

Piotr LEGUTKO

POLITECHNIKA ŚLĄSKA, WYDZIAŁ ELEKTRYCZNY, KATEDRA ENERGIELEKTRONIKI, NAPĘDU ELEKTRYCZNEGO I ROBOTYKI
ul. B. Krzywoustego 2, 44-100 Gliwice

Mikroprocesorowy układ sterowania 3-fazowego falownika napięcia MSI

Mgr inż. Piotr LEGUTKO

Urodzony 12.05.1986 r. w Jaworznie (woj. Śląskie). Absolwent Wydziału Elektrycznego Politechniki Śląskiej z 2011 r. Od 2012 r. jest doktorantem w Katedrze Energoelektroniki, Napędu Elektrycznego i Robotyki Politechniki Śląskiej w Gliwicach. Zainteresowania naukowe to tranzystorowe falowniki wysokiej częstotliwości, modelowanie i symulacja komputerowa przekształtników energoelektrycznych oraz mikroprocesorowe i cyfrowe układy sterowania.



e-mail: Piotr.Legutko@polsl.pl

Streszczenie

W artykule zaprezentowano mikroprocesorowy układ sterownika 3-fazowego falownika napięcia wykonany na bazie karty z procesorem sygnałowym. Dzięki zastosowaniu jednostki obliczeniowej typu DSP, układ sterowania charakteryzuje się wysoką wydajnością, co umożliwia realizację złożonych algorytmów sterowania w czasie rzeczywistym. Bogata architektura wewnętrzna procesora DSP zapewnia łatwą i szybką rozbudowę układu, dzięki czemu możliwe jest jego zastosowanie w różnych aplikacjach przemysłowych.

Słowa kluczowe: falownik napięcia, układ sterowania, mikroprocesor.

Microprocessor control system for three-phase voltage inverters**Abstract**

A control system for a 3-phase voltage inverter using DSP TMS320F28335 (Fig. 1) is the subject of the paper. The paper presents the microprocessor control system (Fig. 8) consisting of: a processor card, a keyboard interface with VFD display and a base board with high speed fiber optic transmitters (Fig. 6). The microprocessor control system was designed according to the requirements for a three-phase inverter (Fig. 2). The control method was verified by a universal laboratory in the Department of Power Electronics, Electrical Drives and Robotics of the Silesian University of Technology. Due to application of a floating point DSP (digital signal processor) unit, the system is characterized by the high efficiency, which enables it to realize complicated control algorithms in real time. The open microprocessor control system architecture providing easy and fast development makes it possible to apply this system to industry. The microprocessor control system with a DSP unit is used for realization of complex control algorithms, e.g. the ones described in [1, 2].

Keywords: voltage inverter, control system, microprocessor, digital signal processor.

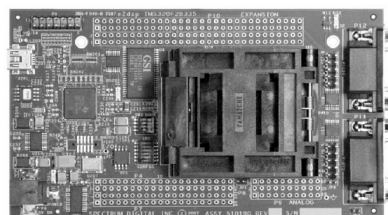
1. Wprowadzenie

Artykuł ten powstał jako wynik pracy mającej na celu stworzenie uniwersalnego układu sterownika dla 3-fazowego falownika napięcia MSI. Zaproponowany układ sterownika miał wykorzystywać bogatą architekturę wewnętrzną i szerokie możliwości programowe procesora sygnałowego [6]. Praca obejmowała projekt i realizację płyty pośredniczącej, pozwalającej na sprzęgnięcie karty eZDSP ze stanowiskiem laboratoryjnym 3-fazowego falownika napięcia. Na podstawie możliwości układów peryferyjnych mikrokontrolera sygnałowego TMS320F28335 został wybrany i zrealizowany na drodze programowej algorytm modulacji szerokości impulsów. Badania funkcjonalności zaprojektowanego układu sterownika zostały przeprowadzone na stanowisku laboratoryjnym energoelektroniki.

