

Jarosław MICHALAK, Marcin ZYGMANOWSKI
Politechnika Śląska w Gliwicach

HYBRYDOWY ASYMETRYCZNY PRZEKSZTAŁTNIK WIELOPOZIOMOWY – WYBRANE ZAGADNIENIA

Streszczenie. Artykuł prezentuje hybrydowy asymetryczny przekształtnik wielopoziomowy, będący połączeniem przekształtnika NPC i przekształtników mostkowych typu H (HB). Przekształtnik asymetryczny to taki przekształtnik, którego napięcia obwodów pośredniczących są różne. Zaletą takiego rozwiązania jest możliwość uzyskania, przy tej samej liczbie tranzystorów jak w innych topologiach przekształtników wielopoziomowych, większej liczby poziomów napięcia wyjściowego. W artykule omówiono budowę i przeanalizowano wybrane właściwości przekształtnika, np. wpływ wartości napięć obwodów pośredniczących na jego pracę i sterowanie. Przedstawiono wyniki badań symulacyjnych i eksperymentalnych dla przekształtnika hybrydowego pracującego w napędzie z silnikiem indukcyjnym klatkowym.

Słowa kluczowe: przekształtniki wielopoziomowe, przekształtnik hybrydowy asymetryczny, stabilizacja napięć obwodów pośredniczących, modulacja MSI, napęd z silnikiem klatkowym

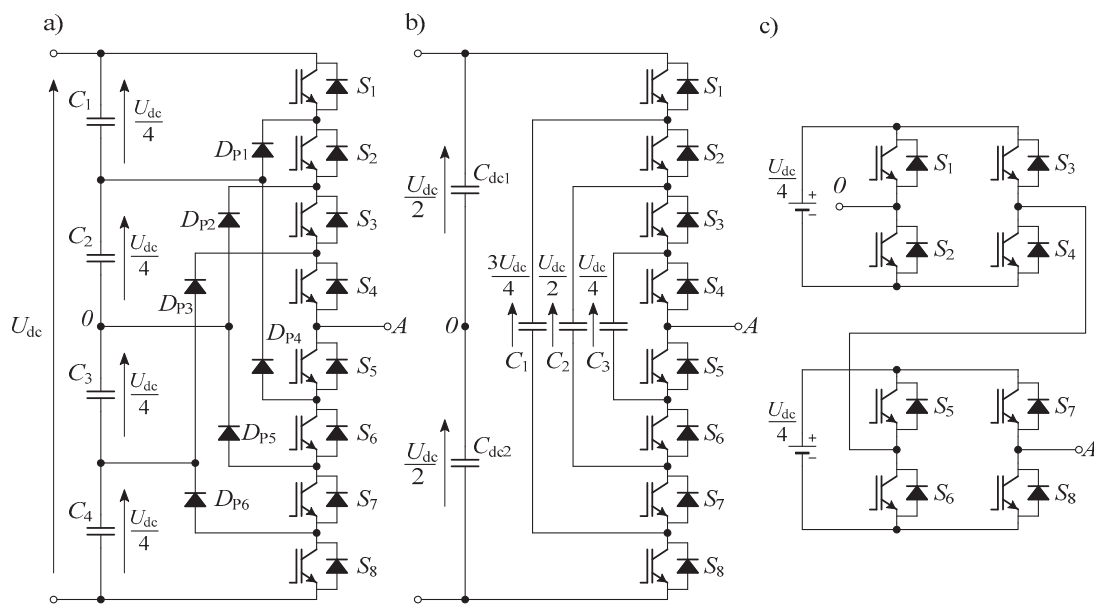
HYBRID ASYMMETRIC MULTILEVEL CONVERTER – SELECTED ASPECTS

Summary. The hybrid asymmetric multilevel converter is presented in the paper. The converter topology is a connection of three-level NPC converter with H-bridges in each converter phase. In an asymmetric multilevel converter dc voltages are different. The main advantage of the hybrid converter, thanks to its special topology and certain dc voltages, is an increase of the number of output voltage levels compared to other multilevel topologies with the same number of transistors. The paper presents a topology of hybrid asymmetric multilevel converter and the analysis of selected aspects of its operation, e.g. an influence of dc voltages on the converter operation and control. The simulation and experimental results of converter operation being a part of the electric drive system feeding a squirrel cage induction motor are presented in the paper.

Keywords: multilevel converters, hybrid asymmetric converter, dc-link voltage balancing, PWM modulation, adjustable speed drives

1. WPROWADZENIE

Zagadnienia związane z przekształtnikami wielopoziomowymi od wielu lat należą do jednych z najintensywniej rozwijanych działów energoelektroniki [1]. Wynika to z potrzeby przekształcania energii przy coraz wyższych napięciach, np. w napędach średniego napięcia. Ze względu na ograniczone napięcie blokowania przyrządów półprzewodnikowych (tranzystorów i diod), wykorzystanie topologii dwupoziomowej w przekształtnikach o skutecznym napięciu międzyfazowym większym niż 1000 V jest nieopłacalne. Dlatego stosuje się topologie przekształtników wielopoziomowych, które umożliwiają wykorzystanie przyrządów o klasach napięciowych niższych, niż wynika to z napięcia znamionowego przekształtnika. Wadą takich rozwiązań jest większa liczba tranzystorów i diod, a zaletą jest to, że pozwalają one uzyskać znacznie lepsze odwzorowanie napięć zadanych (niższe wartości współczynnika odkształcenia napięcia wyjściowego), mniejsze stromości zmian napięcia oraz redukcję częstotliwości przełączania zaworów. Na rysunku 1 przedstawiono trzy podstawowe topologie jednofazowych przekształtników pięciopoziomowych.



