JEDNOSTOPNIOWY PRZEKSZTAŁTNIK DC-AC TYPU *BUCK-BOOST* Z TRANSFORMATOREM IMPULSOWYM

Układy generowania i kondycjonowania energii wymagają zintegrowanych przekształtników energoelektronicznych o jak najwyższej sprawności przetwarzania oraz niezawodności. Celem artykułu jest pokazanie możliwości realizacji układu podobnego do Z-falownika. Dławiki czwórnika wejściowego Z-falownika zastąpiono transformatorem impulsowym o małej indukcyjności rozproszenia i połączonych zaciskach dolnych, który wraz z kondensatorem tworzy obwód wejściowy typu T. Pokazano analizę teoretyczną nowego układu oraz wyniki badań.

1. WPROWADZENIE

W ostatniej dekadzie obserwuje się zwiększone zainteresowanie różnymi układami przekształtników DC-AC, w szczególności przeznaczonymi do zastosowania w aplikacjach ze źródłami niskonapięciowymi, a w tym w układach energetyki odnawialnej z ogniwami PV bądź paliwowymi. Dynamiczny wzrost liczby takich aplikacji stanowi jednocześnie istotny czynnik stymulujący badania nad nowymi układami DC-AC, przede wszystkim w kierunku: integracji konstrukcyjnej podzespołów i zmniejszenia gabarytów, uniwersalności zastosowania, obniżenia kosztów, podwyższenia sprawności, możliwości łatwego dołączenia zasobnika energii.

Typowe rozwiązania przekształtników DC-AC, zasilanych z niskonapięciowych źródeł DC, są najczęściej realizowane na podstawie następujących trzech podstawowych topologii:

- falownika napięcia z modulacją szerokości impulsów (VSI PWM) zintegrowanego z wejściową przetwornicą DC-DC w układzie boost-convertera (najczęściej z separacją galwaniczną za pomocą transformatora w.cz.), bez transformatora wyjściowego,
- układu VSI PWM (bez lub z wejściową przetwornicą DC-DC w układzie boostconvertera) z transformatorem wyjściowym,
- 3) falownika prądu z modulacją szerokości impulsów (CSI PWM).

Żadne z tych rozwiązań nie jest jednak w pełni satysfakcjonujące. W tym kontekście prace związane z opracowaniem nowych bądź modyfikacją znanych układów są ciągle aktualne. Ich wynikiem jest w szczególności układ tzw. Z-falownika (ZSI – *Z-Source Inverter*) [8, 11, 17] przedstawiony na rysunku 1.



Rys. 1. Układ podstawowy ZSI, zapewniający jednostopniowe przetwarzanie DC-AC

Cechą topologiczną układu ZSI, różniącą go od innych znanych rozwiązań, jest wejściowy czwórnik impedancyjny LC. Dołączenie takiego czwórnika i diody do typowego układu VSI (rys. 1) pozwala przede wszystkim:

- zapewnić funkcje podwyższania i obniżania napięcia w procesie jednostopniowego przetwarzania energii (mniejsze straty i koszt),
- zwiększyć odporność układu na zwarcia w gałęziach i otwarcie obwodów, co wiąże się z wyższą odpornością na błędne załączenia i zewnętrzne zaburzenia EMI,
- zmniejszyć udary prądu i przepięcia podczas załączenia (rozruchu) układu.

Ponadto, układ ZSI charakteryzuje się również dobrym tłumieniem zaburzeń wspólnych i różnicowych po stronie DC (w zależności od sprzężenia dławików L).

Wymienione ogólne zalety układu ZSI nie zawsze jednak znajdują potwierdzenie praktyczne. Istotne znaczenie odgrywa przy tym sposób realizacji i konstrukcja przekształtnika. Stąd też, w niektórych aplikacjach [4, 14], sprawność ZSI może okazać się gorsza od zakładanej i gorsza niż w wypadku zastosowania tradycyjnych dwustopniowych układów DC-AC typu *buck-boost* (obniżająco-podwyższających). Ponadto, ze względu na impulsowy charakter prądu wyjściowego o dużym *di/dt*, najczęściej wymagany jest też duży, wygładzający filtr wejściowy LC. Wadą ZSI jest również wrażliwość na sposób prowadzenia połączeń galwanicznych oraz typ zastosowanych kondensatorów. Wiąże się to z wymogiem minimalizacji indukcyjności pasożytniczych. Im te indukcyjności są mniejsze, tym mniejsze są układy ograniczające przepięcia. W układzie ZSI (rys. 1) nie ma również możliwości wspólnego uziemienia źródła napięcia wejściowego, obwodu biernego LC oraz mostka tranzystora, co jest wskazane ze względu na zakłócenia EMI.

