

OD MODELU DO KODOWANIA WSPÓŁCZYNNIKÓW REGULATORÓW W NAPĘDACH ELEKTRYCZNYCH. CZĘŚĆ II

STRESZCZENIE

Artykuł jest kontynuacją wydanego w 2008 roku w czasopiśmie *Elektrotechnika i Elektronika* t. 27, z. 1. artykułu omawiającego problemy wdrożeniowe cyfrowych systemów regulacji napędami elektrycznymi. Przedstawiono tu wpływ zakresu i rozdzielczości przetwarzanych sygnałów na jakość regulacji. Analizie poddano układy pomiaru prądu i prędkości (enkoder inkrementalny) oraz układy zasilania (przekształtnik tyrystorowy i przemiennik częstotliwości). Zaprezentowano wyniki badań symulacyjnych.

Słowa kluczowe: napęd prądu stałego, przetworniki energii, enkoder inkrementalny, rozdzielczość przetworników pomiarowych, stałoprzecinkowe przetwarzanie sygnałów

FROM MODEL TO CONTROLLER FACTORS CODING IN ELECTRIC DRIVES. PART II

The paper is the continuation given in 2008 year in *Elektrotechnika i Elektronika* periodical vol. 27 issue 1 article about implementation problems of the digital systems of the electric drives control. The range and the resolution of processed signals were introduced on the quality of control. The current and the speed (incremental encoder) measurements and the supply systems (DC static converter and frequency converter) were subjected of the analysis. The results of simulation researchs were presented.

Keywords: DC drive, power converters, incremental encoder, resolution of measuring converters, fixed-point signals processing

1. WSTĘP

Część pierwsza opracowania [1] prezentowała zagadnienia teoretyczne i możliwe do uzyskania wyniki podczas sterowania cyfrowego napędami elektrycznymi. Przedstawiono w nim modele matematyczne i standardowe struktury regulacji silnikami obcowzbudnymi i synchronicznymi z magnesami trwałymi. W części pierwszej artykułu przedstawiono również metody optymalizacji parametrycznej regulatorów w układzie napędowym, dyskretyzację oraz wpływ błędów kwantyzacji na powstawanie cyklu granicznego i statyzmu w zamkniętym układzie regulacji. Udowodniono w nim, że zbyt krótki czas próbkowania powoduje utratę właściwości całkowania regulatorów cyfrowych.

Druga część artykułu dotyczy analizy rozdzielczości przetworników, zakresu sygnałów pomiarowych, długości słowa przetwarzanego przez procesor oraz symulacji układów napędowych z wykorzystaniem biblioteki FIXED-POINT TOOLBOX środowiska MATLAB-SIMULINK.

Dobór rozdzielczości przetwarzanych sygnałów ma istotny wpływ na wyniki uzyskiwane w układach przemysłowych, w których może dochodzić do kumulacji błędów obliczeniowych. Źródłem tych błędów są zaokrąglenia współczynników regulatorów oraz wyników mnożenia, dzielenia, dodawania i odejmowania. W rezultacie efektem pracy takich systemów może być powstawanie:

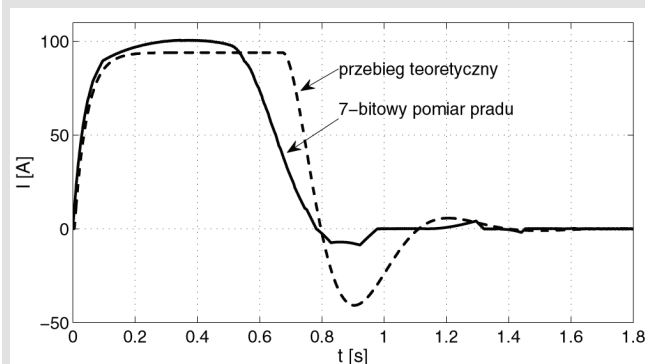
- nieprzewidzianych przeregulowań,
- cyklu granicznego,
- uchybów w stanie ustalonym.

Z powyższych powodów wskazane jest przewidywanie zjawisk, jakie mogą się pojawić podczas wdrażania syste-

mów sterowania cyfrowego i tej tematyce został poświęcony niniejszy artykuł.

