

# Izolowany przekształtnik podwyższający DC/DC o wysokim współczynniku wzmocnienia napięcia

Adam Krupa

Politechnika Białostocka, Wydział Elektryczny, Katedra Automatyki i Elektroniki

**Streszczenie:** Uzyskanie wymaganego poziomu napięcia wyjściowego przy niskich napięciach wejściowych sprawia, że tranzystory przekształtnika podwyższającego DC/DC przełączają prądy o znacznych wartościach, co wiąże się ze zwiększeniem strat energii. Aby uzyskać sprawność przekształtnika powyżej 90 % w szerokim zakresie przetwarzanej mocy wejściowej przy „twardym” przełączaniu łączników półprzewodnikowych należy podzielić znaczny prąd wejściowy na kilka mniejszych pętli prądowych. Zmniejszy to straty przewodzenia tranzystorów, które stanowią przeważającą część strat energii w tego typu układach. Zastosowanie transformatorów równoważących pozwoli zachować równomierny rozptył prądu wejściowego, a transformatorów izolujących – separację galwaniczną oraz wzmocnienie napięcia zależne od ich przekładni.

**Słowa kluczowe:** przekształtnik DC/DC, współczynnik wzmocnienia napięcia, izolacja galwaniczna, transformator wyrównawczy

DOI: 10.14313/PAR\_204/106

## 1. Wprowadzenie

W wielu układach elektrycznych zasilanych ze źródła prądu stałego o niskiej wartości napięcia niezbędnym stopniem przetwarzania mocy jest przekształtnik podwyższający DC/DC, który ma zapewnić napięcie kilku- czy nawet kilkunastokrotnie większe. Napięcie to następnie musi być przekształcone na formę użyteczną dla zasilanego urządzenia lub danej sieci energetycznej [1].

Przekształtnik podwyższający DC/DC jest podstawowym elementem systemu konwersji energii pochodzącej z niskonapięciowych źródeł prądu, a jednocześnie jest jego najsłabszym ogniwem. Efektywność przekształtnika determinuje wykorzystanie źródła mocy, a jego wielkość i masa mają decydujący wpływ na ogólne koszty i wielkość systemu. Zadaniem konstruktora jest zaprojektowanie i wykonanie urządzenia charakteryzującego się wysoką sprawnością, niezawodnością oraz modułową budową.

W artykule zostaną przedstawione rozwiązania umożliwiające uzyskanie wysokiego współczynnika wzmocnienia napięcia w układzie przekształtnikowym. Zaprezentowana przetwornica, dzięki zastosowaniu metody podziału

prądu wejściowego oraz nowoczesnych elementów półprzewodnikowych, takich jak tranzystory z niską rezystancją dren-źródło i diod z węgliku krzemu (SiC) ma sprawność bliską 93 % mimo „twardego” przełączania tranzystorów przekształtnika. Rozważania teoretyczne zostaną skonfrontowane z pomiarami laboratoryjnymi.

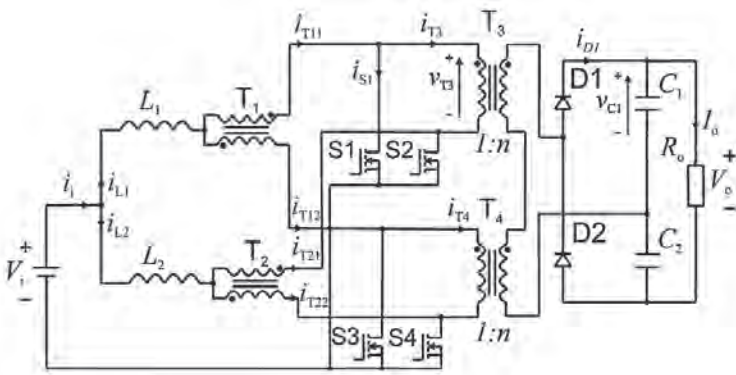
## 2. Izolowany przekształtnik DC/DC podwyższający napięcie

Jednym z podstawowych kryteriów podziału przekształtników podwyższających DC/DC jest obecność w ich strukturze izolacji galwanicznej [2]. Zgodnie ze standardami sieci elektrycznych, które obowiązują w niektórych krajach, izolacja galwaniczna systemu może być konieczna lub nie. Realizuje się ją za pomocą transformatorów wysokiej lub niskiej częstotliwości. Transformator sieciowy (50 Hz/60 Hz) nie jest często używany ze względu na wysoką cenę i niską wydajność energetyczną. Ze względów bezpieczeństwa większość podłączonych do sieci systemów odnawialnych źródeł energii, takich jak np. panele fotowoltaiczne ma transformator izolujący między poszczególnymi etapami konwersji energii. Jest ona realizowana przez transformator wysokiej częstotliwości, który oddziela poszczególne stopnie mocy.