Głównym elementem zaprojektowanego układu sterownika 3-fazowego falownika napięcia jest zmiennoprzecinkowy procesor sygnałowy (DSP) wykonany zgodnie z technologią CMOS. Architektura wewnętrzna tego procesora powstała w oparciu o strukturę

Harvarda [6]. Procesor TMS320F28335 dostępny jest wraz z uniwersalnym zestawem uruchomieniowym firmy Texas Instruments (rys. 1).

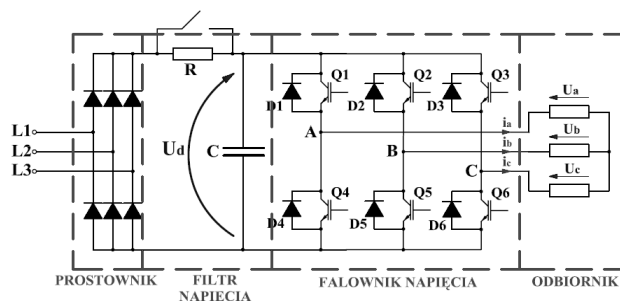
Do najistotniejszych parametrów procesora sygnałowego TMS320F28335 można zaliczyć między innymi: częstotliwość pracy do 150 MHz; 32-bitową zmiennoprzecinkową jednostkę centralną; pamięć Flash/ROM do 256 kilo słów; 12-bitowy przetwornik ADC o częstotliwości próbkowania 12,5 MHz; interfejsy do komunikacji np.: SPI, CAN, McBSP lub I²C; 18 wyjść sterujących PWM; trzy 32-bitowe liczniki [6]. Dodatkowo zestaw eZDSP (rys.1) został wyposażony w złącze szeregową transmisji danych RS-232, oraz interfejs USB JTAG umożliwiającą programowanie układu procesora sygnałowego bez konieczności odłączenia go od całego systemu mikroprocesorowego [5].



Rys. 1. Moduł platformy zestawu eZDSP F28335 [5]

Fig. 1. The eZDSP board F28335 [5]

Na rysunku 2 został przedstawiony schemat 3-fazowego przeziennika częstotliwości. Przekształtnik ten składa się z trzech części. Pierwszą stanowi źródło napięcia stałego U_d o nieregulowanej wartości złożone z prostownika diodowego połączonego szeregowo z pojemnościowym filtrem napięcia.



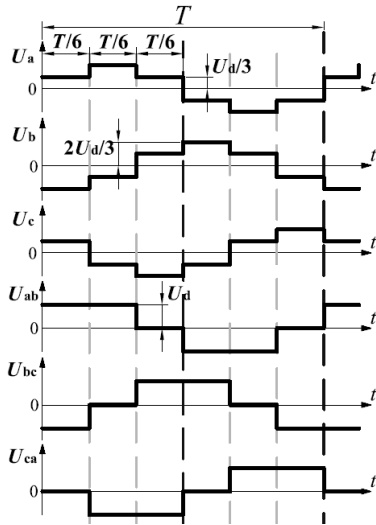
Rys. 2. Schemat przekształtnika MSI wraz z pośredniczącym obwodem napięcia stałego

Fig. 2. The voltage source converter with a DC voltage circuit

Drugą część układu stanowi falownik napięcia pracujący w układzie mostka. Falownik składa się z sześciu zaworów energoelektrycznych oznaczonych jako Q1 ÷ Q6, w postaci półprzewodnikowych tranzystorów IGBT połączonych równolegle z diodami zwrotnymi D1 ÷ D6 tworzącymi trzy gałęzie fazowe (A, B, C). Ostatnią część układu przeziennika częstotliwości stanowi odbiornik, którym jest zazwyczaj silnik indukcyjny.

