

Tomasz BISKUP

Katedra Energoelektroniki, Napędu Elektrycznego i Robotyki

UKŁADY PWM W MIKROKONTROLERZE DSP TMS 320F2812

Streszczenie. W artykule przedstawiono układy peryferyjne mikrokontrolera DSP TMS 320F2812 umożliwiające sterowanie przekształtnikami energoelektronicznymi. Struktura układów peryferyjnych i możliwości ich konfigurowania pozwalają na realizowanie wielu funkcji, także tych, które wykraczają poza rozwiązania standardowych mikrokontrolerów. Autor przedstawił zagadnienie na przykładzie sterowania falownika napięcia z MSI. Wyniki prac zostały zilustrowane pomiarami oscyloskopowymi. Artykuł został zakończony podsumowaniem i wnioskami.

PWM UNITS IN DIGITAL SIGNAL CONTROLLER TMS 320F2812

Summary. The peripherals of a digital signal controller (DSC) TMS 320F2812 which enable the control of power electronics converters are presented in the paper. It is possible to use DSC peripherals for different tasks because of their great functionality and flexibility. The author presents the problem using an example of PWM inverter. In the second part of the paper there are given some results of oscilloscope measurements. At the end of the paper there are concluding remarks.

1. WPROWADZENIE

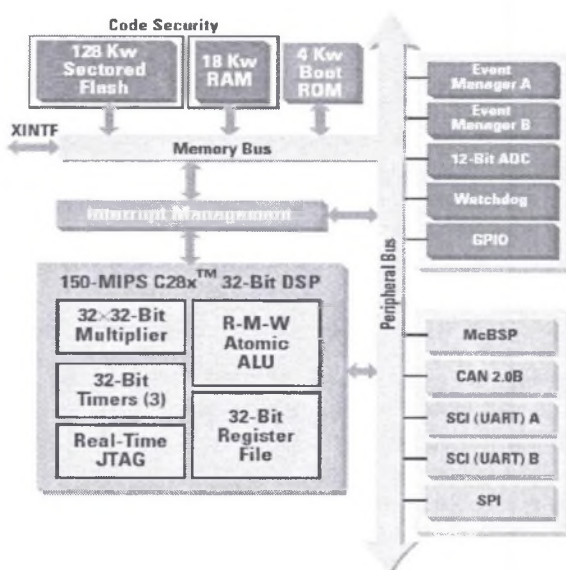
Jedną z konsekwencji rozwoju energoelektroniki w ostatnim piętnastoleciu są ciągle poszukiwania w zakresie układów mikroprocesorowych pozwalających na właściwe sterowanie przekształtnikiem. Podstawowym kierunkiem prac jest udoskonalenie procesorów, zwłaszcza w obszarze układów peryferyjnych, przystosowanych do bezpośredniego sterowania przekształtników. Ważnym elementem tego procesu jest też strona ekonomiczna, tak aby rozwiązanie było optymalne z punktu widzenia ceny mikroprocesora, przy spełnieniu odpowiednich wymagań technicznych.

Ostatnie lata przyniosły w tym zakresie ciekawe rozwiązania będące hybrydą procesora sygnałowego (DSP) oraz mikrokontrolera. Układy takie można znaleźć w ofercie największych producentów procesorów sygnałowych, w tym Texas Instruments i Analog Devices. Charakteryzują się one rdzeniem jednej z rodzin DSP oraz dużą liczbą układów peryferyjnych typowych dla mikrokontrolerów. Uzyskujemy dzięki temu znaczną szybkość przetwarzania (do 150 MIPS) oraz redukcję fizycznych wymiarów systemu mikroprocesorowego, bowiem nie wymagają one najczęściej dobudowania wielu zewnętrznych układów peryferyjnych.

Celem niniejszego artykułu jest przybliżenie możliwości wykorzystania specjalizowanych układów mikrokontrolera DSC (Digital Signal Controller) TMS 320F2812 do sterowania falownika napięcia MSI.

2. MIKROKONTROLER DSP TMS 320F2812

W ramach prac nad projektem HIPOLITY finansowanym w obrębie programu ramowego UE autor miał możliwość przeprowadzenia analizy aktualnych rozwiązań mikrokontrolerów i procesorów DSP, w celu wybrania właściwego rozwiązania do budowy układu sterowania. Obiektem sterowania był kondycjoner energii elektrycznej z zasobnikiem w postaci wysokotemperaturowej cewki nadprzewodzącej (SMES) [1]. Ze względu na potrzeby sterowania łącznikami dwóch przekształtników (przełącznik sieciowy MSI oraz przekształtnik DC/DC) struktura układów peryferyjnych musiała być odpowiednia. Wynikiem tej analizy był wybór jednego z układów należących do grupy wymienionej wcześniej w postaci mikrokontrolera sygnałowego (Digital Signal Controller) Texas Instruments TMS 320F2812 [2]. Bazuje on na zmodyfikowanej architekturze stałoprzecinkowej rodziny C2000, z wykorzystaniem pewnych rozwiązań przetestowanych we wcześniejszych układach C24xx i F24xx. Jest to jednocześnie pierwszy z prezentowanych w zapowiedziach firmy TI mikrokontrolerów sygnałowych z podrodziny C28xx. Są one znacznie szybsze od poprzedników i pozwalają na wykonywanie operacji z szybkością do 150 MIPS. Producent reklamuje je jako tanie rozwiązanie z grupy układów DSP, o dużej szybkości przetwarzania, przeznaczone do szeroko rozumianego obszaru zastosowań układów sterowania urządzeń przemysłowych (energoelektronika, napęd elektryczny, sprzęt AGD, drukarki, skanery, koparki itp.)



