

## Zastosowanie obserwatora ATO do filtracji wyników estymacji położenia w napędzie z silnikiem PMSM

**Streszczenie.** W referacie zaproponowano zastosowanie obserwatora ATO (ang. Angle Tracking Observer) do poprawy dokładności odtwarzania położenia kąowego wirnika silnika PMSM (ang. Permanent Magnet Synchronous Motor) za pomocą estymatora fizycznego. Opracowano dedykowaną, uproszczoną strukturę ATO. Zaproponowano procedurę doboru nastaw wzmacnień obserwatora w oparciu o model symulacyjny. Skuteczność działania ATO potwierdzono badaniami eksperymentalnymi.

**Abstract.** The paper proposes the use of Angle Tracking Observer (ATO) to improve accuracy of estimating permanent magnet synchronous motor (PMSM) angular position using saliency-based method. A designated structure of ATO was developed. A procedure to select ATO gains based on simulation was proposed. Effectiveness of the approach was proven by the results of experimental investigation. (Application of Angle Tracking Observer to Sensorless PMSM drive).

**Słowa kluczowe:** sterowanie bezczujnikowe, odtwarzanie położenia kąowego, filtracja wyników pomiarów, silnik PMSM

**Keywords:** sensorless control, angular position estimation, measurement results filtering, PMSM

### Wstęp

Metody estymacji położenia kąowego wirnika przeznaczane dla silników PMSM można podzielić na dwie zasadnicze grupy: metody algorytmiczne oraz metody fizyczne. Metody algorytmiczne korzystają z modelu matematycznego silnika, w którym zmienne stanu są aktualizowane w czasie rzeczywistym na podstawie wielkości mierzonych – najczęściej prądów i napięć [1]. Odpowiedni dobór wzmacnień tak opracowanego estymatora zapewni dobrą odporność na zaburzenia pomiarowe. Pomimo występowania niewielkich błędów pomiarowych o charakterze stochastycznym przebieg estymowanego położenia kąowego jest pozbawiony składowej szybkozmiennej (szumu) [2].

Metody fizyczne oparte są na wyznaczaniu parametrów silnika, których wartość jest funkcją położenia kąowego wirnika. Najczęściej wykorzystywane są w tym celu indukcyjności stojana [3]. Położenie kąowe wirnika obliczane jest na bazie przyjętej sekwencji pomiarowej, a jego wartość jest niezależna od poprzedniego wyniku estymacji. Cecha ta sprawia, że zaburzenia pomiarowe przenoszą się na przebieg odtworzonego położenia kąowego. Wskazana jest zatem filtracja tego przebiegu. Najprostszym rozwiązaniem jest zastosowanie filtra dolnoprzepustowego. Filtr położenia kąowego wprowadza jednak opóźnienie zależne od prędkości kąowej wirnika. Z reguły estymatory fizyczne stosowane są z tylko w zakresie małych prędkości kąowych, dla których opóźnienie jest na niewielkim, akceptowalnym poziomie.

W badaniach przedstawionych w [4] zaprezentowano estymator fizyczny, w którym położenie kąowe odtwarzane jest poprzez analizę pochodnych prądów fazowych silnika. Dominujący wpływ na wartości mierzonych pochodnych ma siła elektromotoryczna silnika, dlatego estymator ten może być stosowany w zakresie średnich i dużych prędkości kąowych wirnika. Dokładność pomiaru pochodnych prądu jest relatywnie mała, więc przebieg estymowanego położenia kąowego jest wyraźnie zaszumiony [5]. Zastosowanie filtra dolnoprzepustowego nie jest wskazane uwagi na duże opóźnienia wprowadzane przez filtr przy pracy napędu w rozważanym zakresie prędkości.

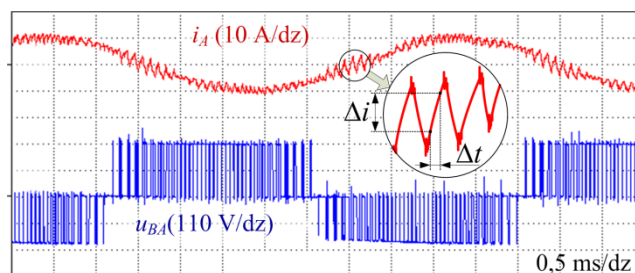
W niniejszej pracy zaproponowano zastosowanie obserwatora ATO (ang. Angle Tracking Observer) do filtracji wyników odtwarzania położenia estymatora fizycznego, przeznaczonego do pracy przy średnich i dużych prędkościach silnika PMSM (ang. Permanent Magnet Synchronous Motor). Przedstawiono uproszczoną strukturę

ATO przeznaczoną do filtracji wyników estymacji. Zaproponowano procedurę doboru nastaw wzmacnień obserwatora w oparciu o model symulacyjny. Skuteczność działania ATO potwierdzono badaniami eksperymentalnymi.

