

DOI: 10.5604/01.3001.0010.7264

## QUASI-REZONANSOWY PRZEKSZTAŁTNIK PODWYŻSZAJĄCY NAPIĘCIE DO ZASTOSOWAŃ W FOTOWOLTAICE

Michał Harasimeczuk

Politechnika Białostocka, Katedra Automatyki i Elektroniki

**Streszczenie.** W artykule został zaprezentowany quasi-rezonansowy przekształtnik podwyższający napięcie przeznaczony do obsługi paneli fotowoltaicznych. Przekształtnik jest zasilany prądowo, co umożliwia realizację algorytmu MPPT. Wykorzystanie obwodu rezonansowego pozwala na przełączanie tranzystorów przekształtnika przy zerowym prądzie. Została opisana praca przekształtnika w układzie z tranzystorami przełączanymi ze stałą i ze zmienną częstotliwością. W artykule zaprezentowano wyniki badań symulacyjnych przeprowadzone za pomocą programu PSpice oraz porównano sprawność układów przy różnych mocach wyjściowych. W przekształtniku z tranzystorami przełączanym ze stałą częstotliwością wykorzystanie dodatkowego tranzystora załączającego pojemność rezonansową umożliwiło uzyskanie lepszej sprawności dla niewielkich mocy wejściowych niż w przekształtniku z tranzystorem przełączanym ze zmienną częstotliwością.

**Słowa kluczowe:** panel fotowoltaiczny, przekształtnik quasi-rezonansowy, przełączanie przy zerowym prądzie

### BOOST QUASI-RESONANT CONVERTERS FOR PHOTOVOLTAIC SYSTEM

**Abstract.** This paper presents PWM quasi-resonant boost converter for photovoltaic systems. The use of a resonant circuit enabled switching transistor in zero current (ZCS). Continuous conduction mode (CCM) with current control has been achieved. This allows to implement MPPT algorithm. The use of transistor switching resonant capacity allowed source (PV) current ripple with constant frequency and high efficiency in different load current. In the article has been discussed principle of operation the converter. Simulation converter in PSpice have been presented.

**Keywords:** DC/DC converters, photovoltaic systems, quasi-resonant (QR), zero current switching (ZCS), maximum power point tracking (MPPT)

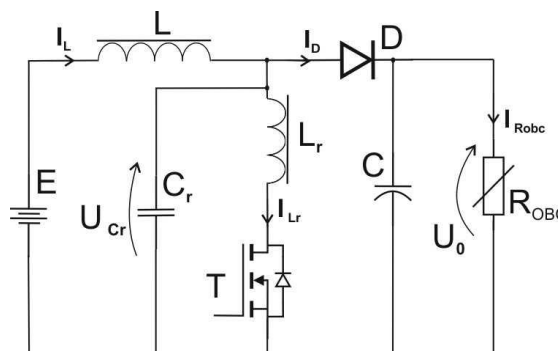
### Wstęp

Efektywne wykorzystanie panelu fotowoltaicznego wymaga od przekształtnika odpowiedzialnego za jego obsługę realizację algorytmu MPPT oraz dopasowanie napięcia wyjściowego do napięcia wejściowego falownika [5]. Przekształtnik MPPT ma za zadanie utrzymanie stałego prądu wyjściowego panelu fotowoltaicznego charakteryzującego się niewielkimi punktieniami w celu utrzymania pracy panelu w maksymalny punkt mocy. Ponadto zmienność warunków atmosferycznych powoduje że wymagane jest aby przekształtnik realizujący algorytm MPPT zachowywał wysoką sprawność przy różnym prądzie wejściowym. Konwencjonalny quasi-rezonansowy przekształtnik podwyższający napięcie z tranzystorem przełączanym ze zmienną częstotliwością charakteryzuje się niewielką sprawnością przy małych prądach wejściowych. Dodanie do tego przekształtnika dodatkowego tranzystora odpowiedzialnego za załączenie pojemności rezonansowej poprawia jego sprawność oraz umożliwia przełączanie jego tranzystorów ze stałą częstotliwością [1, 3].