Głównym celem niniejszego artykułu jest przedstawienie oryginalnego rozwiązania przekształtnika DC-AC typu *buck-boost* z transformatorem impulsowym o małej indukcyjności rozproszenia. Opracowany przekształtnik, działający podobnie jak układ ZSI i cechujący się podobnymi właściwościami, umożliwia dodatkowo uziemienie źródła oraz mostka tranzystora, a także zmianę napięcia poprzez zmianę przekładni transformatora.

2. OBWODY WEJŚCIOWE FALOWNIKÓW BUCK-BOOST

W celu wyeliminowania niedogodności wynikających z zastosowania podstawowego czwórnika LC (rys. 1) w ostatnich latach przeprowadzono liczne badania falowników *buck-boost* z innymi równoważnymi obwodami wejściowymi [1, 2, 6, 15], umożliwiającymi jednostopniowe przetwarzanie DC-AC.

2.1. Wejściowe czwórniki impedancyjne typu X i Q

W pracy [15] zaproponowano i przeprowadzono analizę trzech wejściowych czwórników impedancyjnych typu X z transformatorami idealnymi o przekładni *n*:1, których zastosowanie umożliwia zmniejszenie wymaganych czasów zwarć gałęzi falownikowych i upraszcza konstrukcję. Tam też przedstawiono sposób łączenia czwórników z transformatorami w układach falowników wielopoziomowych oraz, po raz pierwszy, pokazano możliwość realizacji wejściowego czwórnika impedancyjnego za pomocą linii długiej. Zastosowanie linii długiej zostało następnie rozwinięte dla przekształtników DC-AC i DC-DC w publikacjach [5, 9].

Inny interesujący czwórnik impedancyjny przedstawiono w pracy [6]. Podobne obwody wejściowe falowników, tzw. czwórniki typu Q, obszerniej opisano w publikacjach [1, 2]. Poczynając od tych publikacji, przekształtniki DC-AC z jednostopniowym przetwarzaniem i z czwórnikami typu Q (zapewniającymi najczęściej ciągłość prądu źródła) przyjęto nazywać QZ-falownikami (Q-ZSI – *Quasi-Z-Source Inverter*).

Przykłady wyżej wymienionych wejściowych czwórników impedancyjnych ilustruje rysunek 2.



Rys. 2. Przykłady wejściowych czwórników impedancyjnych z zastosowaniem połączeń typu X (góra) oraz Q (dół): a) obwód podstawowy, b) obwód z dodatkowym sprzężeniem za pomocą transformatora, c) obwód dwuźródłowy o ciągłym prądzie źródła zasilania, d) obwód jednoźródłowy o ciągłym prądzie źródła zasilania

2.2. Obwód wejściowy typu T

Jak można zauważyć, większość czwórników impedancyjnych, przedstawionych na rysunku 2, można otrzymać w wyniku przekształceń topologicznych, związanych ze zmianą położenia źródła napięcia zasilającego w obrębie obwodu podstawowego. Natomiast w niniejszym artykule proponuje się modyfikację obwodu wejściowego, przeprowadzaną na podstawie teorii symetrii czwórników [18, 19]. Zgodnie z tą teorią obwód otrzymany w wyniku rozcięcia czwórnika symetrycznego, a następnie połączenia rozciętych części za pomocą idealnego transformatora o przekładni -1:1 i zwarcia zacisków dolnych, jest obwodem ekwiwalentnym (rys. 3a, b). Opracowane na tej podstawie obwody wejściowe typu T, dedykowane dla falowników o jednostopniowym przetwarzaniu energii, nazywanych dalej falownikami typu T (TSI – T-Source Inverter), przedstawiono na rysunku 3c, d [16]. Te obwody, umożliwiające wspólne uziemienie źródła i mostka tranzystorowego, wymagają jednak użycia transformatora impulsowego o bardzo małej indukcyjności rozproszenia (współczynnik sprzężenia $k \approx 1$). Pociąga to za sobą konieczność specjalnego wykonania uzwojeń [3, 7] bądź zastosowania najnowszych rozwiązań transformatorów planarnych.