2. ZAKRES A ROZDZIELCZOŚĆ PRZETWARZANYCH SYGNAŁÓW

Typowa rozdzielczość przetworników analogowo-cyfrowych, które są wykorzystywane do pomiaru prądów lub napięć, jest w zakresie 10–12 bitów. Jeśli są stosowane przetworniki o mniejszej rozdzielczości, może dochodzić do nieprzewidzianych przeregulowań w układzie regulacji. Porównanie takiego zjawiska z oczekiwanym wynikiem dla kaskadowej struktury regulacji napędem prądu stałego zostało przedstawione na rysunku 1 (7-bitowy pomiar prądu twornika i 8-bitowy regulator).



Rys. 1. Wpływ zbyt małej rozdzielczości pomiaru na przebieg prądu twornika

* Wydział Elektrotechniki, Automatyki, Informatyki i Elektroniki, Akademia Górniczo-Hutnicza w Krakowie

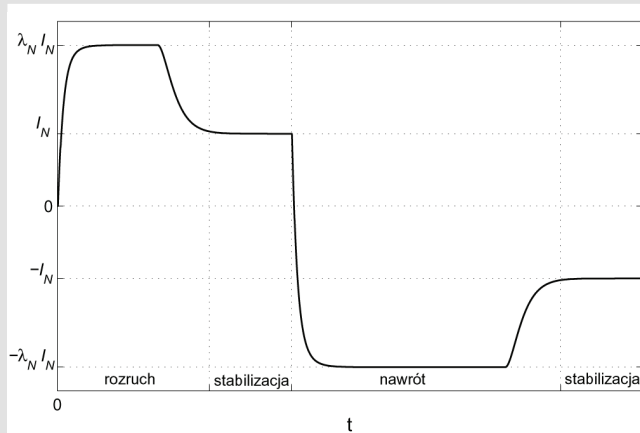
** Państwowa Wyższa Szkoła Zawodowa w Tarnowie

Przedstawione przebiegi nie są wynikiem błędów identyfikacji parametrów modelu matematycznego napędu, ale są spowodowane zbyt dużym stopniem skwantowania przebiegów. Należy pamiętać, że błędy identyfikacji mogą pogłębić przedstawione zjawisko.

W czasie rozruchu, hamowania i nawrotu prąd silnika może być większy od wartości znamionowej I_N o jej dopuszczalną krotność λ_N . Przeciążalność silnika zależy od jego konstrukcji i typowo są to wartości:

- $\lambda_N = 1,8 \div 2,2$ dla silników prądu stałego,
- $\lambda_N = 2,0 \div 4,5$ dla silników bezszczotkowych.

Przykładowa sekwencja rozruchu, stabilizacji i nawrotu silnika obcowzbudnego została przedstawiona na rysunku 2.



Rys. 2. Zakres pomiarowy prądu twornika podczas rozruchu, stabilizacji i nawrotu silnika

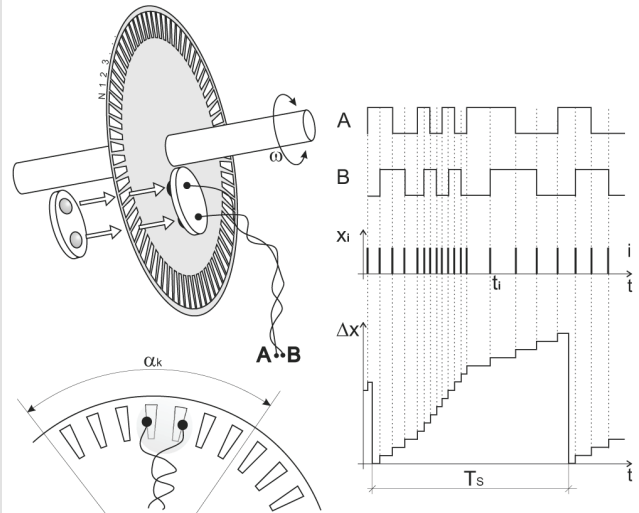
Z zaprezentowanego przebiegu widać, że układ pomiarowy (najczęściej przetwornik LEM) powinien mieć zakres przetwarzanych sygnałów nieco większy niż przedstawiony na rysunku, np. $\pm 1,1\lambda_N I_N$. Pozwala to na pomiar stanów awaryjnych, które mogą występować w układach przemysłowych. Równocześnie widać, że zakres pomiarowy dla zadania stabilizacji prędkości kątowej jest znacznie mniejszy i dla przebiegu prądu wynosi $\pm I_N$.

