

ZASTOSOWANIE PROCESORA SYGNAŁOWEGO TMS320F2812 W CYFROWYM STEROWANIU SILNIKIEM OBCOWZBUDNYM PRĄDU STAŁEGO

STRESZCZENIE

Przedstawiono standardową strukturę kaskadowego układu regulatorów w cyfrowym układzie sterowania napędem prądu stałego. Zaprezentowano metodę doboru nastaw regulatorów prądu i prędkości. Omówiono procesor DSP TMS320F2812 pod kątem zastosowania w układzie sterowania napędem elektrycznym. Omówione zagadnienia poparto wynikami badań laboratoryjnych.

Słowa kluczowe: przekształtnikowy napęd prądu stałego, regulacja prędkości kątowej, kryterium kształtu, cyfrowy układ regulacji, procesor sygnałowy DSP

DSP TMS320F2812 APPLICATION IN DIGITAL CONTROL SYSTEM OF SEPARATELY EXCITED DC MOTOR

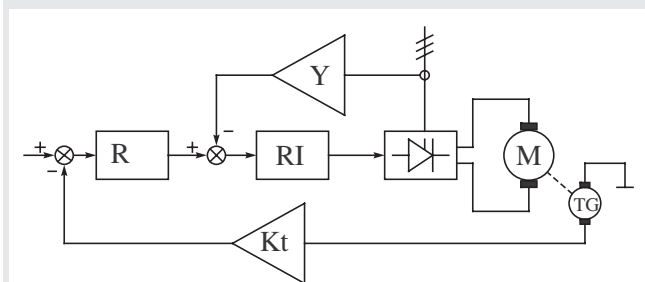
Standard structure of digital cascade controller system in DC drive is presented. Speed and current controller parameters selection methods are proposed. Processor DSP in converter DC drive is presented and result of this control system are discussed.

Keywords: converter DC drive, angular speed control, form criterion, digital control system, processor DSP

1. WPROWADZENIE

Wiele systemów sterowania napędami z silnikami prądu stałego jest realizowanych w oparciu o kaskadową strukturę układu regulacji. Coraz częściej też w takich układach stosuje się cyfrowe układy sterowania silnikiem z dedykowanymi dla napędu elektrycznego procesorami sygnałowymi, których zadaniem jest przejąć role układów ciągłych i znacznie przyspieszyć proces sterowania. W niniejszym artykule przedstawiono propozycję zastosowania procesora sygnałowego TMS320F2812 w układzie sterowania silnikiem obcowzbudnym prądu stałego oraz wyniki badań laboratoryjnych zarejestrowanych podczas rozruchu i pracy silnika ze zmiennym momentem obciążenia.

Zastosowana w systemie napędowym została kaskadowa struktura regulatorów, składająca się z nadrzędnego regulatora prędkości oraz z podrzędnego regulatora prądu silnika, ze swoją własną pętlą sprzężenia zwrotnego. Na rysunku 1 przedstawiono blokowy schemat układu napędowego z silnikiem prądu stałego.



Rys. 1. Schemat układu kaskadowej regulacji dla napędu prądu stałego

Regulator RI prądu twornika ma za zadanie ograniczyć prąd i jego pochodną przy jednoczesnym zapewnieniu optymalnego przebiegu w stanach przejściowych jak rozruch, obciążenie udarowe, tak by wartość oraz szybkość narastania prądu nie przekroczyły dopuszczalnej granicy. Odpowiednią sztywność charakterystyki $\omega = f(M_m)$, narzuconą przez proces technologiczny, zapewnia proporcjonalny regulator prędkości kątowej. Jest to najbardziej rozpowszechniony typ regulatora i gwarantuje dopuszczalny uchyb statyczny $\Delta\omega_m$, przy wystąpieniu stałowartościowego momentu obciążenia.

Regulator prędkości ma charakterystykę nieliniową ze względu na układ ograniczający, który powoduje, że jego napięcie wyjściowe, będące wartością zadaną dla regulatora prądu, jest ograniczane do sygnału proporcjonalnego do dopuszczalnej wartości prądu twornika I_d .

2. NAPĘD PRĄDU STAŁEGO

Napęd elektryczny, będący obiektem regulacji, składa się ze sterownika i wzmacniacza mocy, który jest przekształtnikiem tyrystorowym, zasilającym obcowzbudny silnik prądu stałego. Układ przekształtników statycznych jest traktowany jako człon o stałym współczynniku wzmocnienia K_p . Poniżej przedstawiono model matematyczny silnika obcowzbudnego [1, 2, 3]:

$$\left. \begin{aligned} U(t) &= I(t)R_t + L_t \frac{dI(t)}{dt} + \Psi_e(I_w)w(t) \\ M_m(t) &= I(t)\Psi_e(I_w) - J \frac{d\omega(t)}{dt} \\ U_w(t) &= I_w(t)R_w + \frac{d}{dt}[L_w I_w(t)] \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

* Katedra Automatyki Napędu i Urządzeń Przemysłowych, Wydział Elektrotechniki, Automatyki, Informatyki i Elektroniki, Akademia Górniczo-Hutnicza w Krakowie

gdzie:

- $U(t)$ – napięcie zasilania twornika silnika,
- $I(t), I_w(t)$ – prąd twornika i wzbudzenia silnika,
- R_t, R_w – rezystancja obwodu twornika i obwodu wzbudzenia,
- $U_w(t)$ – napięcie zasilania obwodu wzbudzenia,
- $M_m(t)$ – moment obciążenia silnika,
- $\omega(t)$ – prędkość kątowna silnika,
- $\Psi_e(I_w)$ – strumień skojarzony rotacyjnie z uzwojeniem twornika,
- J – całkowity moment bezwładności

Dla powyższego układu sterowania i modelu napędu przyjęto dodatkowe założenia:

- napęd pracuje w zakresie prądów ciągłych;
- proces komutacji nie wpływa na zewnętrzne mierzalne parametry napędu.

