysunku 4.



Rys. 4. Schemat konwertera w programie LTspice

Rysunek 5 prezentuje przebiegi otrzymane jako rezultaty przeprowadzonej symulacji. Przebiegi wskazują na tzw. tryb pracy suboptymalnej ZCS falownika, ze spełnionymi warunkami ZVS (zerowe napięcie na tranzystorze podczas jego przelączania) oraz ZCS (zerowy prąd w momencie załączania tranzystora) i NZCS (niezerowy prąd w momencie wyłączenia tranzystora) [9].

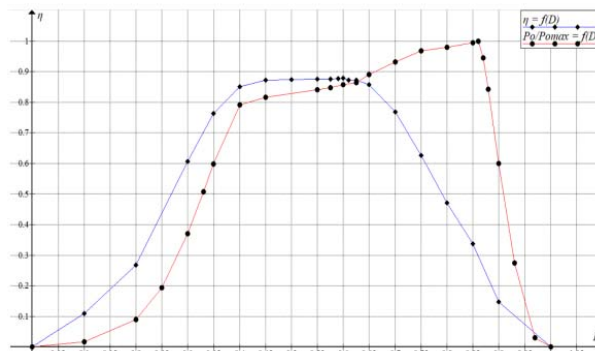


Rys. 5. Przebiegi uzyskane z symulacji

Warunek ZVS jest wymuszony przez dołączoną równolegle do tranzystora diodę  $D_1$  - załączenie tranzystora następuje w czasie przewodzenia diody. Przewodzenie diody  $D_1$  skutkuje tym, że rzeczywista wartość współczynnika  $D$  przewodzenia tranzystora razem z diodą jest większa niż wartość zadana współczynnika wypełnienia sygnału sterującego, która wynosi 50%. Niestety dodatkowy prąd płynący przez diodę powoduje powstanie strat mocy. Autorzy, korzystając z obliczeń symulacyjnych, dążyli do wyznaczenia optymalnej pracy falownika zmieniając wartość rezystancji  $R_{odb}$ . Założono, że praca optymalna zachodzi wówczas, gdy tranzystor jest

załączany w momencie kiedy wartość prądu  $I_{T1} = 0$  A, czyli spełniony jest warunek ZCS i jednocześnie w tym samym momencie wartość napięcia  $U_{T1}$  na tranzystorze maleje do wartości 0 V – stan, w którym przez diodę  $D_1$  nie płynie żaden prąd, a warunek ZVS nie jest przez nią wymuszany. Oznacza to zwiększenie sprawności układu.

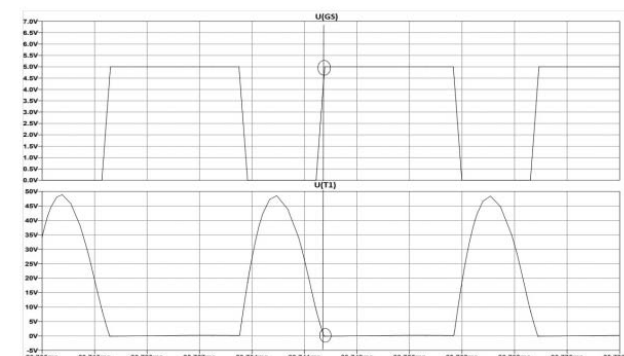
Na rysunku 6 przedstawiono sprawność oraz zależność wartości mocy wyjściowej konwertera w funkcji współczynnika wypełnienia  $D$  sygnału sterującego.



Rys. 6. Zależność sprawności oraz mocy wyjściowej od współczynnika wypełnienia

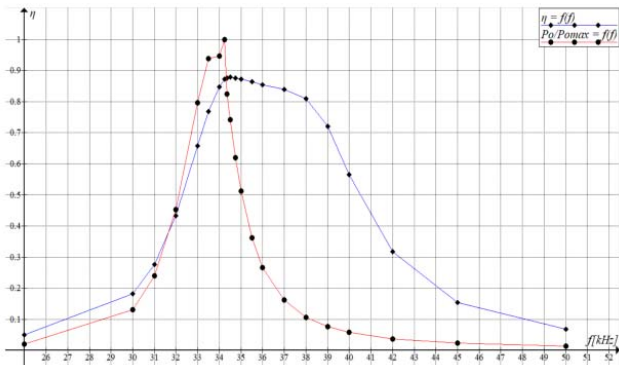
W zakresie zmian współczynnika wypełnienia  $D$  w przedziale od 40% do 65% konwerter ma największą sprawność równą w przybliżeniu 87%. Natomiast największą moc wyjściową uzyskuje się dla wartości współczynnika  $D = 86\%$ . Niestety sprawność konwertera jest wtedy bardzo mała. Dla współczynnika mniejszego od 40% moc wyjściowa gwałtownie spada podobnie jak i sprawność.

