

Eugeniusz ŁOWIEC
Aleksander MILAK

WPLYW CZTEROKROKOWEGO UKŁADU KOMUTACJI PRĄDU NA ODKSZTAŁCENIE PRĄDU WYJŚCIOWEGO PRZEKSZTAŁTNIKA MATRYCOWEGO

STRESZCZENIE *W artykule przedstawiono realizację czterokrokowej komutacji prądu w przekształtniku matrycowym za pomocą układu CPLD firmy ALTERA. Wykonano badania empiryczne zależności zniekształcenia prądu wyjściowego przekształtnika matrycowego od długości kroku komutacji i wzmocnienia napięciowego. Badania wykonano w oparciu o laboratoryjny model przekształtnika typu podwójnego.*

Słowa kluczowe: *przekształtnik matrycowy, komutacja czterokrokowa prądu, odkształcenie prądu*

1. WSTĘP

Bezpośrednie metody przekształcania energii elektrycznej są przedmiotem zainteresowań wielu badaczy. Wraz z rozwojem technologii wytwarzania układów półprzewodnikowych pojawiają się tranzystory o coraz lepszych parametrach elektrycznych, co umożliwia budowę przekształtników matrycowych (MC) o sprawnościach porównywalnych z przekształtnikami AC-DC-AC typu back to back. Przekształtnik matrycowy umożliwia budowę bardziej zwartych układów przetwarzających energię elektryczną poprzez eliminację dużych objętościowo kondensatorów jakie są stosowane

dr inż. Eugeniusz ŁOWIEC
e-mail: eugeniusz.lowiec@iel.gda.pl

mgr inż. Aleksander MILAK
e-mail: aleksander.milak@iel.gda.pl

Institut Elektrotechniki, Oddział w Gdańsku

PRACE INSTYTUTU ELEKTROTECHNIKI, zeszyt 262, 2013

w obwodach dc przekształtników AC-DC-AC. Uważa się, że eliminacja tego typu kondensatorów przyczynia się także do podniesienia niezawodności przekształtnika oraz rozszerzenia zakresu temperatur otoczenia, w jakich może on pracować [7].

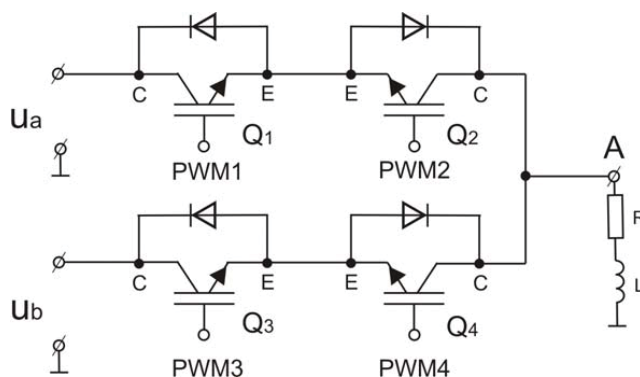
Jedną z głównych przeszkód powodujących, że tego typu przekształtniki nie są powszechnie stosowane jest brak w pełni sterowalnych elementów półprzewodnikowych zapewniających kontrolę przepływu prądu w obu kierunkach. Praktycznie elementy takie są składane z elementów dyskretnych np. tranzystorów IGBT. Opracowane na potrzeby przekształtników matrycowych podzespoły zawierające w swojej obudowie po trzy klucze dwukierunkowe (6 tranzystorów) nie odniosły sukcesu rynkowego i praktycznie nie są one dostępne. Osobnym zagadnieniem jest sposób sterowania elementami o dwukierunkowym przepływie prądu. Konieczność zachowania ciągłości prądu obciążenia w przekształtniku matrycowym wymusza stosowanie odpowiednich strategii. Do najczęściej stosowanych należy czterokrokowa komutacja prądu. Opisy tej jak również i wielu innych metod można znaleźć np: [4], [1].

Algorytm komutacji czterokrokowej jest zwykle realizowany za pomocą programowalnych układów cyfrowych CPLD, FPGA. Odbywa się to w sposób niezależny od głównego algorytmu odpowiedzialnego za kształtowanie sinusoidalnego prądu na wyjściu przekształtnika. Komutacja prądu według algorytmu czterokrokowego ma jednak wpływ na odkształcenie prądu wyjściowego. Wpływ ten jest zależny od czasu trwania pojedynczego kroku jak również od współczynnika wzmocnienia napięciowego przekształtnika. Literatura dotycząca tego problemu jest bardzo uboga. W szczególności wpływ komutacji prądu w układach podwójnych przekształtników matrycowych jest całkowicie nieobecny w opracowaniach naukowych. Według autorów dobór odpowiedniego kroku komutacji zwłaszcza w układach podwójnych MC jest ważnym problemem konstrukcyjnym. Efekt wpływu skończonego czasu trwania kroku komutacji na odkształcenie prądu wyjściowego powinien być uwzględniony w syntezie układów regulacji (np. napięcia wyjściowego MC).

W rozdziale (2) przedstawiono realizację układu do czterokrokowej komutacji prądu, a w (3) opisano układ pomiarowy. W rozdziale (4) przedstawiono wyniki pomiarów natomiast w (5) zawarto wnioski z badań.