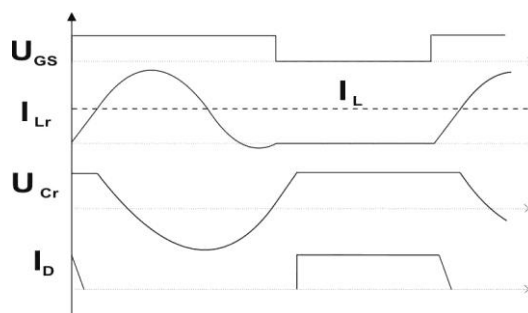
### 1. Quasi-rezonansowy przekształtnik podwyższającego napięcie z tranzystorem sterowanym ze zmienną częstotliwością

Na rysunku 1 został przedstawiony schemat quasi-rezonansowego przekształtnika podwyższającego napięcie pracujący w układzie pełnofalowym i z tranzystorem przełączanym przy zerowym prądzie [4]. W trakcie załączenia tranzystora T energia ze źródła napięciowego E jest gromadzona w polu magnetycznym dławika L oraz przekazywana za pośrednictwem diody D do obciążenia  $R_{obc}$  i kondensatora C. Rozpoczyna się proces przyjmowania prądu diody przez dławik  $L_r$ . Tranzystor jest załączany przy zerowym prądzie. W momencie przejścia całkowitego prądu diody przez dławik  $L_r$  następuje rezonansowa praca elementów  $C_r$  i  $L_r$ . Tranzystor zostaje wyłączony w momencie przewodzenia jego diody zwrotnej. Dlatego w celu zachowania miękkiego przełączania maksymalny prąd dławika L musi być mniejszy od prądu powstałego na skutek rezonansu kondensatora  $C_r$  i dławika  $L_r$ . Warunek wyłączenia tranzystora T przy zerowym prądzie został opisany zależnością 1.

$$I_L \leq \frac{U_0}{\sqrt{L_r / C_r}} \quad (1)$$



Rys. 1. Schemat przekształtnika quasi-rezonansowego przełączanego przy zerowym prądzie i ze stałym czasem załączenia tranzystora



Rys. 2. Przebiegi napięć i prądów quasi-rezonansowego przekształtnika przełączanego przy zerowym prądzie i ze stałym czasem załączenia tranzystora

W momencie wyłączenia tranzystora T następuje stałoprądowe ładowanie kondensatora  $C_r$  prądem  $I_{L1}$  do napięcia  $U_0$ . Następnie następuje spolaryzowanie diody D w kierunku przewodzenia. Energia uprzednio zgromadzona w dławiku L zostaje przekazana do kondensatora C i obciążenia  $R_{obc}$ .

Czas załączenia tranzystora T w analizowanym przekształtniku jest stały i uzależniony od częstotliwości rezonansowej obwodu  $C_r - L_r$ . Napięcie wyjściowe jest regulowane poprzez czas wyłączenia tranzystora T, a w związku tym poprzez zmianę częstotliwości sygnału sterującego tym tranzystorem. Charakterystykę regulacyjną przekształtnika przy założeniu że układ jest bezstratny oraz traktując kondensator C jako idealne źródło napięciowe, a dławik L jako idealne źródło prądowe możemy opisać zgodnie z zależnościami 2 – 5 [2].

$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (2)$$

$$\psi = \frac{I_L \sqrt{L_r / C_r}}{U_0} \quad (3)$$

$$k_u = \frac{1}{1 - \frac{2\pi - \arcsin(\psi) + \frac{\psi}{2} + \frac{1}{\psi}(1 - \sqrt{1 - \psi^2})}{2\pi} \frac{f_s}{f_R}} \quad (4)$$

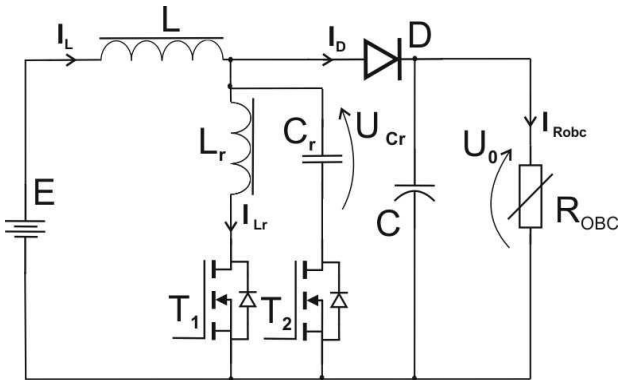
$$k_u \approx \frac{1}{1 - \frac{f_s}{f_R}} \quad (5)$$

gdzie:  $k_u$  – wzmacnienie napięciowe,  $f_s$  – częstotliwość sterowania tranzystorem  $T_1$ ,  $f_r$  – częstotliwość rezonansowa.