Dla zapewnienia poprawnej pracy układu w stanach dynamicznych muszą być dodatkowo spełnione następujące ograniczenia:

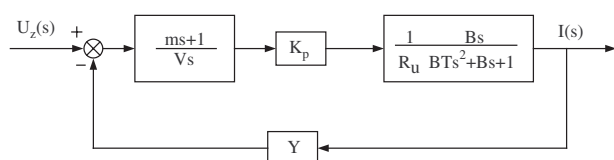
$$\left. \begin{array}{l} |I(t)| \leq I_d = \lambda_N I_N \\ \left| \frac{dI(t)}{dt} \right| \leq p \\ |\omega(t)| \leq \omega_d \end{array} \right\} \quad \text{gdzie } p = \left. \frac{dI(t)}{dt} \right|_{\min} \quad (2)$$

gdzie:

- λ_N – dopuszczalna krotność prądu znamionowego,
- p – dopuszczalna krotność narastania prądu znamionowego w czasie 1 sekundy.

Przyjęto, że typem regulatora prądu jest człon proporcjonalno-całkujący (PI), a do obliczenia nastaw regulatora wykorzystano **kryterium kształtu**, dzięki czemu zapewniony został zadany, eksponencjalny przebieg prądu w najlepszy sposób wykorzystujący możliwości silnika. Uwzględnia się także wpływ stałej elektromechanicznej napędu $\left(B = J \frac{R}{\Psi_{en}^2} \right)$.

Schemat blokowy układu regulacji prądu przedstawiono na rysunku 2.



Rys. 2. Schemat blokowy układu regulacji prądu twornika silnika obcowzbudnego prądu stałego według kryterium kształtu

Przy spełnionym warunku $B > 4T$ parametry regulatora wynoszą:

$$\left. \begin{array}{l} m = T_1 \\ V = \beta \frac{Y K_p B}{(B_1 - \beta) R} \end{array} \right\} \quad (3)$$

gdzie:

$$\begin{aligned} T_1 &= 0,5 \cdot B \cdot \left(1 - \sqrt{1 - 4 \frac{T}{B}} \right), \\ B_1 &= B - T_1, \\ \beta &= \frac{\lambda_N}{p}, \\ B &\text{ – stała elektromechaniczna silnika,} \\ T &\text{ – stała elektromagnetyczna silnika.} \end{aligned}$$

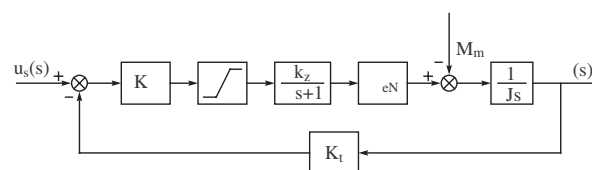
Na podstawie (3) można wyznaczyć parametry zastępczego układu dla regulatora i obiektu, co ułatwi wyznaczenie nastaw regulatora prędkości. Wówczas uzyskuje się transzancję zastępczą w postaci

$$G_z(s) = \frac{k_z}{\beta s + 1} \quad (4)$$

gdzie:

$$k_z = \frac{K_p B}{V R_u + Y K_p B}, \quad \beta = \frac{V R_u}{V R_u + Y K_p B} B_1.$$

Zastosowanie regulatora prędkości typu P, skutkuje uzyskaniem statycznego układu regulacji prędkości kątownej. Dobór nastaw przeprowadza się, wykonując analizę obwodu regulacji przedstawionego na rysunku 3.



Rys. 3. Schemat blokowy napędu z proporcjonalnym regulatorem prędkości

Wówczas parametry regulatora przyjmują postać

$$K_\omega = \frac{I_N}{k_z k_t \Delta \omega_m} = \frac{M_N}{\Psi_{en} k_z k_t \Delta \omega_m} \quad (5)$$

gdzie $\Delta \omega_m$ określa względny statyzm regulacji dla zadanej prędkości obrotowej, przy nominalnym momencie obciążenia M_N . W tabeli 1 zamieszczono wyliczone wartości nastaw regulatorów, w oparciu o parametry napędu zamieszczone w dodatku.

Tabela 1
Parametry regulatorów

Regulator prędkości	Regulator prądu	
$K_w = 90$	$K_{1i} = \frac{m}{V} = \frac{0,0797}{0,1869}$	$K_{2i} = \frac{1}{V} = \frac{1}{0,1869}$

Powyższe wyniki optymalizacji parametrycznej dla układu ciągłego zostały przekształcone do układu dyskretnego.