Sterując procesem załączenia poszczególnych zaworów uzyskuje się charakterystyczne, sześcioschodkowe przebiegi czasowe napięć fazowych (rys. 3). Napięcia międzyprzewodowe, niezależnie od układu połączeń i cech symetrii odbiornika trójfazowego, mają kształt dodatnich i ujemnych impulsów prostokątnych o czasie trwania odpowiadającym jednej trzeciej okresu i o wartości maksymalnej równej stałemu napięciu zasilania U_d (rys. 3).

Każda fala impulsów prostokątnych będących napięciami międzyfazowymi, niesie z sobą oprócz sinusoidalnej fali podstawowej, pasmo wyższych harmonicznych, które z punktu widzenia odbiornika są bardzo niekorzystne.



Rys. 3. Przebiegi napięć fazowych oraz międzyfazowych dla falownika napięcia
Fig. 3. Phase and line to line voltage for the voltage inverter

W celu osiągnięcia żądanej zmiany częstotliwości i wartości skutecznej pierwszej harmonicznej napięcia wyjściowego falownika oraz odpowiedniego kształtowania widma wyższych harmonicznych (z punktu widzenia odbiornika), w pamięć procesora sygnałowego zaimplementowano algorytm modulacji wektorowej.

2. Algorytm modulacji wektorowej

Napięcie zasilające 3-fazowy odbiornik można odwzorować za pomocą wektora wirującego na płaszczyźnie (α, β) z prędkością kątową ω . Wektor napięcia wyznaczony jest w układzie (α, β) przez prędkość lub moment obrotowy silnika i umożliwia on pośrednie powiązanie regulacji PWM z tymi wielkościami. Wykorzystując transformację Parka [2] oraz uwzględniając, że amplituda napięcia przewodowego wynosi

$$U_m = \sqrt{3}U_\omega \tag{1}$$

i określając moduł wektora napięcia jako wartość skuteczną

$$U_0 = \frac{U_m}{\sqrt{2}}, \tag{2}$$

otrzymuje się następujące wyrażenie na wektor napięcia silnika [4]:

$$\vec{u}_0 = U_0 e^{j(\omega t + \varphi)} = \sqrt{\frac{3}{2}} U_\omega e^{j(\Psi)}, \tag{3}$$

gdzie $\varphi = \frac{\pi}{6} - \frac{\pi}{2} = -\frac{\pi}{3}$. Wektor wodzący po okręgu opisanym równaniem (3) ma stały moduł, określony przez wartość skuteczną, i skokowo zmieniający się kąt fazowy położenia Ψ . Kołowa trajektoria wektora wodzącego, oznacza brak deformacji napięcia wyjściowego falownika (rys.4). Uwzględniając charakterystykę sterownia silnika $U_Z = F(f_Z)$, można dość dokładnie określić aktualną długość i położenie wektora zadanego dla dowolnego punktu tej charakterystyki. Moduł wektora wyniesie wówczas

$$U_0 = \sqrt{\frac{3}{2}} U_Z, \tag{4}$$

a aktualne położenie wektora wodzącego będzie równe

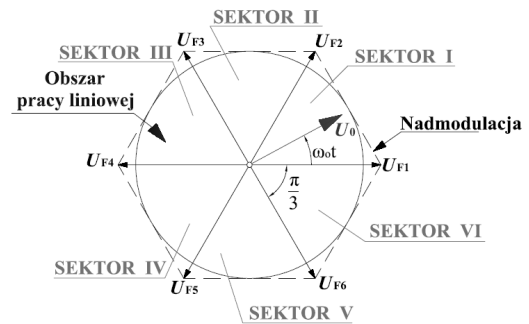
$$\Psi = \varphi_0 + \alpha = \varphi_0 + \frac{T_N \cdot 2\pi}{1/f_Z}, \tag{5}$$

gdzie: φ_0 – początkowe położenie wektora (dla sektora I $\varphi_0 = 0$); α – przyrost kąta uzależniony od f_Z ; T_N – okres impulsowania; f_Z , U_Z – wartość częstotliwości i napięcia zadana wg charakterystyki sterownia $U_Z = F(f_Z)$.