Rys. 1. Schemat blokowy mikrokontrolera DSC TMS 320F2812

Fig. 1. Block diagram of a DSC TMS 320F2812

Schemat blokowy mikrokontrolera został zaprezentowany na rys. 1. Procesor zawiera pamięć FLASH 128k słów 16-bitowych oraz pamięć RAM 18k słów. Wewnętrzna organizacja systemu sterowania procesora pozwala na uruchamianie programów bezpośrednio z pamięci nieulotnej FLASH lub z pamięci RAM, co ma spore znaczenie w przypadku fazy uruchamiania układu sterowania. Rdzeń jednostki centralnej to udoskonalony układ rodziny C2xxx. CPU może pracować z szybkością do 150 MIPS, wykonując rozkazy z grupy transmisji danych, arytmetyczne, logiczne, skoków i wywołań podprogramów. Mikrokontroler DSP ma

wbudowany mechanizm pozwalający na dostęp do jego układu sterowania za pomocą interfejsu JTAG. Daje on możliwość przejścia kontroli nad procesorem z zewnątrz przez komputer PC np. w czasie uruchamiania systemu.

Warto podkreślić znaczenie rozbudowanej części układów peryferyjnych przeznaczonych do komunikacji z otoczeniem przez różnego rodzaju magistrale szeregowo asynchroniczne (2 x UART) oraz synchroniczne w standardach: SPI i CAN. Są one ważnym narzędziem w przypadku współdziałania w systemach sterowania hierarchicznego (np. Modbus), ale także dla podłączenia zewnętrznych układów peryferyjnych - pamięci szeregowych EEPROM, FLASH czy przetwornika C/A.

Wewnętrzny 16-kanalowy przetwornik analogowo-cyfrowy składa się z dwóch bloków, z których każdy posiada swój multiplexer analogowy 8-wejściowy oraz układ próbkująco-pamiętający. Przetwornik jest 12-bitowy, jego układ sterowania pozwala na ustalanie sekwencji kanałów przetwarzanych, można także inicjować przetwarzanie programowo zewnętrznym wejściem cyfrowym lub za pomocą układu licznikowego EV (*event manager*).

Z punktu widzenia sterowania przekształtnikami energoelektronicznymi jednym z najważniejszych elementów peryferyjnych jest układ licznikowy EV (*event manager*) [3]. Składa się on z dwóch niezależnych części EVA i EVB, każda z nich może generować 5 niezależnych sygnałów MSI. Duża elastyczność układu wynikająca z jego konstrukcji predestynuje do wielu rozwiązań sterowania w przekształtnikach energoelektronicznych.

3. UKŁAD LICZNIKOWY EV

Każdy z układów licznikowych EVA i EVB jest skonstruowany tak samo. Ich uproszczoną budowę przedstawia rys. 2. Poniżej zostanie omówiona budowa jednego z układów EVA. Wszystkie uwagi można bezpośrednio przenieść na drugi z nich EVB.