W wyniku zastosowania transmitancja opisującej układ w dziedzinie zmiennej Z otrzymano transmitancję [5]

$$G_R(z) = \frac{z-1}{z} \cdot \frac{z(\alpha z + \gamma - \alpha)}{(z-1)^2} = \frac{\alpha z + \gamma - \alpha}{z-1} = \frac{K_1 z + K_2}{z-1} \quad (6)$$

gdzie $\alpha = \frac{m}{V}$, $\gamma = \frac{T_s}{V}$, T_s jest czasem próbkowania.

Przeliczone parametry regulatorów zostały ujęte w tabeli 2.

Tabela 2

Parametry regulatorów zastosowane w cyfrowym układzie regulacji

Regulator prędkości	Regulator prądu		Moment obciążenia
$K_w = 90$	$K_{1i} = 0,0426$	$K_{2i} = -0,0415$	$M_m = 103 \text{ Nm}$

Ze względu na fakt, iż procesor realizujący zadanie regulacji wykonuje obliczenia stałoprzecinkowe, zachodzi konieczność zakodowania współczynników regulatorów w kodzie Q15 i wykonywania symulacji z użyciem liczb stałoprzecinkowych. Wykorzystanie liczb stałoprzecinkowych oraz kodu Q15 wiąże się ograniczoną pojemnością tej reprezentacji liczbowej oraz możliwością występowania przepełnień. Ponieważ w kodzie Q15 liczby mogą przyjmować wartości tylko z przedziału od -1 do $0,99997$, zachodzi konieczność odpowiedniego przeskalowania wartości parametrów regulatora kaskadowego. Aby nie utracić dokładności, wskazane jest również dodatkowe przeskalowanie nastaw regulatorów tak, aby zbliżone były do górnego bądź dolnego zakresu kodu Q15.

Tabela 3 przedstawia przeskalowane wartości nastaw regulatorów.

Tabela 3

Skalowanie współczynników w regulatorach prędkości oraz prądu

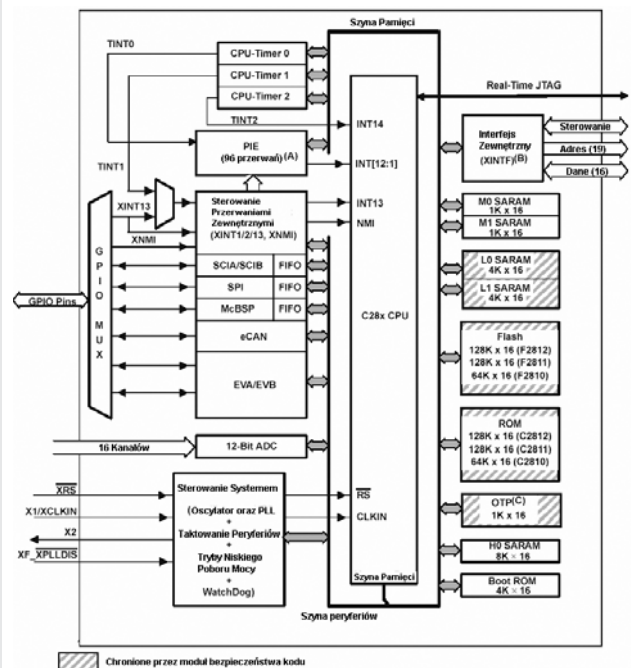
	Wartości wyznaczone	Wartości przeskalowane
K_w	90	0,9
K_{1i}	0,42616027256748	0,85232054513495
K_{2i}	-0,041546131465569	-0,83092262931138

3. PROCESOR SYGNAŁOWY TMS320F2812

Zastosowany procesor w układzie sterowania napędem to 32-bitowy stałoprzecinkowy procesor sygnałowy (DSP) łączący w sobie cechy cyfrowego przetwarzania sygnałów ze zredukowaną listą instrukcji (RISC), architekturą mikrokontrolera, odpowiednim oprogramowaniem (*firmware*) oraz narzędziami programistycznymi. Do zalet DSP można zaliczyć: zmodyfikowaną architekturę Harvard oraz adresowanie cykliczne. RISC określa wykonywanie instrukcji w jednym cyklu oraz operacje działające bezpośrednio między rejestrami. Zmodyfikowana architektura typu Harvard w przypadku tego procesora, pozwala na równoległe przesyłanie

rozkazów i danych. Procesor może odczytywać rozkazy oraz dane przy równoczesnym zapisywaniu innych danych w celu wykonywania operacji w jednym cyklu na magistrali. Procesor działa w ten sposób na sześciu oddzielnych szynach adresowych/danych.

Na rysunku 4 zaprezentowana została wewnętrzna struktura procesora.



Rys. 4. Schemat blokowy procesora TMS320F2812

Poniżej przedstawiono najważniejsze cechy procesora sygnałowego TMS320F2812 ze względu na wykorzystanie do pracy w cyfrowym układzie sterowania napędem [6]:

- technologia CMOS,
- wsparcie JTAG (standard testowania układów scalonych ścieżką krawędziową),
- wydajny procesor 32-bitowy (TMS320F2812),
- operacje dodawania oraz mnożenia (MAC) 16×16 bitów oraz 32×32 bitów,
- wbudowana pamięć,
- Boot ROM ($4K \times 16$),
- interfejs zewnętrzny XINTF (szyna adresowa XA – 19 bitów, szyna danych XD – 16 bitów),
- zegar i systemy kontroli,
- trzy zewnętrzne przerwy,
- blok (PIE) rozszerzający liczbę przerwań zewnętrznych (do 45),
- cztery timery ogólnego przeznaczenia,
- trzy timery CPU 32-bitowe,
- peryferia portu szeregowego,
- 16-kanalowy przetwornik A/C 12-bitowy,
- we/wy ogólnego przeznaczenia (GPIO): maksymalnie 56,
- zaawansowane metody emulacji,
- narzędzia programowe.