Rys. 3. Modyfikacja symetrycznego czwórnika impedancyjnego LC z zastosowaniem transformatora impulsowego: a) obwód podstawowy, b) obwód ekwiwalentny, c), d) proponowane modyfikacje typu T

3. FALOWNIK TYPU T

Falownik typu T (układ TSI), przedstawiony na rysunku 4, wyróżnia się spośród innych układów przekształtników DC-AC typu *buck-boost* z przetwarzaniem jednostopniowym najmniejszą liczbą elementów biernych w obwodzie wejściowym. Natomiast pozostałe cechy są praktycznie takie same. Tak samo jak w innych układach, poprzez wymuszanie stanów zwarć gałęzi mostka tranzystorowego podwyższa się napięcie v_{DC} . Analogiczne są również techniki PWM z uwzględnieniem czasów zwarć gałęzi [12,13]. W taki sam sposób, przez zastosowanie wejściowego łącznika dwukierunkowego [12], możliwe jest też uzyskanie dwukierunkowego przepływu energii. Jednocześnie należy podkreślić, że zastosowanie w układzie TSI transformatora impulsowego o przekładni większej od 1 umożliwia uzyskanie takiego samego współczynnika podwyższenia napięcia jak w innych układach, ale przy krótszych czasach zwarć gałęzi falownika, co stanowi jedyną w swoim rodzaju cechę proponowanego rozwiązania.



Rys. 4. Trójfazowy układ TSI z wejściowym czwórnikiem impedancyjnym przedstawionym na rysunku 3d

3.1. Zasada działania

Na rysunku 5 przedstawiono uśrednione schematy zastępcze układu TSI o przekładni transformatora impulsowego *n*:1 w dwóch stanach pracy: a) "zwarcia gałęzi" (rys. 5a), b) "normalnym" (rys. 5b). Źródło v_{DC} modeluje przy tym 3-fazowy mostek falownikowy, rozpatrywany od strony zacisków DC. W stanach "zwarcia gałęzi" (rys. 5a), trwających czas T_0 w okresie impulsowania T_s , dioda D jest polaryzowana wstecznie i nie przewodzi, napięcie wejściowe mostka falownikowego $v_{DC} = 0$, a energia zmagazynowana w kondensatorze C jest przekazywana do indukcyjności głównej transformatora (wartość tej indukcyjności oznaczono jako L). W stanach "normalnych", trwających w okresie impulsowania czas $T_1 = T_s - T_0$, w których możliwe są wszystkie stany mostka tranzystorowego dozwolone dla typowego układu falownika napięcia, dioda D przewodzi, a napięcie v_{OUT} wzrasta skokowo od 0 do wartości maksymalnej $v_{DC} = V_C + (V_C - V_{IN})/n$.



Rys. 5. Schematy zastępcze układu TSI w okresie impulsowania TS : a) stany "zwarcia gałęzi" b) stany pracy "normalnej"

Po uwzględnieniu, że wartość średnia napięcia na transformatorze w stanie ustalonym w okresie impulsowania T_s jest zawsze równa zero [16], na podstawie schematów zastępczych przedstawionych na rysunku 5 otrzymujemy:

$$\bar{v}_{L} = \frac{T_{0} \cdot v_{L(a)} + T_{1} \cdot v_{L(a)}}{T_{S}} = \left(T_{0} \cdot V_{C} + T_{1} \cdot \frac{V_{IN} - V_{C}}{n}\right) / T_{S} = 0 \quad \Rightarrow \quad \frac{V_{C}}{V_{IN}} = \frac{1 - D}{1 - (n + 1) \cdot D} \quad , \tag{1}$$

przy czym:

 $v_{L(a)}$, $v_{L(a)}$ – napięcia na transformatorze w stanach "zwarcia" i pracy normalnej,

 $D = T_1/T_s$ – tzw. zwarciowy współczynnik wypełnienia impulsów, spełniający warunek D < 1/(n+1).