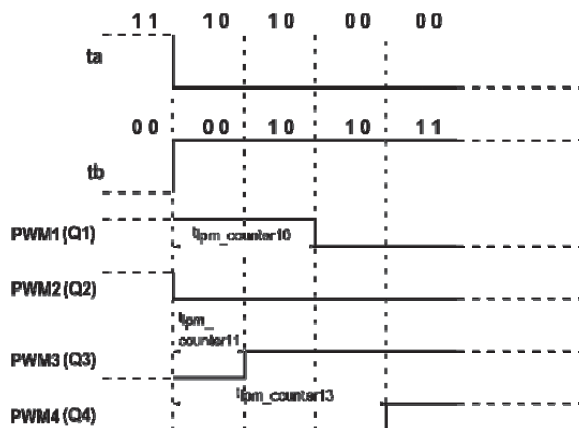
2. KOMUTACJA CZTEROKROKOWA – PRZYKŁAD REALIZACJI

Ideę czterokrokowej komutacji można przedstawić w oparciu o rysunki 1 i 2. Zadaniem układu komutacji jest zachowanie ciągłości prądu w obciążeniu R , L . Załóżmy, że w pierwszym kroku źródło napięcia fazowego U_a jest połączone z obciążeniem w sposób umożliwiający przepływ prądu w obu kierunkach. W tym stanie tranzystory $Q_1 = 1$, $Q_2 = 1$ są włączone natomiast tranzystory $Q_3 = 0$, $Q_4 = 0$ wyłączone. W kroku drugim dla kierunku prądu płynącego ze źródła do obciążenia, stan tranzystorów jest następujący: $Q_1 = 1$, $Q_2 = 0$ oraz $Q_3 = 0$, $Q_4 = 0$. Aby prąd płynący ze źródła U_a do wyjścia A mógłby być przejęty przez źródło U_b tranzystory muszą przyjąć stan: $Q_1 = 1$, $Q_2 = 0$ oraz $Q_3 = 1$, $Q_4 = 0$ (krok trzeci) a następnie $Q_1 = 0$, $Q_2 = 0$ oraz $Q_3 = 1$, $Q_4 = 0$ (krok czwarty).



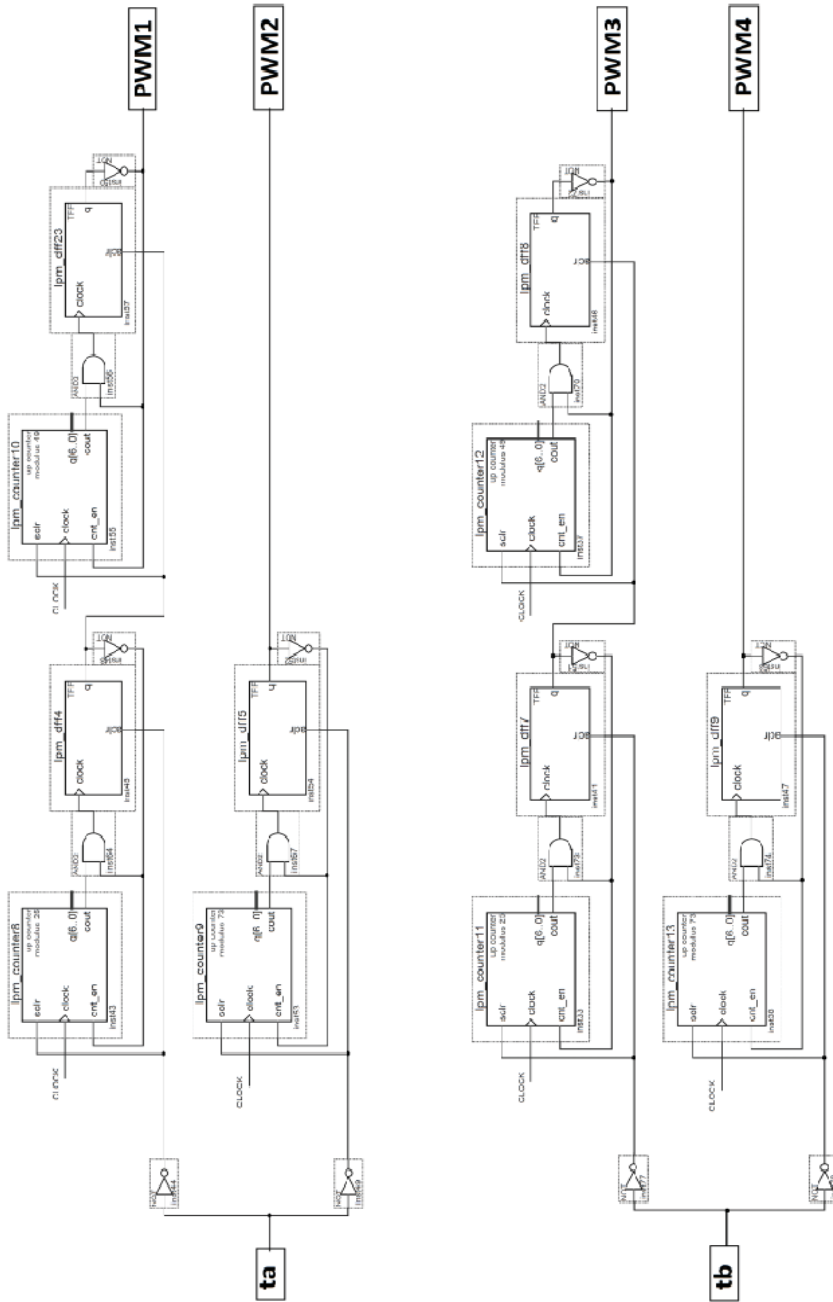
Rys. 1. Układ do przełączania prądu pomiędzy źródłami napięcia fazowego u_a i u_b

Przebiegi czasowe dla komutacji czterokrokowej przedstawiono na rysunku 2. Wielkości t_a i t_b oznaczają odpowiednio czasy trwania połączenia fazy U_a z wyjściem A oraz fazy U_b z wyjściem A.