Rys. 1. Podstawowe topologie przekształtników pięciopoziomowych: a) z diodami poziomującymi, b) z kondensatorami poziomującymi, c) przekształtnik kaskadowy

Fig. 1. Basic topologies of five-level converters: a) diode-clamped converter b) flying capacitor converter, c) cascaded H-bridge converter

W każdej z prezentowanych na rysunku 1 topologii liczba tranzystorów jest taka sama i wynosi 8, a napięcia występujące na nich są identyczne i wynoszą $\frac{1}{4} U_{dc}$ (gdzie U_{dc} jest sumarycznym napięciem obwodu pośredniczącego dla przekształtnika z rysunku 1a, które odpowiada wartości szczytowej międzyfazowego napięcia przekształtnika trójfazowego). Przekształtnik z diodami poziomującymi (rys. 1a) ma obwód pośredniczący napięcia składający się z czterech kondensatorów oraz sześciu diod poziomujących D_{P1} - D_{P6} , których napięcia wsteczne są różne i wynoszą $\frac{1}{4}U_{dc}$, $\frac{1}{2}U_{dc}$, $\frac{3}{4}U_{dc}$. W przekształtniku tym ważne jest

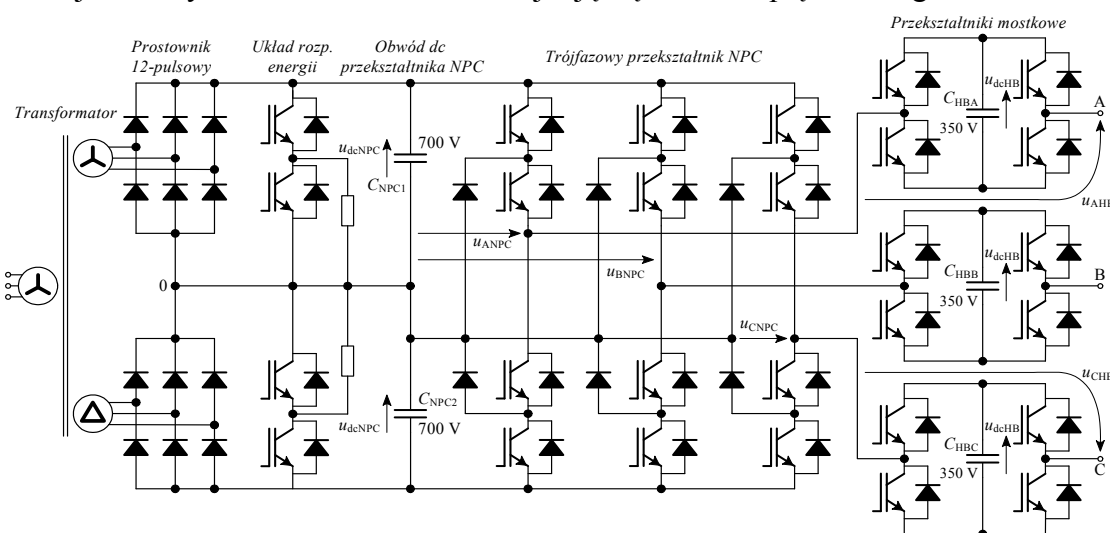
zachowanie stałego rozkładu napięć na poszczególnych kondensatorach obwodu pośredniczącego, co w przypadku liczby poziomów większej niż 3 najczęściej uzyskuje się poprzez zastosowanie układu zasilania wykorzystującego wielouzwojeniowy transformator. W przekształtniku z kondensatorami poziomującymi (rys. 1b) zamiast diod poziomujących stosuje się kondensatory C_1 , C_2 , C_3 , na których utrzymywane są odpowiednio napięcia $\frac{3}{4}U_{dc}$, $\frac{1}{2}U_{dc}$, $\frac{1}{4}U_{dc}$. Odpowiednie łączenie szeregowe tych kondensatorów pozwala na uzyskanie pięciu poziomów napięć wyjściowych, przy czym większość z nich uzyskuje się w sposób nadmiarowy, co pozwala stabilizować napięcia poszczególnych kondensatorów. Przekształtnik o topologii kaskadowej (rys. 1c) jest zbudowany z szeregowo połączonych przekształtników mostkowych typu H. Nie wymaga stosowania dodatkowych elementów (diod lub kondensatorów), ale jego zasadniczą wadą jest potrzeba stosowania separowanych galwanicznie źródeł napięć w obwodach pośredniczących przekształtników mostkowych.