W skład zintegrowanych urządzeń peryferyjnych procesora TMS320F2812 wchodzi (rys. 4):

- trzy timery typu: 32 bit CPU-timers,
- dwa menedżery zdarzeń (EVA, EVB),
- moduł przetwarzania A/C,
- moduł eCAN,
- moduł McBSP,
- interfejs komunikacji szeregowej (SCI-A, SCI-B),
- moduł interfejsu szeregowego (SPI),
- wyprowadzenia cyfrowych we/wy oraz funkcji współdzielonych.

Procesor TMS320F2812 jest wyposażony w 12-bitowy przetwornik A/C obsługujący 16 kanałów poprzez dwa analogowe multiplexery. Zawiera dwie jednostki Sample & Hold umożliwiające równoczesne próbkowanie dwóch kanałów, wbudowane są także regulatory napięć. Natomiast do obwodów cyfrowych zaliczają się: programowalny sekwencer (ustawia dane w predefiniowanej kolejności), rejestry wynikowe, interfejs dla połączenia z obwodami analogowymi, peryferiami oraz innymi wbudowanymi modułami.

Procesor TMS320F2812 jest również wyposażony w generator sygnału PWM, który działa w oparciu o wbudowane timery. Aby wygenerować sygnał PWM, potrzebny jest odpowiedni timer dla powtarzania okresu zliczania równego okresowi sygnału PWM. W tym celu używany jest rejestr porównawczy, który przetrzymuje wartości modulujące. Wartości rejestru porównawczego są w każdym takcie porównywane z wartościami licznika-timera. W chwili, gdy są one równe, następuje przełączenie stanu (z niskiego na wysoki, lub odwrotnie) na odpowiednim wyjściu. Gdy wartości ponownie się zrównają, następuje powtórne przełączenie w kierunku przeciwnym niż poprzednio.

Każdy menadżer zdarzeń (EVA oraz EVB) może równocześnie generować maksymalnie 8 przebiegów PWM: trzy niezależne pary (sześć wyjść) poprzez trzy jednostki pełnego porównywania (*Full Compare Unit*) z programowalną strefą nieczułości (*deadband*) oraz dwa niezależne wyjścia PWM generowane poprzez timery ogólnego przeznaczenia (*General Purpose*).

4. STRUKTURA I ALGORYTM REGULACJI

Na rysunku 5 pokazano schemat elektryczny przekształtnikowego układu sterowania napędem prądu stałego. Układ regulacji pobiera informację o aktualnej wartości prądu z przetwornika LEM, natomiast aktualna wartość prędkości silnika jest wyznaczana na podstawie sygnału elektrycznego z tachogeneratora zainstalowanego na wale silnika. Sygnał wychodzący z cyfrowego układu regulacji steruje pracą przekształtnika.

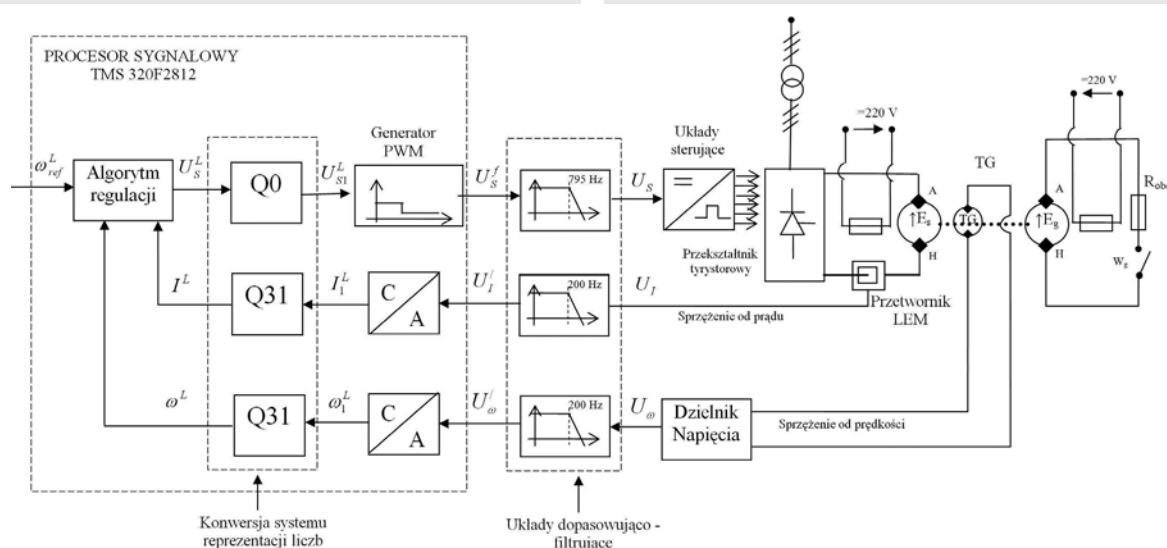
Dokładna analiza kolejnych kroków w przetwarzaniu sygnałów: sterującego przekształtnikiem i przychodzących ze sprzężeń zwrotnych została przedstawiona na rysunkach 6–8. Zakresy liczb lub sygnałów napięciowych zostały przedstawione w nawiasach kwadratowych.