Rys. 2. Przebieg czasowy komutacji czterokrokowej. Prąd przełączany ze źródła u_a na źródło u_b

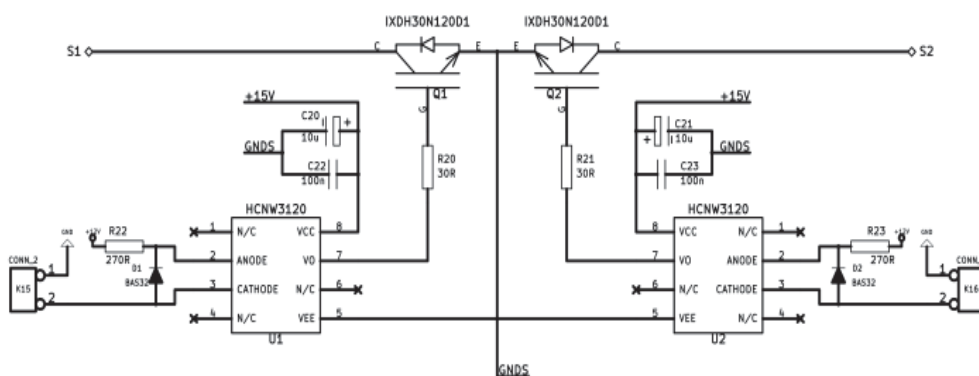
Schemat układu realizującego taką komutację zaimplementowano w układzie programowalnym CPLD firmy ALTERA. Schematy logiczne połączeń przedstawiono na rysunku 3. Działanie układu polega na opóźnieniu włączenia lub wyłączenia tranzystorów o zadaną długość kroku komutacji w stosunku do sygnałów wejściowych t_a i t_b (sterujących). Przebiegi czasowe z rysunku 2 przedstawiają sposób sterowania



Rys. 3. Układ do przekształcania impulsów `ta` i `tb` na sygnały sterujące poszczególnymi tranzystorami podczas komutacji czterokrotowej

tranzystorami umożliwiającą zachowanie ciągłości prądu fazy wyjściowej A. W przykładzie przedstawiono sterowanie tranzystorami Q1 i Q2 tworzącymi łącznik pomiędzy analizowaną fazą wyjściową A a fazą zasilającą Ua oraz tranzystorami Q3 i Q4, które tworzą łącznik pomiędzy daną fazą wyjściową A a fazą wejściową Ub. Liczniki: lpm_counter8, lpm_counter9 i lpm_counter11, lpm_counter13 opóźniają pojawienie się zbocza narastającego natomiast liczniki lpm_counter10, lpm_counter12 opóźniają pojawienie się zbocza opadającego na bramkach tranzystorów IGBT. Generowane na wyjściach układu (rys. 3) sygnały PWM1 i PWM2 oraz PWM3 i PWM4 sterują odpowiednio tranzystorami Q1 i Q2 oraz Q3 i Q4.

Przykład realizacji łącznika dwukierunkowego przedstawiono na rysunku 4. Sygnały sterujące PWM są podawane na wejścia K15 i K16. W podanym przykładzie tranzystory IGBT Q1 i Q2 są izolowane galwanicznie od obwodu sterującego (generującego sygnały PWM). Izolacja jest uzyskiwana za pomocą transoptorów U1 i U2 oraz izolowanego zasilacza napięcia 15 V.