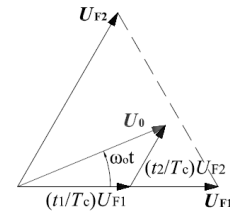
Wybór sektora, w którym aktualnie znajduje się wektor wodzący U_0 można zrealizować na drodze porównania aktualnej wartości kąta Ψ (5) wektora wodzącego z wartościami kątów ograniczających poszczególne sektory. Wartości tych kątów wynoszą

$$(0, \frac{\pi}{3}, \frac{2\pi}{3}, \dots, 2\pi).$$

a)



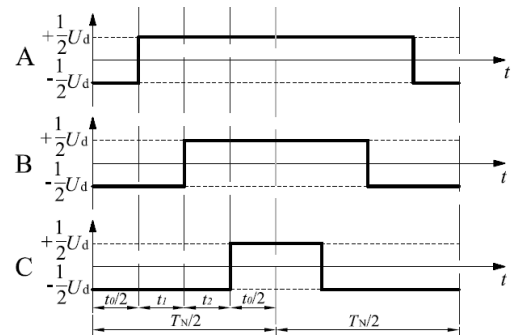
b)



Rys. 4. Położenie wektora napięcia silnika (a) oraz metoda geometryczna obliczenia wektora U_0 (b)

Fig. 4. Location of the motor voltage vector (a) and the geometrical method for vector U_0 calculations (b)

Na rysunku 5 zostały przedstawione przebiegi czasowe napięć wyjściowych poszczególnych faz falownika w sektorze I.



Rys. 5. Napięcia wyjściowe falownika w okresie przełączania T_N dla sektora I
Fig. 5. The inverter output voltages in switching interval T_N for sector I

Czasy trwania poszczególnych stanów zaworów falownika można wyznaczyć według poniższych zależności

$$t_1 = \frac{1}{\sqrt{3}} m T_N \sin\left(\frac{\pi}{3} - \omega_0 t\right) = \frac{1}{\sqrt{3}} m T_N \sin\left(\frac{\pi}{3} - \Psi\right), \tag{6}$$

$$t_2 = \frac{1}{\sqrt{3}} m T_N \sin \omega_0 t = \frac{1}{\sqrt{3}} m T_N \sin \Psi, \tag{7}$$

$$t_0 = \frac{T_N}{2} - (t_1 + t_2), \quad (8)$$

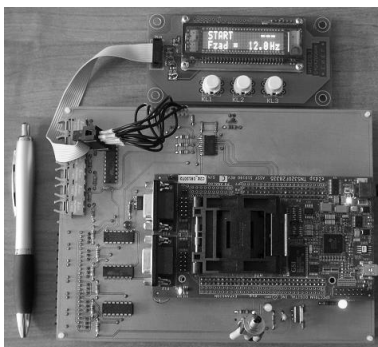
gdzie Ψ – położenie wektora U_0 w sektorze I. Współczynnik m nazywany jest głębokością modulacji i jest określany jako iloraz napięcia pierwszej harmonicznej odniesiony do wartości 2/3 napięcia stałego U_d w obwodzie pośredniczącym falownika.

$$m = \frac{U_{h1}}{\frac{2}{3}U_d} \quad (9)$$

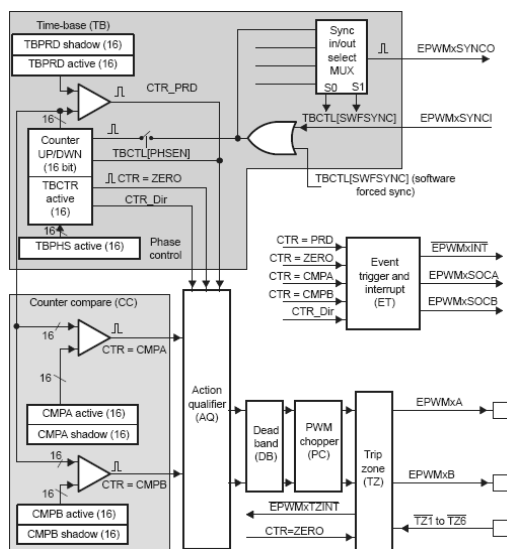
Dla wektorów napięcia zadanego położonych w pozostałych sektorach płaszczyzny (α, β) czasy t_1 i t_2 różnią się jedynie argumentami funkcji sinus, co wykazano w pracy [2].