Stąd nietrudno zauważyć, że większa przekładnia *n* transformatora pozwala skrócić czasy stanów zwarcia przy tym samym wymaganym napięciu V_c . Krótszy stan zwarcia zmniejsza odkształcenia napięcia wyjściowego, a ponadto pozwala zwiększyć współczynnik modulacji $M < M_{max} = 1 - D$. W rezultacie, gdy uwzględni się, że napięcie wyjściowe v_{OUT} układu TSI opisuje zależność:

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot M \cdot \frac{V_{DC}}{V_{IN}} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot M \cdot \left(V_C + \frac{V_C - V_{IN}}{n} \right) / V_{IN} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \frac{M}{1 - (n+1) \cdot D},$$
(2)

maksymalna amplituda tego napięcia w układzie TSI z transformatorem o przekładni n:1 może osiągać teoretycznie wartości 2n/(n+1) razy większe niż w przypadku układu ZSI. Na przykład, jeśli zastosuje się przekładnię 2:1, to napięcie wyjściowe może wzrosnąć maksymalnie 1,33 razy, jeśli 3:1, to 1,5 razy itd.

3.2. Wpływ indukcyjności rozproszenia transformatora impulsowego

Jak już wspomniano, ujemną cechą układu TSI jest duży wpływ indukcyjności rozproszenia transformatora impulsowego. Ta indukcyjność zwiększa nie tylko energię przepięć komutacyjnych (co wymaga zastosowania układów tłumiących o większych mocach), ale również powoduje istotne zmniejszenie teoretycznego współczynnika podbicia napięcia. W celu dokładniejszego zbadania powyższego problemu przeprowadzono symulacje układu TSI z transformatorem impulsowym o przekładni 1:1 i indukcyjności głównej $L = 600 \mu$ H dla różnych indukcyjności rozproszenia L_r . Wynikiem tych symulacji jest zależność napięcia v_{DC} na zaciskach DC mostka falownikowego w funkcji indukcyjności rozproszenia L_r , przedstawiona na rysunku 6. Jak można zauważyć, zmniejszenie napięcia v_{DC} w przypadku $L_r = 5 \mu$ H wynosiło aż 30% w porównaniu z wartością teoretyczną, tj. gdy $L_r = 0$. Im indukcyjność L_r jest mniejsza, tym zależności teoretyczne (1) i (2) dokładniej opisują działanie TSI.



Rys. 6. Wpływ indukcyjności rozproszenia *L*_{*r*}transformatora impulsowego na napięcie na zaciskach mostka tranzystorowego

Dążąc do zmniejszenia indukcyjności rozproszenia, należy przede wszystkim zadbać o właściwą konstrukcję transformatora. Szczególnie istotny jest sposób wykonania uzwojeń, przy czym bardzo dobre rezultaty daje ich przeplatanie. Okazuje się, że w ten sposób indukcyjność rozproszenia może być zredukowana ponad dwukrotnie, w zależności od typu transformatora [10].

Działanie układu TSI można również poprawić przez zastosowanie dodatkowych obwodów tłumiących, np. przedstawionych na rysunku 7. Obwód pasywny (rys. 7a), podobny do stosowanych w dwukierunkowych układach ZSI [13], nadaje się jednak tylko do tłumienia przepięć związanych z indukcyjnościami przewodów doprowadzających. Dlatego dla układu TSI, w którym zasadniczy wpływ ma indukcyjność rozproszenia transformatora, korzystniejszy jest aktywny obwód tłumiący, przedstawiony na rysunku 7b. Ten obwód zapewnia pełną kontrolę zwrotu energii przepięć do kondensatora czwórnika wejściowego typu T, a ponadto może być wykorzystany w przypadku dołączenia dodatkowego magazynu energii. Ważne jest i to, że do jego realizacji można wykorzystać dodatkowy wolny tranzystor, umieszczany w niektórych komercyjnych 3-fazowych modułach IPM. Z podobnych względów aktywne obwody tłumiące są też stosowane w innych przekształtnikach DC-AC z transformatorami impulsowymi [20].