Z otrzymanych rezultatów wynika, że najkorzystniejszy zakres pracy falownika znajduje się między wartościami współczynnika  $D$  od około 40% do 65%. Ponadto można zauważyć, że dla wartości  $D \approx 60\%$  sprawność konwertera osiąga swoje optimum. Dochodzi wtedy do tzw. pracy suboptymalnej ZVS. Praca suboptymalna ZVS charakteryzuje się tym, że napięcie na tranzystorze spada do zera w momencie jego załączenia. Dzięki temu przez diodę bocznikującą tranzystor nie płynie prąd, więc nie generuje ona strat dodatkowych. Chwilę załączania tranzystora dla wartości współczynnika  $D \approx 60\%$  przedstawiono na (rys. 7) [9].



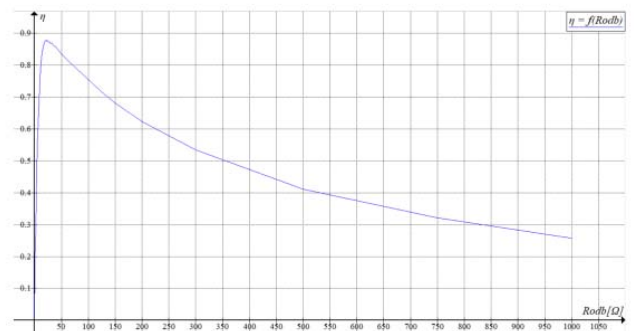
Rys. 7. Załączenie tranzystora dla  $D = 60\%$

Na rysunku 8 przedstawiono zależność sprawności oraz mocy wyjściowej konwertera w funkcji częstotliwości źródła zasilania. Najwyższą sprawność układu uzyskano dla częstotliwości z zakresu 34–36 kHz, natomiast maksymalną wartość mocy wyjściowej konwertera uzyskano dla częstotliwości równej 34,2 kHz.