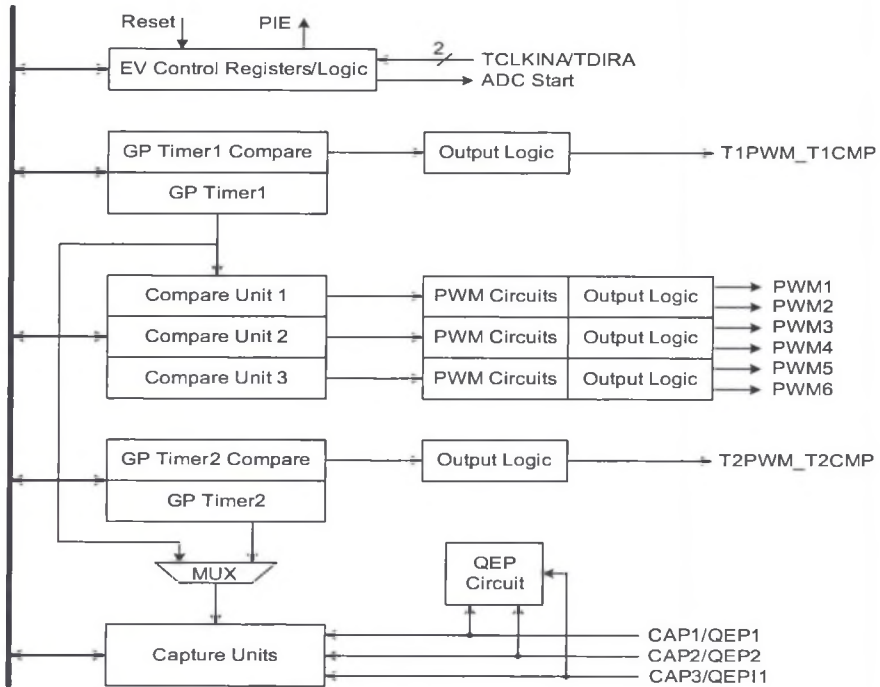
Centralne miejsce zajmują dwa liczniki T1 i T2. Pierwszy z nich jest związany z 3 rejestrami buforowymi i 3 komparatorami cyfrowymi. Jako całość może być ta część wykorzystana bezpośrednio do sterowania 3-fazowego falownika napięcia. Układy wyjściowe z 6 sygnałami wyjściowymi (PWM1-6) zawierają bowiem generatory czasu martwego, a dodatkowe wejście PDPINTx może służyć jako układowa blokada sygnałów sterujących, pochodząca od układów zabezpieczeń (drivery, I>, Ud>, Ud<). Dodatkową cechą wskazującą na takie ukierunkowanie budowy tego układu jest wbudowany mechanizm pozwalający na generowanie sygnałów sterujących zgodnie z algorytmem modulacji wektorowej.

Liczniki 1 oraz 2 współpracują z dodatkowymi, niezależnymi od poprzedniego bloku, układami komparatora cyfrowego pozwalającymi na generowanie dodatkowych sygnałów odpowiednio: T1PWM_T1CMP oraz T2PWM_T2CMP. Można niezależnie określić poprzez rejestry sterujące: częstotliwość i sposób taktowania (jest to częstotliwość zegara systemowego odpowiednio podzielona lub sygnał zegarowy zewnętrzny) okres, do którego zlicza licznik, oraz kierunek zliczania.

Układ EV, przy wykorzystaniu licznika T2, może być także zastosowany do współpracy z przetwornikiem obrotowo-impulsowym. Odpowiednie ustawienie pozwala na wykorzystanie informacji z dwóch kanałów wejściowych, które są we właściwy sposób obrabiane, tak aby w liczniku znajdowała się aktualna pozycja niezależnie od kierunku wirowania. Dodatkową pomocą jest bezpośredni dostęp i możliwość ustawiania rejestrów określających wartość startową licznika, okres zliczania oraz wartość w komparatorze dla licznika T2.

Ważną w sterowaniu właściwością układu EV jest możliwość wykorzystania trybu zatraskiwania (*capture*). Wtedy każde z trzech wejść CAPI-3 (dla EVA) może zostać wykorzystane do zapisania informacji o wartości licznika w chwili pojawienia się wybranego

zbrocza (opadającego, narastającego lub dowolnego z nich) na właściwym wejściu (CAP1-3). Punktem odniesienia może być licznik 1 lub 2, a zapis stanu licznika w odpowiedniej chwili następuje do pamięci typu FIFO o głębokości 2 (2 rejestry 16-bitowe). Każde z 3 wejść ma niezależną pamięć FIFO, a w wydzielonym rejestrze sterującym możemy odczytać stan zajętości pamięci FIFO. System ten może zostać wykorzystany do wszelkiego rodzaju przekształtników wymagających synchronizacji z sygnałami zewnętrznymi (prądami, napięciami), np. dla przekształtników o komutacji sieciowej.

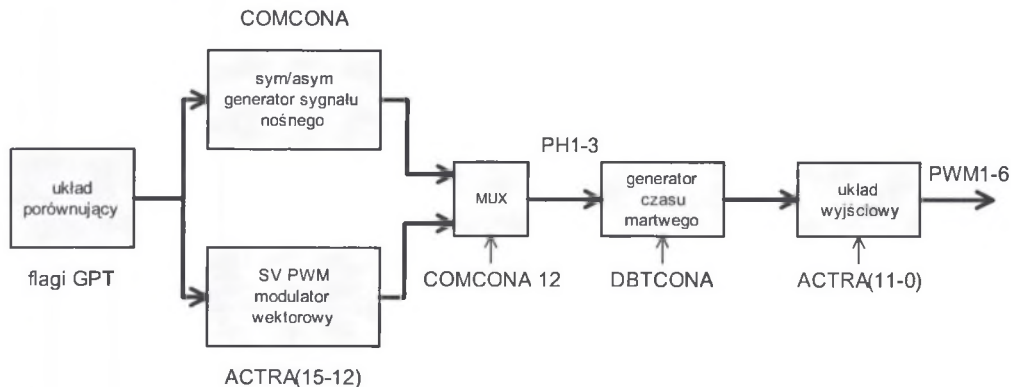


Rys. 2. Schemat blokowy układu licznikowego EVA (event manager A)
Fig. 2. Block diagram of an event manager EVA