Przetwornice impulsowe DC/DC z izolacją mogą uzyskać znaczne wzmocnienie napięcia dzięki przekładni [3]. Niestety, duże wartości przekładni komplikują konstrukcję transformatora. Zdaje się panować powszechne błędne przekonanie, że wysoka przekładnia transformatora izolującego jest niezbędna w uzyskaniu wysokiego wzmocnienia napięcia. Częściowo równoległe połączenie dwóch lub większej liczby pojedynczych przetwornic podwyższających prowadzi do obniżenia przekładni użytych transformatorów. Równomierny rozptył prądów w takich układach zapewniają transformatory równoważące [4, 5]. Dzięki zastosowaniu takiej konstrukcji układy izolowanych przekształtników podwyższających DC/DC mogą osiągać sprawności powyżej 90 % mimo „twardego” przełączania łączników półprzewodnikowych.

### 2.1. Schemat i zasada działania

Schemat quasi-równoległego przekształtnika DC/DC podwyższającego napięcie jest widoczny na rys. 1. Prąd wejściowy  $i_m$  ulega równoległemu podziałowi na dwa mniej-

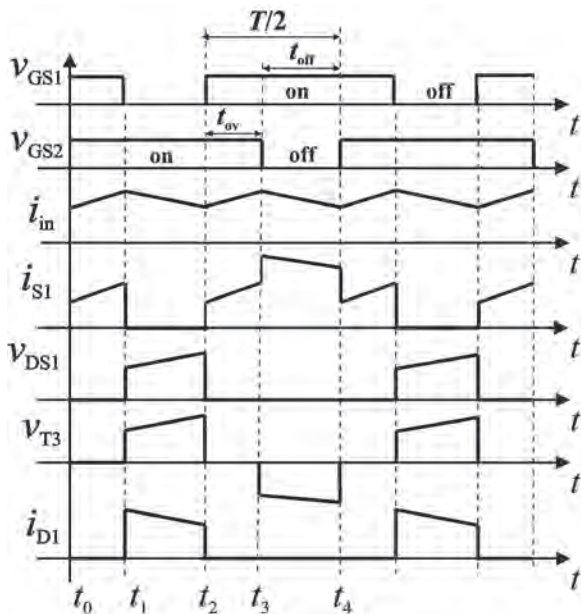


Rys. 1. Schemat elektryczny quasi-równoległego przekształtnika DC/DC

Fig. 1. Electrical scheme of serial-parallel DC/DC converter

sze prądy  $i_{L1}$ ,  $i_{L2}$ . Transformatory równoważące  $T_1$ ,  $T_2$  umożliwiają równy rozptył tych prądów przepływających przez dławiki wejściowe  $L_2$  oraz  $L_1$  na dwa mniejsze prądy (tj.  $i_{T11}$  i  $i_{T12}$ ). W rezultacie obie pary tranzystorów przekształtnika (S1, S4 i S2, S3) przewodzą tylko połowę prądu wejściowego. Transformatory  $T_3$ ,  $T_4$  zapewniają izolację galwaniczną oraz są kolejnym, po falowniku prądu, elementem wzmacniającym napięcie wejściowe – dzieje się to za sprawą ich przekładni. Dla obu transformatorów przekładnia jest identyczna i wynosi  $n$ . Połączone szeregowo strony wtórne transformatorów izolujących zasilają wyjściowy układ pół-mostka diodowego D1, D2 oraz podwajacza napięcia  $C_1$ ,  $C_2$ . Napięcie wyjściowe transformatora jest zatem zwiększone dwukrotnie.

W tej topologii wejściowe stopnie mocy sterowane są tymi samymi sygnałami sterującymi z tą samą sekwen-



Rys. 2. Teoretyczne przebiegi czasowe napięć i prądów przekształtnika

Fig. 2. Theoretical waveforms of partial parallel isolated DC/DC step-up converter

cją przełączania faz dla odpowiednich przełączników. Diody oraz filtry wyjściowe są wspólne dla obu pół-mostków wejściowych. Istnieją trzy podstawowe tryby pracy przetwornicy. W tych przedziałach czasu, energia jest magazynowana w cewkach wejściowych, lub przekazywana do obciążenia. Teoretyczne przebiegi czasowe quasi-równoległego izolowanego przekształtnika DC/DC przedstawiono na rys. 2.

Długość każdego trybu pracy zależy od wypełnienia  $D$ . Określa on szerokość impulsu sterującego tranzystorem (od 0,5 do 1). Dla źródła prądu stałego ( $V_i$  szeregowo z  $L_1$  i  $L_2$ ) zasilającego przekształtnik wartość wypełnienia powinna być większa niż 50 %. Zapewni to poprawną pracę przetwornicy.