### Estymator położenia kąowego wirnika

Przedstawiony w pracy [4] estymator wykorzystuje pomiar pochodnych prądów fazowych silnika PMSM. Pochodne wyznaczone są dla podokresów modulacji napięcia wyjściowego falownika, w których generowane są tzw. wektory zerowe. Pomiar pochodnych odbywa się pośrednio, poprzez wyznaczenie ilorazu różnicowego z dwóch sąsiednich wyników pomiaru prądów fazowych silnika (rys.1) [5]:

$$(1) \quad \frac{di}{dt} \cong \frac{\Delta i}{\Delta t}$$



Rys.1. Idea pośredniego pomiaru pochodnych prądu silnika, gdzie:  $i_A$  i  $u_{BA}$  – wybrany prąd fazowy i napięcie przewodowe silnika PMSM

Pomiar pochodnych prądów fazowych odbywa się w każdym cyklu modulacji napięcia wyjściowego falownika. Wyznaczone podczas generacji zerowych wektorów napięcia pochodne prądów fazowych  $di_\alpha/dt$ ,  $di_\beta/dt$ ,  $di_c/dt$  są transformowane do prostokątnego układu współrzędnych  $\alpha-\beta$ . Otrzymane w ten sposób pochodne  $di_\alpha/dt$ ,  $di_\beta/dt$  wykorzystywane są do obliczenia położenia kąowego wirnika  $\theta_e$ :

$$(2) \quad \theta_e \cong \arctg 2 \left( \frac{di_\alpha/dt}{-di_\beta/dt} \right) + k \cdot i_q,$$

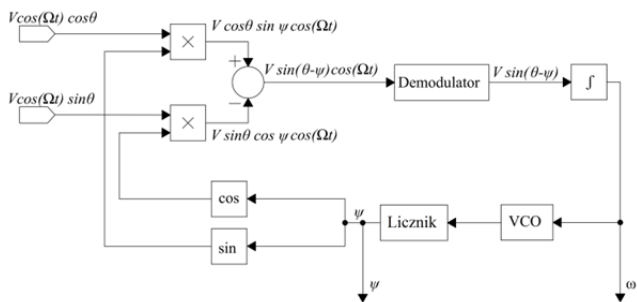
gdzie:  $k$  – stała zależna od parametrów modelu silnika;  $i_q$  – składowa prądu silnika w osi  $q$  wirującego układu współrzędnych  $d-q$ .

Wyprowadzenie zależności (2) oraz szczegółowe informacje dotyczące omawianego estymatora znajdują się w [4]. Wyznaczane przyrosty prądu  $\Delta i$  mają małą wartość w relacji do zakresu pomiarowego przetworników prądów. Z tego powodu pośredni pomiar pochodnych obarczony jest relatywnie dużymi zaburzeniami, co przekłada się na występowanie wyraźnej, szybkozmiennej składowej w przebiegu estymowanego kąta położenia wirnika.

### Obserwatory ATO

Obserwatory ATO są powszechnie stosowane w specjalizowanych układach scalonych RDC (ang. Resolver-to-Digital Converter), służących do określania położenia kąowego za pomocą rezolwerów (transformatorów położenia kąowego). Położenie kąowe można wyznaczyć na bazie analogowych sygnałów pochodzących z rezolwerów używając funkcji trygonometrycznych, jednak obliczona w ten sposób wartość jest obciążona dużą niedokładnością związaną z błędami pomiarowymi. Podstawową cechą odróżniającą obserwator ATO od bezpośrednio metody obliczania kąta położenia wirnika za pomocą funkcji trygonometrycznych, jest zdolność do skutecznego ograniczania wpływu błędów chwilowych i zakłóceń pomiarowych na wyznaczone położenie kąowe [6], [7]. Obserwator ma dobre zdolności do wygładzania przebiegu położenia, nie wprowadzając jednocześnie opóźnień zależnych od prędkości kąowej.