Prądy powstałe na skutek rezonansu dławik  $L_r$  i kondensator  $C_r$  sprawiają że przekształtnik ten charakteryzuje się niską sprawnością przy niewielkich prądach wejściowych. Poprawić sprawność można poprzez dodanie tranzystora załączającego pojemność rezonansową  $C_r$ . Umożliwi to skrócenie trwania rezonansu w stosunku do okresu sygnału sterującego tranzystorem  $T$ .

## 2. Quasi-rezonansowy przekształtnik podwyższającego napięcie sterowany ze stałą częstotliwością

Na rysunku 3 został przedstawiony schemat przekształtnika quasi-rezonansowego z tranzystorami przełączanymi przy zerowym prądzie ze stałą częstotliwością.



Rys. 3. Schemat quasi-rezonansowego przekształtnika przełączanego przy zerowym prądzie ze stałą częstotliwością

Kondensator  $C_r$  i dławik  $L_r$  tworzą układ rezonansowy zapewniający przełączanie tranzystorów  $T_1$  i  $T_2$  przy zerowym prądzie. Tranzystor  $T_1$  jest sterowany techniką modulacji impulsu ze zmiennym współczynnikiem wypełnienia uzależnionym od wymaganego współczynnika wzmacnienia. Tranzystor  $T_2$  jest przełączany ze stałą częstotliwością i stałym wypełnieniem. Okres pracy przekształtnika możemy podzielić na sześć charakterystycznych przedziałów, zgodnie z rysunkiem 4. W ramach przeprowadzonej analizy dławik  $L$  jest traktowany jako idealne źródło prądowe, a źródło  $E$  i kondensator  $C$  jako idealne źródła napięciowe.

### • Czas $t_1$

Załączenie tranzystora  $T_1$ . Prąd diody  $D$  jest przejmowany przez dławik  $L_r$ . Energia ze źródła  $E$  jest magazynowana w polu magnetycznym dławika  $L$ , dławika  $L_r$  oraz przekazywana do

obciążenia i kondensatora  $C$ . Czas ten możemy opisać zgodnie z zależnością 6.

$$t_1 = \frac{I_L \cdot L_r}{U_0} \quad (6)$$

### • Czas $t_2$

Rezonansowa praca dławika  $L_r$  i kondensatora  $C_r$ . Przez pół okresu rezonansu prąd dławika narasta sinusoidalnie natomiast napięcie kondensatora maleje. Energia ze źródła  $E$  jest magazynowana w dławiku  $L$ . Dioda  $D$  jest spolaryzowana w kierunku zaporowym. Energia zgromadzona w polu elektrycznym kondensatora  $C$  zostaje przekazywana do obciążenia. Czas  $t_2$  możemy opisać zgodnie z zależnością 7.

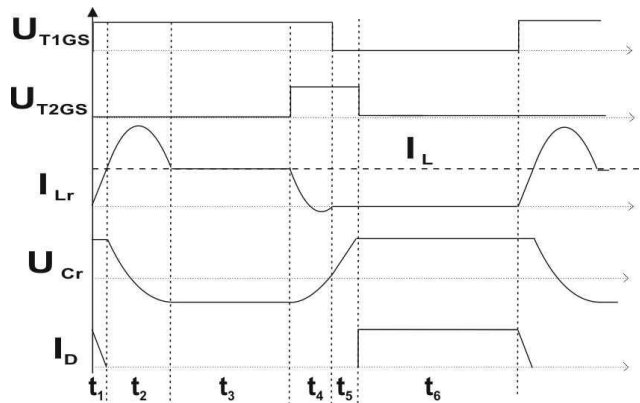
$$t_2 = \pi\sqrt{L_r C_r} \quad (7)$$

### • Czas $t_3$

Czas uzależniony od wypełnienia sygnału sterującego tranzystorem  $T_1$ . Czas ten musi być dłuższy niż suma czasów  $t_2$  i  $t_4$ . Można go opisać zgodnie z zależnościami 8 – 9.