W wyniku przeliczenia parametrów regulatorów z układu ciągłego do dyskretnego oraz po dokonaniu niezbędnych przeskalowań otrzymano parametry regulatorów dla częstotliwości próbkowania $f_s = 2$ kHz, które zostały zamieszczone w tabeli 4.

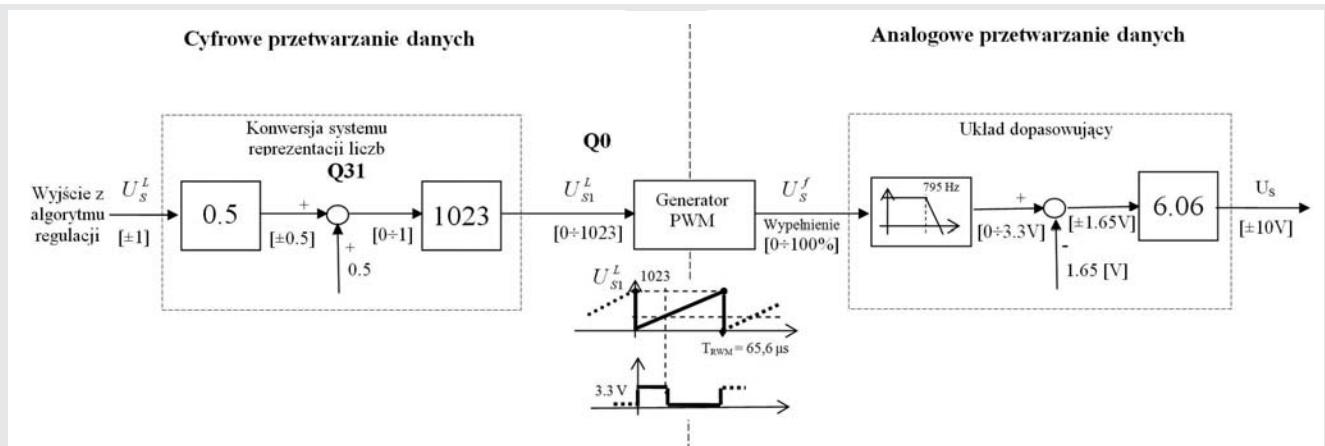
Tabela 4

Parametry cyfrowych regulatorów silnika obcowzbudnego,
 $f_s = 2$ kHz

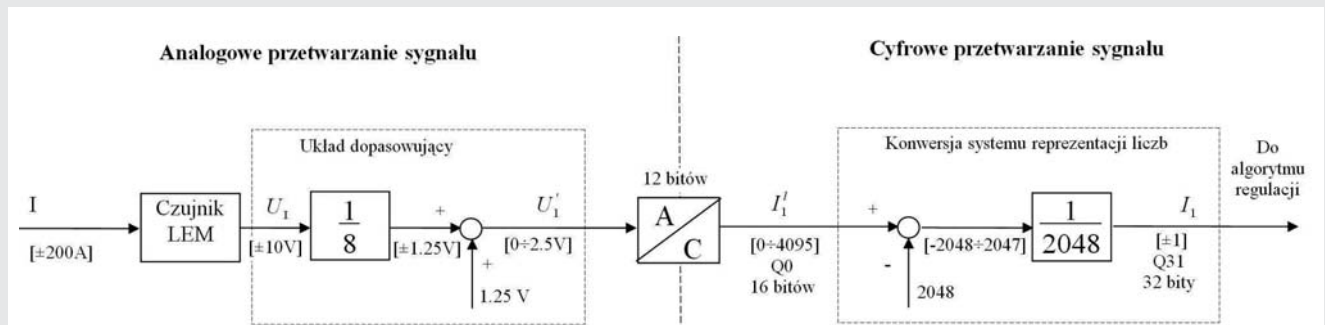
Wzmocnienie proporcjonalnego regulatora	$K_p = 12$
Współczynnik K_{1i} cyfrowego regulatora prądu	$K_{1i} = 0,4296$
Współczynnik K_{2i} cyfrowego regulatora prądu	$K_{2i} = -0,4268$
Okres próbkowania	$T_s = 0,0005$
Współczynnik K_p w reprezentacji stałoprzecinkowej (po przeskalowaniu)	$K_p = 4$
Współczynnik K_{1i} w reprezentacji stałoprzecinkowej (po przeskalowaniu)	$K_{1i} = 0,98808$
Współczynnik K_{2i} w reprezentacji stałoprzecinkowej (po przeskalowaniu)	$K_{2i} = -0,98179$