W niniejszym artykule skupiono się szczególnie na opisie trybu PWM układu EV. Jego uproszczona budowa została przedstawiona na rys. 3. Zasadnicze funkcje, czyli generowanie sygnałów sterujących PWM dla zaworów, może spełniać na dwa sposoby, co obrazują dwa tory generacji sygnałów i multiplexer cyfrowy na rys. 3.

Pierwszy z nich jest analogiczny do algorytmu modulacji naturalnej. Wybrany licznik daje nam sygnał nośny: piłokształtny (licznik jednokierunkowy) lub trójkątny (licznik nawrotny). Częstotliwość tego sygnału zależy od ustawionej częstotliwości taktowania licznika i wartości, do której licznik zlicza ($TxPR$). Wartość wypełnienia odniesiona do okresu zliczania ($TxPR$) dla każdego sygnału (fazy) umieszczana jest w rejestrach $CMPR1-3$. Rejestry te są podwójnie buforowane i można sterować programowo chwilą, kiedy są przeładowywane wpisaną nową wartością: natychmiast po wpisaniu, w chwili osiągnięcia wartości zero przez licznik lub w chwili osiągnięcia przez licznik wartości okresu ($TxPR$), ewentualnie wartości 0. W naszych rozważaniach ważne są te dwa ostatnie przypadki, pierwszy z nich daje nam odświeżanie wypełnienia raz na okres sygnału nośnego, drugi dwa razy na okres. Sygnały wyjściowe z komparatorów PH1-3 podlegają obróbce w generatorze czasu martwego. Za pomocą rejestru

DBTCONA można określić częstotliwość sygnału zegarowego odmierzającego czas martwy i zadać jego wartość. Może się on zmieniać w zakresie od 0 do nawet kilkudziesięciu μs . Górna granica zależy od sygnału taktującego CPU. Układ wyjściowy dodatkowo umożliwia ingerencję w polaryzację i stan sygnału sterującego dla każdego z 6 łączników indywidualnie. Można ustawić, jaki stan logiczny na wyjściu będzie uważany za aktywny, można także wymusić wysoki lub niski stan poza układem sterowania PWM. Wszystkie te operacje wykonywane są za pomocą podwójnie buforowanego rejestru ACTRA, którego działanie może być natychmiastowe, aktywowane po osiągnięciu przez licznik wartości 0 albo w chwili osiągnięcia przez licznik wartości okresu (T_{xPR}). Umożliwia to bardzo elastyczne sterowanie zaworami falownika



Rys. 3. Schemat blokowy układu PWM
 Fig. 3. Block diagram of a PWM circuits

Algorytm przygotowania układu do modulacji naturalnej powinien wyglądać następująco:

- zablokowanie sygnałów sterujących (ACTRA),
- ustawienie wybranego licznika (zatrzymanie, wyzerowanie, ustawienie okresu zliczania),
- ustawienie sposobu taktowania licznika (kierunek, dzielnik częstotliwości, źródło taktowania - TxCON),
- ustawienie działania komparatorów (sposób przeładowania rejestrów CMPRx, ACTRA, podłączenie wyjść sterujących PWM na wyjścia portu, odblokowanie komparatorów),
- wpisane początkowych wartości wypełnienia do rejestrów CMPR1-3,
- ustawienie wartości czasu martwego (DBTCONA),
- odblokowanie wyjść sterujących (ACTRA),
- odblokowanie licznika.

Procedura może być także uzupełniona o odblokowanie wybranego przerwania od układu PWM. Wtedy wybrane zdarzenie pobudzające system przerwania (osiągnięcie przez licznik wartości 0, osiągnięcie wpisanej wartości do rejestru TxCMPR lub osiągnięcie okresu (T_{xPR})) będzie cyklicznie pozwalać na wywoływanie podprogramu przerwania, w którym można wpisać nowe wartości wypełnienia dla kolejnego cyklu sygnału nośnego dla wszystkich komparatorów (faz).