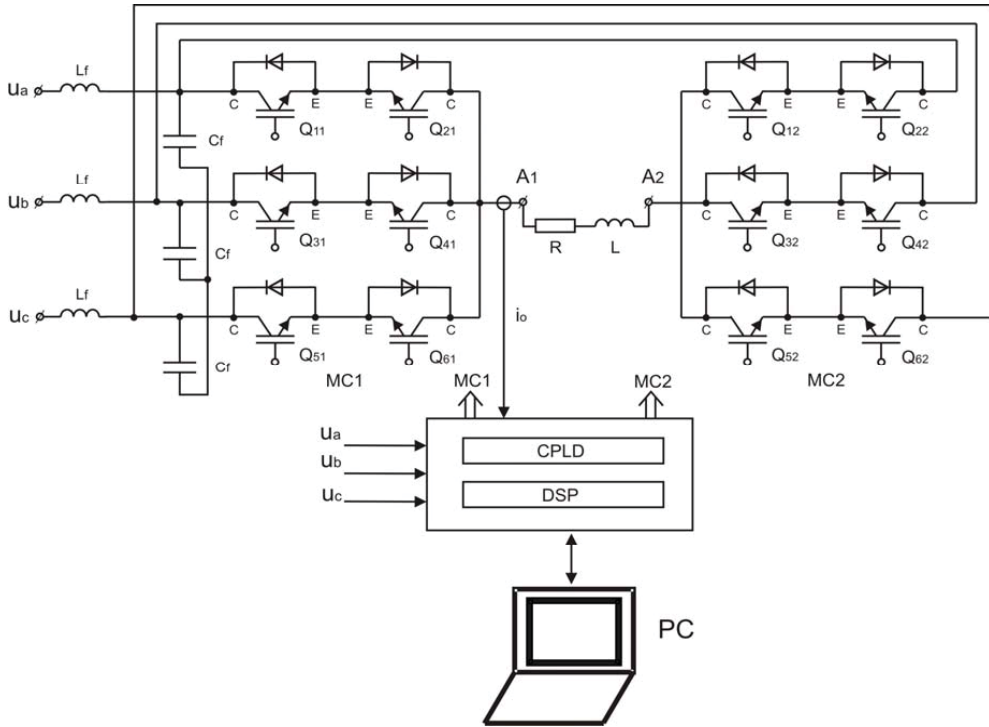


Rys. 4. Przykład realizacji łącznika dwukierunkowego w układzie wspólny emiter

3. OPIS UKŁADU POMIAROWEGO

Pomiary wpływu długości kroku komutacji na zniekształcenia prądu wyjściowego wykonano w oparciu o laboratoryjny model przekształtnika matrycowego typu podwójnego. Przekształtniki tego typu mogą z powodzeniem zastąpić powszechnie stosowane przekształtniki *back to back* ze względu na możliwe do uzyskania wzmocnienie napięciowe większe od jedności [4], [3].

Na rysunku 5 przedstawiono schemat takiego przekształtnika zredukowanego do jednej fazy wyjściowej. Przekształtnik składa się z filtra wejściowego Lf, Cf oraz dwóch modułów MC. Moduły oznaczone MC1 i MC2 są sterowane za pomocą karty wyposażonej w mikrokontroler DSP typu TMS320F2812 (Texas Instruments) i układ programowalny MAXII EPM1270 (Altera). Obciążenie w postaci dwójnika RL (20 Ohm i 30 mH) włączono pomiędzy zaciski A1 i A2.



Rys. 5. Schemat blokowy układu badawczego

Zarządzanie pomiarami odbywało się za pomocą specjalistycznego oprogramowania wykonanego na potrzeby eksperymentu. Pomiary prądu wyjściowego wykonywano niezależnie za pomocą sondy prądowej i miernika FLUKE41B. Dla ustalonej wartości napięcia wejściowego i dla różnych wartości kroku komutacji (kk) oraz wzmocnienia napięciowego (ku) rejestrowano przebiegi czasowe prądu oraz rozkłady harmoniczných (do 31 harmoniczných). Krok komutacji zmieniano w sposób dyskretny programując każdorazowo układ CPLD dla wartości: $0,5 \mu s$, $1 \mu s$, $2 \mu s$, $3 \mu s$. Wzmocnienia (ku) zadawano za pomocą nadrzędnego oprogramowania wspomagającego zaimplementowanego na komputerze PC. Wzmocnienia zmieniano w sposób dyskretny zadając wartości z przedziału $0,1 \text{ V/V} - 0,5 \text{ V/V}$ co $0,05 \text{ V/V}$ z tym, że do przekształtnika MC1 przesyłano wartości dodatnie wzmocnienia natomiast do MC2 wartości ujemne. Przeprowadzono dwie serie pomiarów dla częstotliwości wyjściowej 40 Hz i 60 Hz. W eksperymencie oba przekształtniki MC1 i MC2 były sterowane metodą Venturinię [5], [6]. Częstotliwość kluczowania przekształtnik była ustalona i wynosiła 10 kHz. Ograniczono się do liniowego zakresu modulacji stosując wzmocnienie nie przekraczające $ku = 0,5 \text{ V/V}$. Problem doboru odpowiedniego kroku komutacji jest istotnym problemem konstrukcyjnym. W szczególności dotyczy to struktury przekształtnika podwójnego sterowanego w oparciu o metodę Venturinię. Na czas trwania pojedynczego kroku mają wpływ nie tylko parametry łączników dwukierunkowych, ale także

czasy opóźnień w torach sterujących. Czasy te mogą się różnić ze względu na rozrzut parametrów użytych elementów półprzewodnikowych. Istotny wpływ mają tutaj układy realizujące separację galwaniczną łączników. Jeśli opóźnienia sygnałów sterujących pomiędzy przełącznikami MC1 i MC2 będą znacząco różne to mogą pojawić się dodatkowe zniekształcenia w prądzie wyjściowym.