$$t_3 = T_{T1on} - t_2 - t_4 \quad (8)$$

$$t_3 = T_{T1on} - \left( \pi - \arcsin \left( I_L \frac{\sqrt{L_r / C_r}}{U_0} \right) \right) \cdot \frac{1}{\omega_0} - \pi\sqrt{L_r C_r} \quad (9)$$



Rys. 4. Przebiegi napięć i prądów quasi-rezonansowego przekształtnika przełączanego przy zerowym prądzie ze stałą częstotliwością

### • Czas $t_4$

Załączenie tranzystora  $T_2$ . Następuje rezonansowa praca kondensatora  $C_r$  i dławika  $L_r$ . Prąd dławika maleje sinusoidalnie natomiast napięcie kondensatora rośnie. Prąd dławika możemy opisać zgodnie z zależnością 10. Czas  $t_4$  został opisany zgodnie z zależnością 11. Wyłączenie tranzystora  $T_1$  następuje w momencie przewodzenia jego diody zwrotnej (brak strat związanych z wyłączeniem tranzystora).

$$i_L(t) = I_L + \frac{U_0}{\sqrt{L_r / C_r}} \sin(\pi + t \cdot \omega_0) \quad (10)$$

$$t_4 = \left( \pi - \arcsin \left( I_L \frac{\sqrt{L_r / C_r}}{U_0} \right) \right) \cdot \frac{1}{\omega_0} \quad (11)$$

### • Czas $t_5$

Liniowe przeładowanie kondensatora  $C_r$  do napięcia  $U_0$  prądem stałym  $I_L$ . Napięcie na kondensatorze na początku czasu  $t_4$  możemy opisać zgodnie z zależnością 12. Czas  $t_5$  został opisany zgodnie z zależnością 13.

$$U_C = U_0 \cos(\omega_0(t_2 + t_4)) \quad (12)$$

$$t_5 = \frac{U_0(1 - \cos(\omega_0(t_2 + t_4)))}{I_L} C_r \quad (13)$$

- Czas  $t_6$

Wyłączenie tranzystora  $T_2$ . Przewodzi dioda D. Energia zgromadzona w polu magnetycznym dławika L jest przekazywana do kondensatora C i obciążenia  $R_{OBC}$ . Czas  $t_6$  możemy opisać zgodnie z zależnościami 14 i 15.

$$t_6 = T_{T1} - t_1 - t_2 - t_3 - t_4 - t_5 \quad (14)$$

$$t_6 = T_{T1} - T_{T1on} - \frac{I_L \cdot L_r}{U_0} - \frac{U_0(1 - \cos(\omega_0(t_2 + t_4)))}{I_L} C_r \quad (15)$$

W celu wyznaczenia prądu obciążenia można obliczyć średni prąd diody zgodnie z zależnością 16.

$$I_{Robc} = \frac{I_L}{T_{T1}} \left( T_{T1} - \frac{I_L \cdot L_r}{2U_0} - T_{T1on} - \frac{U_0(1 - \cos(\omega_0(t_2 + t_4)))}{I_L} C_r \right) \quad (16)$$

Wprowadzając parametr  $\psi$  (wzór 3), wzmocnienie prądowe przekształtnika można zapisać zgodnie ze wzorem 17. Wzmocnienie napięciowe jest to odwrotność wzmocnienia prądowego zgodnie z wzorem 17–20.

$$\frac{I_{Robc}}{I_{L1}} = 1 - \left( \frac{\frac{\psi}{2} + \frac{1}{\psi} (1 - \cos(2\pi - \arcsin \psi))}{2\pi} \right) \frac{T_R + T_{T1on}}{T_{T1}} \quad (17)$$

$$k_u = \frac{1}{1 - \left( \frac{\frac{\psi}{2} + \frac{1}{\psi} (1 - \cos(2\pi - \arcsin \psi))}{2\pi} \right) \frac{T_R + T_{T1on}}{T_{T1}}} \quad (18)$$

$$D = \frac{T_{T1on}}{T_{T1}} \quad (19)$$

$$k_u \approx \frac{1}{1 - D} \quad (20)$$

Charakterystyka regulacyjna quasi-rezonansowego przekształtnika podwyższającego napięcie i przełączanego ze stałą częstotliwością jest uzależniona od wypełnienia sygnału sterującego tranzystorem  $T_1$  i nie jest zależna od częstotliwości rezonansowej.