Bardzo ciekawy i unikalny, jak na procesory DSP i mikrokontrolery, jest mechanizm zaimplementowany w układzie EV, pozwalający na realizację modulacji wektorowej. Wykorzystywane są te same rejestry sterujące i wyjścia PWM. Zastosowano tu pewną odmianę

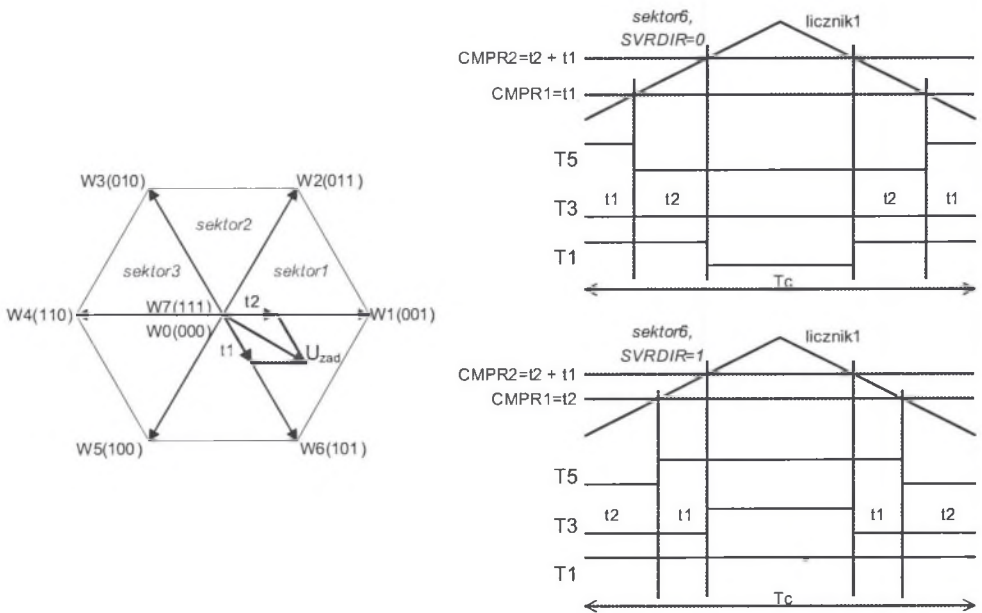
modulacji wektorowej znaną z literatury jako nieciągłą modulację wektorową (discontinuous PWM). Niniejsze rozwiązanie wyróżnia się zredukowaniem liczby przełączeń w stosunku do rozwiązania klasycznego. Pomijany jest bowiem w cyklu przełączeń jeden z wektorów zerowych:

$$W1 - W2 - Z - W2 - W1,$$

gdzie: W1 – wektor 1, W2 – wektor 2, Z – wektor zerowy.

Istnieje przy tym programowa możliwość wybierania kolejności wektorów. Działanie układu zostało zilustrowane na rys. 4 na przykładzie wektora napięcia znajdującego się w sektorze 6. Jeden z bitów sterujących oraz wpisanie stanu sygnałów sterujących pierwszego wektora aktywnego, który ma być wybrany do rejestru ACTRA, wymusza dalszą sekwencję przełączeń. Przykładowo dla sytuacji z rys. 4, dla sektora 6, po ustawieniu bitu sterującego kierunkiem wyboru wektorów SVRDIR=0 oraz podaniu jako pierwszego do wymuszenia wektora W6(101) sekwencja przełączeń będzie następująca [2]:

$$W6(101) - W1(001) - Z0(000) - W1(001) - W6(101).$$



Rys. 4. Przebiegi sygnałów sterujących dla algorytmu modulacji wektorowej zaimplementowanej w układzie EV, dla obu kierunków wyboru wektorów w cyklu

Fig. 4. Control signals for space vector modulation implemented in EV, for the both space vector rotation direction bit. SVRDIR

Sekwencję tę można zmienić poprzez ustawienie bitu sterującego kierunkiem wyboru wektorów SVRDIR=1 oraz podanie jako pierwszego do wymuszenia wektora W1(001):

$$W1(001) - W6(101) - Z7(111) - W6(101) - W1(001).$$

Można więc wygenerować sekwencje przełączeń z wektorami zerowymi Z0 lub Z7 (załączone wszystkie tranzystory dolne lub górne) i odpowiednim układem wektorów aktywnych, tak aby przy zmianie wektora przełączane były tylko łączniki w jednej gałęzi falownika. Trzeba pamiętać, że bit określający kierunek wybierania wektorów aktywnych w danym cyklu SVRDIR, nie ma nic wspólnego z kierunkiem wirowania wektora napięcia. Kierunek wirowania, wpływa, oczywiście na kolejne wyznaczone położenie wektora napięcia i na jego podstawie określamy, bazując na znanych zależnościach [4], sektor, w którym wektor się znajdzie, oraz czasy między przełączeniami t_1 i t_2 .

Z literatury [4] wiadomo, że metoda tu zastosowana, zwana nieciągłą modulacją wektorową (discontinuous PWM - DPWM), daje mniejszą liczbę przełączeń w porównaniu z klasyczną modulacją wektorową, przy zachowaniu tej samej częstotliwości przełączania. Jednocześnie analiza strat w silniku, pochodzących od wyższych harmonicznych, wskazuje, że przy tej samej częstotliwości przełączania straty te będą wyższe dla modulacji DPWM, niż dla klasycznego układu wektorów w sekwencji. Jeśli jednak uwzględnimy możliwości podniesienia o $3/2$ tej częstotliwości dla modulacji nieciągłej, to dla wyższych współczynników głębokości modulacji, dla takiego samego porównania, straty w silniku są znacznie niższe.