4. WYNIKI EKSPERYMENTALNE

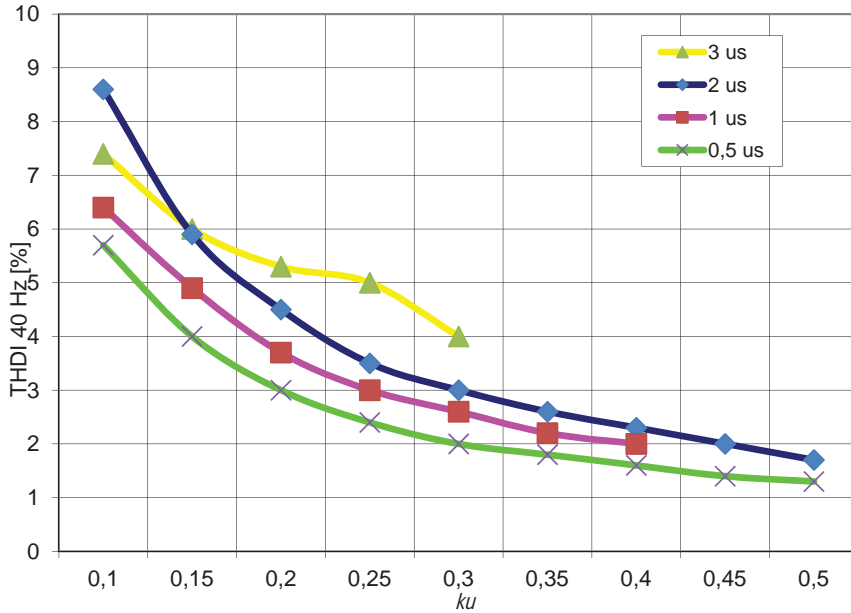
Pomiary wykonano wykorzystując sondę prądową 80i-110s firmy FLUKE i analizator FLUKE41B. Wykorzystano funkcje analizatora harmonicznego do określenia współczynnika zniekształcenia THDI. Wyniki badań w postaci zależności współczynnika THDI od kk (kroku komutacji) i ku (wzmocnienia) zebrano w tabeli 1.

TABELA 1

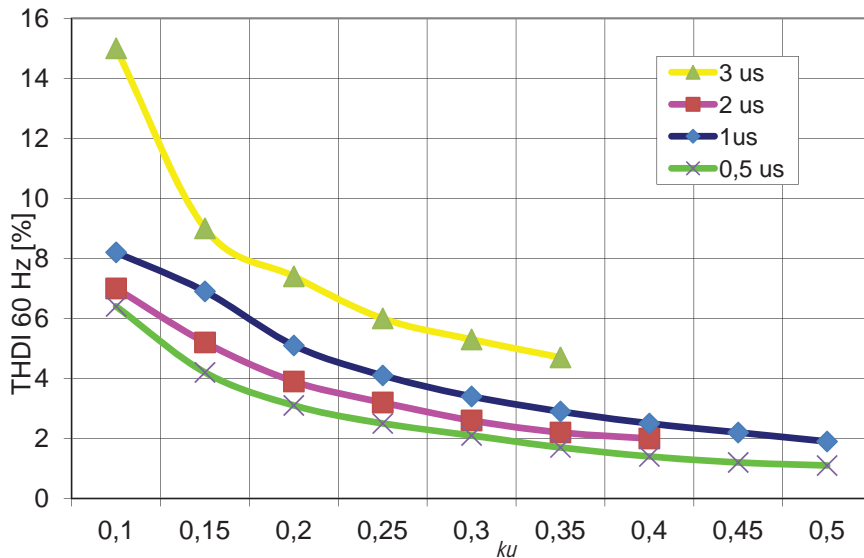
Wyniki badań zależności współczynnika THDI od kk (kroku komutacji) i ku (wzmocnienia)

ku	$kk = 0,5 \mu s$		$kk = 1 \mu s$		$kk = 2 \mu s$		$kk = 3 \mu s$	
	THDI 40 HZ [%]	THDI 60 HZ [%]	THDI 40 HZ [%]	THDI 60 HZ [%]	THDI 40 HZ [%]	THDI 60 HZ [%]	THDI 40 HZ [%]	THDI 60 HZ [%]
0,1	6,4	5,7	8,2	8,6				
0,15	4,2	4,0	6,9	5,9				
0,2	3,1	3,0	5,1	4,5	7	6,4		
0,25	2,5	2,4	4,1	3,5	5,2	4,9	15	
0,3	2,1	2,0	3,4	3	3,9	3,7	9	7,4
0,35	1,7	1,8	2,9	2,6	3,2	3	7,4	6
0,4	1,4	1,6	2,5	2,3	2,6	2,6	6	5,3
0,45	1,2	1,4	2,2	2	2,2	2,2	5,3	5
0,5	1,1	1,3	1,9	1,7	2	2	4,7	4

Wyniki z tabeli 1 przedstawiono w formie graficznej na rysunkach 6 i 7. Pierwszy z nich zawiera dane pomiarowe uzyskane dla częstotliwości wyjściowej 40 Hz a drugi dla częstotliwości 60 Hz. Wykresy przedstawiają zależność współczynnika zawartości harmonicznego w prądzie wyjściowym przełącznika podwójnego w funkcji wzmocnienia (zadana wartość ku). Parametrem dla krzywych na wykresach (rys. 6 i 7) są wartości kroku komutacji: $0,5 \mu s$, $1 \mu s$, $2 \mu s$, $3 \mu s$. Przebiegi wskazują jednoznacznie na niekorzystny wpływ długości kroku na wielkość zniekształceń. Zgodnie z oczekiwaniami wpływ ten jest bardziej znaczący przy małych wartościach wzmocnienia ku . Mały krok np. $0,5 \mu s$ jest korzystny z punktu widzenia zniekształceń niskoczęstotliwościowych, ale jest obserwowany wzrost zakłóceń w otoczeniu częstotliwości kluczowania (10 kHz). Ze względu na ograniczone pasmo zastosowanego analizatora FLUKE 41B zakłócenia tego typu nie zostały udokumentowane.