Każda z prezentowanych podstawowych topologii przekształtników wielopoziomowych wymaga w cyklu pracy przełączania tranzystorów z podobną częstotliwością, przy czym w jednofazowej topologii z diodami poziomującymi zawsze przełącza się jeden tranzystor, a inne pozostają załączone lub wyłączone w zależności od aktualnego napięcia wyjściowego.

2. PRZEKSZTAŁTNIK HYBRYDOWY ASYMETRYCZNY

Przekształtnikiem hybrydowym przyjęto nazywać przekształtnik, do budowy którego wykorzystuje się różne typy zaworów energoelektronicznych (np. IGCT, IGBT, MOSFET). Obecnie przekształtnik hybrydowy definiowany jest szerzej i może on mieć złożoną strukturę i budowę, zawierającą fragmenty topologii podstawowych przekształtników. W artykule analizuje się rozwiązanie złożone z przekształtnika trójpoziomowego z diodami poziomującymi, NPC (ang. *Neutral Point Converter*) [1, 2] oraz przekształtnika kaskadowego (ang. *Cascaded H-Bridge Converter*) nazywanego przekształtnikiem NPC-HB (rys. 2). Przekształtnik asymetryczny jest przekształtnikiem o różnych poziomach napięć dc, dzięki czemu możliwe jest uzyskanie większej liczby poziomów niż w przypadku stosowania takich samych napięć w obwodach pośredniczących napięcia stałego [3, 4]. Przykładowo w przekształtniku kaskadowym (rys. 1c), gdy napięcia obwodów dc różnią się względem siebie trzykrotnie, to w napięciu wyjściowym możliwe jest uzyskanie do dziewięciu poziomów. Głównymi zaletami przekształtników hybrydowych asymetrycznych względem przekształtników o podstawowych topologiach jest możliwość wytworzenia napięcia wyjściowego o większej liczbie poziomów, przy zastosowaniu tej samej liczby tranzystorów, co z kolei może służyć do zmniejszenia strat mocy w przekształtniku. Na rysunku 2 przedstawiono schemat przekształtnika NPC-HB zrealizowanego w ramach projektu badawczego nr N N510 214638 *Projekt, wykonanie i badanie laboratoryjne*

wielopoziomowego asymetrycznego przekształtnika hybrydowego. Układ zasilany jest z transformatora trójzwojeniowego poprzez dwa prostowniki 6-pulsowe, co pozwoliło na zbudowanie przekształtnika NPC-HB o skutecznym napięciu międzyfazowym 1000 V, przy zasilaniu z sieci 400 V. Dodatkowo prostowniki zapewniają utrzymanie napięć obwodów pośredniczących w przekształtniku NPC na stałym poziomie. Ze względu na założone zasilanie silnika klatkowego w obwodzie pośredniczącym uwzględniono układy rozpraszania energii. W każdej fazie przekształtnika NPC umieszczone zostały dodatkowe przekształtniki mostkowe HB, dzięki którym można zwiększyć liczbę poziomów w napięciu wyjściowym całego układu. W napędzie przekształtnik NPC służy jako podstawowe źródło napięcia przemiennego, podczas gdy przekształtniki mostkowe HB służą do poprawy kształtu napięcia zasilającego silnik. Kondensatory zastosowane w obwodach dc przekształtników mostkowych nie wymagają odrębnego zasilania. Takie rozwiązanie wymaga w algorytmie sterowania umożliwienia wyrównywania napięć kondensatorów na określonych poziomach. W następnym rozdziale omawiającym podstawy działania przekształtnika NPC-HB przyjęto, że w miejscu wszystkich kondensatorów znajdują się źródła napięcia stałego.



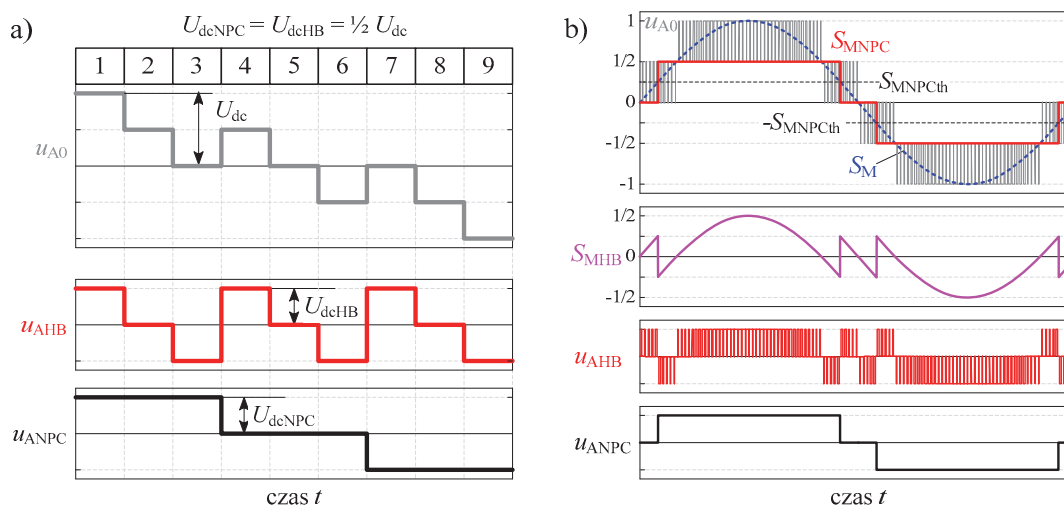
Rys. 2. Schemat przekształtnika hybrydowego asymetrycznego NPC-HB