## 2.2. Współczynnik wzmocnienia napięcia

Napięcie wejściowe  $V_i$  można zdefiniować jako spadek napięcia na przewodzącym dławiku, np.  $L_1$  zsumowanym z napięciem na jednym z uzwojeń transformatora wyrównawczego  $v_1$

$$V_i = v_1 + L_1 \frac{di_{L1}}{dt} \quad (1)$$

Wyznaczając różniczkę prądu płynącego przez dławik  $L_1$  otrzymuje się:

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_m - v_1}{L_1} \quad (2)$$

Napięcie na obu uzwojeniach transformatora wyrównawczego jest identyczne (3), ponieważ wartości indukcyjności uzwojeń pierwotnego i wtórnego są takie same

### Komentarz do przebiegów z rys. 2:

- ( $t_1$ ) – tranzystory S1, S4 są wyłączone; tranzystory S2 i S3 są w stanie przewodzenia, napięcie pierwotne transformatora  $V_{T3}$  wzrasta do ustalonej wartości, dioda  $D_1$  zaczyna przewodzić, prąd wejściowy osiąga wartość maksymalną;
- ( $t_1 - t_2$ ) – tranzystory S1 i S4 są wyłączone, S2 i S3 przewodzą, prąd wejściowy  $i_{in}$  i prąd dławika  $I_{L1}$  maleje,  $I_{L2}$  rośnie;
- ( $t_2$ ) – tranzystory S2 i S3 są w stanie przewodzenia, S1 i S4 zaczynają przewodzić, prąd wejściowy osiąga wartość minimalną, prąd każdego tranzystora jest równy jednej czwartej prądu wejściowego;
- ( $t_2 - t_3$ ) – wszystkie tranzystory są w stanie przewodzenia, po stronie pierwotnej transformatora  $T_3$  napięcie spada do zera, prąd wejściowy  $i_{in}$  wzrasta;
- ( $t_3$ ) – analogiczny do ( $t_1$ ), tranzystory S2 i S3 są wyłączone; tranzystory S1 i S4 są w stanie przewodzenia;
- ( $t_3 - t_4$ ) – podobny do ( $t_1 - t_2$ ) z tym, że prądy  $i_{in}$  i  $i_{L2}$  maleją, a  $I_{L1}$  rośnie.

$L_1 = L_2$  a prądy przez nie płynące (stanowiące  $\frac{1}{4}$  prądu wejściowego) mają jednakowe wartości  $i_{T11} = i_{T12}$ .

$$v_1 = L_{11} \frac{di_{T11}}{dt} = v_2 = L_{12} \frac{di_{T12}}{dt} \quad (3)$$

Można założyć, że  $v_1 = v_2 = v$  ponieważ  $n = 1$  oraz  $di_{T11}/dt = di_{T12}/dt$ , zatem:

$$2v = 0 \Rightarrow v = 0 \quad (4)$$

Napięcie po stronie pierwotnej transformatora  $T_3$  można zdefiniować jako różnicę napięcia na jednym z kondensatorów podwajacza  $v_{C1}$  sprowadzonym na stronę pierwotną i sumy napięć na indukcyjności dławika  $L_1$  oraz uzwojenia transformatora wyrównawczego.

$$v_{T2} = \frac{v_{C1}}{n} - v + L_{T1} \frac{di_{T11}}{dt} = v + L_{T1} \frac{di_{T12}}{dt} \quad (8)$$

Z zależności (8) wynika:

$$\frac{v_{C1}}{n} = 2v \Rightarrow v = \frac{v_{C1}}{2n} \quad (9)$$

Uwzględniając powyższe oraz podstawiając zależność (9) do (1) otrzymuje się:

$$\frac{di_m}{dt} = \frac{V_i - v}{L_1} = \frac{1}{L_1} \left( V_m - \frac{v_{C1}}{2n} \right) \quad (10)$$

Aby obliczyć współczynnik wzmocnienia napięcia należy rozpatrzyć dwa warianty podobodu z dławikiem  $L_1$  w interwałach czasowych przewodzenia tranzystora  $DT$  oraz  $(T - DT)$ .

$$\frac{V_i}{L_1} DT = \frac{(V_m - \frac{v_{C1}}{2n})}{L_1} (T - DT) \quad (11)$$

Po uproszczeniu wyrażenia otrzymuje się:

$$V_i D = (V_m - \frac{v_{C1}}{2n})(1 - D) \quad (12)$$

Ponieważ suma napięć na kondensatorach  $C_1$  oraz  $C_2$  jest równa napięciu wyjściowemu  $V_o$ , można zapisać

$$V_i D = (V_m - \frac{V_o}{4n})(1 - D) \quad (13)$$

Z powyższego równania można wyznaczyć zależność na współczynnik wzmocnienia napięcia w przekształtniku

$$B = \frac{V_o}{V_i} = \frac{4n}{(1 - D)} \quad (14)$$

Teoretycznie wypełnienie dla falowników prądu zmienia się w zakresie (0,51–0,99). W niniejszym artykule procentowy zakres regulacji przyjęto jako (53,9 %–73,5 %).