W specjalizowanych układach RDC obserwatory realizowane są w postaci sprzętowej. Schemat blokowy typowego obserwatora ATO przedstawiono na rysunku 2.



Rys.2. Struktura obserwatora ATO [8] (symbole wyjaśniono w tekście)

Zmodulowane przebiegiem referencyjnym  $R = V \cdot \cos(\Omega t)$  sygnały wyjściowe rezolwera  $R \cdot \cos(\theta_n)$  i  $R \cdot \sin(\theta_n)$ , zmierzone w  $n$ -tym cyklu pracy obserwatora, są mnożone przez funkcje cosinus i sinus estymowanego położenia kąowego  $\psi_{n-1}$  dla poprzedniego kroku oraz odejmowane od siebie w celu uzyskania zależności [6]:

$$(3) \quad \begin{aligned} R \cdot \cos(\theta_n) \cdot \sin(\psi_{n-1}) - R \cdot \sin(\theta_n) \cdot \cos(\psi_{n-1}) \\ = R \cdot \sin(\theta_n - \psi_{n-1}). \end{aligned}$$

Otrzymany sygnał jest demodulowany (najczęściej synchronicznie) w celu odfiltrowania przebiegu referencyjnego  $R$ . Zdemodulowany sygnał błędu estymacji, dla różnicy kątów  $|\theta_n - \psi_{n-1}| < \pi/6$ , może być aproksymowany przez funkcję liniową [9]:

$$(4) \quad \varepsilon_n = V \cdot \sin(\theta_n - \psi_{n-1}) \approx V(\theta_n - \psi_{n-1}).$$

W wyniku całkowania błędu  $\varepsilon_n$  otrzymuje się aktualną wartość prędkości kąowej  $\omega_n$ . Sygnał prędkościowy podawany jest następnie na wejście generatora VCO (ang. Voltage Controlled Oscillator). Impulsy VCO zliczane są przez licznik, którego stan odzwierciedla binarnie aktualną

wartość estymowanego kąta  $\psi_n$  [8]. W każdym cyklu stan licznika zmienia się o jeden inkrement, dzięki czemu ograniczane są zaburzenia spowodowane przez chwilowe błędy pomiaru sygnałów z rezolwera.

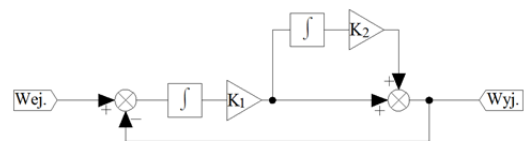
Typowa struktura ATO poddawana jest licznym, choć niewielkim modyfikacjom [7], [8], [10]. Autorzy artykułu [7] zaproponowali wprowadzenie hybrydowego obserwatora ATO z zaimplementowanym enkoderem kwadraturowym w celu poprawy stabilności przy wysokich wartościach prędkości i przyspieszenia. W pracy [8] zaproponowano zastosowanie komparatora okienkowego oraz wzmacniacza ze sterowanym odwracaniem fazy zamiast standardowego sprzężenia zwrotnego, opartego na sinusie i kosinusie estymowanego położenia kąowego. Główną zaletą takiego rozwiązania jest redukcja kosztów wytwarzania obserwatorów ATO w układach scalonych. W pracy [10] zmodyfikowano strukturę ATO poprzez zastosowanie wstępnej demodulacji synchronicznej sygnałów wejściowych oraz zmianę kształtu przebiegu referencyjnego na prostokątny. Wprowadzono także układ kwadraturowej estymacji położenia początkowego wirnika w celu zmniejszenia maksymalnej wartości błędu estymacji położenia.

W literaturze proponowane są także algorytmy ATO dostosowane do realizacji programowej [6], [11]. Pozwala to na implementację ATO w ramach programu sterowania, realizowanego w zasadniczym sterowniku cyfrowym napędu, co obniża koszty całego układu. Taka realizacja ATO sporadycznie wykorzystywana jest również w celu zwiększenia dokładności estymacji kąta położenia wirnika przy bezczujnikowym sterowaniu napędem [12].