3. Mikroprocesorowy sterownik z procesorem DSP

Sterownik 3-fazowego falownika napięcia MSI zrealizowano za pomocą układu startowego eZDSP bazującego na mikrokontrolerze sygnałowym TMS320F28335. Program dla mikrokontrolera realizujący modulację wektorową napisano w języku C, a skompilowano, używając oprogramowania Code Composer Studio.



Rys. 6. Wygląd rzeczywisty zaprojektowanego układu sterownika 3-fazowego falownika napięcia MSI
Fig. 6. View of the control system of a 3-phase voltage inverter MSI



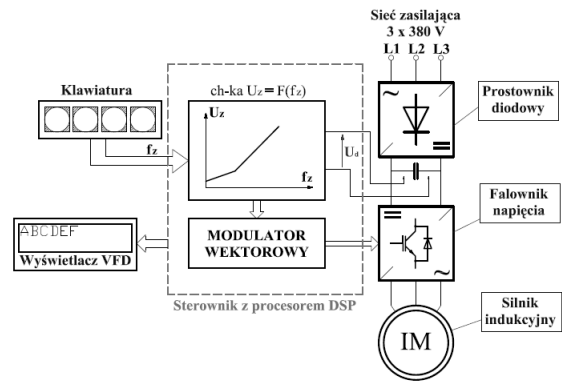
Rys. 7. Budowa wewnętrznego układu ePWM [6]
Fig. 7. The ePWM Submodules [6]

Sterowanie zaworami falownika odbywało się z wykorzystaniem wewnętrznego układu ePWM procesora (rys. 7). Układ ten jest w pełni programowalny, składa się z rewersyjnego licznika

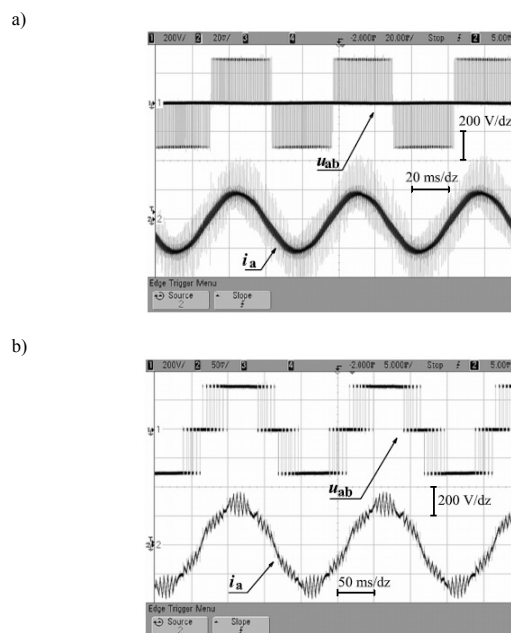
(TB), układu porównawczego (CC) konfigurującego akcję licznika, układów obsługi przerw czasowo-krytycznych (TZ) i (ET). Zawory falownika napięcia sterowane były z wykorzystaniem torów światłowodowych HFBR. Ponadto z bogatej architektury wewnętrznej procesora sygnałowego wykorzystano układ szeregowej transmisji danych SCI, który posłużył do komunikacji z wyświetlaczem VFD oraz układ uniwersalnych wejść/wyjść cyfrowych GPIO obsługujących prostą klawiaturę. Napięcie zasilania całego układu sterownika (+5V i +3,3V) zostało przeniesione z uniwersalnej karty modułu eZDSP o oznaczeniu F28335 poprzez odpowiednie porty procesora sygnałowego.