Oznacza to, że w układach, których głównym zadaniem jest stabilizacja prędkości, warto przeprowadzić mniej dynamiczny rozruch (w procesie optymalizacji parametrycznej regulatorów przyjąć wartość λ_N mniejszą od podanej w karcie katalogowej silnika), a zwiększyć dokładność w typowym zakresie pracy napędu. Natomiast w układach, w których głównym zadaniem jest realizacja częstych rozruchów i nawrotów silnika, lepiej jest zrezygnować z precyzyjnej stabilizacji na rzecz wysokiej dynamiki.

W nowoczesnych układach sterowania silnikami elektrycznymi do pomiaru prędkości kątowej stosuje się enkodery inkrementalne.

Enkoder jest przetwornikiem zamieniającym ruch obrotowy na ciąg cyfrowych impulsów elektrycznych. Zasadniczym elementem konstrukcji enkodera inkrementalnego, będącym jednocześnie przetwornikiem analogowo-cyfrowym, jest tarcza z rozmieszczonymi równomiernie na obwodzie N szczelinami (rys. 3). Po jednej stronie tarczy znaj-

duje się źródło światła (widzialnego lub podczerwonego), a po drugiej układ detektorów światłoczułych. Detektory rozmieszczone są w taki sposób, aby sygnały przez nie wygenerowane (A i B) podczas obrotu tarczy kodowej były przesunięte w fazie o 90° elektrycznych. Analiza kolejności pojawiania się impulsów w kanale A i B umożliwia określenie kierunku ruchu obrotowego, a dodatkowo po zastosowaniu układu detekcji zboczy narastających i opadających pozwala na czterokrotne zwiększenie liczby impulsów w stosunku do liczby szczelin (enkoder kwadraturowy – QEP).



Rys. 3. Budowa i działania enkodera inkrementalnego, A, B – sygnały generowane przez układy detektora przy zmiennej prędkości, x_i – impulsy odpowiadające zboczom narastającym i opadającym, Δx – zliczanie impulsów w czasie próbkowania T_s

Prędkość kątową wiąże się z kątem obrotu przez zależność

$$\omega = \frac{d\alpha}{dt}.$$

Zastępując pochodną ilorazem różnicowym

$$\omega \approx \frac{\alpha(t + T_s) - \alpha(t)}{T_s}$$

oraz zakładając dla każdego kroku próbkowania początkowe położenie $\alpha(0) = 0$ i $t \rightarrow 0$, otrzymujemy:

$$\omega \approx \frac{\alpha(T_s)}{T_s}$$

Tarcza kodowa posiada równomiernie rozmieszczone rysy, więc kąt α_k reprezentowany jest liczbą impulsów Δx zliczonych w czasie T_s .

$$\alpha_k \sim \Delta x = \sum_i x_i \quad (1)$$

a prędkość kątowa jest proporcjonalna do

$$\omega \sim \frac{\Delta x}{T_s}.$$

Uwzględniając liczbę rys na jeden obrót tarczy oraz kwadraturowe zwielokrotnienie liczby impulsów, otrzymuje się

$$\alpha_k = \frac{\pi}{2N} \Delta x$$

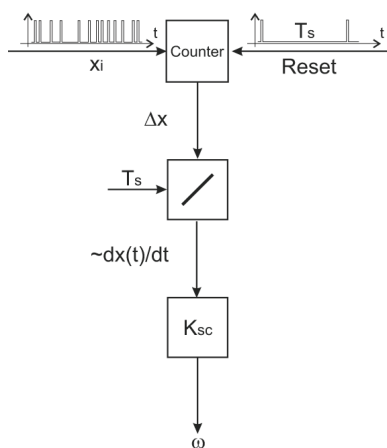
wówczas

$$\omega = K_{sc} \frac{\Delta x}{T_s}$$

gdzie $K_{sc} = \frac{\pi}{2N}$.

