

# Odtwarzanie prędkości PMSM z wykorzystaniem obserwatora siły elektromotorycznej

**Streszczenie.** W celu określenia położenia wału silnika synchronicznego z magnesami trwałymi, dla zakresu niezerowych prędkości, można wykorzystać np. metody bazujące na odtwarzaniu wartości chwilowych sił elektromotorycznych. Na ich podstawie wyznaczane jest położenie wału. Wylizanie prędkości bezpośrednio z wartości położenia, wymusza zazwyczaj stosowanie filtrów w pętli sterowania prędkością, co wprowadza dodatkowe opóźnienie, skutkujące pogorszeniem dynamiki napędu. W pracy przedstawiono sposób wyznaczenia prędkości nieposiadający powyższej cechy.

**Abstract.** To determine the position of the motor shaft the permanent magnet synchronous, in the case of non-zero speed, for example, you can use the method based on estimation instantaneous value of electromotive force. On their basis, the shaft position is determined. Calculating the velocity directly from the position, typically forces the use of filters in the speed control loop, which introduces an additional delay, resulting in the decreasing of the drive dynamics. The paper presents a method of determining a speed, which do not have that drawback. (**Speed estimation of the PMSM using back EMF observer**).

**Słowa kluczowe:** PMSM, sterowanie bezczujnikowe, obserwator.

**Keywords:** PMSM, sensorless control, observer.

doi:10.12915/pe.2014.06.32

## Wstęp

Silniki synchroniczne o magnesach trwałych, (PMSM, Permanent Magnet Synchronous Motor) dzięki takim cechom, jak wysoka dynamika wynikająca z małego momentu bezwładności wirnika, duża przeciążalność (brak szczotek, możliwość efektywnego chłodzenia ze względu na pomijalne straty elektryczne w wirniku, straty mocy głównie w stojanie) są powszechnie wykorzystywane w sprzęcie gospodarstwa domowego oraz w przemysłowych układach napędowych. Jakkolwiek odpowiednio zaprojektowany SSMT mógłby pracować w układzie otwartym, to podstawowym sposobem wykorzystania tego silnika jest sterowanie wektorowe w układzie zamkniętym, wymagające informacji o aktualnym położeniu wału silnika. Wyeleminowanie czujnika mechanicznego służącego do pomiaru położenia wału oraz wyznaczania prędkości i zastąpienie go prostym, niezawodnym i odpornym na niedokładne oszacowanie parametrów silnika algorytmem, jest wciąż aktualnym zadaniem badawczym, a prezentowane rozwiązania wykorzystują różne techniki, takie jak obserwatory bazujące na opracowanym przez Luenbergera [1]–[4], obserwatory z filtrami Kalmana [5][6], obserwatory ślizgowe [7][8], łącznie z metodami bazującymi na inteligencji obliczeniowej, takimi jak sztuczne sieci neuronowe [9] oraz logikę rozmytą [10]. Alternatywną ścieżką są metody bazujące wymienionych powyżej strukturach, bazujące na analizie odpowiedzi na dodatkowe wymuszenia, takie jak sygnały sinusoidalne wysokiej częstotliwości, czy też dodatkowe impulsy [11][12][13].

Jeżeli dodać do tych wymagań odnośnie jakości napędu bezczujnikowego - uniwersalność, określoną jako możliwość użycia danej struktury obserwatora zarówno w przypadku silnika zasilanego bezpośrednio z przekształtnika jak i zasilanego poprzez dławik silnikowy lub filtr sinusoidalny, to można stwierdzić, że prezentowany temat badawczy jest wciąż aktualny.

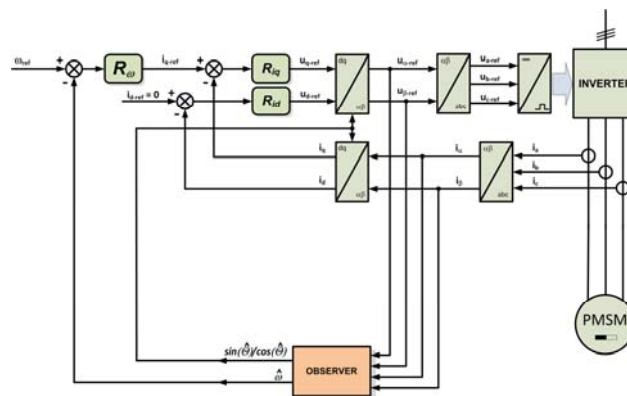
W pracy przedstawiono sposoby odtwarzania prędkości dla na podstawie estymowanych sił elektromotorycznych w osiach  $\alpha$  i  $\beta$ , stacjonarnego układu współrzędnych. Odtwarzane mogą być m.in. przy użyciu obserwatora z wielokrotnym całkowaniem, który może spełniać opisane powyżej wymagania odnośnie cech obserwatora.