### Propozycja struktury ATO dla estymatora fizycznego

Proponowana struktura obserwatora ATO, zmodernizowanego pod kątem zastosowania do estymatora fizycznego, przedstawiona została na rysunku 3. Zmiany wprowadzone w relacji do rozwiązań literaturowych mają celu przede wszystkim:

- dostosowanie obserwatora do odmiennego charakteru sygnału wejściowego (sygnał położeniowy zamiast zmodulowanych przebiegów przemiennych);
- umożliwienie realizacji programowej, bez konieczności korzystania z zasobów sprzętowych (np. licznika);
- uproszczenie struktury w celu redukcji złożoności i czasochłonności obliczeń.



Rys.3. Proponowana struktura obserwatora ATO dla fizycznego estymatora położenia kąowego

Zastosowano strukturę drugiego rzędu, która pozwala wyeliminować błąd obserwatora w stanach quasi-ustalonych, tj. dla stałej prędkości kąowej [8]. Funkcję licznika sprzętowego zastąpiono członem całkującym.

W stosunku do konwencjonalnego układu ATO znacząco uproszczono człon wejściowy. Standardową część demodulującą przemiennie sygnały z rezolwera zastąpiono strukturą przystosowaną do sygnału położeniowego z estymatora fizycznego.

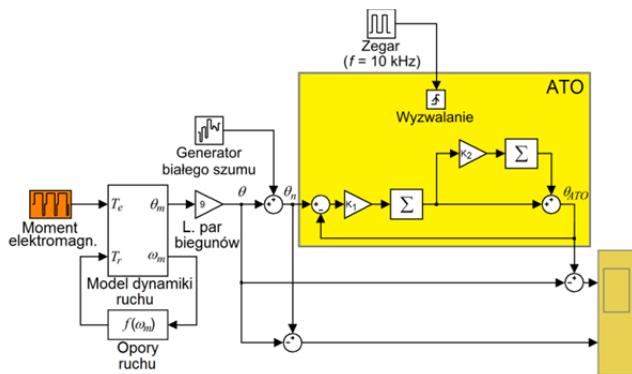
### Metodyka analizy wpływu nastaw wzmacnień na skuteczność filtracji położenia przez ATO

Dla skuteczności redukcji składowej szybkozmiennej (szumu) w przebiegu położenia kąowego istotny jest dobór wzmacnień  $K_1$  oraz  $K_2$  obserwatora. Zbyt duże

wzmocnienia powodują przenoszenie składowej szybkozmiennej na wyjście oraz ryzyko utraty stabilności obserwatora. Małe wartości wzmocnień zawężają szerokość pasma przepuszczanych częstotliwości, jednak mogą wprowadzać znaczące opóźnienia w sygnale wyjściowym.

Potrzebny jest zatem wybór arbitralnych wartości wzmocnień w celu minimalizacji błędów odtwarzanego położenia rozumianych jako różnica wartości chwilowych odszumionego estymowanego położenia kąowego  $\theta_{ATO}$  oraz rzeczywistego położenia kąowego  $\theta$ . Zależność tak zdefiniowanego błędu od współczynników  $K_1$  i  $K_2$  jest uwarunkowana przez parametry i warunki pracy napędu, głównie: stopień zaszumienia przebiegu położenia kąowego z estymatora fizykalnego, zakres prędkości pracy i maksymalne przyspieszenia kątowe napędu.

Do analizy wpływu nastaw wzmocnień na skuteczność filtracji realizowanej przez ATO zaproponowano uproszczony model matematyczny napędu zaimplementowany w środowisku Simulink (rys.4). W modelu uwzględniono parametry laboratoryjnego układu napędowego przedstawione w tabeli 1.



Rys.4. Schemat modelu symulacyjnego układu napędowego z zaimplementowanym obserwatorem ATO

Tabela 1. Parametry układu napędowego z silnikiem PMSM

Parametr	Wartość
Moc znamionowa $P_n$	1200 W
Prędkość bazowa (elektryczna) $\omega_b$	1000 rad/s
Liczba par biegunów $p$	9
Moment elektromagnetyczny znamionowy $T_{en}$	10,4 Nm
Okres pętli sterowania i estymacji położenia $T_s$	100 $\mu$ s
Moment bezwładności $J$	0,19 kg·m <sup>2</sup>

Dynamikę ruchu zamodelowano za pomocą równań opisujących zmienność prędkości mechanicznej wirnika  $\omega_m$  oraz mechanicznego położenia kąowego  $\theta_m$ :

$$(5) \quad \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J}(T_e - T_r),$$