Po upływie czasu T_s zawartość licznika zostaje wyzerowana ($\Delta x(0) = 0$) i rozpoczyna się kolejny cykl przetwarzania. Proces wyznaczania prędkości kątowej można przedstawić w postaci schematu zaprezentowanego na rysunku 4. Podstawowym problemem przy pomiarach dla stałej wartości czasu T_s jest zmienna rozdzielczość zależna od prędkości kątowej. Im mniejsza prędkość, tym niższa rozdzielczość (mniej zliczonych impulsów). Rośnie tym samym względny błąd pomiaru analogiczny do błędu kwantowania w przetwornikach A/C

$$\delta\% = \frac{\omega - \omega_{rz}}{\omega_{rz}} \cdot 100\% \quad (2)$$



Rys. 4. Algorytm wyznaczania prędkości na podstawie impulsów generowanych przez enkoder inkrementalny przy założonym czasie próbkowania T_s

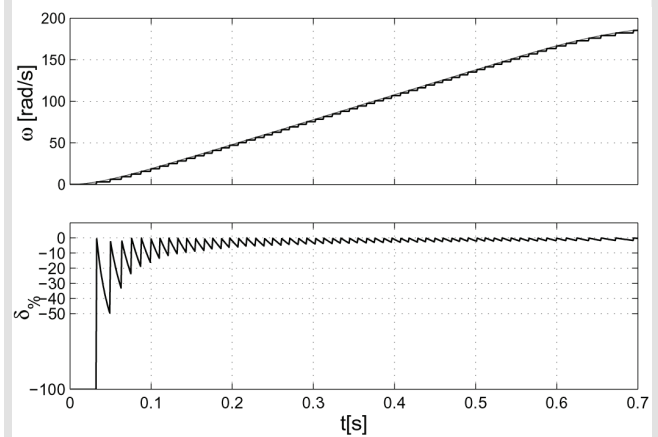
Wyniki błędów pomiaru prędkości kątowej przedstawiono na rysunku 5. Wydłużenie czasu próbkowania T_s przy tej samej prędkości owocuje znacznym zmniejszeniem błędu. Dla prędkości $\omega = 50$ rad/s i czasu próbkowania 0,001 s błąd $\delta\% = -5,8\%$, natomiast dla czasu 0,01 s błąd wynosi $\delta\% = -0,1\%$.

3. UKŁADY ZASILANIA JAKO PRZETWORNIKI CYFROWO-ANALOGOWE

Zarówno silniki prądu stałego, jak i prądu przemiennego są układami o działaniu ciągłym. Zasilane są one z wykorzy-

staniem przetworników energii (wzmacniaczy mocy) o działaniu cyfrowym. Najbardziej rozpowszechnione są [2, 3]:

- statyczne przekształtniki tyrystorowe,
- pośrednie napięciowe przemienniki częstotliwości PWM.

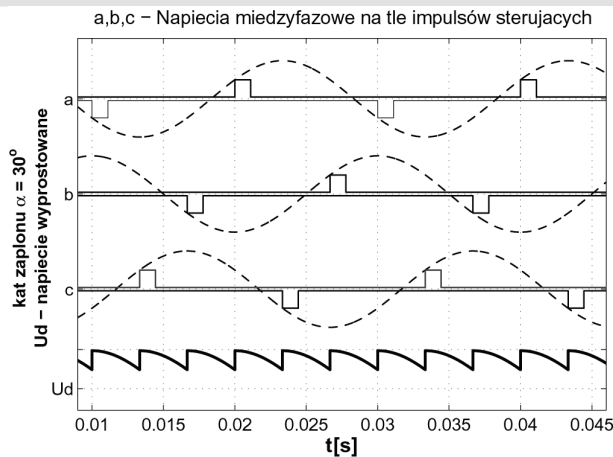


Rys. 5. Pomiar prędkości na podstawie impulsów generowanych przez enkoder inkrementalny przy założonym czasie próbkowania $T_s = 0,001$ i 500 rysach na obrót