Rys. 7. Proponowane obwody tłumiące przepięcia: a) pasywny, b) aktywny

4. BADANIA SYMULACYJNE I EKSPERYMENTALNE

Badania symulacyjne, ukierunkowane głównie na porównanie właściwości układów TSI i ZSI w stanach ustalonych, przeprowadzono z zastosowaniem pakietu PSIM Professional 8.0. Natomiast do badań eksperymentalnych, których celem była tylko praktyczna weryfikacja możliwości realizacji układu TSI, wykorzystano zmodyfikowany model laboratoryjny układu ZSI niedużej mocy, wykonany już wcześniej w Laboratorium Energoelektroniki Wydziału Elektrycznego AM w Gdyni.

4.1. Wyniki symulacyjne

Podstawowe parametry układów ZSI (rys. 1) i TSI (rys. 4) porównywanych symulacyjnie zestawiono w tabeli 1. Układ TSI badano przy tym dla dwóch przekładni transformatora impulsowego 1:1 oraz 2:1. Wybrane wyniki symulacji przedstawia rysunek 8.

Otrzymane symulacyjnie przebiegi prądów i napięć w układzie ZSI (rys. 8a) i w układzie TSI z transformatorem o przekładni 1:1 (rys. 8b) potwierdzają równoważność obydwu falowników. Kształty prądów i napięć są takie same, chociaż wartości bezwzględne są nieco mniejsze w układzie TSI. Przyczyną jest rozproszenie transformatora impulsowego (patrz rys. 6). Po zmianie przekładni transformatora z 1:1 na 2:1 nastąpiło zakładane podwyższenie wszystkich napięć w układzie TSI ok. 1,3 razy (rys. 8b). Na skutek wzrostu napięcia nastąpił także wzrost mocy obciążenia i odpowiednio prądu wejściowego.

Tabela 1

Nazwa parametru			Oznaczenie	Wartość
Zasilanie DC			U _{IN}	129 V
Czwórnik impedancyjny typu "X" lub "T"	dławiki sprzężone	indukcyjności główne uzwojeń	L ₁ ,L ₂	100 µH
		indukcyjności rozpraszania uzwojeń	$L_{R1} = L_{R2}$	4 µH
	kondensatory		C ₁ ,C ₂	200 µF
Filtr wyjściowy	dławiki		Lf	1 mH
	kondensatory		C _f	120 µF
Obciążenie (rezystancyjne)			R _o	20 Ω
Częstotliwość nośna PWM (impulsowania)			1/T _s	10 kHz
Zwarciowy współczynnik wypełnienia impulsów			D	0,20
Współczynnik modulacji			М	0,47

Podstawowe parametry obydwu symulowanych układów ZSI i TSI



Rys. 8. Wyniki symulacji układów: a) ZSI, b) TSI w przypadku n = 1, c) TSI w przypadku n = 2, zasilanych ze źródła o napięciu $V_{IN} = 129$ V przy D = 0,2 (od góry przebiegi napięć wyjściowych, prądu wejściowego oraz napięć V_C – na kondensatorach i v_{DC} – na zaciskach DC mostka falownikowego)

Badania symulacyjne układu TSI przeprowadzono również pod kątem weryfikacji proponowanego aktywnego obwodu tłumiącego (rys. 7). W tym celu indukcyjność rozproszenia uzwojeń transformatora została zwiększona do wartości $L_{r1} = L_{r2} = 15 \mu$ H. Inne parametry układu, przedstawione w tabeli, pozostały niezmienione. Wyniki symulacji, pokazane na rysunku 9, potwierdzają wysoką skuteczność proponowanego obwodu aktywnego, nawet w przypadku najprostszego sterowania łącznika tranzystorowego z nieregulowanym współczynnikiem wypełnienia równym 0,5.