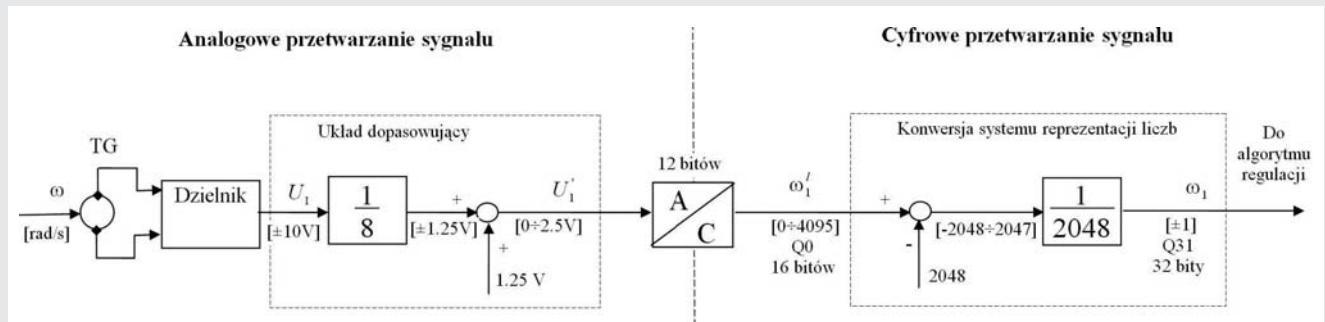
Rys. 5. Schemat cyfrowego przekształtnikowego układu sterowania napędem prądu stałego



Rys. 6. Schemat przetwarzania sygnału sterującego pracą przekształtnika



Rys. 7. Schemat przetwarzania sygnału z prądowego sprzężenia zwrotnego



Rys. 8. Schemat przetwarzania sygnału z prędkościowego sprzężenia zwrotnego

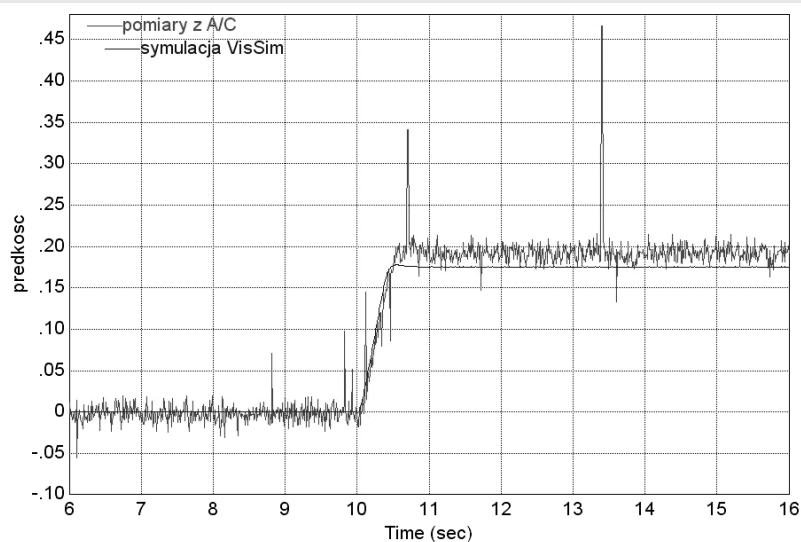
W procesie uruchamiania i weryfikacji zaprezentowanego sposobu przetwarzania wykorzystano środowisko wizualnego programowania i uruchamiania programów VisSim ECD [4]. Pozwala ono na transmisję do nadrzędnego komputera PC sygnałów pomiarowych i sterujących wykorzystywanych w algorytmie sterowania cyfrowego.

5. WYNIKI BADAŃ

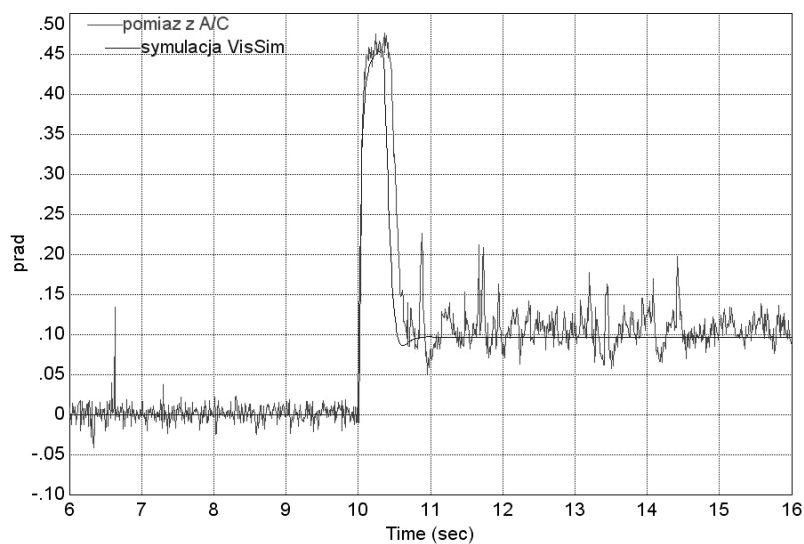
Na rysunkach 9 i 10 przedstawiono przebiegi zarejestrowane przez przetworniki A/C dla zadanej prędkości obrotowej równej 500 obr./min. Na przebiegach pokazane są odczyty z procesora DSP wyrażone w reprezentacji liczb stałoprzecinkowych. Rozruch przeprowadzany był przy obciążeniu generatorowym równym ok. 26 Nm. Prędkość równa 500

obr./min (52,36 rad/s) odpowiada wartości 0,175 na rysunku, natomiast prądowi 11,8 A odpowiada wartość 0,097. W symulacji moment obciążenia był zadany skokowo, natomiast w rzeczywistym napędzie moment ten narasta stopniowo od chwili rozruchu. Jest to jedna z przyczyn występowania różnic między symulacją a pracą napędu laboratoryjnego.