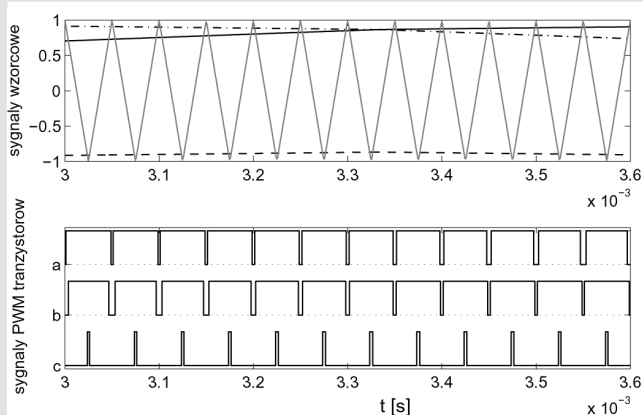
W obydwoch rodzajach powyższych układów energoelektronicznych można się dopatrzeć zasad próbkowania i kwantyzacji, związanych z trójkątną falą nośną, która determinuje wyzwalanie elementów przełączających. Fala nośna najczęściej realizowana jest przez układy czasowo-licznikowe procesorów sterujących elementami przełączającymi, które posiadają własną rozdzielczość uzależnioną od cyklu maszynowego procesora. Ostatecznie dokładność układu czasowo-licznikowego (ilość możliwych stanów na jeden cykl) wpływa na rozdzielczość sygnału wyjściowego. Przykładowe wyzwalanie elementów energoelektronicznych przedstawiono na rysunkach 6 i 7.

W przypadku przekształtników tyrystorowych, bazujących na sygnałach 3-fazowych sinusoidalnych podlegających kontrolowanemu prostowaniu, pojawia się nieliniowość wzmocnienia napięciowego i razem z kwantyzacją sygnału trójkątnego prowadzi do zwiększenia błędów przetwarzania cyfrowo-analogowego przetwornika energii. W układach falownikowych pojawiają się również dodatkowe błędy wymuszone zastosowaniem opóźnienia załączenia tranzystora w gałęzi falownika (DEAD-BAND), taka technika będzie również zmniejszała rozdzielczość układu zasilającego analizowanego jako przetwornik.

Zgodnie z opracowaniem [4] i uwzględnieniem dodatkowych zasad sterowania przetwornikami energii zarówno w układach prądu stałego, jak i przemiennego można przyjąć, że układy te obniżają rozdzielczość sygnałów wyjściowych z układu regulacji o około 2–3 bitów. Na dokładne określenie rozdzielczości wyjściowego przetwornika, jakim jest układ zasilający, mają również wpływ wartości indukcyjności i rezystancji uzwojeń. Stosunek tych wartości określa stałą czasową filtra opisującego przetwarzanie napięcia na prąd.



Rys. 6. Wyzwalanie tyrystorów w przekształtniku statycznym



Rys. 7. Metoda wektora przestrzennego – falownik napięcia

4. BADANIA SYMULACYJNE

Badania symulacyjne cyfrowego układu regulacji nawrotnym napędem prądu stałego zostały zrealizowane w środowisku MATLAB-SIMULINK.

Badania symulacyjne przeprowadzono dla napędu prądu stałego o następujących parametrach:

$$\begin{aligned} P_N &= 18 \text{ kW}, U_N = 440 \text{ V}, I_N = 47 \text{ A}, \\ n_N &= 1800 \text{ rpm}, \omega_N = 188 \text{ rad/s}, \omega_0 = 200, 3 \text{ rad/s}, \\ R &= 1, 8 \text{ }\Omega, L = 99 \text{ mH}, T = L/R = 55 \text{ ms}, \\ \psi_{eN} &= 2, 197 \text{ V}\cdot\text{s/rad}, \lambda_N = 2I_{\max}/I_N, J = 0, 69 \text{ kgm}^2, \\ K_p &= 75 \text{ V/V}, p = 50I_N \text{ A/s}. \end{aligned}$$

Parametry regulatorów ciągłych zostały poddane dyskretyzacji z czasem próbkowania $T_s = 0,001$ dla regulatora prądu twornika i $T_s = 0,001$ s lub $T_s = 0,003$ s toru przetwarzania prędkości kątowej [1].

Badania wykazały, że 8-bitowa rozdzielczość przetworników A/C (pomiar prądu) nie ma większego wpływu na powstawanie cyklu granicznego w układzie regulacji. Z tego powodu we wszystkich badaniach symulacyjnych była ona niezmienna. Zakres przetwarzanego sygnału prądu przyjęto jako $\pm 1,2\lambda_N I_N$.

Model układu pomiaru prędkości kątowej został wykonany w oparciu o zasady przetwarzania sygnałów z enkodera. W trakcie badań przyjęto ilość rys przetwornika równą 500 oraz 2000.