### 3. Badania laboratoryjne quasi-równoległego przekształtnika podwyższającego DC/DC

Został opracowany prototyp quasi-równoległego izolowanego przekształtnika DC/DC podwyższającego napięcie, w celu potwierdzenia założeń teoretycznych. Układ zasilania symulujący niskonapięciowe źródło energii stanowił zasilacz MAGNA-POWER ELECTRONICS XR-50-100.

#### 3.1. Elementy przekształtnika

Sygnały sterujące tranzystorami o stałej częstotliwości 19,53 kHz były generowane w układzie programowalnym serii Cyclone III. W celu optymalizacji układu sterowania, sygnał wyjściowy drivera TC4221 podawany był na obwód wspomagający proces wyłączania tranzystorów MOSFET, składający się z równolegle połączonych: kondensatora  $C_s$  (10 nF), diody Schottky'ego  $D_g$  (BAS16) oraz rezystora  $R_g$  (10  $\Omega$ ). Izolację galwaniczną obwodu sterowania zapewniały szybkie transoptory HCPL2400 z wyjściem cyfrowym. Ponieważ diody prostownicze były umieszczone równolegle z kondensatorami wyjściowymi, ich napięcia blokowania muszą być większe od wymaganego napięcia wyjściowego. W wyjściowym prostowniku zastosowano diody Schottky'ego z węgliku krzemu (SiC), ponieważ ich prąd odzyskiwania zdolności zaworowych jest pomijalnie mały, a więc wyłączają się szybciej niż konwencjonalne diody krzemowe (Si) o podobnym zakresie prądu i napięcia. Dzięki zastosowaniu tranzystorów MOSFET IRFP4468 o niskiej rezystancji dren-źródło  $R_{DS(on)}$ , straty przewodzenia łączników quasi-równoległe połączonych pół-mostków były stosunkowo małe, nawet przy prądach rzędu dziesiątek amperów [6]. Rezystancja przewodzenia tranzystorów mocy typu MOSFET zwiększa się wykładniczo wraz ze wzrostem napięcia przebicia (15) [7].

$$R_{DS(on)} \propto V_{(BR)DSS}^{2.5 \text{ to } 2.7} \quad (15)$$

Każda możliwość redukcji napięcia pracy tranzystora pozwoli obniżyć straty przewodzenia, a tym samym zwiększyć sprawność przekształtnika.

#### 3.2. Pomiary wielkości elektrycznych

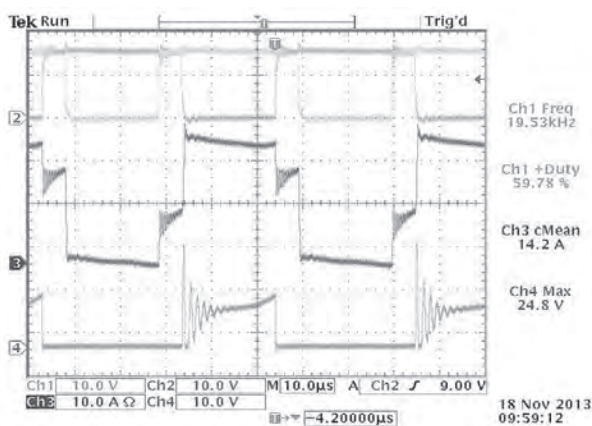
Pomiary charakterystyk czasowych przekształtnika były realizowane za pomocą oscyloskopu Tektronix TDS3014. Do pomiaru sprawności, mocy wejściowych i wyjściowych zastosowano analizator mocy HIOKI 3390. Sondy napięciowe i prądowe w oby tych urządzeniach były stosownie kalibrowane przed każdą serią pomiarów.

Na rys. 3 i 4 zaprezentowano przebiegi napięć i prądów przekształtnika mierzone przy 18 V napięcia wejściowego i rezystancji obciążenia równej 118  $\Omega$  przy wypełnieniu  $D = 59,7$  %. Na obu oscylogramach na pierwszych dwóch kanałach występują sygnały sterujące obu par tranzystorów (S1, S4 oraz S2, S3) – ułatwi to analizę pracy układu.