### 3. Analiza symulacyjna przekształtników

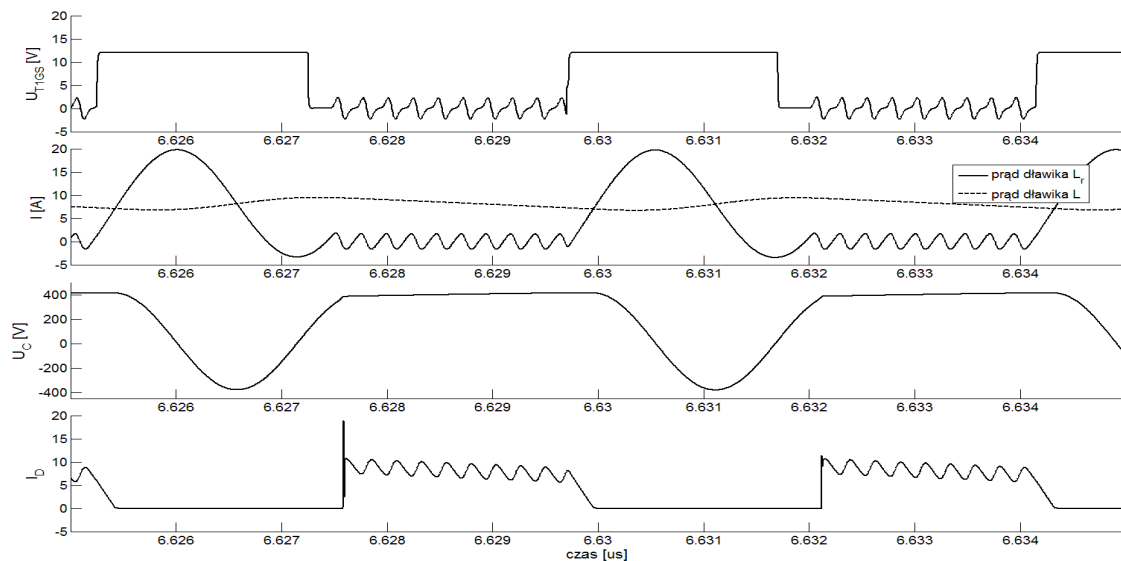
Została przeprowadzona analiza symulacyjna pracy dwóch zaprezentowanych przekształtników w programie PSpice. Do symulacji użyto model diody STPSC1206 oraz model tranzystora CDM22011 o rezystancji drenu  $R_{DSon} = 360 \text{ m}\Omega$  i maksymalnym napięciu dren – źródło wynoszącym  $U_{DSmax} = 600 \text{ V}$ . Indukcyjność wejściowa została ustalona na  $200 \text{ uH}$ . Symulacja została przeprowadzona dla napięcia wejściowego  $200 \text{ V}$ , napięcia wyjściowego  $400 \text{ V}$  i maksymalnej mocy wyjściowej  $2,5 \text{ kW}$ .

a) Analiza symulacyjna przekształtnika z tranzystorem przełączanym ze zmienną częstotliwością