Badania wykazały, że układ regulacji kaskadowej napędem działa poprawnie przy 8-bitowej rozdzielczości układu

zasilającego (przekształtnika tyrystorowego) i taka rozdzielczość została przyjęta w zaprezentowanych poniżej wynikach symulacji.

W wyniku przeprowadzonych doświadczeń symulacyjnych nie dostrzeżono wpływu długości słowa jednostki sterującej (rozdzielczość słów przetwarzanych przez regulator) i uzyskane wyniki dla słów 16- i 32-bitowych były nierozróżnialne. Z tego powodu w zaprezentowanych wynikach przyjęto 32-bitową rozdzielczość.

Model układu pomiaru prędkości kątowej został wykonany w oparciu o zasady przetwarzania sygnałów z enkodera inkrementalnego. W trakcie badań przyjęto ilość rys przetwornika równą 500 oraz 2000. Z przeprowadzonych badań wynika, że największy wpływ na powstawanie oscylacji w stanie ustalonym ma rozdzielczość układu pomiaru prędkości. Z tego powodu w zaprezentowanych wynikach położono największy nacisk na sposób pomiaru prędkości.

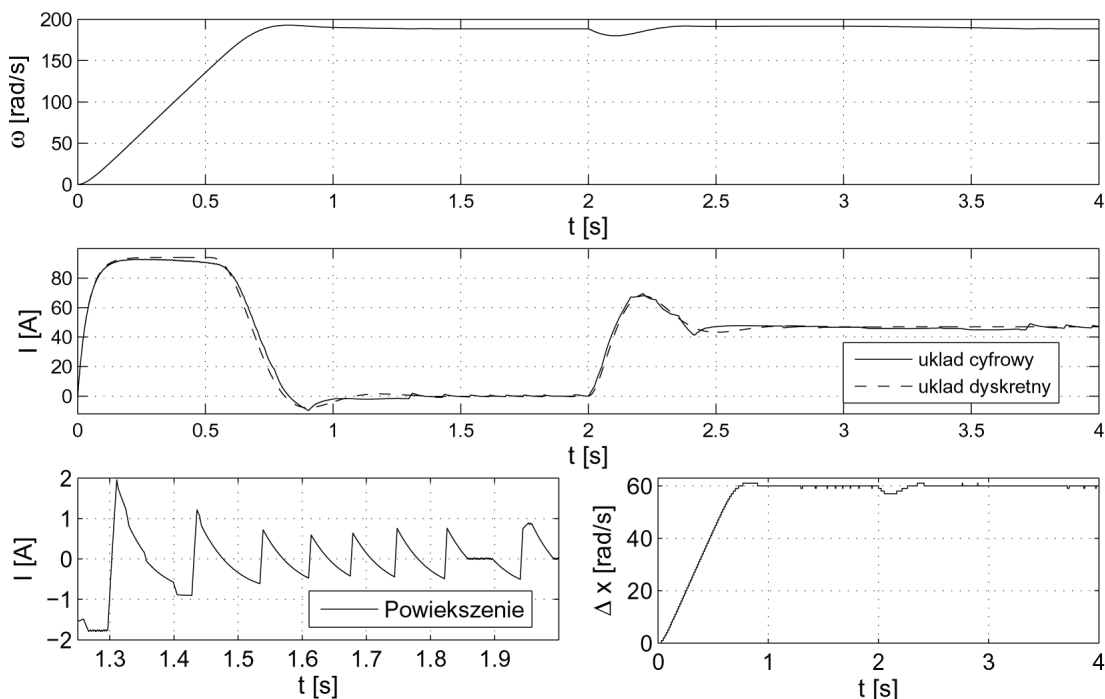
Na rysunku 8 przedstawiono wyniki rozruchu i udarowego obciążenia momentem znamionowym (w 2 s symulacji) silnika. Przebiegi przedstawiają:

- prędkość kątową silnika ω przed pomiarem za pomocą układu enkoder-licznik,
- porównanie przebiegów prądu twornika I w układzie dyskretnym (przetwarzanie sygnałów zmiennoprzecinkowych) z przebiegami w układzie cyfrowym (uwzględnienie rozdzielczości przetworników i długości słowa procesora),
- powiększenie przebiegu prądu twornika w stanie ustalonym,
- przebieg sygnału Δx (1) proporcjonalnego do prędkości kątowej, który jest uzyskany z układu enkoder-licznik. Sygnał wyrażony jest w liczbach całkowitych i określa rozdzielczość metody pomiarowej.