Tab. 1. Elementy użyte do budowy przekształtnika

Tab. 1. Converter components

Element	Symbol	Typ	Specyfikacja
Tranzystor mocy	S1-S2	IRFP4468	2 mΩ/100 V
Dioda wyjściowa	D1-D2	SDP20S120	20 A/1200 V
Dławik wejściowy	L1	DEHF	12 uH/180 A
Transformator wyrównawczy	T1	TI-T63-4-4	$n = 1$
Transformator izolujący	T2	TI-T87-6-12	$n = 2$
Kondensator wyjściowy	C1-C2	PIL0636	$2 \times 30 \mu\text{F}/450 \text{ V}$



Rys. 3. Przebiegi czasowe napięć sterujących  $V_{GS1,3}$  – (1), (2); prądu wejściowego  $i_m$  – (3); napięcia na tranzystorze  $V_{DS1}$  – (4)

Fig. 3. Waveforms of driving voltages  $V_{GS1,3}$  – (1), (2); input current  $i_m$  – (3); transistor voltage  $V_{DS1}$  – (4)

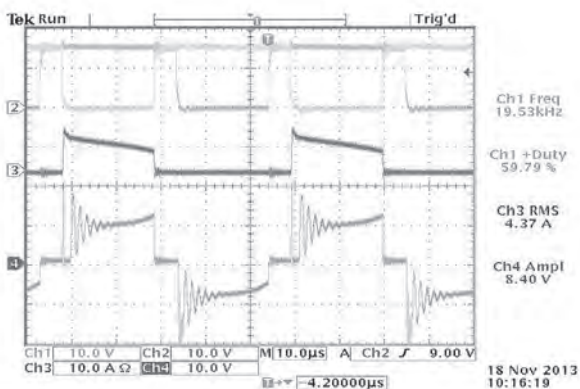
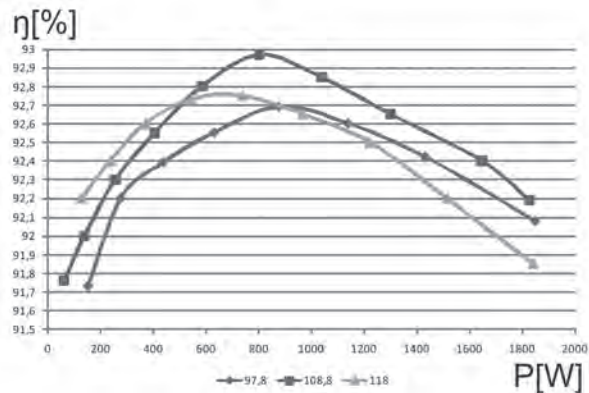


Fig. 4. Przebiegi czasowe napięć sterujących  $V_{GS1,3}$  – (1), (2); prąd diody wyjściowej  $i_{D1}$  – (3); napięcie strony pierwotnej transformatora  $V_{T3}$  – (4)

Fig. 4. Waveforms of driving voltages  $V_{GS1,3}$  – (1), (2); diode D1 current  $i_{D1}$  – (3); primary side transformer voltage  $V_{T3}$  – (4)



Rys. 5. Charakterystyka sprawności  $\eta$  w funkcji mocy wyjściowej przekształtnika  $P_o$  dla różnych wartości rezystancji obciążenia  $R_o = 97,8 \Omega; 108,8 \Omega; 118 \Omega$

Fig. 5. Efficiency  $\eta$  versus output power of the converter for different load resistances  $R_o = 97,8 \Omega; 108,8 \Omega; 118 \Omega$

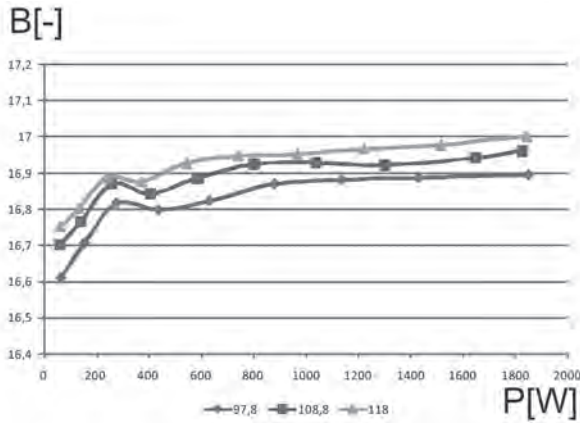
Na rys. 3 zaprezentowano przebieg prądu oraz napięcia na tranzystorze S1. Indukcyjność filtrów wejściowych  $L_1, L_2$  zapewnia ciągły prąd w przekształtniku, którego fragment widoczny jest w przebiegu prądu tranzystora w czasie jego samodzielnego przewodzenia (czas  $t_3-t_4$ , rys. 2). Na oscylogramie widoczne są również interwały czasowe, w których załączane są wszystkie tranzystory przekształtnika ( $t_0-t_1; t_2-t_3$ , rys. 2), prąd wejściowy ulega równemu podziałowi na 4 tranzystory. Widoczne na przebiegu napięcia oscylacje są związane z ładowaniem się pojemności tranzystora, który ma wejść w stan przewodzenia. Dopóki prąd w indukcyjności rozproszenia nie wzrośnie do wartości  $\frac{1}{2}$  prądu zasilającego, jego nadwyżka ładuje pojemności wyłączonych tranzystorów do znacznej niebezpiecznej wartości. Drgania obwodu są wytworzone przez obwód rezonansowy składający się z indukcyjności rozproszenia transformatora izolacyjnego i sumy pojemności wyłączonych tranzystorów. Jest to zjawisko niekorzystne z dwóch powodów. Powoduje to zagrożenie dla tranzystora, którego maksymalne napięcie dren-źródło może zostać przekroczone. Dodatkowo, oscylacje zwiększają straty wyłączania tranzystora.