## Struktura napędu

Algorytm regulacji prędkości wykorzystuje typowy układ sterowania wektorowego, z nadrzędnym regulatorem

prędkości o strukturze PI, oraz z podporządkowanym układem regulacji prądów w osiach  $d$  i  $q$  (rys.1), zrealizowanych także jako struktura PI. Prąd w osi  $d$  ma zadaną wartość zerową. Obserwator wyznaczający SEM do obliczeń wykorzystuje wartości zadane napięć oraz wartości mierzone prądów fazowych. Przedstawione w artykule wyniki zostały uzyskane eksperymentalnie. Parametry badanego silnika są następujące:

moc znamionowa:	1.23kW
prędkość znamionowa:	3000 obr/min
liczba par biegunów:	3
moment znamionowy:	3.9 N·m
wypadkowy moment bezwł.	24.96 kg·cm <sup>2</sup>



Rys.1. Widok ogólny struktury układu regulacji

Model silnika synchronicznego z magnesami trwałymi jest częścią schematu blokowego obserwatora (rysunek 2). Model ten został uproszczony: pominięto wpływ prądów wirnych oraz wpływ temperatury, założono, że strumień wytwarzany przez wirnik jest stały, a wirnik nie posiada uzwojeń [14]. Zastosowano model opisany w stacjonarnym układzie współrzędnych  $\alpha\beta$  skojarzonym ze stojaniem. Jego część elektryczna ma postać opisaną równaniami (1):

$$(1) \quad \begin{aligned} \frac{di_{\alpha}}{dt} &= -\frac{R}{L} \cdot i_{\alpha} - \frac{1}{L} \cdot e_{\alpha} + \frac{1}{L} \cdot v_{\alpha} \\ \frac{di_{\beta}}{dt} &= -\frac{R}{L} \cdot i_{\beta} - \frac{1}{L} \cdot e_{\beta} + \frac{1}{L} \cdot v_{\beta} \end{aligned}$$

gdzie symbole  $i_{\alpha}$ ,  $i_{\beta}$  oznaczają prądy,  $v_{\alpha}$  oraz  $v_{\beta}$  napięcia, a

$e_\alpha$  oraz  $e_\beta$  indukowane siły elektromotoryczne rotacji, wszystko odpowiednio w osiach  $\alpha$  i  $\beta$ . Symbole R oraz L oznaczają rezystancję i indukcyjność silnika. Część mechaniczna silnika opisana jest równaniami (2):

$$(2) \quad \begin{aligned} \frac{d\omega}{dt} &= \frac{1}{J} \cdot (\Psi_\beta \cdot i_\alpha - \Psi_\alpha \cdot i_\beta - T_L) \\ \frac{d\theta}{dt} &= \omega \end{aligned}$$

gdzie  $\Psi_\alpha$ ,  $\Psi_\beta$  oznaczają strumień skojarzony, J jest momentem bezwładności, a  $T_L$  oznacza moment obciążenia. Model silnika, z ze zmiennymi stanu  $i_\alpha$ ,  $i_\beta$   $\omega$  i  $\theta$ , jest nieliniowy za sprawą zależności opisującej siły elektromotoryczne:

$$(3) \quad e_\alpha = k_e \cdot \omega \cdot (-\sin(\theta)) \quad e_\beta = k_e \cdot \omega \cdot (\cos(\theta))$$

gdzie  $k_e$  jest stałą napięciową [V/(rad/s)].

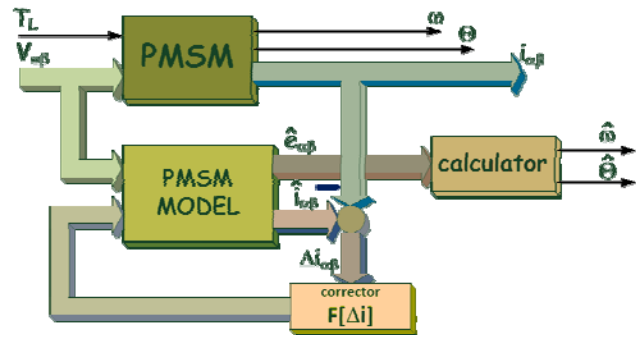
Wszystkie zmienne stanu są dostępne pomiarowo, jednak zgodnie z koncepcją sterowania bezczujnikowego, położenie i prędkość mają być odtwarzane. W zastosowanym typie obserwatora wykorzystywana jest jedynie część elektryczna (1) modelu. Układ laboratoryjny wyposażony jest w pomiar położenia (oraz algorytm wyliczania prędkości), ale wykorzystywany jest on tylko w celu określenia dokładności estymacji położenia i prędkości.