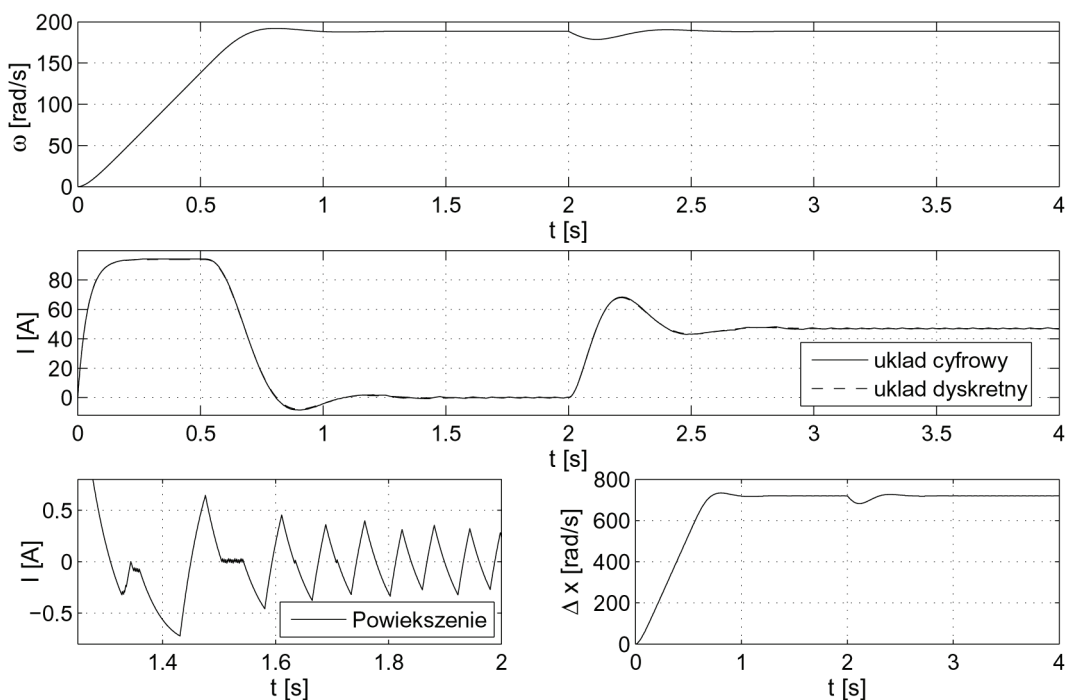
Zaprezentowane przebiegi prądu świadczą o występowaniu oscylacji w stanie przejściowym, które przenoszą się na drgania momentu elektrycznego. Głównym źródłem takiego zjawiska jest niska rozdzielczość pomiaru prędkości kątowej (500 rys na tarczy enkodera i $T_s = 1$ ms) w stanie ustalonym $\Delta x = 60$ i może się zmieniać o ± 1 . Oznacza to, że błąd pomiaru (2) jest równy $\delta_{\%} = 3,33\%$.

Z uwagi na większą wartość elektromechanicznej stałej czasowej B od elektromagnetycznej T [1] można zwiększyć czas próbkowania dla toru przetwarzania prędkości (pomiar i regulator prędkości) do $T_s = 3$ ms jednocześnie pozostawiając czas próbkowania toru prądowego równy 1 ms. Wówczas błąd pomiaru prędkości zmaleje trzykrotnie. Równocześnie znacznemu zmniejszeniu ulegnie statyzm prądu twornika podczas rozruchu, który uwidacznia się brakiem stabilizacji prądu w układzie cyfrowym na wartości $\lambda_N I_N = 94$ A.