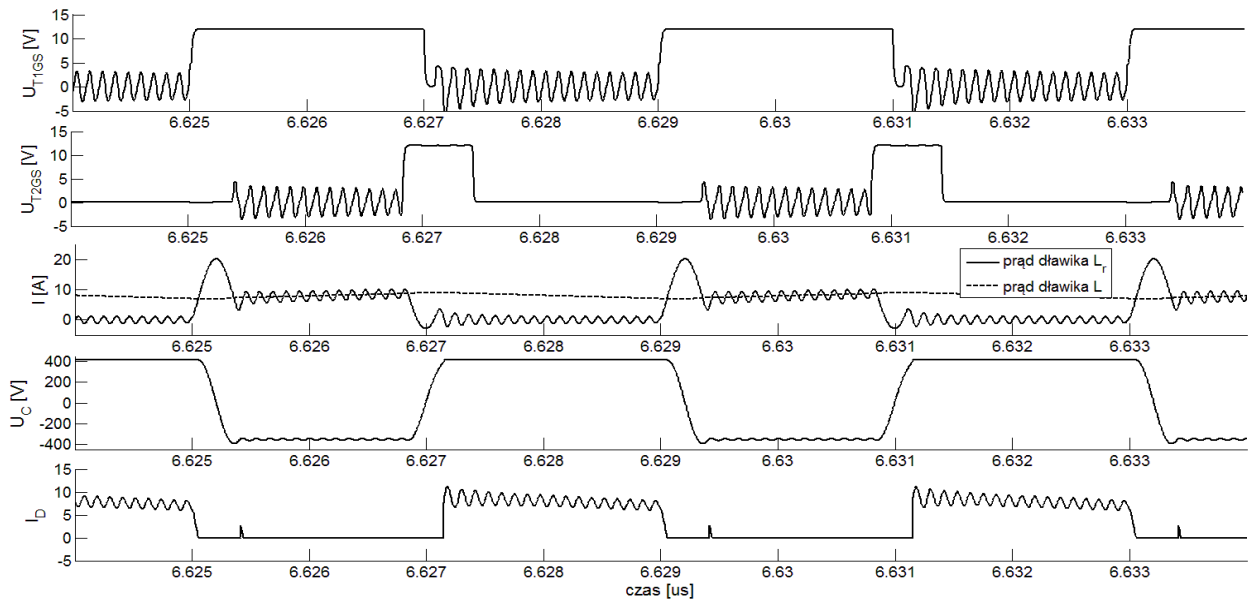
Częstotliwość rezonansowa została ustalona na  $420 \text{ kHz}$ . Dla zadanej częstotliwości rezonansowej oraz zachowania miękkiego przełączania tranzystora przy maksymalnej mocy wyjściowej pojemność oraz indukcyjność rezonansowa obliczona zgodnie ze wzorami 1 i 2 wynosi kolejno  $C_r = 12 \text{ nF}$  i  $L_r = 12 \text{ uH}$ . Na rysunku 5 przedstawiono przebiegi wybranych napięć i prądów uzyskane w wyniku przeprowadzonej symulacji przekształtnika. Oscylacje widoczne na uzyskanych przebiegach są efektem pasożytniczych pojemności oraz indukcyjności elementów półprzewodnikowych.

b) Analiza symulacyjna przekształtnika z tranzystorem przełączanym ze stałą częstotliwością

Częstotliwość pracy przekształtnika została ustalona na  $250 \text{ kHz}$ . Częstotliwość obwodu rezonansowego na  $1,75 \text{ MHz}$ . Dla zadanej częstotliwości rezonansowej oraz zachowania miękkiego przełączania tranzystora przy maksymalnej mocy wyjściowej pojemność oraz indukcyjność rezonansowa obliczona zgodnie ze wzorami 1 i 2 wynosi kolejno  $C_r = 1,5 \text{ nF}$  i  $L_r = 1,5 \text{ uH}$ . Na rysunku 6 zostały przedstawione najważniejsze przebiegi napięć i prądów. Oscylacje przedstawionych przebiegów są spowodowane indukcyjnościami oraz pojemnościami pasożytniczymi elementów półprzewodnikowych. Skrócenie trwania rezonansu zapewniło mniejsze straty związane z przepływem prądów rezonansowych. Na rysunku 7 oraz w tabeli 1 przedstawiono sprawność przekształtników jaka uzyskana w wyniku przeprowadzonej symulacji. Sprawność została wyznaczona dla różnych rezystancji obciążenia  $R_{obc}$ .



Rys. 5. Przebiegi napięć i prądów quasi-rezonansowego przekształtnika z tranzystorem przełączanym przy zerowym prądzie ze zmienną częstotliwością

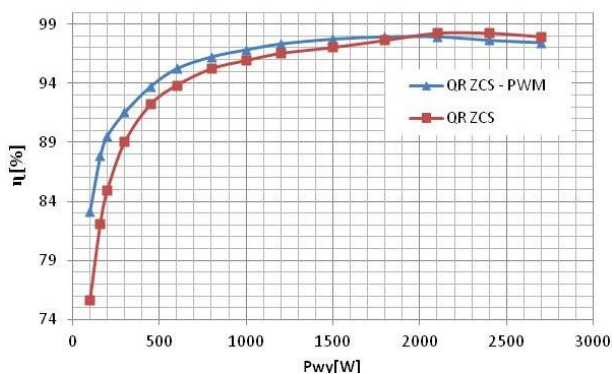


Rys. 6. Przebiegi napięć i prądów quasi-rezonansowego przekształtnika z tranzystorem przełączanym przy zerowym prądzie ze stałą częstotliwością