Fig. 2. Schematic of hybrid asymmetric NPC-HB converter

3. WŁAŚCIWOŚCI PRZEKSZTAŁTNIKA HYBRYDOWEGO NPC-HB

Przy założeniu że obwody dc przekształtników mostkowych nie są zasilane z zewnętrznych źródeł, przekształtnik NPC odpowiedzialny jest za wytworzenie napięcia wyjściowego, którego podstawowa harmoniczna odpowiada wartości zadanej napięcia wyjściowego przekształtnika. Przy różnych stosunkach napięć obwodów pośredniczących przekształtników NPC i HB ($\vartheta = U_{dcNPC}/U_{dcHB}$) można uzyskać przebieg napięcia wyjściowego o różnej liczbie poziomów. Dla $\vartheta = 1$ (rys. 3) przekształtnik może wytworzyć

napięcie pięciopoziomowe. Na rysunku 3b przedstawiono przykładowy sposób wytwarzania napięcia wyjściowego u_{A0} , będącego sumą napięć obu przekształtników, $u_{A0} = u_{ANPC} + u_{AHB}$. Napięcie przekształtnika NPC u_{ANPC} wytworzone jest za pomocą przełączania tranzystorów tylko raz na okres podstawowej harmonicznego napięcia wyjściowego. Przełączenia w przekształtniku NPC występują, kiedy sygnał modulujący S_M zrówna się z odpowiednim progiem przełączania S_{MNPCth} (dla $\vartheta = 1$ $S_{MNPCth} = 1/4$). W wyniku tego wytwarzany jest sygnał modulujący S_{MNPC} proporcjonalny do napięcia u_{ANPC} . Napięcie przekształtnika HB u_{AHB} modulowane jest za pomocą sygnału $S_{MHB} = S_M - S_{MNPC}$. Wadą rozwiązania z rysunku 3 jest brak możliwości spełnienia warunku wytwarzania napięcia o amplitudzie podstawowej harmonicznego równej zero w przekształtniku mostkowym dla pełnego zakresu zmian amplitudy sygnału modulującego S_M . Odpowiada to przypadkowi, w którym z obwodu dc przekształtnika mostkowego ciągle pobierana jest energia, czyli nie jest możliwe zastosowanie w nim samych kondensatorów.

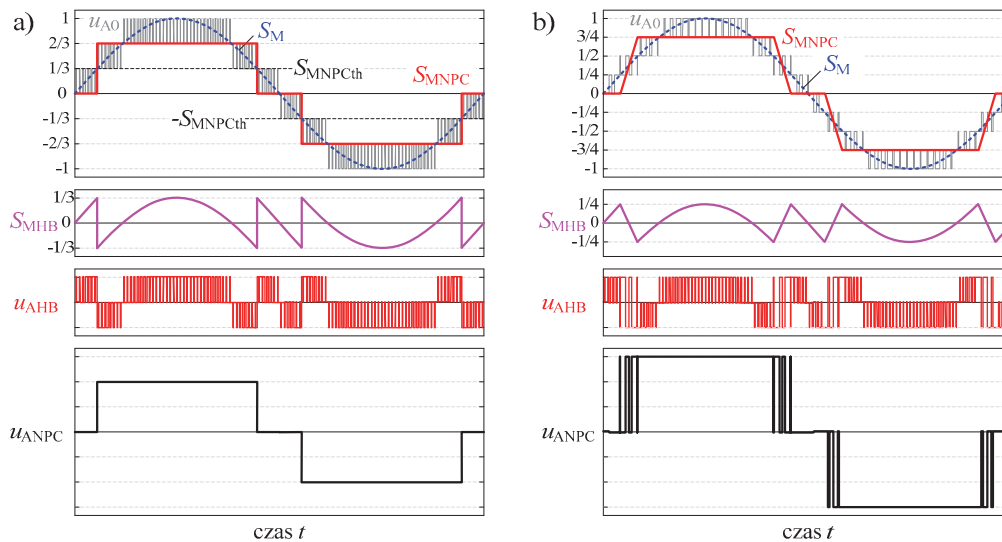


Rys. 3. Napięcie wyjściowe w przekształtniku NPC-HB dla stosunku napięć dc $\vartheta = 1$: a) możliwe poziomy napięć w przekształtnikach NPC i HB, b) konstrukcja zmodulowanego napięcia wyjściowego dla sinusoidalnego sygnału modulującego S_M o maksymalnej amplitudzie