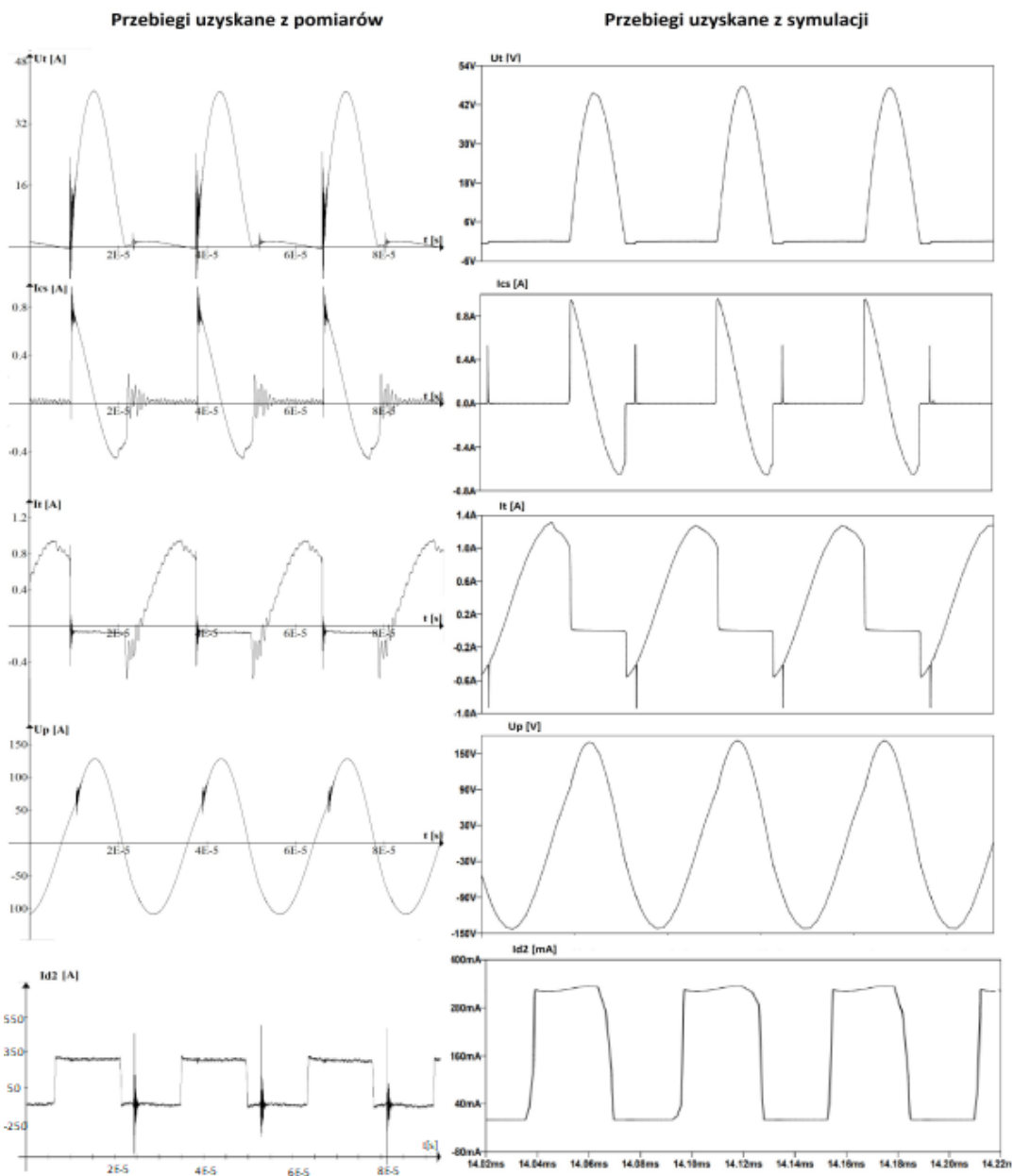


Rys. 8. Charakterystyka sprawności oraz mocy wyjściowej konwertera w funkcji częstotliwości

W pracy przeprowadzono również analizę wpływu wartości rezystancji odbiornika na sprawność układu (rys. 9).

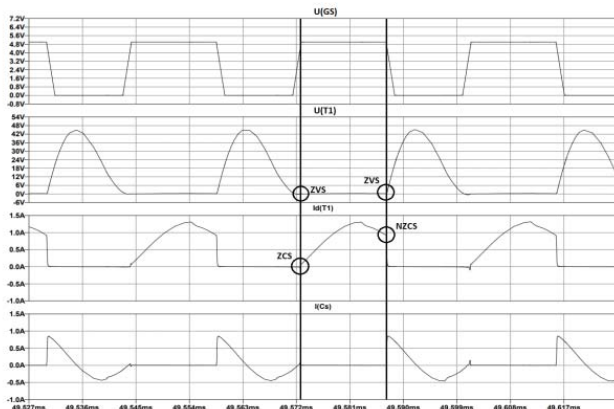


Rys. 9. Charakterystyka sprawności konwertera w funkcji rezystancji odbiornika



Rys. 10. Porównanie wyników symulacyjnych z wynikami pomiarów

Pracę optymalną i jednocześnie największą sprawność konwertera uzyskano dla rezystancji odbiornika  $R_{odp} = 21,5 \Omega$ . Z przebiegów prezentowanych na rysunku 11 wynika, że w chwili załączenia tranzystora spełnione są równocześnie warunki ZVS oraz ZCS.



Rys. 11. Praca optymalna konwertera

Na podstawie obliczeń i symulacji przedstawionych powyżej wykonano prototyp układu konwertera. Sterowanie tranzystorem w układzie zrealizowano za pomocą mikrokontrolera AVR Atmega8. Na rysunku 12 przedstawiono widok zbudowanego układu.

### Wyniki badań

Poniżej przedstawiono wybrane wyniki badań. Porównano przebiegi prądów i napięć uzyskane na podstawie symulacji oraz z pomiarów badań wykonanego prototypu (rys. 10). Należy zaznaczyć, że falownik pracuje w trybie pracy suboptymalnej, tzn. że występują oscylacje przy przełączaniu stanów pracy tranzystora. Dodatkowo wartości szczytowe napięć i prądów zbudowanego układu są niższe niż wynikające z badań symulacyjnych, co w rezultacie prowadzi do mniejszej mocy wyjściowej i sprawności układu rzeczywistego w porównaniu z parametrami modelu symulacyjnego. Obserwowane różnice mogą wynikać m.in. z istniejących w układzie dodatkowych pojemności pasożytniczych np. samego transformatora czy diod i rezystancji pasożytniczych nieuwzględnionych w symulacji.