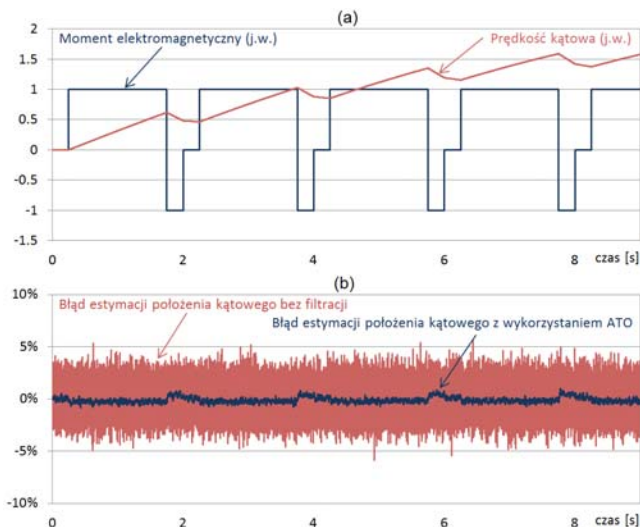
$$(6) \quad \frac{d\theta_m}{dt} = \omega_m.$$

Moment oporowy  $T_r$  wyznaczono dla rozważanego układu napędowego empirycznie i wyrażono funkcją kwadratową prędkości kąowej  $\omega_m$ . Elektromagnetyczny moment napędowy  $T_e$  jest w modelu wielkością zadawaną.

Za pomocą modelu dynamiki ruchu obliczane są zmiany położenia kąowego  $\theta_m$  w zależności od przebiegu momentu elektromagnetycznego, uwzględniając istotne parametry mechaniczne układu napędowego. Aby odwzorować cechy sygnału pochodzącego z fizykalnego estymatora położenia wirnika, do wartości położenia kąowego  $\theta = p \cdot \theta_m$  w modelu dodawany jest szum biały o mocy zbliżonej do występującej

w rzeczywistym układzie [7]. Otrzymana w ten sposób zaszumiona wartość położenia  $\theta_n$  jest sygnałem wejściowym obserwatora ATO. Struktura obserwatora jest analogiczna jak na rysunku 3, jednak został on zrealizowany w formie dyskretnej, aby odwzorować implementację w sterowniku cyfrowym napędu. W związku z tym całki zastąpiono sumami, a równania obserwatora realizowane są cyklicznie z okresem  $T_s$ .

Do celów analizy wpływu nastaw wzmocnień na skuteczność obserwatora ATO zaproponowano specyficzny cykl zmian momentu elektromagnetycznego, przedstawiony na rysunku 5a. Cykl ten pozwala na uwzględnienie w analizie maksymalnej dynamiki oraz zakresu zmian prędkości i położenia kąowego charakterystycznej dla rozważanego napędu. Na rysunku 5b pokazano przebieg błędów estymacji dla przykładowych nastaw wzmocnień.



Rys.5. Przebiegi zmiennych modelu symulacyjnego dla wzmocnień  $K_1 = 1,6 \cdot 10^{-6}$ ,  $K_2 = 1,6 \cdot 10^{-6}$ : (a) momentu elektromagnetycznego oraz prędkości kąowej, (b) błędów sygnału położeniowego na wejściu i na wyjściu ATO

### Wyniki analizy wpływu nastaw wzmocnień na skuteczność filtracji położenia przez ATO

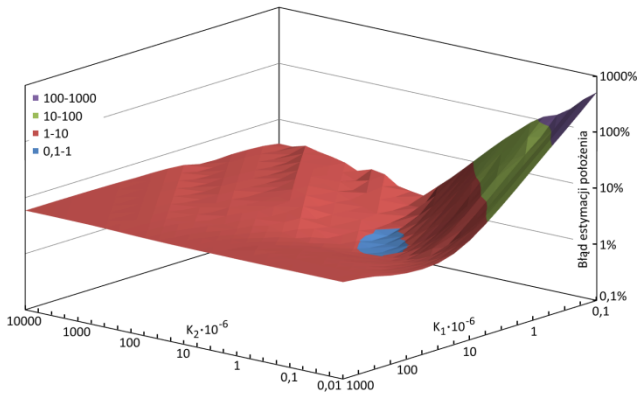
Analizę wpływu wartości wzmocnień  $K_1$  i  $K_2$  na błąd estymacji położenia przeprowadzono w oparciu o:

- model symulacyjny przedstawiony na rysunku 4, sparametryzowany wg tabeli 1;
- cykl pracy napędu przedstawiony na rysunku 5a;
- definicję błędów odtwarzanego położenia kąowego sformułowaną w poprzednim rozdziale.