Tabela 1. Sprawność przekształtnika przy różnych mocach wyjściowych

Robc	Pwy	sprawność [%]	
		QR – ZCS PWM	QR – ZCS
1600	100	83,1	75,6
1000	160	87,8	82,1
800	200	89,5	84,9
533	300	91,5	89,0
356	450	93,7	92,2
267	600	95,2	93,8
200	800	96,2	95,2
160	1000	96,8	95,9
133	1200	97,3	96,5
107	1500	97,7	97,0
89	1800	97,9	97,6
76	2100	97,9	98,2
67	2400	97,6	98,2
59	2700	97,4	97,9

Przekształtnik quasi-rezonansowy z tranzystorem przełączanym ze stałą częstotliwością (QR ZCS – PWM na rys. 7) charakteryzuje się lepszą sprawnością w stosunku do tradycyjnego quasi-rezonansowego przekształtnika podwyższającego napięcie (QR ZCS na rys. 7) przy mocy wyjściowej znacznie mniejszej od nominalnej mocy obydwu przekształtników.



Rys. 7. Charakterystyki sprawności przekształtnika quasi-rezonansowego przełączanego ze stałą częstotliwością i przekształtnika przełączanego ze stałym czasem otwarcia tranzystora

Wraz ze wzrostem mocy przenoszonej przez przekształtniki sprawność obu układów rośnie. Przy mocy wyjściowej 2,1 kW sprawność przekształtnika przełączanego ze zmienną częstotliwością jest większa niż sprawność przekształtnika przełączanego ze stałą częstotliwością. Jest to spowodowane zwiększającym się udziałem strat przewodzenia w tranzystorze  $T_2$  w przekształtniku przełączanym ze stałą częstotliwością.

#### 4. Podsumowanie

W artykule został przedstawiony oraz opisany quasi-rezonansowy przekształtnik podwyższający napięcie z tranzystorem przełączanym ze stałą częstotliwością i przy zerowym prądzie. Porównano sprawności zaprezentowanego przekształtnika z podstawowym quasi-rezonansowym przekształtnikiem podwyższającym napięcie z tranzystorem przełączanym przy zerowym prądzie ze stałym czasem przewodzenia tranzystora i ze zmienną częstotliwością. Przekształtnik przełączany ze stałą częstotliwością charakteryzuje się lepszą sprawnością przy niewielkiej mocy wyjściowej oraz niewiele mniejszą sprawnością przy mocy nominalnej. Zwiększenie częstotliwości rezonansowej pozwoliło również na zmniejszenie wielkości elementów rezonansowych przy zachowaniu zbliżonej częstotliwości sygnału sterującego tranzystorami przekształtnika.

Badania zostały zrealizowane w ramach pracy MB/WE/3/2015 i sfinansowane ze środków na naukę MNiSW.

#### Literatura

- [1] Bellini A., Bifaretti S.: A quasi-resonant ZCS Boost DC-DC Converter for Photovoltaic Applications. International Symposium on Industrial Electronics IEEE 2007, 815–820.
- [2] Citko T., Tunia H., Winiarski B.: Układy rezonansowe w energoelektronice. Białystok, 144–148.
- [3] Hua G., Lee F. C.: Soft-switching techniques in PWM converters. Transactions on Industrial Electronics IEEE 1995, 595–603.
- [4] Lee F. C.: High-frequency quasi-resonant converter technologies. Proceedings of the IEEE 1988, 377–390.
- [5] Yeong-Chau K., Tsorng-Juu L., Jiann-Fuh C.: Novel maximum-power-point-tracking controller for photovoltaic energy conversion system. Transactions on Industrial Electronics IEEE 2001, 594–601.

Mgr inż. Michał Harasimczuk

e-mail: m.harasimczuk@doktoranci.pb.edu.pl

Urodzony w Białymstoku. Ukończył studia magisterskie na Wydziale Elektrycznym Politechniki Białostockiej. Obecnie jest uczestnikiem studiów doktoranckich. W zakres jego zainteresowań badawczych wchodzi przekształtniki quasi-rezonansowe, pozyskiwanie oraz magazynowanie energii z paneli fotowoltaicznych, dwukierunkowy przesył energii elektrycznej.



otrzymano/received: 15.06.2016

przyjęto do druku/accepted: 22.11.2017