Fig. 3. The output voltage in NPC-HB converter for dc voltage ratio $\vartheta = 1$: a) possible output voltage levels, b) construction of converter output voltage for sinusoidal modulation signal S_M with maximum amplitude

Przebiegi napięć wyjściowych dla przekształtnika siedmiopoziomowego ($\vartheta = 2$) i dziewięciopoziomowego ($\vartheta = 3$) pokazano odpowiednio na rysunkach 4a i 4b. Dla rozwiązania siedmiopoziomowego oba przekształtniki (NPC i HB) działają podobnie jak dla $\vartheta = 1$, czyli tranzystory przekształtnika NPC przełączają się raz na okres podstawowej harmonicznego, jednak przy innych poziomach sygnału modulującego $S_M = S_{MNPCth} = 1/3$. Brak przełączeń związanych z modulacją w przekształtniku NPC ma dla $\vartheta = 2$ większe znaczenie, ponieważ tranzystory przełączają się wtedy przy wyższym napięciu. Z potrzebą stosowania przyrządów o większych napięciach blokowania wiąże się ich gorsza dynamika, a minimalna liczba przełączeń tranzystorów prowadzi do mniejszych strat mocy przełączania.

W przekształtniku o $\vartheta = 2$ przy niskich wartościach głębokości modulacji (amplitudy sygnału modulującego S_M) nadal będzie wymagane dostarczanie energii do odbiornika z obwodów dc przekształtników mostkowych. Dla rozwiązania dziewięciopozomowego ($\vartheta = 3$), w czasie gdy sygnał modulujący S_M znajduje się w zakresach ($1/4, 1/2$) lub ($-1/2, -1/4$), w obu przekształtnikach NPC i HB tranzystory są przełączane w tych samych chwilach. Ze względu na różne napięcia obwodów pośredniczących ($\vartheta = 3$) przełączanie zaworów w przekształtniku NPC prowadzi do zwiększenia całkowitych strat mocy.



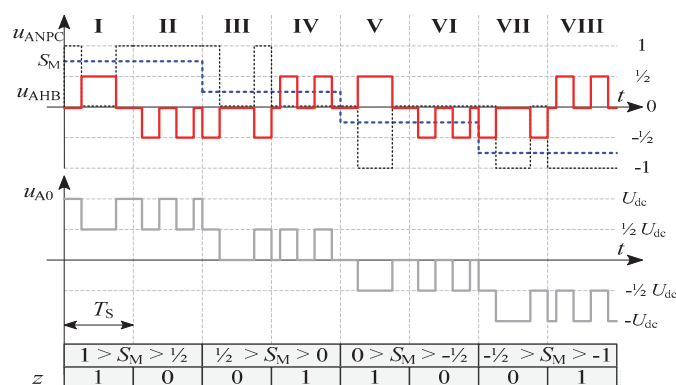
Rys. 4. Przebiegi napięć wyjściowych przekształtnika NPC-HB: a) dla przekształtnika siedmiopozomowego ($\vartheta = 2$), b) dla przekształtnika dziewięciopozomowego ($\vartheta = 3$)

Fig. 4. Output voltage waveforms: a) for 7-level ($\vartheta = 2$) and b) for 9-level ($\vartheta = 3$) NPC-HB converter

4. METODA STABILIZACJI NAPIĘĆ DC PRZEKSZTAŁTNIKÓW MOSTKOWYCH HB W PRZEKSZTAŁTNIKU NPC-HB

Poprzednio prezentowano pracę hybrydowego asymetrycznego przekształtnika NPC-HB, w którym kondensator każdego obwodu dc jest zasilany z zewnętrznego źródła. Takie rozwiązanie jest drogie i wymaga dwukierunkowego przepływu energii dla każdego źródła. W artykule dla przekształtnika NPC-HB (rys. 2) zdecydowano się na rozwiązanie kompromisowe, polegające na zastosowaniu stosunku napięć obwodów dc równego $\vartheta = 2$ oraz ograniczeniu liczby poziomów napięcia wyjściowego z siedmiu do pięciu. Dzięki temu oraz zastosowaniu odpowiedniej metody stabilizacji napięcia obwodów dc przekształtników mostkowych możliwa jest rezygnacja z zasilania kondensatorów przekształtników mostkowych ze źródeł napięcia. To powoduje, że w przekształtniku NPC-HB zasilania wymagają jedynie obwody dc przekształtnika NPC. Wymagane jest dodatkowo, aby całkowite napięcie obwodu dc przekształtnika NPC było równe amplitudzie podstawowej harmonicznej wyjściowego napięcia międzyfazowego układu.