Rys. 12. Widok zbudowanego konwertera

W tabeli 4 zestawiono wyniki pomiarów i symulacji dla dwóch różnych napięć zasilających. Zestawienie pokazuje że sprawność układu wzrasta wraz ze wzrostem napięcia zasilającego. Prawdopodobną przyczyną tego zjawiska jest stały spadek napięcia na diodach przewodzących, tzn. że wraz ze wzrostem napięcia wejściowego proporcjonalnie wzrasta napięcie wyjściowe, a tym samym, udział procentowy strat mocy na diodach w odniesieniu do mocy

wyjściowej jest coraz mniejszy, a zatem sprawność wypadkowa układu wzrasta.

Tabela 4. Porównanie wyników pomiarów z wynikami symulacji

Porównanie wyników pomiarów oraz symulacji					
Opis	Symbol	Wyniki pomiarów		Wyniki symulacji	
Napięcie zasilające	$U_i$	9,2 V	11,9 V	9,2 V	11,9 V
Prąd wejściowy	$I_i$	0,235 A	0,265 A	0,275 A	0,365 A
Napięcie wyjściowe	$U_o$	6,81 V	8,64 V	8,04 V	10,66 V
Prąd wyjściowy	$I_o$	0,202 A	0,237 A	0,244 A	0,323 A
Moc wejściowa	$P_i$	2,16 W	3,15 W	2,53 W	4,34 W
Moc wyjściowa	$P_o$	1,38 W	2,05 W	1,96 W	3,44 W
Sprawność	$\eta$	0,64	0,65	0,77	0,79
Wartość międzyszczytowa napięcia w gałęzi rezonansowej	$U_p$	184 V	233 V	228 V	310 V
Wartość maksymalna napięcia na tranzystorze	$U_{Tmax}$	30,9 V	40,7 V	35,1 V	46,4 V

### Podsumowanie

W artykule przedstawiono dobór parametrów konwertera DC-DC z falownikiem klasy E współpracującym z transformatorem o dzielonym uzwojeniu wtórnym. Autorzy wykonali model numeryczny zaprojektowanego konwertera w celu dopasowania parametrów układu do rzeczywistych możliwości oraz sprawdzenia czy układ pracować będzie optymalnie. Na podstawie wyników obliczeń oraz symulacji zbudowano prototyp układu i wykonano stosowne testy. Porównano wyniki pomiarów otrzymane podczas badań fizycznego prototypu w wynikami obliczeń symulacyjnych. Stwierdzono zadowalającą zgodność. W pracy przedstawiono najistotniejsze wyniki badań.

### LITERATURA

- [1] Kranjc M., Zupanic A., Miklavcic D., Jarm T., Numerical analysis and thermographic investigation of induction heating, International Journal of Heat and Mass Transfer, Elsevier, 53 (2010), 3585 – 3591
- [2] Kobos W., Impedance matching of the inverter for induction heating, Przegląd Elektrotechniczny, 94(2018), nr 4, 71-74
- [3] Rybicki K., Wojciechowski R. M., Analysis and design of a class E current-driven rectifier for 1 MHz wireless power transfer system, Journal of Electrical Engineering, 70 (2019), nr. 1, 58 – 63
- [4] Aldaher S., Luk P. C. K., Wireless power transfer using class E inverter with saturable DC-feed inductor., IEEE, Akram Bati School of Engineering, Cranfield University, Bedford, UK.. 50 (2014), nr 4, 2710-2718.
- [5] Zdanowski M., Rąbkowski J., Barlik R., Wysokoczęstotliwościowy przekształtnik DC/DC z elementami z węgla krzemu – analiza symulacyjna. Przegląd Elektrotechniczny, 90 (2014), nr 2, 201-204
- [6] Mikołajewski M., Resonant DC/DC converters with a transformer regulated synchronous rectifier, Proceedings of IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Warsaw, Poland, 2 (1996), 713-718
- [7] Kruszyńska M., Kurzawa M., Łyskawiński W., Analiza pracy szeregowo-równoległego układu bezprzewodowej transmisji energii zasilanego z inwertera klasy D, Poznań University of Technology Academic Journals. Electrical Engineering, 91 (2017), 239-250
- [8] Kazmierczuk M. K., Czarkowski D., Resonant Power Converters, IEEE Published by John & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, (2011)
- [9] Kaczmarczyk Z., Poprawa właściwości energetycznych falowników klasy E przez maksymalizację wykorzystania tranzystora, Zeszyty Naukowe Politechnik Śląskiej, Gliwice (2007)