Rys. 9. Wyniki badań symulacyjnych przepięć w układzie TSI z transformatorem o dużym rozproszeniu: a) układ bez dodatkowego obwodu tłumiącego, b) układ z aktywnym obwodem tłumiącym

4.2. Wstępne rezultaty eksperymentalne

Na rysunku 10 przedstawiono widok zewnętrzny modelu eksperymentalnego układu TSI oraz charakterystyczne przebiegi prądu i napięcia wyjściowego, uzyskane podczas jego badań przy obciążeniu silnikiem indukcyjnym klatkowym o mocy znamionowej 5 kW. W modelu zastosowano transformator impulsowy o przekładni 1:1, wykonany samodzielnie na rdzeniu amorficznym Metglas AMCC 160 oraz prosty pasywny obwód tłumiący pokazany na rysunku 7a, do którego wprowadzono dodatkowy rezystor.

Początkowo uzwojenia pierwotne i wtórne o indukcyjności głównej $L_1 \approx L_2 \approx 360 \,\mu\text{H}$ nawinięto w sposób typowy. Jednakże, w tej sytuacji, w układzie występowały zbyt duże przepięcia komutacyjne (rys. 11a), uniemożliwiające osiągnięcie wymaganej wartości napięcia wyjściowego (ze względu na ewentualność uszkodzenia elementów). Ostatecznie, zgodnie z zaleceniami zawartymi w literaturze przedmiotu [10], uzwojenia transformatora zostały wykonane przeplotem. Poprzez zmniejszenie w ten sposób rozproszenia transformatora impulsowego udało się ponad 2-krotnie zmniejszyć względną amplitudę przepięć (rys. 11b) i w rezultacie podobnie zwiększyć napięcie wyjściowe.



Rys. 10. Model eksperymentalny układu TSI: a) widok zewnętrzny, b) prąd wyjściowy, c) napięcie wyjściowe



Rys. 11. Wpływ wykonania uzwojeń transformatora impulsowego na przepięcia na zaciskach DC mostka falownikowego (napięcie vDC): a) uzwojenie typowe, b) przeplot

5. PODSUMOWANIE

Głównymi zaletami proponowanego jednostopniowego przekształtnika DC-AC typu *buck-boost* z transformatorem impulsowym – falownika typu T (układu TSI) są:

- możliwość dodatkowego podwyższenia napięcia wyjściowego przez zmianę przekładni transformatora (teoretycznie 2-krotnie w granicznym przypadku przekładni ∞:1), niewystępująca w innych układach z wejściowymi czwórnikami impedancyjnymi;
- możliwość wspólnego uziemienia źródła zasilania i modułu falownikowego, rozwiązująca wiele problemów kompatybilności elektromagnetycznej;
- poprawa jakości napięcia wyjściowego w przypadkach zmniejszenia "zwarciowego" współczynnika wypełnienia impulsów, umożliwiająca zmniejszenie filtru wyjściowego.

W układach TSI powinien być przy tym stosowany transformator z możliwie małymi indukcyjnościami rozproszenia. Sprzyja temu wykonanie uzwojeń przeplotem. Duże nadzieje wiąże się również z nowymi transformatorami planarnymi większych mocy. W przypadkach względnie dużych indukcyjności rozproszenia zaleca się dodatkowy aktywny układ tłumiący.

Przedstawione wyniki badań symulacyjnych i eksperymentalnych układu TSI, potwierdzające jego teoretyczne właściwości, przemawiają również za kontynuacją tych badań, w szczególności w aspekcie aplikacyjnym. Należy przy tym zaznaczyć, że w sytuacji, gdy układ TSI będzie zasilany z sieci napięcia przemiennego przez prostowniki diodowe, zasadniczo nie ma potrzeby stosowania filtru pojemnościowego ani też diody wejściowej. Rolę tej diody mogą przejąć diody prostownika, a filtr pojemnościowy można zastąpić odpowiednią regulacją "zwarciowych" współczynników wypełnienia impulsów.