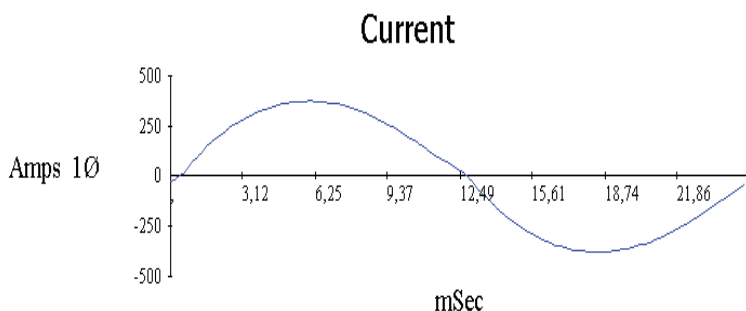


Rys. 6. Zniekształcenia prądu wyjściowego w funkcji wzmacnienia napięciowego. Częstotliwość wyjściowa 40 Hz

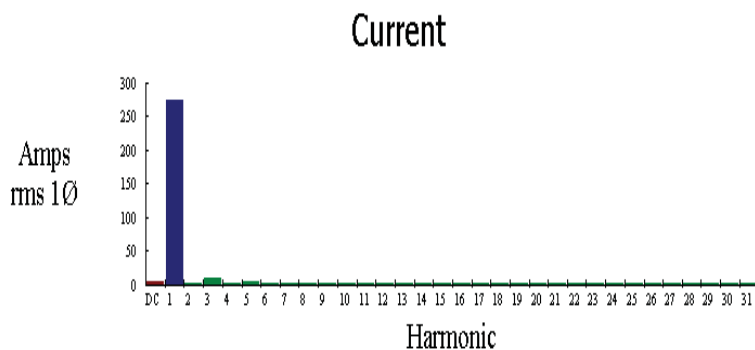


Rys. 7. Zniekształcenia prądu wyjściowego w funkcji wzmacnienia napięciowego. Częstotliwość wyjściowa 60 Hz

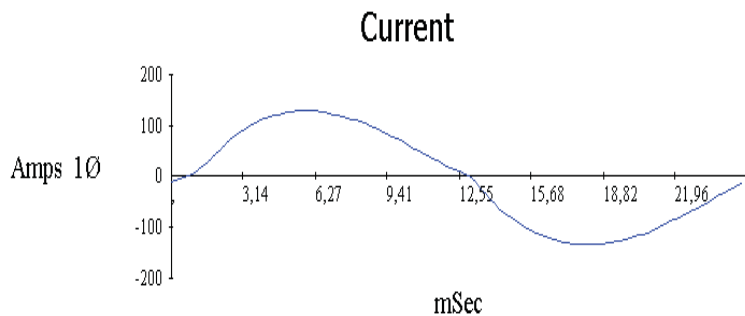
Przykłady rejestracji prądu wyjściowego w funkcji czasu oraz analizy harmonicznej sygnału prądowego (do 31 harmonicznej) przedstawiono na rysunkach od 8 do 16.



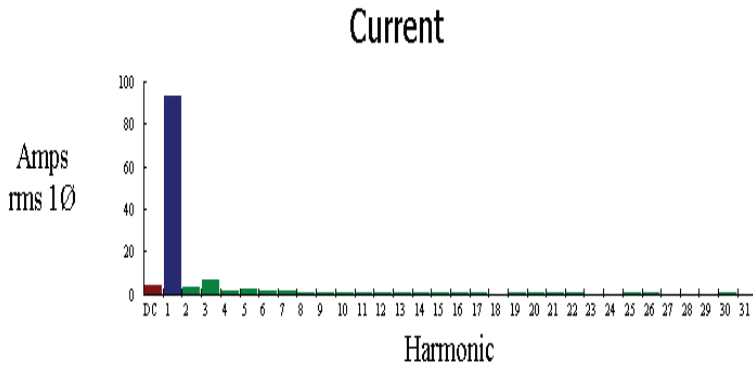
Rys. 8. Przebieg prądu w czasie. Rzeczywista wartość prądu skala 100 jednostek = 1 A. Warunki pomiaru $ku = 0,5$, $kk = 2 \mu s$, (krok komutacji), $f_0 = 40 \text{ Hz}$



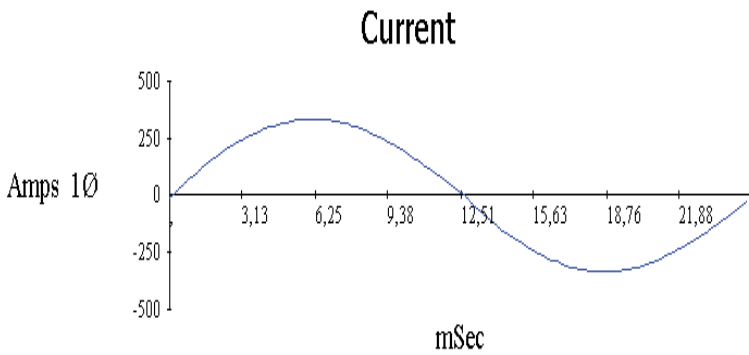
Rys. 9. Zawartość harmonicznych w prądzie dla przebiegu jak na rysunku 8