Podstawy opracowanej oryginalnej metody stabilizacji napięć kondensatorów obwodów dc przekształtników mostkowych HB objaśnić można za pomocą przebiegów napięć wyjściowych przekształtników NPC i HB (rys. 5). Napięcie wyjściowe jednej fazy przekształtnika NPC-HB (np. fazy A, u_{A0}) jest sumą napięć przekształtnika NPC – u_{ANPC} i mostkowego – u_{AHB} . Modułacja pięciopozomowego napięcia wyjściowego u_{A0} odbywa się w czterech przedziałach napięcia ($U_{dc}-\frac{1}{2}U_{dc}$), ($\frac{1}{2}U_{dc}-0$), ($0-\frac{1}{2}U_{dc}$), ($-\frac{1}{2}U_{dc}-U_{dc}$), których wybór zależy od wartości chwilowej sygnału modulującego S_M ($1-\frac{1}{2}$), ($\frac{1}{2}-0$), ($0-\frac{1}{2}$), ($-\frac{1}{2}-1$), jak na rysunku 5. W każdym przedziale istnieją dwie możliwe strategie przełączeń. W jednej przekształtnik HB wytwarza napięcie dodatnie lub zero, a w drugiej ujemne lub zero. Oznacza to, że dla każdego przedziału napięcia wyjściowego istnieje możliwość rozładowywania lub ładowania kondensatora przekształtnika mostkowego. Wybór odpowiedniej strategii przełączeń podyktowany jest kierunkiem prądu fazowego i_A . W całym zakresie zmian napięcia u_{A0} istnieje osiem strategii przełączeń o numerach **I-VIII**.



Rys. 5. Sposób konstrukcji napięcia wyjściowego u_{A0} wykorzystujący metodę stabilizacji napięć obwodów dc przekształtników mostkowych HB

Fig. 5. Output voltage u_{A0} construction with H-bridge dc voltages balancing method

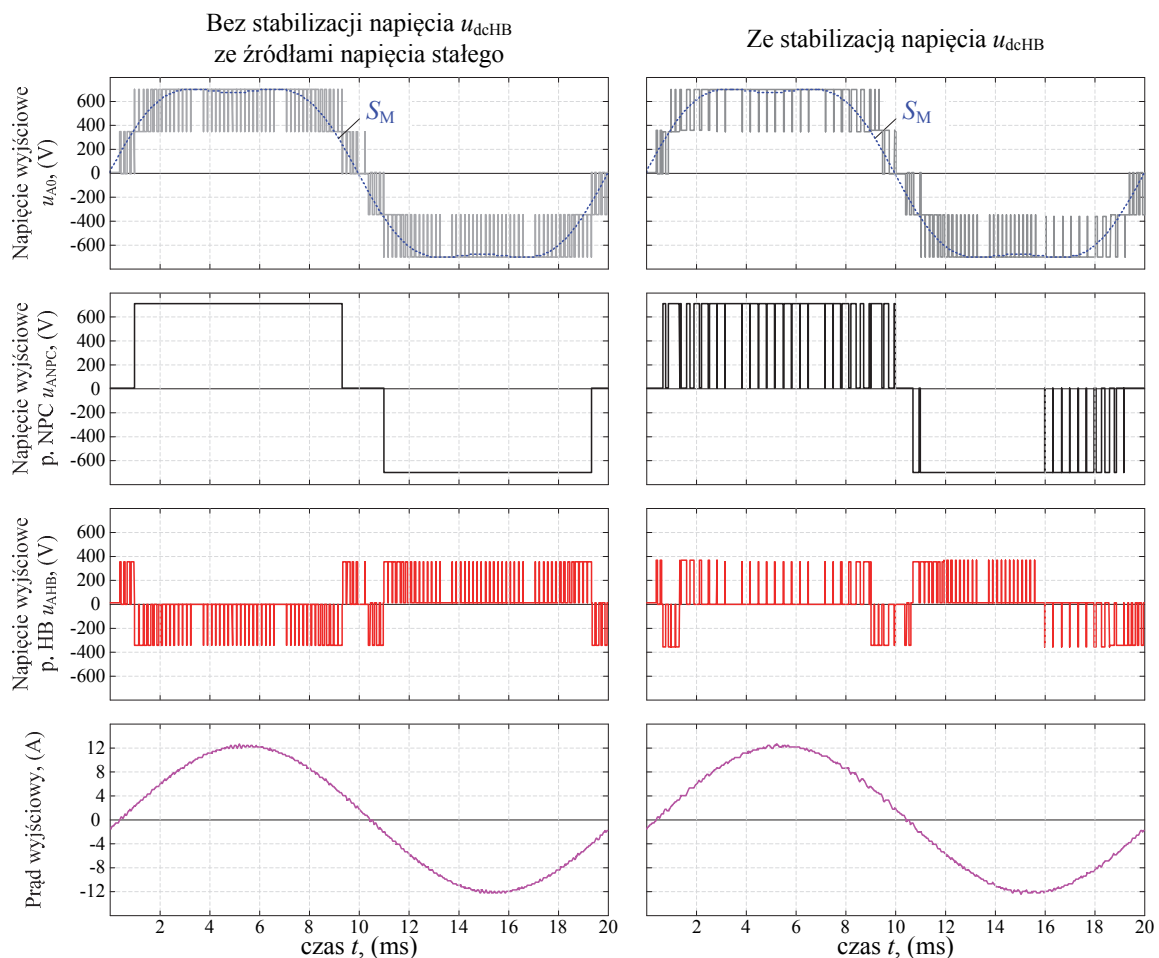
Przekształtnik NPC wytwarza napięcie $u_{ANPC} \in \{U_{dc}, 0, -U_{dc}\}$, a przekształtnik HB napięcie $u_{AHB} \in \{\frac{1}{2}U_{dc}, 0, -\frac{1}{2}U_{dc}\}$. W strategiach przełączeń **II**, **IV**, **VI** i **VIII** przekształtnik NPC wytwarza stałe napięcie, a przekształtnik HB napięcie modulowane. W strategiach **I**, **III**, **V** i **VII** oba przekształtniki wytwarzają napięcia modulowane przełączane równocześnie w celu wytworzenia odpowiedniego napięcia wyjściowego u_{A0} . W wyniku takiego działania przekształtnika NPC-HB (rys. 5) można zauważyć, że w jednym okresie T_s w zależności od wybranej strategii przełączeń występuje od dwóch do czterech przełączeń (co pokazano też na rysunku 8b). Wybór odpowiedniej strategii przełączeń odbywa się na podstawie wartości sygnału modulującego S_M oraz sygnału znaku z . Sygnał z zależy od kierunku prądu i_A oraz odchyłki napięcia u_{dcHB} od wartości zadanej U_{dcHB} , Δu_{dcHB} , i określony jest wzorem (1).