Inicjalizacja układu EV do pracy w trybie modulacji wektorowej wymaga następujących operacji:

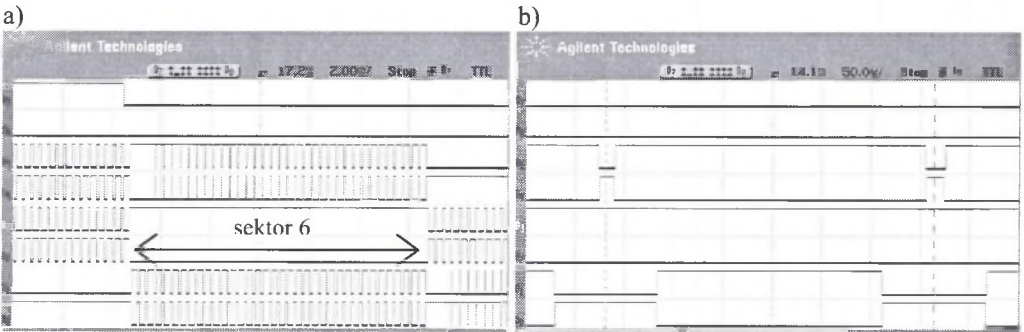
- zablokowanie sygnałów sterujących (ACTRA),
- ustawienie wybranego licznika (zatrzymanie, wyzerowanie, ustawienie okresu zliczania),
- ustawienie sposobu taktowania licznika (licznik nawrotny, dzielnik częstotliwości, źródło taktowania - TxCON),
- ustawienie działania komparatorów (sposób przeładowania rejestrów CMPRx, ACTRA, podłączenie wyjść sterujących PWM na wyjścia portu, odblokowanie komparatorów, odblokowanie trybu modulacji wektorowej),
- wpisanie początkowych wartości czasów przełączeń t_1 i $(t_1 + t_2)$ do dwóch rejestrów CMPR1 i 2,
- ustawienie wartości czasu martwego (DBTCONA),
- odblokowanie wyjść sterujących i wybranie pierwszego wektora (ACTRA),
- odblokowanie licznika.

Układ sterowania wystawi wartości sygnałów sterujących odpowiadających wybranemu w rejestrze ACTRA wektorowi i po czasie t_1 zmieni go na kolejny wektor w zależności od ustawionego bitu kierunku zmiany wektorów. Po czasie $(t_1 + t_2)$ włączony zostanie odpowiedni wektor zerowy. Licznik po osiągnięciu wartości okresu zliczania TxPR zmieni kierunek, a układ sterowania symetrycznie dokona kolejnych przełączeń wracając do pierwszego wektora. Dalsza właściwa praca wymaga obsługi na poziomie przerwań i raz na cykl przełączania należy określić kolejne położenie wektora napięcia, na podstawie tego dokonać odpowiednich obliczeń czasów t_1 i t_2 [4] i wpisać te czasy do rejestrów CMPR1 i 2 (CMPR4 i 5), a pierwszy wektor w cyklu i właściwy kierunek wyboru wektorów do rejestru ACTRA (15-12).

W czasie pracy będą zachowane ustawione wartości czasów martwych, niestety, podobnie jak w poprzedniej metodzie generowania sygnałów PWM, układ nie jest zabezpieczony przed wystawieniem przełączeń o czasie krótszym niż minimalny dopuszczalny dla danego zaworu energoelektronicznego. Sprawa jest bardzo ważna dla rzeczywistych układów przekształtnikowych, ale można ją rozwiązać wyłącznie na drodze programowej lub poprzez dobudowanie dodatkowego zewnętrznego układu cyfrowego filtrującego sygnały sterujące.

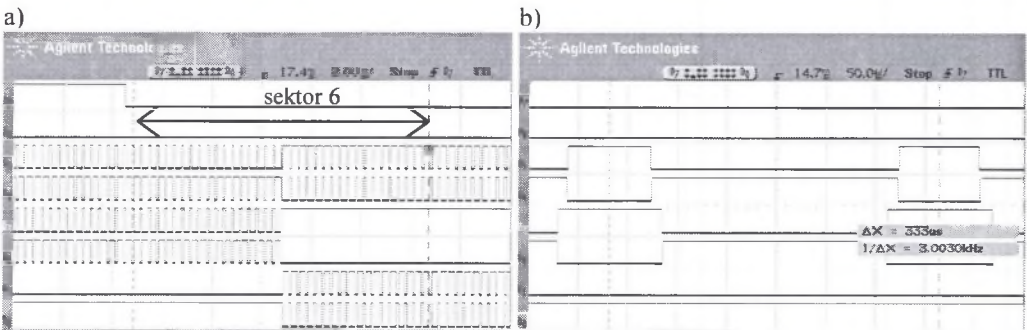
4. WYNIKI POMIARÓW

Ilustracją działania układu EV w trybie pracy z modulacją wektorową mogą być przebiegi zamieszczone na rysunkach 5 i 6. Pokazują one sygnały sterujące dla układu pracującego z częstotliwością przełączania 3 kHz dla dwóch różnych algorytmów wyboru wektorów dla danego sektora.