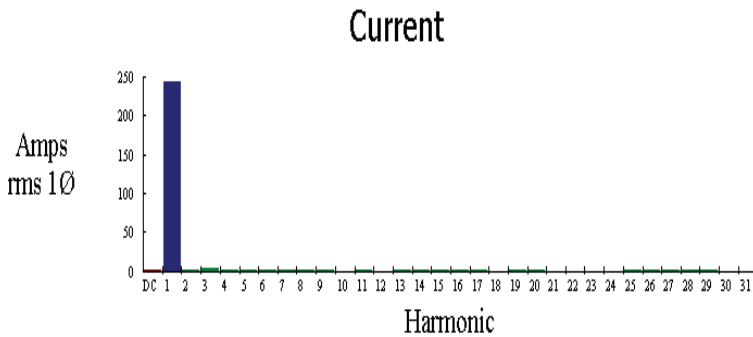
Rys. 10. Przebieg prądu w czasie. Rzeczywista wartość prądu skala 100 jednostek = 1 A. Warunki pomiaru $ku = 0,2$, $kk = 2 \mu s$, (krok komutacji), $f_0 = 40 \text{ Hz}$



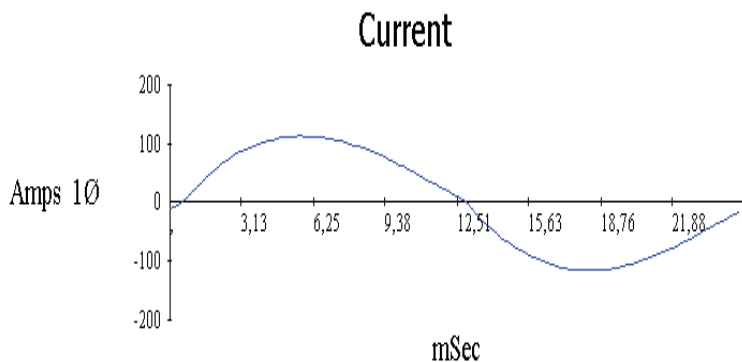
Rys. 11. Zawartość harmoniczných w prądzie dla przebiegu jak na rysunku 10



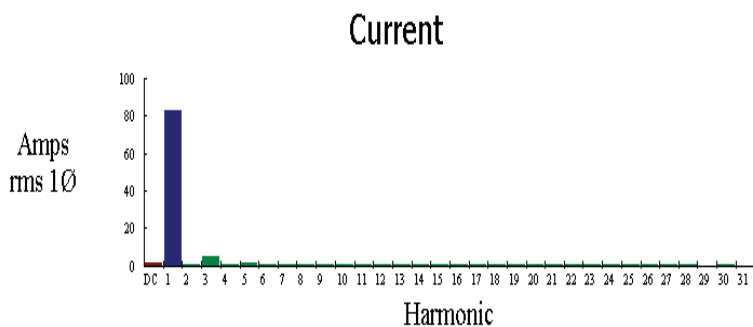
Rys. 12. Przebieg prądu w czasie. Rzeczywista wartość prądu skala 100 jednostek = 1 A. Warunki pomiaru $ku = 0,5$, $kk = 1 \mu s$, (krok komutacji), $fo = 40 \text{ Hz}$



Rys. 13. Zawartość harmoniczných w prądzie dla przebiegu jak na rysunku 12



Rys. 14. Przebieg prądu w czasie. Rzeczywista wartość prądu skala 100 jednostek = 1 A. Warunki pomiaru $ku = 0,2$, $kk = 1 \mu s$, (krok komutacji), $f_0 = 40$ Hz



Rys. 15. Zawartość harmoniczných w prądzie dla przebiegu jak na rysunku 14

Przeprowadzone pomiary zniekształceń prądu wyjściowego odnoszą się do konkretnego (zaproponowanego przez autorów w rozdziale 2) układu komutacyjnego. Inne alternatywne rozwiązania, w tym o innej liczbie kroków mogą prowadzić do innych wyników.

5. PODSUMOWANIE

Wykonane badania przekształtnika matrycowego w konfiguracji podwójnej dowodzą, że wydłużenie czasu trwania pojedynczego kroku komutacji ma wpływ na zniekształcenia prądu wyjściowego. Wpływ ten jest tym silniejszy im mniejsze jest wzmocnienie napięciowe ($ku = U_o/U_i$). Wykresy zależności współczynnika zniekształ-

ceń harmonicznego prądu (THDI) jako funkcji wzmocnienia ku i czasu trwania kroku komutacji kk wskazują, że przyjęcie małego kroku ($0,5 \mu s$) i stosowanie dużych wzmocnień ($ku1 = 0,5$ i $ku2 = -0,5$) umożliwia uzyskanie prądu wyjściowego o małej zawartości harmonicznych (ok. 1%). Dalsze skracanie kroku komutacji (dla kluczy wykonanych w oparciu o tranzystory IGBT) nie jest praktycznie możliwe. Ze względu na ograniczone możliwości łączeniowe użytych elementów półprzewodnikowych. Zastosowanie zbyt krótkiego czasu powoduje chwilowe zwarcia pomiędzy fazami wejściowymi w wyniku czego pojawiają się przepięcia i dodatkowe straty w przekształtniku. Z kolei efektem wydłużenia kroku komutacji jest zmniejszenie amplitudy pierwszej harmonicznej napięcia i prądu wyjściowego oraz wzrost zniekształcenia prądu. Redukcja napięcia wyjściowego jest tym większa im większa jest częstotliwość kluczkowania.