LITERATURA

- Anderson J., Peng F.Z., A Class of Quasi-Z-Source Inverters, Proc. of 43rd IAS Annual Meeting, 2008, CD-ROM, s. 1–7.
- Anderson J., Peng F.Z., Four Quasi-Z-Source Inverters, Proc. IEEE Conference PESC'08, 2008, s. 2743–2749.
- 3. Forsyth A.J., Ward G.A., *Ultralow-Inductance, Multielement Transformer-Rectifier*, IEEE Power Electronics Letters, 1/2003, no. 4, s. 120–122.
- Franke W.T., Mohr M., Fuchs F.W., Comparison of a Z-source inverter and a voltage-source inverter linked with a DC/DC-boost-converter for wind turbines concerning their efficiency and installed semiconductor power, Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC'08, 2008, s. 1814–1820.
- 5. Ha C., Peng F.Z., *Distributed Z-Source Network DC-DC Converter*, Proc. Of IEEE Conf IPEMC'09, 2009, s. 816–821.

- 6. Loh P.C., Gao F., Blaabjerg F., Goh A.L., *Buck-Boost Impedance Networks*, Proc. European Conference on Power Electronics EPE'07, 2007, CD-ROM, s. 1–10.
- Malo S., Grino R., Output Voltage Regulation of a High-Efficiency High Step-Up DC-DC Power Converter, Proc. of IEEE International Symposium on Industrial Electronics: ISIE'07, 2007, s. 854–859.
- Peng F.Z., Z-Source Inverter, IEEE Trans. on Industry Applications, 2003, 39, no. 2, s. 504– 510.
- 9. Peng F.Z., Z-Source Networks for Power Conversion, Proc. of 23 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC'08, 2008, s. 1258–1265.
- 10. Prieto R., Cobos J.A., Garcia O., Asensi R., Uceda J., *Optimizing the winding strategy of the transformer in a flyback converter*, Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC'96, 1996, s. 1456–1462.
- 11. Rąbkowski J., Barlik R., Nowak M., Falownik typu Z współpracujący z siecią trójfazową: wybrane zagadnienia doboru elementów, Przegląd Elektrotechniczny, 2007, 83, no. 12, s. 29–32.
- Rąbkowski J., Barlik R., Nowak M., Pulse Width Modulation Methods for Bidirectional/High Performance Z-source Inverter, Proc. of IEEE Power Electronics Specialists Conf. PESC'08, 2008, s. 2750–2756.
- 13. Shen M., Z-Source Inverter Design, Analysis and its Application in Fuel Cell Vehicles, PhD Dissertation, Michigan State University 2006.
- Shen M., Joseph A., Wang J., Peng F.Z., Adams D.J., *Comparison of Traditional Inverters and Z-Source Inverter*, Proc. of 36th IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC'05, 2005, s. 1692–1698.
- Strzelecki R., Adamowicz M., Wojciechowski D., Buck-Boost Inverters with Symmetrical Passive Four-terminal Networks, Proc. of 5th IEEE Conference-Workshop CPE'07, 2007, CD-ROM, s. 1–9.
- 16. Strzelecki R., Bury W., Adamowicz M., Strzelecka N., *New Alternative Passive Networks to Improve the Range Output Voltage Regulation of the PWM Inverters*, Proc. of 24 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC'08, 2009, s. 857–863.
- Strzelecki R., Wojciechowski D., Adamowicz M., Wilk A., Mosoń I., *Trójpoziomowy falownik* typu Z-NPC, Przegląd Elektrotechniczny, 2006, 82, no. 10, s. 54–60.
- 18. Willoner G., Tihelka F., A Phase-Shift Oscillator with Wide-Range Tuning, Proc. of the I.R.E., 1948, s. 1096–1100.
- 19. Wing O., Classical Circuit Theory, Springer 2008.
- Zhang L-h., Yang Xu., Yao X., An Isolated Single Stage Buck-boost Inverter, Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC'08, 2008, s. 2389–2395.

T-SOURCE INVERTER

Summary

Modern renewable generation systems and uninterruptible power supply (UPS) applications need smart and integrated power converters ensuring high efficiency of power conversion, reliability and low investment costs. The aim of the paper is to show the possibility of realization of buck-boost inverter similar to Z-source inverter but with use of high frequency transformer with low leakage inductance. Theoretical analysis as well simulation and experimental results are shown in the paper.