Wyniki analizy przedstawiono na rysunku 6. W celu umożliwienia czytelnego przedstawienia zależności błędów dla dużego zakresu zmian  $K_1$  i  $K_2$  zastosowano skalę logarytmiczną. Najmniejszy błąd estymacji wynoszący 0,84% uzyskano dla wzmocnień  $K_1 = 0,8 \cdot 10^{-6}$  oraz  $K_2 = 3,2 \cdot 10^{-6}$ .

### Weryfikacja eksperymentalna

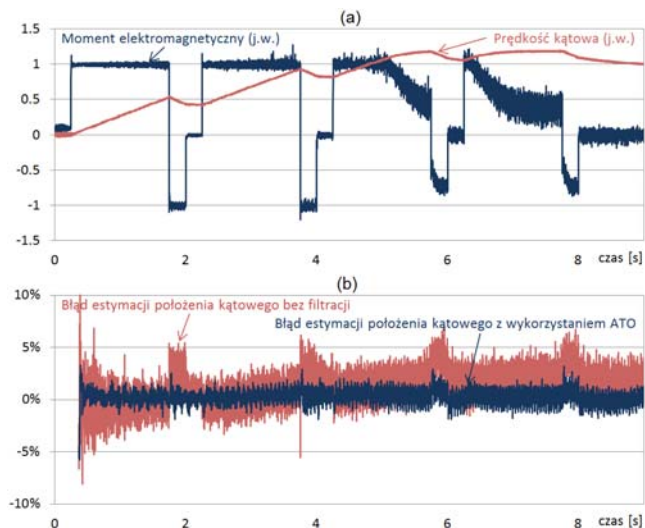
Zaproponowaną strukturę obserwatora ATO oraz dobrane wartości wzmocnień poddano weryfikacji eksperymentalnej wykorzystując laboratoryjny układ napędowy z silnikiem PMSM o parametrach podanych w Tabelicy 1. Układ wyposażony jest w rezolwer oraz sprzętowy przetwornik RDC typu AD2S82. Położenie wyznaczone przez układ RDC traktowane jest jako położenie rzeczywiste i używane jako sygnał odniesienia przy obliczaniu błędów estymacji położenia kąowego.



Rys.6. Wykres błędu odtwarzania położenia kąowego na wyjściu obserwatora ATO w funkcji wzmoceń  $K_1$  i  $K_2$

Sterownik cyfrowy napędu opracowano na bazie 32-bitowego procesora sygnałowego TMS320F2812. Wstępnie dobrane na bazie modelu symulacyjnego nastawy regulatorów ATO zostały w układzie laboratoryjnym nieznacznie skorygowane. Zastosowano wzmożenia  $K_1 = K_2 = (1/128) \cdot 10^{-4}$ , dla których realizacja ATO w procesorze wymaga jedynie trzech operacji sumowania oraz dwóch operacji przesunięcia bitowego o 7 miejsc.

Wyniki weryfikacji przedstawiono na rysunku 7. Zastosowano jednakowy cykl zadawania momentu elektromagnetycznego jak podczas badań symulacyjnych, jednak w układzie laboratoryjnym wartość rzeczywistego momentu jest ograniczona przez maksymalny prąd wyjściowy falownika. Skutek tego ograniczenia widoczny jest po przekroczeniu prędkości bazowej, tj.  $\omega > 1$  p.u. W tej strefie prędkości pewna składowa prądu wykorzystywana jest do tzw. odwzbudzenia silnika i nie generuje momentu elektromagnetycznego. Podczas testu napęd osiąga prędkość maksymalną wynoszącą ok. 1,2 p.u, wynikającą ze zrównania się ograniczonego momentu elektromagnetycznego z momentem oporowym.