$$z = ((i_A > 0) \wedge (\Delta u_{dcHB} > 0)) \vee (\neg(i_A > 0) \wedge \neg(\Delta u_{dcHB} > 0)) \quad (1)$$

Dalsze szczegóły dotyczące metody stabilizacji opisano szerzej w pracy [5].

5. WYNIKI BADAŃ SYMULACYJNYCH I LABORATORYJNYCH

W celu weryfikacji działania przekształtnika NPC-HB oraz opracowanej metody stabilizacji napięć obwodów dc przekształtników HB przeprowadzono badania symulacyjne (rys. 6) oraz eksperymentalne (rys. 7 i 8). Model symulacyjny przygotowany został w programie Matlab-Simulink. Badania eksperymentalne przeprowadzono na stanowisku z przekształtnikiem NPC-HB o mocy 15 kVA zasilającym silnik klatkowy 1000 V. Częstotliwość przełączania tranzystorów wynosiła 3 kHz. Napięcia kondensatorów obwodu dc wynosiły 700 V dla przekształtnika NPC i 350 V dla przekształtników HB.

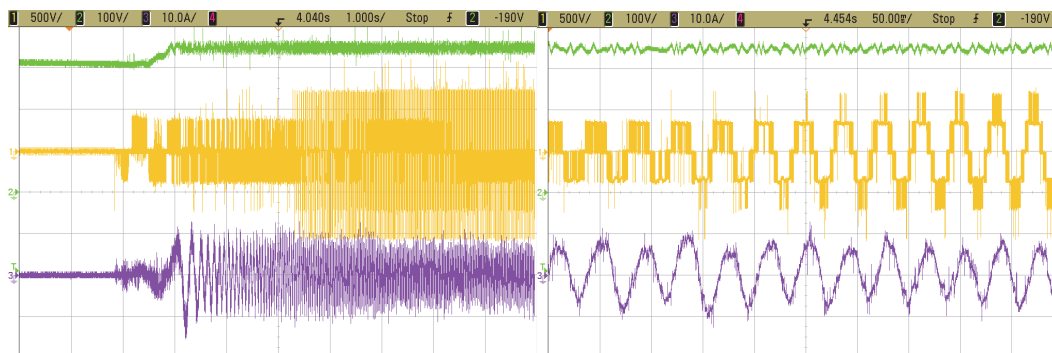


Rys. 6. Przebiegi napięć u_{A0} , u_{ANPC} , u_{AHB} dla przekształtnika NPC-HB ze źródłami napięcia stałego w obwodach dc przekształtników HB oraz dla przekształtników HB z kondensatorami i algorytmem stabilizacji

Fig. 6. Output voltage waveforms u_{A0} , u_{ANPC} , u_{AHB} for converter with voltage dc sources (without balancing) and with HB converter dc-link capacitor voltage balancing

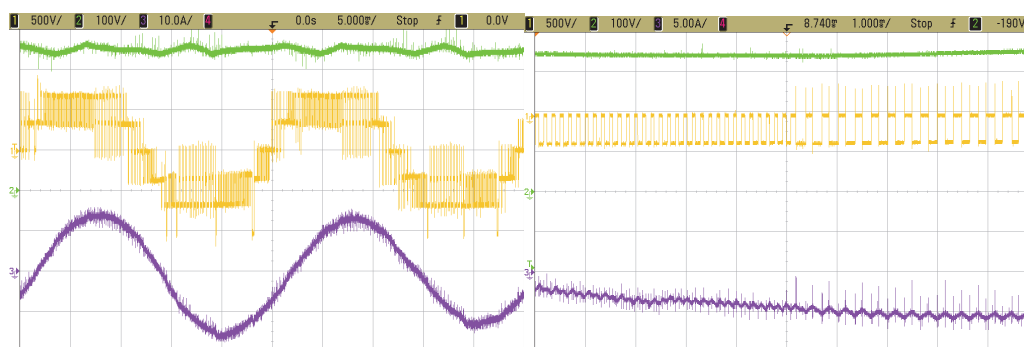
Rysunek 6 przedstawia wyniki symulacji w przypadku, gdy odbiornikiem jest obwód RL, a obwody pośredniczące są zasilane ze źródeł napięcia stałego (bez stabilizacji) lub zastosowano omówioną metodę stabilizacji. Bez stabilizacji tranzystory w przekształtniku NPC przełączają się raz na okres napięcia wyjściowego, a przy zastosowaniu metody