Dzięki dobraniu łączników o bezpiecznym zakresie napięcia blokowania (100 V) oraz stosunkowo niedużej częstotliwości sterowania jak na ten typ układów (poniżej 20 kHz), tranzystor pozostaje w bezpiecznym dla niego zakresie pracy, a straty przełączania mimo komutacji „twardej” nie są znaczące.

Na rys. 4 zaprezentowano przebieg prądu na diodzie  $I_{D1}$  oraz napięcia na transformatorze izolującym  $V_{T3}$ . Omawiane powyżej przebiegi na tranzystorze widoczne jest również w napięciu strony pierwotnej transformatora. To niekorzystne zjawisko przyczyni się do zwiększenia strat w transformatorze. Prąd diody ma prawidłowy przebieg – jest pozbawiony pasożytniczych oscylacji.

Widoczne (rys. 5, 6) charakterystyki sprawności oraz współczynnika wzmocnienia napięcia w funkcji mocy wyjściowej i zmiennemu napięciu wejściowemu przekształtnika zostały wykreślone dla trzech wariantów rezystancji





**Rys. 6.** Charakterystyka współczynnika wzmocnienia napięcia B w funkcji mocy wyjściowej przekształtnika  $P_o$  dla różnych wartości rezystancji obciążenia  $R_o = 97,8 \Omega$ ;  $108,8 \Omega$ ;  $118 \Omega$

**Fig. 6.** Input voltage gain B versus output power  $P_o$  of the converter for different load resistances  $R_o = 97,8 \Omega$ ;  $108,8 \Omega$ ;  $118 \Omega$

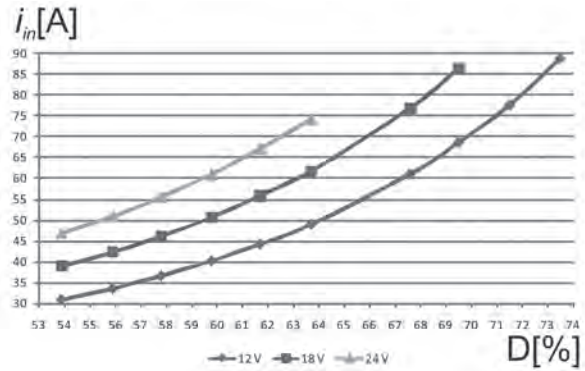
obciążenia przy stałym wypełnieniu równym  $D = 53,9 \%$ . Największą sprawność wynoszącą  $\eta = 92,97 \%$  osiągnięto dla rezystancji  $108,8 \Omega$  i dla mocy wyjściowej równej  $800 \text{ W}$ . Na podstawie charakterystyk można stwierdzić, że przekształtnik zachowuje sprawność powyżej  $92 \%$  w zakresie mocy od około  $300 \text{ W}$  do  $1700 \text{ W}$ .

Na rys. 6 przedstawiono charakterystykę zmian współczynnika wzmocnienia osiągającego maksymalnie 17 dla mocy wyjściowej  $1840 \text{ W}$  i sprawności  $91,85 \%$  przy rezystancji obciążenia równej  $118 \Omega$ . Dla wszystkich wartości rezystancji obciążenia przekształtnik pozwala na zwiększenie wejściowego napięcia DC co najmniej 16,6-krotnie. Wzmocnienie w szerokim zakresie mocy wyjściowej utrzymuje w przybliżeniu stałą wartość, co przy stałym wypełnieniu D jest pożądaną cechą badanego przekształtnika.

Regulacji napięcia wyjściowego przy stałym napięciu wejściowym i zmiennym prądzie obciążenia należy dokonywać przez zmianę wypełnienia D w taki sposób, aby utrzymać stałe napięcie na wyjściu. Taki typ sterowania stosuje się m.in. w układach fotowoltaicznych, gdzie należy utrzymywać układ w punkcie pracy maksymalnej [8].