Widoczne efekty poprawy przebiegów prądu są obserwowane po zastosowaniu dokładniejszego pomiaru prędkości kątowej np. enkoder o 2000 rys i czas próbkowania (dla toru ω) $T_s = 3$ ms. Przy takim rozwiązaniu licznik współpracujący z enkoderem inkrementalnym zlicza do 720, co daje błąd pomiaru ok. $|\delta_{\%}| = 0,29\%$. Wyniki pracy takiego układu zostały przedstawione na rysunku 9. Zporównania przebiegów prądu twornika w układzie cyfrowym i odniesienia (dyskretnym) wynika minimalizacja oscylacji i statyzmu w stosunku do zaprezentowanych wyników dla enkodera o 500 rysach.



Rys. 8. Przebiegi sygnałów w układzie regulacji dla enkodera o 500 rysach i czasie próbkowania $T_s = 1$ ms



Rys. 9. Przebiegi sygnałów w układzie regulacji dla enkodera o 2000 rysach i czasie próbkowania $T_s = 3$ ms

5. PODSUMOWANIE

W artykule zaprezentowano analizę cyfrowego układu regulacji kaskadowej napędem prądu stałego. Przedstawione wyniki można rozszerzyć na układy sterowania silnikami bezszczotkowymi [1]. W artykule największy nacisk położony został na analizę rozdzielczości pomiaru prędkości kątowej realizowanej z wykorzystaniem enkodera inkre-

mentalnego. Należy pamiętać, że przedstawione wyniki uzyskano dla wartości zadanej równej prędkości znamionowej silnika ω_N , a w napędach o regulowanej w szerokim zakresie prędkości należy się spodziewać znacznego wzrostu błędów pomiaru dla niskich prędkości kątowych (rys. 5). Przedstawione wyniki potwierdzają przypuszczenia wysunięte w pierwszej części artykułu i dotyczące cyklu granicznego i astatyzmu w napędach sterowanych cyfrowo.

Literatura

- [1] Sieklucki G., Kołacz T., Aksamit G.: *Od modelu do kodowania współczynników regulatorów w napędach elektrycznych. Cz. 1.* Elektrotechnika i Elektronika (półrocznik AGH), 27(1), 2008, 37-47.
- [2] Kaźmierkowski M.P., Krishnan R., Blaabjerg F.: *Control in Power Electronics*. Academic Press, San Diego, 2002.
- [3] Trzynadlowski A.M.: *Control of Induction Motors*. Academic Press, San Diego, 2000.
- [4] Alter D.M.: *Using PWM Output as a Digital-to-Analog Converter on a TMS320F280x Digital Signal Controller*. Application Report SPRAA88A, 2008.

Wpłynęło: 24.03.2009



Grzegorz SIEKLUCKI

Urodził się 2 lutego 1972 w Krakowie. Ukończył 1997 roku kierunek automatyka i robotyka na Akademii Górniczo-Hutniczej w Krakowie. W 2000 roku uzyskał tytuł doktora nauk technicznych w dyscyplinie elektrotechnika. Obecnie jest zatrudniony w Katedrze Automatyki

Napędu i Urządzeń Przemysłowych. Zajmuje się sterowaniem cyfrowym napędami elektrycznymi.

e-mail: sieklo@kaniup.agh.edu.pl



Tomasz KOŁACZ

Urodził się 29 kwietnia 1978 roku w Tarnowie. Ukończył w 2002 roku studia inżynierskie w Państwowej Wyższej Szkole Zawodowej w Tarnowie na kierunku Elektrotechnika o specjalności układy sterowania i systemy pomiarowe. Studia magisterskie ukończył w 2004 roku na Akademii

Górnictwo-Hutniczej w Krakowie na kierunku elektrotechnika o specjalności automatyka i metrologia. Obecnie jest zatrudniony w Zakładzie Elektrotechniki PWSZ w Tarnowie.

e-mail: tmk@pwsztar.edu.pl



Grzegorz AKSAMIT

Urodził się 22 lutego 1978 roku w Tarnowie. Ukończył w 2002 roku studia inżynierskie w Państwowej Wyższej Szkole Zawodowej w Tarnowie na kierunku elektrotechnika o specjalności układy sterowania i systemy pomiarowe. Studia magisterskie ukończył w 2004 roku na Akademii

Górnictwo-Hutniczej w Krakowie na kierunku elektrotechnika o specjalności automatyka i metrologia. Obecnie jest zatrudniony w Zakładzie Elektrotechniki PWSZ w Tarnowie.

e-mail: aksamitg@pwsztar.edu.pl