Na zawartość harmonicznych ma także wpływ układ wykrywania kierunku prądu płynącego przez gałęzie przekształtnika matrycowego. Zmiana kierunku prądu w szczególności przy małych jego wartościach jest trudna do wykrycia. Ma na to wpływ jakość stosowanych przetworników prądowych. W wielu przypadkach zastosowane przekładniki wykazują obecność stałego sygnału (offset), który jest trudny do skompensowania. Na złą pracę układów wykrywania kierunku mają też wpływ zakłócenia.

Poprawa jakości sterowania związanego z komutacją prądów może nastąpić w wyniku zastosowania nowych elementów półprzewodnikowych o krótkich czasach przełączania. Wydaje się, że obiecującym elementem do budowy kluczy dwukierunkowych mogą być tranzystory i diody wykonane w technologii SiC. Pewną poprawę w działaniu układów komutacji można uzyskać starannie projektując obwody wykrywania kierunku prądu. Jako sposób złagodzenia tego problemu są także proponowane inne strategie komutacyjne prądu [4] z mniejszą liczbą kroków np. trzech.

Autorzy artykułu widzą potrzebę dalszych badań eksperymentalnych w zakresie oceny wpływu komutacji czterokrokowej na odkształcenie prądu wejściowego MC. Wymaga to rozbudowy przekształtnika o jednej fazie wyjściowej (jak na rys. 5.) do postaci trójfazowej. Wyniki tych badań mogą być przydatne w syntezie układów sterowania przekształtnikiem MC np. pełniącym rolę układu sprzęgającego generator wiatrowy z siecią publiczną.

LITERATURA

1. Dasgupta A., Mukherjee S., Sengupta M., Syam P. and Chattopadhyay A.: Implementation of a universal logic system of generating commutating pulses in matrix converters using FPGAs, Electrical Engineering Department, Bengal Engineering and Science University, Industrial Technology, ICIT 2006.
2. Gupta R. K., Mohapatra K. K., Mohan N.: Open-end winding ac drives with enhanced reactive power support to the grid while eliminating switching common-mode voltage in Proc. 35th Annu. Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society – IECON 2009, Porto, 2009.
3. Gupta R. K., Mohapatra K. K., Somani A., and Mohan N.: Direct-Matrix-Converter-Based Drive for a Three-Phase Open-End-Winding AC Machine With Advanced Features, IEEE Trans. on Ind. Electr., Vol. 57, No. 12, December 2010.

4. Patrick W. Wheeler P, Clare J, and Empringham L., Enhancement of Matrix Converter Output Waveform Quality Using Minimized Commutation Times , IEEE Trans. on Ind. Electr., Vol. 51, No. 1, February 2004.
5. Rząsa J.: Wielopoziomowy przekształtnik matrycowy sterowany metodą Venturinięgo, Przegląd Elektrotechniczny, pp. 57 – 64, nr 2, 2007.
6. Rząsa J.: Multilevel matrix converter controlled with Venturini method in EPE-PEMC 2008, 13th Int. Conf. Power Electronics and Motion, Poznań, Poland, September 1– 3, 2008.
7. Wheeler P, Clare J, Empringham L, Bland M.: Matrix Converters: The Technology and Potential for Exploitation, The Drives and Controls Power Electronics Conference, London, Section 5, March 2001.

Rękopis dostarczono, dnia 12.03.2013 r.

THE EFFECT OF FOUR-STEP CURRENT COMMUTATION ON THE MATRIX CONVERTER OUTPUT CURRENT

Eugeniusz ŁOWIEC, Aleksander MILAK

ABSTRACT *The paper presents the implementation of the four-step current commutation in matrix converter using the programmable ALTERA CPLD device. The dependence of the output current distortion on modulation parameters i.e. step length and voltage gain has been investigated empirically. The tests were done using a laboratory model of a double converter.*

Keywords: *matrix converter, four step current commutation, current distortion*

Dr inż. Eugeniusz ŁOWIEC ukończył studia w 1972 roku na Wydziale Elektroniki Politechniki Gdańskiej. Do 1988 roku pracuje w Akademii Marynarki Wojennej zajmując się automatyką okrętową i automatyką komór hiperbarycznych. Od 1988 roku jest zatrudniony w Oddziale Gdańskim Instytutu Elektrotechniki. Jego zainteresowania skupiają się na problematyce optymalizacji pracy pompowni melioracyjnych i metodach poprawy jakości energii elektrycznej. Jest autorem wielu artykułów patentów i wdrożeń.





Mgr inż. Aleksander MILAK ukończył studia na Wydziale Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej w zakresie elektronika i informatyka przemysłowa. Od roku 2009 pracuje w Gdańskim Oddziale Instytutu Elektrotechniki. Zajmuje się projektowaniem i oprogramowaniem systemów mikro-procesorowych w układach przewodowej i bezprzewodowej transmisji danych oraz sterowania urządzeniami energoelektronicznymi.