Rys. 5 Przebiegi sygnałów sterujących tranzystorów IGBT, $F_{wyj}=14$ Hz, $U_{zad}=300$ V dla a) jednego sektora, b) pojedynczego cyklu przełączenia

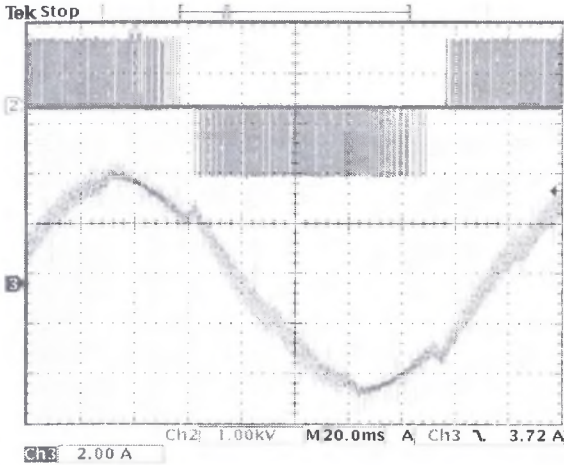
Fig. 5. Waveforms of IGBT control signals $F_{out}=14$ Hz, $U_{ref}=300$ V for a) one sector b) one switching cycle



Rys. 6. Przebiegi sygnałów sterujących tranzystorów IGBT po zmianie sterowania, $F_{wyj}=14$ Hz, $U_{zad}=300$ V dla a) jednego sektora, b) pojedynczego cyklu przełączenia

Fig. 6. Waveforms of IGBT control signals after changing control algorithm $F_{out}=14$ Hz, $U_{ref}=300$ V for a) one sector b) one switching cycle

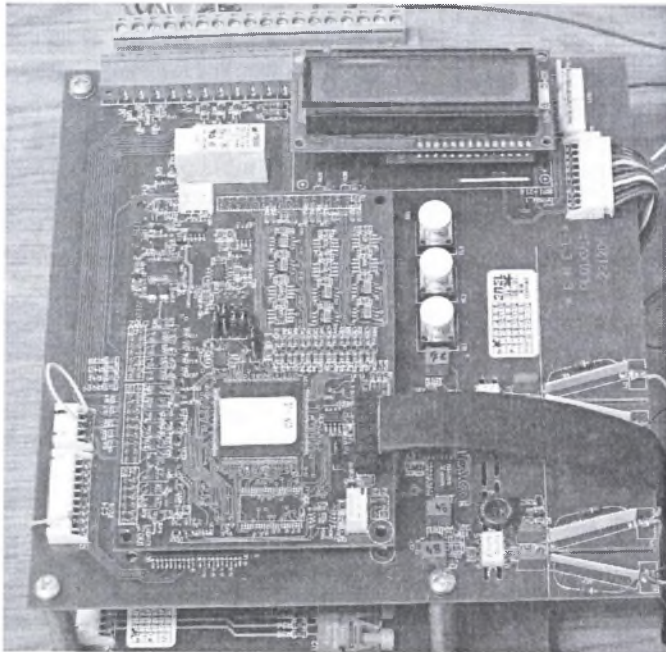
Na rys. 5 przedstawiono przebiegi sterujące zaworami falownika dla algorytmu modulacji wektorowej, w której zachowany jest stały kierunek wyboru wektorów w cyklu przełączania (patrz rys. 4). Efektem tego jest pojawianie się krótkich impulsów przełączających na początku i końcu cyklu, w chwilach gdy wirujący zadany wektor napięcia U_{zad} zbliża się do skrajów sektora. Ze względu na dynamikę łączników zbyt krótkie impulsy muszą być usunięte. Powoduje to zniekształcenia w napięciu wyjściowym oraz w efekcie zniekształcenia w prądzie wyjściowym (rys. 7). W drugim przypadku, przedstawionym na rys. 6, kolejność wyboru wektorów jest zmieniana w połowie sektora, tak aby uniknąć ww. sytuacji. Pozwala to na znaczne powiększenie obszaru pracy, bez potrzeby eliminacji impulsów dla małych wartości amplitudy wektora napięcia.