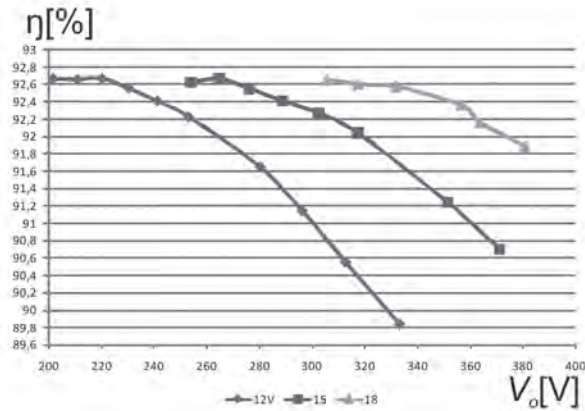
W celu sprawdzenia wydajności urządzenia oraz parametrów pracy przy różnych napięciach zasilających przeprowadzono serię pomiarów dla trzech różnych napięć wejściowych dla zmiennego współczynnika wypełnienia D. Charakterystyki widoczne na rys. 6 przedstawiają zmiany prądu wyjściowego  $I_o$  w funkcji wypełnienia dla trzech wartości napięcia wejściowego. Zwiększając wypełnienie D od  $53,9 \%$  można zaobserwować wzrost prądu, który jest efektem dłuższego czasu załączenia wszystkich tranzystorów mostka. Im mniejsze napięcie wejściowe, tym mniejszy prąd a więc i sumaryczna moc dostarczana ze źródła. Zakres regulacji dla napięcia  $24 \text{ V}$  ogranicza prąd przekraczający wydajność prądową źródła zasilania występujący dla wypełnienia powyżej  $64 \%$ .

Widoczne na rys. 7 charakterystyki sprawności  $\eta$  w funkcji napięcia wyjściowego  $V_o$  dają obraz jakości przetwarzania mocy przekształtnika w warunkach pracy do których byłby predestynowany. Zwiększając wypełnienie D możemy



**Rys. 7.** Charakterystyka prądu wejściowego  $i_{in}$  w funkcji wypełnienia D dla różnych wartości napięcia wejściowego  $V_{in} = 12 \text{ V}$ ;  $18 \text{ V}$ ;  $24 \text{ V}$  przy stałej wartości rezystancji obciążenia  $118 \Omega$

**Fig. 7.** Input current  $i_{in}$  versus duty cycle D for different input voltages  $V_{in} = 12 \text{ V}$ ;  $18 \text{ V}$ ;  $24 \text{ V}$  for fixed load resistance  $R_o = 118 \Omega$

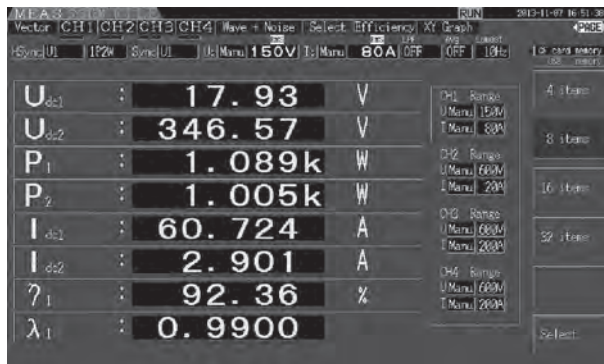


**Rys. 8.** Charakterystyka sprawności  $\eta$  w funkcji napięcia wyjściowego  $V_o$  dla różnych wartości napięcia wejściowego  $V_{in} = 12 \text{ V}$ ;  $18 \text{ V}$ ;  $24 \text{ V}$  przy stałej wartości rezystancji obciążenia  $118 \Omega$  i zmiennego wypełnienia D

**Fig. 8.** Efficiency  $\eta$  versus output voltage  $V_o$  for different input voltages  $V_{in} = 12 \text{ V}$ ;  $18 \text{ V}$ ;  $24 \text{ V}$  for fixed load resistance  $R_o = 118 \Omega$  and variable D

uzyskać napięcie z zakresu  $330 \text{ V}$  niezbędnego do konwersji napięcia stałego na 1-fazowe napięcie zmienne nawet przy napięciu  $12 \text{ V}$ . Jednocześnie dla tego wariantu sprawności jest dalej bliska  $90 \%$  co jest bardzo dobrym rezultatem. Im większa wartość napięcia wejściowego  $15,18 \text{ V}$  tym mniejsze wartości wypełnienia są niezbędne do uzyskania pożądanego napięcia. Dla  $18 \text{ V}$  układ uzyskuje wartości napięć niezbędnych do współpracy przekształtnika DC/DC z falownikiem już dla niewielkich zmian współczynnika wypełnienia. Należy odnotować, że sprawności dla tego napięcia w całym zakresie regulacji nie spada poniżej  $91,8\%$ . Największą wartość wzmocnienia równą  $24,75$  zanotowano dla  $15 \text{ V}$  napięcia wejściowego, napięcie wyjściowe wyniosło  $371,28 \text{ V}$ . Sprawność dla tego punktu pracy wyniosła  $90,7 \%$ .