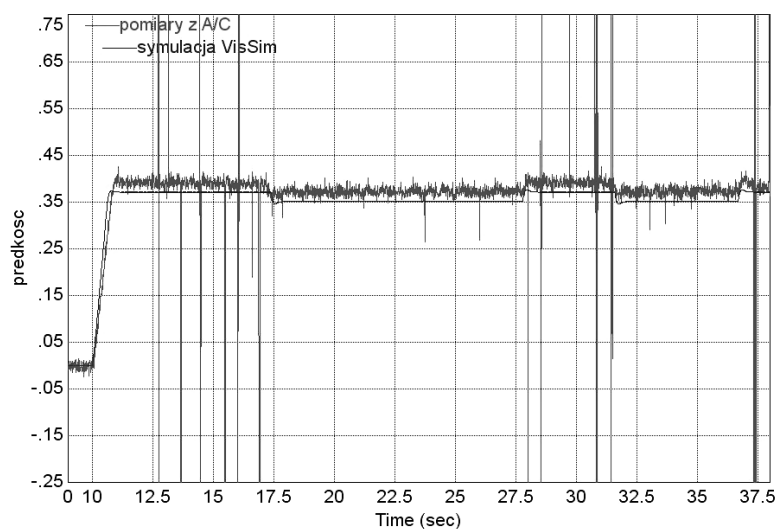
W kolejnym doświadczeniu zwiększono prędkość zadaną do 1250 obr./min (rys. 11 i 12). Rozruch został wykonany bez momentu obciążenia i dla czasu 17,5 s zostało załączone wzbudzenie generatora obciążającego silnik. Potem następuje sekwencja wyłączenia i załączenia generatora. Na przedstawionych przebiegach prędkości widoczny jest brak stabilizacji prędkości na wartości zadanej podczas obciążenia silnika. Fakt ten wynika z zasad pracy proporcjonalnego regulatora prędkości kątowej (statyzm).



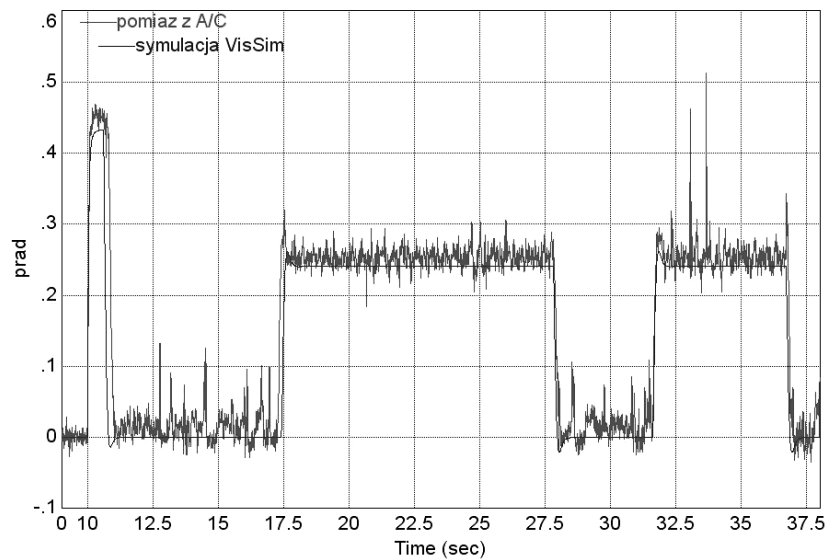
Rys. 9. Przebiegi pomiarów przetwornika A/C reprezentujące prędkość kątową oraz przebieg uzyskany w symulacji w VisSimie



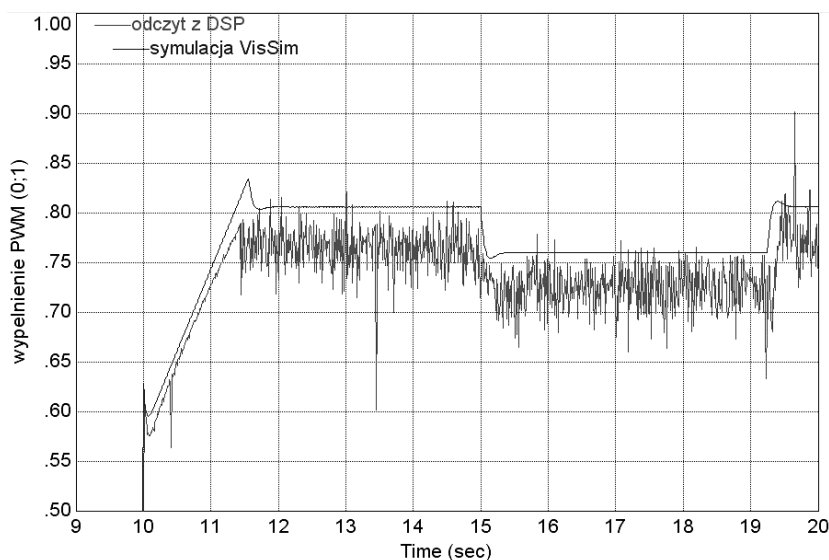
Rys. 10. Przebiegi pomiarów przetwornika A/C reprezentujące prąd twornika oraz przebieg uzyskany w symulacji w VisSimie