stabilizacji występuje więcej przełączeń. Zwiększa to straty w tym przekształtniku, jednak liczba przełączeń jest mniejsza niż w przypadku przekształtnika trójpoziomowego NPC przełączanego z tą samą częstotliwością [5]. Widoczne jest, że stabilizacja napięć dc w przekształtnikach mostkowych praktycznie nie wpływa na kształt prądu wyjściowego.



Rys. 7. Przebiegi napięcia u_{A0} , prądu silnika i_A i napięcia kondensatora przekształtnika HB u_{dcHB} : a) proces rozruchu silnika, b) przebiegi w powiększeniu

Fig. 7. Waveforms of output voltage u_{A0} , motor current i_A , converter voltage u_{ANPC} for: a) start up of a load motor, b) zoomed waveforms



Rys. 8. Przebiegi napięcia i prądu wyjściowego przekształtnika NPC-HB z metodą stabilizacji napięć dc przekształtników mostkowych: a) dwa okresy podstawowej harmonicznej $f_z = 40$ Hz przy pełnym obciążeniu, b) przejście pomiędzy dwoma schematami przełączania VI i V

Fig. 8. Output voltage and current waveforms of NPC-HB converter with proposed dc voltage balancing: a) two fundamental periods ($f_z = 40$ Hz) at full load, b) transition between switching pattern VI and V

Na rysunkach 7 i 8 przedstawiono wyniki badań laboratoryjnych dla rozruchu silnika i pracy w stanie ustalonym. Na podstawie przebiegów zauważyć można poprawność działania przekształtnika i zastosowanej metody stabilizacji w obu stanach pracy. Na rysunku 8 widoczne są zmiany amplitud tętnień prądu silnika w przypadku przełączeń między różnymi schematami przełączeń w przekształtnikach przy działaniu opracowanej metody stabilizacji.

6. PODSUMOWANIE

W artykule omówiono właściwości asymetrycznego hybrydowego przekształtnika NPC-HB, który powstał z połączenia trójpoziomowego przekształtnika NPC i trzech przekształtników mostkowych HB. Przeanalizowano wpływ stosunku napięć w obwodach pośredniczących na pracę przekształtnika. Następnie omówiono rozwiązanie, w którym nie ma konieczności stosowania dodatkowych źródeł napięcia stałego w obwodach pośredniczących przekształtników mostkowych HB. Dla takiego rozwiązania zaproponowano metodę stabilizacji zapewniającą wyrównywanie napięcia kondensatorów HB. Poprawność działania przekształtnika NPC-HB oraz proponowanej metody stabilizacji napięć potwierdzono za pomocą wyników symulacyjnych i eksperymentalnych dla rozwiązania zasilającego silnik indukcyjny klatkowy.

BIBLIOGRAFIA

1. Kouro S., Malinowski M., Gopakumar K., Pou J., Franquelo L. G., Wu B., Rodriguez J., Pérez M. A., Leon J. I.: Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters, IEEE Transactions On Industrial Electronics, Volume: 57, Issue: 8, Aug. 2010, p. 2553-2580.
2. Celanovic N., Borjovic D.: A comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source PWM inverters. IEEE APEC'99. Mar. 1999, Dallas, USA, p. 535-541.
3. Mariéthoz S., Rufer A.: Design and control of asymmetrical multilevel inverters. IEEE Industrial Electronics Society Conference IECON'02, Sevilla, Spain, Nov. 2002, p. 1-6.
4. Veenstra M.: Investigation and Control of a Hybrid Asymmetric Multilevel Inverter for Medium-Voltage Applications. Rozprawa doktorska, Lozanna, Szwajcaria, 2003.
5. Zygmanowski M., Grzesik B., Michalak J.: DC-link voltage balancing method for a hybrid asymmetric multilevel converter, EPE 2013, 3-5.09.2013, Lille, Francja, mat. kon.

Dr inż. Jarosław MICHALAK

Dr inż. Marcin ZYGMANOWSKI

Politechnika Śląska

Wydział Elektryczny, Katedra Energoelektroniki, Napędu Elektrycznego i Robotyki

ul. B. Krzywoustego 2

44-100, Gliwice

Tel. (32) 237-28-42; e-mail: Jaroslaw.Michalak@polsl.pl

Tel. (32) 237-26-91; e-mail: Marcin.Zygmanowski@polsl.pl