4. Wyniki badań

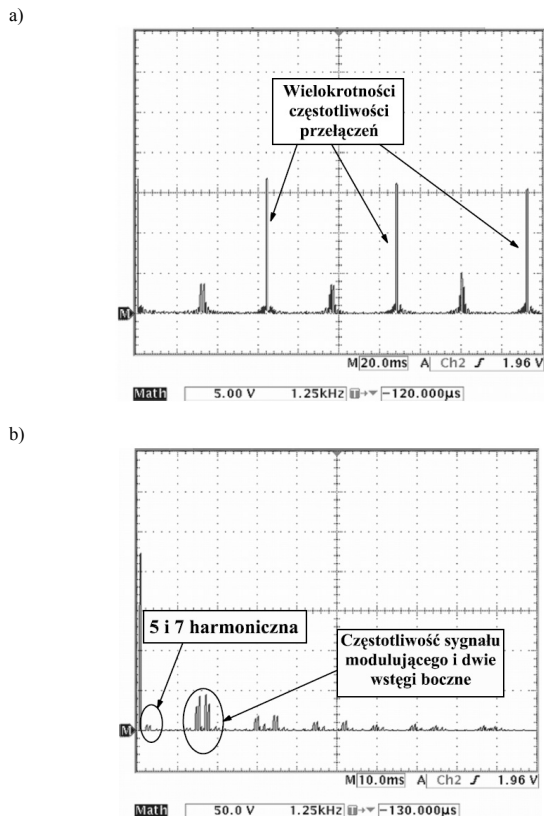
Sterowanie falownikiem napięcia odbywało się poprzez płynną zmianę wartości częstotliwości f_z (od 5 do 100 Hz), według przyjętej i zaimplementowanej w procesor sygnałowy charakterystyki sterowania $U_z = F(f_z)$. Obciążenie falownika napięcia MSI stanowił silnik indukcyjny klatkowy połączony w Δ (trójkąt) o parametrach: moc znamionowa $P_n = 2,2$ kW; napięcie znamionowe $U_n = 220$ V; prąd znamionowy $I_n = 9,1$ A; częstotliwość znamionowa $f_n = 50$ Hz; prędkość znamionowa $n_n = 945$ obr./min; współczynnik mocy $\cos\phi_n = 0,79$.



Rys. 8. Układ sterowania przekształtnika MSI z silnikiem indukcyjnym
Fig. 8. The control system of the voltage source converter with an induction motor

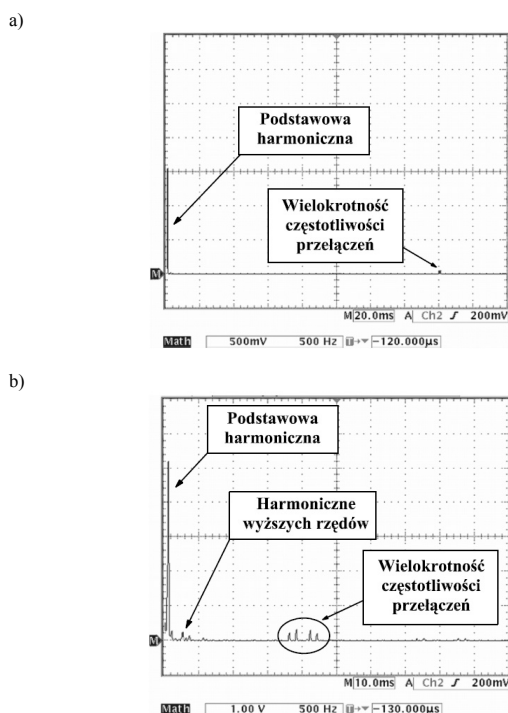


Rys. 9. Napięcie międzyfazowe i prąd fazowy dla częstotliwości zadanej równej $f = 15$ Hz – praca w obszarze liniowym (a) i $f = 50$ Hz – praca w obszarze nadmodulacji (b)
Fig. 9. Line to line voltage and phase-current for frequency reference $f = 15$ Hz (a) and $f = 50$ Hz (b)