Rys. 7. Przebiegi napięcia międzyfazowego (góra) i prądu silnika (dół) $F_{zd}=5,5$ Hz

Fig. 7. Waveforms of motor voltage (top) and current (bottom) $F_{ref}= 5.5$ Hz

Badania laboratoryjne zostały przeprowadzone z wykorzystaniem sterownika falownika napięcia MSI przeznaczonego do zastosowania w napędach zasilanych z sieci 1000 V. Jądro układu stanowi system bazujący na mikrokontrolerze DSP TMS 320F2812 z pewną liczbą niezbędnych elementów dopasowujących sygnały analogowe i cyfrowe do wymagań DSP. Płyta podstawowa jest umieszczona w płycie rozszerzającej, która zawiera resztę niezbędnych elementów w danym systemie sterującym. Taki układ pozwala na wykonanie jednolitej płyty z procesorem dla różnych rozwiązań (drogi obwód drukowany 4-warstwowy) i dopasowanie tego systemu do potrzeb za pomocą płyty rozszerzającej (klasyczny druk 2-warstwowy). Płyta z procesorem została przedstawiona na rys.8



Rys. 8. Zdjęcie sterownika z mikrokontrolerem DSP TMS 320F2812

Fig. 8. Control unit with a DSC TMS 320F2812

5. PODSUMOWANIE I WNIOSKI

Doświadczenia zdobyte w czasie uruchamiania systemu sterowania falownika bazującego na mikrokontrolerze TMS 320F2812 wskazują na dużą użyteczność układu w tego typu rozwiązaniach. Na szczególną uwagę zasługuje układ licznikowy EV, pozwalający na zastosowanie w sterowaniu różnego typu przekształtników.

Zaimplementowany w nim mechanizm modulacji wektorowej także umożliwia wygodne rozwiązanie problemu sterowania zaworami falownika, co potwierdziły testy przeprowadzone w laboratorium. Duże znaczenie ma tu elastyczność układu, w tym możliwość modyfikacji kolejności wybieranych wektorów napięcia w cyklu. Dzięki podwójnemu buforowaniu wielu rejestrów sterujących układem EV, istnieje możliwość wprowadzania kompleksowych zmian parametrów modulacji w czasie pracy (częstotliwość przełączania, wypełnienie, wyłączenie sygnału sterującego na określony cykl pracy).

Ważną cechą układu EV jest specjalne wejście PDPINT dla każdego bloku EVA i EVB pozwalające na układową blokadę sygnałów sterujących. Można je łatwo podłączyć do sygnału z zabezpieczeń przekształtnika i zaworów, co w znakomity sposób ułatwi bezpieczną pracę urządzenia bez wielu dodatkowych elementów zewnętrznych.

Układ nie jest pozbawiony jednak wad i do nich można zaliczyć brak mechanizmu eliminacji krótkich impulsów sterujących. Należy także spełnić pewne inne warunki umożliwiające prawidłową pracę układu EV. Przykładowo dla modulatora wektorowego trzeba zapewnić, aby wartości czasów wpisywane do dwóch komparatorów cyfrowych spełniały zależność $CMPR1 < CMPR2$. Odstępstwa od niej powodują błędne działanie układu. Podobnie nienajlepszej jakości jest przetwornik analogowo-cyfrowy. Teoretycznie jest to układ 12-bitowy, ale wykazuje on duże wartości przesunięcia zera oraz spore błędy ograniczające jego praktyczną rozdzielczość do 9 bitów. Analizując kolejne serie produkowanych układów można zauważyć, że osiągają one coraz lepsze parametry w zakresie dokładności.

Na końcu należy stwierdzić, że rodzina mikrokontrolerów DSP 28xx jest ciągle rozbudowywana i w zapowiedziach są kolejne układy o nieco zmienionej strukturze układów peryferyjnych (np. TMS 320F2808). Pozwala to uznać, że układy z tej serii są dobrym wyborem dla nowych rozwiązań, także w zakresie sterowania przekształtników elegelektronicznych.

LITERATURA

1. Biskup T., Buhner C., Grzesik B., Krijgsman J., Michalak J., Pasko S., Stępień M., Zygmantowski M.: *Control System of Power Conditioning System with Superconducting Magnetic Energy Storage in Different Operation Conditions*, materiały konferencji Power Electronics & Motion Control, EPE-PEMC 2004, Ryga, Łotwa 2-4.09.2004.
2. Texas Instruments: *TMS320F2810, TMS320F2811, TMS320F2812, TMS320C2810, TMS320C2811, TMS320C2812 Digital Signal Processors Data Manual*, TI 2004.
3. Texas Instruments: *TMS320F28x Event Manager (EV) Peripheral Reference Guide*, TI 2002.
4. Holmes D.G., Lipo T.A.: *Pulse Width Modulation for Power Converters. Principles and Practice*, IEEE Press - John Wiley & Sons Inc, NY USA 2003.

Wpłynęło do Redakcji dnia 13 sierpnia 2005 r.

Recenzent: Dr hab. inż. Marek Hartman prof. AM