Na rys. 9 zaprezentowano przykładowy punkt pracy przekształtnika przy napięciu  $18 \text{ V}$  i wypełnieniu  $D = 59,8 \%$  oraz rezystancji obciążenia  $118 \Omega$ . Dostarczenie przez przekształtnik  $1 \text{ kW}$  energii na wyjściu przy niskim napięciu wejściowym odbywa się dla sprawności



**Rys. 9.** Przykładowy punkt pracy przekształtnika  $U_{DC1}$ ,  $I_{DC1}$ ,  $P_1$  – wielkości wejściowe;  $U_{DC2}$ ,  $I_{DC2}$ ,  $P_2$  – wielkości wyjściowe;  $\eta$  – sprawność

**Fig. 9.** An example of the operating point of the converter  $U_{DC1}$ ,  $I_{DC1}$ ,  $P_1$  – input;  $U_{DC2}$ ,  $I_{DC2}$ ,  $P_2$  – output;  $\eta$  – efficiency

92,36 % mimo znacznego prądu wejściowego wynoszącego 60,72 A. Wzmocnienie napięcia wyniosło 19,22. Uzyskane napięcie wyjściowe 346,57 V jest wystarczające do pracy 1-fazowego falownika DC/AC współpracującego z siecią.

#### 4. Podsumowanie

Zaprezentowany w artykule quasi-równoległy izolowany przekształtnik podwyższający DC/DC został poddany gruntownej analizie oraz badaniom. Założenia teoretyczne znalazły odzwierciedlenie w badaniach laboratoryjnych. Badany układ umożliwia co najmniej 16-krotne zwiększenie napięcia wejściowego. Natomiast wartości tego współczynnika przekraczające 20 nie powodują drastycznego spadku sprawności, która praktycznie dla wszystkich prób pomiarowych nie była mniejsza niż 90 %. Uzyskanie napięcia 330 V i więcej niezbędnego do przekazania energii niskonapięciowego źródła do sieci, było możliwe nawet dla 12 V napięcia wejściowego. Zastosowane nowoczesne elementy półprzewodnikowe oraz metoda dzielenia prądu wejściowego za pomocą transformatorów wyrównawczych pozwoliła uzyskać maksymalną sprawność układu 92,97 % i maksymalne odnotowane wzmocnienie napięcia 24,75.

#### Bibliografia

1. Blaabjerg F., Kjaer S.B., Pedersen J.K., *A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules*, Transactions on Industry Applications, IEEE 2005, 1292–1306.
2. Tomaszuk A., Krupa A., *Step-up DC-DC converters for photovoltaic applications – theory and performance*, „Przegląd Elektrotechniczny”, nr 9/2013.
3. Quan Li, Wolfs P., *A review of the single phase photovoltaic module integrated converter topologies with three different dc link configurations*, “IEEE Trans. Power Electron.”, vol. 23, no. 3/2008, 1320–1333.
4. Nyman M., Andersen M.A.E., *A new very-high-efficiency  $R_4$  converter for high-power fuel cell applications*, Proc. PEDS, Taipei, Taiwan, 2009, 997–1001.

5. Tomaszuk A., Krupa A., *High Efficiency High Step-up DC-DC Converters – Review*, Bulletin of The Polish Academy of Sciences, Technical Sciences, vol. 59, no. 4/2011.
6. Dawidziuk J., *Wysokosprawne przekształtniki podwyższające DC/DC mocy w systemach fotowoltaicznych*, „Przegląd Elektrotechniczny” nr 4b/2012, 35–40.
7. Mohan N., *Power Electronics – First Course on*, ed. Minneapolis, USA: MNPERE, 2009, ISBN 978-0-9715292-8-1.
8. Subudhi B., Pradhan R., *A Comparative Study on Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic Power Systems*, Sustainable Energy, IEEE Transactions on (vol. 4, issue 1) 89–98. ■

Praca wykonana w ramach projektu W/WE/11/13.

#### Isolated step-up DC/DC converter with high input voltage gain

**Abstract:** Obtaining a desired level of output voltage at low input voltages makes the transistors of DC/DC boost converter switch currents of considerable value, which is associated with an increase in energy losses. In order to achieve converter efficiency greater than 90 % in a broad range of input power processed at the “hard” switching of semiconductor switches significant input current should be divided into several smaller current loops. This will reduce the conduction losses of transistors which are the vast majority of energy loss in this type of systems. The use of balancing transformers will keep the equal input current distribution and isolation transformers ensure galvanic isolation and voltage gain dependent on their turns ratio.

**Keywords:** DC/DC converter, high voltage gain, galvanic isolation, balancing transformer

Artykuł recenzowany, nadesłany 21.11.2013 r., przyjęty do druku 02.12.2013 r.

#### mgr inż. Adam Krupa

Urodzony w Białymstoku. Otrzymał tytuł magistra inżyniera w dziedzinie elektrotechniki na Wydziale Elektrycznym Politechniki Białostockiej. Obecnie na studiach doktoranckich. Jego zainteresowania badawcze – modelowanie przekształtników DC/DC, projektowanie elementów magnetycznych, wysokoczęstotliwościowa konwersja energii.



e-mail: a.krupa@we.pb.edu.pl