Rys. 10. Widmo napięcia międzyfazowego silnika indukcyjnego dla częstotliwości zadanej równej $f = 10$ Hz (a) oraz dla częstotliwości zadanej równej $f = 50$ Hz (b)

Fig. 10. Spectrum of the induction motor phase-to-phase voltage for the reference frequency $f = 10$ Hz (a) and $f = 50$ Hz (b)



Rys. 11. Widmo prądu fazowego silnika indukcyjnego dla częstotliwości zadanej równej $f = 10$ Hz (a) oraz dla częstotliwości zadanej równej $f = 50$ Hz (b)

Fig. 11. Spectrum of the induction motor phase current for the reference frequency $f = 10$ Hz (a) and $f = 50$ Hz (b)

W wyniku analizy pracy całego systemu sterowania uzyskano oscylogramy napięcia międzyfazowego i prądu fazowego na wyjściu falownika napięcia MSI (rys. 9) oraz charakterystyki widma napięcia międzyfazowego (rys. 10) i prądu fazowego (rys. 11) silnika indukcyjnego dla różnych wartości częstotliwości zadanej.

5. Podsumowanie

Przedstawiony w pracy algorytm modulacji wektorowej został zrealizowany na procesorze sygnałowym TMS320F28335. Badania weryfikujące przeprowadzono na układzie przemiennika częstotliwości z rysunku 8. Układ 3-fazowego falownika napięcia został obciążony silnikiem indukcyjnym klatkowym o mocy znamionowej 2,2 kW. Badania przedstawione w niniejszym artykule wykazują, że:

- Mikrokontroler TMS320F28335 jest bardzo dobrym narzędziem pozwalającym na realizację programową modulatora wektorowego dla 3-fazowego falownika napięcia. Osiągane czasy obliczeń na 1 okres przełączania zaworów falownika wynosiły średnio około $3\mu\text{s}$, co z kolei stanowiło mniej niż 1% wykorzystania czasu pracy mikrokontrolera.
- Tak niskie czasy obliczeń pozwalają sądzić, że procesor sygnałowy może realizować dowolny algorytm modulacji szerokości impulsów dla przekształtników o większej liczbie poziomów napięcia wyjściowego.
- Bogata architektura wewnętrzna procesora sygnałowego o oznaczeniu TMS320F28335 umożliwia jego zastosowanie nie tylko w układach sterowania, ale również w układach zabezpieczeń i nadzoru procesów przemysłowych.
- Algorytm modulacji wektorowej zaimplementowany w układ sterowania zasilający maszynę prądu przemiennego pozwala kształtować widmo wyższych harmonicznych prądu odbiornika i dostarcza napięcia o regulowanej wartości i częstotliwości.

6. Literatura

- [1] Neacsu D.O.: Power - Switching Converters. Medium and High Power. CRC Press, New York 2006 r.
- [2] Nowacki Z.: Modulacja szerokości impulsów w napędach przekształtnikowych prądu przemiennego. PWM, Warszawa 1991 r.
- [3] Nowak M., Barlik R.: Poradnik inżyniera energoelektronika. Wydawnictwo Naukowo-Techniczne, Warszawa 1998 r.
- [4] Tunia H., Winiarski B.: Energoelektronika. Wydawnictwo Naukowo-Techniczne, Warszawa 1994 r.
- [5] http://c2000.spectrumdigital.com/ezf28335/docs/ezdspf28335c_techref.pdf
- [6] <http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/tms320f28335.html>

otrzymano / received: 27.11.2012

przyjęto do druku / accepted: 03.06.2013

artykuł recenzowany / revised paper