Rys.7. Przebiegi zmiennych stanu w laboratoryjnym układzie napędowym dla wzmoceń  $K_1 = 0,8 \cdot 10^{-6}$ ;  $K_2 = 0,8 \cdot 10^{-6}$ : (a) momentu elektromagnetycznego oraz prędkości kąowej, (b) błędów sygnału położeniowego na wejściu i na wyjściu ATO

Na rysunku 7b przedstawiono porównanie sygnału położeniowego na wyjściu oraz wejściu obserwatora ATO zaimplementowanego w sterowniku cyfrowym. Wyniki potwierdzają skuteczne ograniczenie szumów a tym samym zmniejszenie maksymalnych wartości błędów estymacji. Jednocześnie na rysunku 7b można zaobserwować ogólną

właściwość, iż błąd estymacji położenia kąowego bez filtracji zwiększa się wraz z prędkością kąową. Zależności takiej nie widać w przebiegu położenia uzyskanego z ATO. Przypuszczalną przyczyną takich prawidłowości jest wprowadzanie zarówno przez obserwator ATO, jak i przez układ RDC niewielkiego, zbliżonego opóźnienia.

## Podsumowanie

Zaproponowana struktura obserwatora ATO powala na skuteczne i nieskomplikowane obliczeniowo zwiększenie dokładności odtwarzania położenia kąowego za pomocą estymatora fizykalnego.

Przedstawiona metoda analizy skuteczności filtracji realizowanej przez ATO dla konkretnych parametrów układu napędowego oraz warunków jego pracy umożliwia wstępny dobór wzmoceń obserwatora.

Spostrzeżenia poczynione w ramach weryfikacji eksperymentalnej, dotyczące domniemanej niedoskonałości układu RDC w funkcji układu generującego położeniowy sygnał odniesienia, motywują do dalszych badań o charakterze eksperymentalnym.

**Autorzy:** mgr inż. Maciej Cisek, Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki, ul. Gabriela Narutowicza 11-12, 80-233 Gdańsk, E-mail: maciej.szymon.cisek@gmail.com; dr inż. Leszek Jarzebowicz, Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki, ul. Gabriela Narutowicza 11-12, 80-233 Gdańsk, E-mail: leszek.jarzebowicz@pg.gda.pl.

## LITERATURA

- [1] Park Y., Sul S.-K., Sensorless Control Method for PMSM Based on Frequency-Adaptive Disturbance Observer, *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, 2 (2014), n.2, 143–151
- [2] Morawiec M., Sterowanie maszyną z zagłębionymi magnesami trwałymi zasilaną z falownika prądu, *Przegląd Elektrotechniczny*, 78 (2011), nr.1
- [3] Graus J., Hahn I., Modelling and optimization of a short-circuited rotor winding of a PMSM for saliency tracking, 2014 IEEE 5th International Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED), (2014), 1–8
- [4] Jarzebowicz L., Sensorless IPMSM drive with rotor position estimator based on analysis of phase current derivatives, *Industrial Electronics (ISIE)*, 2011 IEEE International Symposium, (2011), 733–738
- [5] Jarzebowicz L., Indirect Measurement of Motor Current Derivatives in PMSM Sensorless Drives, *Elektronika ir Elektrotechnika*, 20 (2014), nr.7
- [6] Khaburi D. A., Software-Based Resolver-to-Digital Converter for DSP-Based Drives Using an Improved Angle-Tracking Observer, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 61 (2012), n.4, 922–929
- [7] Hoseinnezhad R., Harding P., A Novel Hybrid Angle Tracking Observer for Resolver to Digital Conversion, 44th IEEE Conference on Decision and Control, 2005 and 2005 European Control Conference. CDC-ECC '05, (2005), 7020–7025
- [8] Benammar M., Gonzales A. S., A novel resolver converter based on a modified tracking method, *Networking, Sensing and Control (ICNSC)*, 2013 10th IEEE International Conference, (2013), 586–590
- [9] Understanding Resolvers and Resolver-to-Digital Conversion. Admotec, (1998)
- [10] Sivappagari C. M. R., Konduru N. R., Modified ATO algorithm based high accuracy RDC using pulse excitation, *Automation, Control, Energy and Systems (ACES)*, 2014 First International Conference, (2014), 1–5.
- [11] Idkhajine L., Monmasson E., Naouar M. W., Prata A., Bouallaga K., Fully Integrated FPGA-Based Controller for Synchronous Motor Drive, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 56 (2009), n.10, 4006–4017
- [12] Zhao Y., Qiao W., Wu L., Position extraction from a discrete sliding-mode observer for sensorless control of IPMSMs, in 2012 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), (2012), 725–730