Rys. 11. Przebiegi pomiarów przetwornika A/C, reprezentujące prędkość oraz pożądany przebieg uzyskany w symulacji w VisSimie



Rys. 12. Przebiegi pomiarów przetwornika A/C, reprezentujące prąd twornika oraz pożądany przebieg uzyskany w symulacji w VisSimie



Rys. 13. Przebiegi odczytane z DSP, reprezentujące wypełnienie PWM oraz pożądany przebieg uzyskany w symulacji w VisSimie – faza rozruchu

Na rysunku 13 przedstawiony został przykładowy przebieg sygnału podawanego do układu PWM, który jest proporcjonalny do napięcia sterującego przekształtnikiem tyrystorowym. Na rysunku 6 sygnał ten jest oznaczony jako „wyjście z algorytmu regulacji”.

6. PODSUMOWANIE

Przedstawione zagadnienie szybkiego prototypowania regulatorów prądu i prędkości dla silnika prądu stałego, zostało przeanalizowane zarówno pod kątem teoretycznym, jak i praktycznym. Pokazany został proces projektowania cyfrowej kaskadowej struktury regulacji wykorzystywanej w kilku różnych fazach, począwszy od optymalizacji układu ciągłego, poprzez dyskretyzację i kodowanie liczb stało-przecinkowych, a kończąc strukturze układu cyfrowego

i przetwarzaniu analogowym i cyfrowym sygnałów. W końcowej części artykułu zaprezentowano wyniki weryfikacji doświadczalnej zaprojektowanego układu na stanowisku modelowym przekształtnikowego napędu prądu stałego. Uzyskane przebiegi porównano z wynikami i symulacji dla identycznego zadania regulacji. Występowanie różnic w obydwu badaniach jest związane z niedokładnościami identyfikacji parametrów silnika, nie uwzględnieniem nieliniowego i dyskretnego działania przekształtnika tyrystorowego oraz z zakłóceniami w torach pomiarowych.

7. DODATEK

W tabeli 5 przedstawiono parametry wykorzystywanego napędu.

Tabela 5
Parametry wykorzystywanego napędu

Rezystancja uogólniona $R_u = R_{is} + R_{dl} + R_{dod}$	1,8 Ω
Indukcyjność uogólniona L_u	99 mH
Stała elektromagnetyczna silnika T	0,055 s
Stała elektromechaniczna silnika B	0,263 s
Moment bezwładności J	0,699 kgm ²
Strumień magnetyczny Ψ_{eN}	2,19 Vs
Wzmocnienie przekształtnika k_p	75,13
Wzmocnienie toru sprzężenia prądowego Y	0,06
Wzmocnienie toru sprzężenia prędkościowego k_T	0,026
Napięcie znamionowe U_N	440 V
Prąd znamionowy I_N	47 A
Prędkość znamionowa n_N	1500 obr./min

Literatura

- [1] Ciepiela A.: *Automatyka przekształtnikowego napędu prądu stałego*. Kraków, Wydawnictwa AGH 1992
- [2] Leonhard W.: *Control of Electrical Drives*. Berlin, Springer-Verlag 1997
- [3] Kaźmierkowski M., Tunia H.: *Automatic control of converter-fed drives*. Warszawa, Elsevier 1994
- [4] *VisSim/Embedded Controls Developer User's Guide*. Visual Solutions 2005, document elektroniczny
- [5] Vaccaro J.: *Digital Control. A State-Space Approach*. McGraw-Hill, Inc., 1995
- [6] *TMS320F2812 Digital Signal Processor. Data Manual*. Texas Instruments. 2007, document elektroniczny

Wpłynęło: 4.03.2008 r.



Grzegorz SIEKLICKI

Urodził się 2 lutego 1972 roku. Studia wyższe ukończył w roku 1997 w Akademii Górniczo-Hutniczej w Krakowie na Wydziale Elektrotechniki, Automatyki, Informatyki i Elektroniki. Stopień naukowy doktora nauk technicznych uzyskał w 2000 roku. Od początku pracuje w Katedrze Automatyki Napędu i Urządzeń Przemysłowych AGH. Zajmuje się sterowaniem dyskretnym w układach napędowych.

E-mail: sieklo



Rajmund SYKULSKI

Urodził się 1 stycznia 1977 roku. Studia wyższe ukończył w roku 2001 w Akademii Górniczo-Hutniczej w Krakowie na Wydziale Elektrotechniki, Automatyki, Informatyki i Elektroniki. Od 2001 roku jest asystentem w Katedrze Automatyki Napędu i Urządzeń Przemysłowych. Zajmuje się sterowaniem w napędach elektrycznych.



Antoni ZDROJEWSKI

Urodził się 1 września 1948 roku. Studia wyższe ukończył w roku 1973 w Akademii Górniczo-Hutniczej w Krakowie na Wydziale Elektrotechniki Górniczej i Hutniczej (kierunek Automatyka i Telekomunikacja). Od początku pracuje w Katedrze Automatyki Napędu i Urządzeń Przemysłowych. Uczestniczył w wielu pracach przemysłowych dotyczących sterowania silnikami synchronicznymi. Głównym przedmiotem jego zainteresowań jest sterowanie silnikami elektrycznymi i serwomechanizmami.

e-mail: zdrojton@agh.edu.pl