### Obserwator siły elektromotorycznej

Zastosowany do sterowania silnikiem obserwator został zamodelowany w układzie współrzędnych stacjonarnych  $\alpha\beta$ . Ma to na celu uniknięcie wprowadzania dodatkowych błędów, mogących wystąpić w przypadku wykorzystania do transformacji układów współrzędnych odtworzonego (z większym lub mniejszym błędem) położenia wału. Obserwator odtwarza chwilowe wartości sił elektromotorycznych na podstawie wartości napięć (z definicji powinny to być napięcia na zaciskach silnika, zgodnie z rysunkiem 2) oraz wartości chwilowych prądów (z definicji powinny to być prądy mierzone silnika). W praktyce inżynierskiej można wykorzystać w miejsce napięć mierzonych, wartości napięć zadanych, generowanych w torze sterowania silnikiem. Eliminuje to konieczność pomiaru napięć w przekształtniku oraz uciążliwości (i opóźnienia czasowe) związane z ewentualnym filtrowaniem tych napięć. W przypadku prądów będących wielkościami wejściowymi obserwatora, zazwyczaj wykorzystuje się wartości prądów, wyliczonych z wartości mierzonych prądów fazowych. Czujniki te zazwyczaj umiejscowione są w samym przekształtniku lub w jego pobliżu. W przypadku typowych struktur sterowania, może to poważnie ograniczać zakres wykorzystania sterowania bezczujnikowego w przypadku zasilania silnika za pośrednictwem dławika silnikowego lub filtra sinusoidalnego, nie jest to jednak przeszkodą w przypadku obserwatora w wielokrotnym całkowaniu [3]. Struktura ta bazuje na zmodyfikowanym obserwatorze Luenbergera. Ten rodzaj obserwatora umożliwia zmianę znaku błędu odtwarzania położenia poprzez zmianę parametrów (rys. 3). Prezentowane w pracy przykłady bazują na badaniach napędu bezczujnikowego z tym właśnie rodzajem obserwatora.

W pracy [15] zaproponowano użycie struktury obserwatora wykorzystującego jedynie równania części elektrycznej modelu silnika (1), a wektor stanu rozszerzono o siły elektromotoryczne. Równanie stanu przyjmuje więc postać:

$$(4) \quad \dot{\hat{\mathbf{x}}}_E = \mathbf{A}_E \hat{\mathbf{x}}_E + \mathbf{B}_E \mathbf{u} + \mathbf{K} [\Delta \mathbf{i}]$$



Rys.2. Widok ogólny struktury z obserwatorem

Indeks „E” oznacza rozszerzenie wektora stanu - *extended*, a  $\mathbf{K}$  jest macierzą wzmocnień obserwatora. Równanie rozszerzonego wektora stanu, wyjścia i wejścia przyjmują postać (5):

$$(5) \quad \hat{\mathbf{x}}_E = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix}, \quad \mathbf{y} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}$$

Dla uproszczenia syntezy obserwatora przyjmuje się, że pochodne sił elektromotorycznych  $e_\alpha$  oraz  $e_\beta$  są równe zero ze względu na to, że dynamika zmian prędkości jest dużo mniejsza od dynamiki toru regulacji prądów. Dla takiego założenia można przyjąć, że obiekt jest liniowy, a więc można zastosować liniowy obserwator Luenbergera. Efektem tego uproszczenia jest konieczność modyfikacji parametrów obserwatora w zależności od punktu pracy - ang. *gain scheduling*. Po uwzględnieniu powyższych założeń, równanie obserwatora może przyjąć następującą postać:

$$(6) \quad \begin{aligned} \frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} &= -\frac{R}{L} \hat{i}_\alpha - \frac{1}{L} \hat{e}_\alpha + \frac{1}{L} v_\alpha + K_{i\alpha} (\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} &= -\frac{R}{L} \hat{i}_\beta - \frac{1}{L} \hat{e}_\beta + \frac{1}{L} v_\beta + K_{i\beta} (\hat{i}_\beta - i_\beta) \\ \frac{d\hat{e}_\alpha}{dt} &= K_{e\alpha} (\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ \frac{d\hat{e}_\beta}{dt} &= K_{e\beta} (\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{aligned}$$

gdzie  $K_{xy}$  jest wartością wzmocnienia dla poszczególnych torów estymacji, niezależnie dla torów odtwarzania SEM i prądów. Parametry obserwatora w osi  $\alpha$  i  $\beta$  są takie same.

Z (4) lub (6) otrzymuje się korektor o charakterze proporcjonalnym. W przypadku odtwarzania wolnozmiennych przebiegów (SEM dla niskiej prędkości obrotowej silnika) lub dla bardzo małych kroków próbkowania, postać proporcjonalna korektora może być wystarczająca do uzyskania odpowiedniej dokładności estymacji. W celu zwiększenia dokładności obserwacji w stanach dynamicznych lub w przypadku obliczeń z dużym krokiem całkowania, strukturę korektora można rozbudować o kolejne człony całkujące, uzyskując strukturę korektora, którą można nazwać „PII<sup>2</sup>”. Jego równanie przyjmuje wtedy postać (7), gdzie  $\mathbf{K}_p$ ,  $\mathbf{K}_i$  oraz  $\mathbf{K}_{i2}$  są macierzami wzmocnień

$$(7) \quad \mathbf{F} [\Delta \mathbf{i}] = \mathbf{K}_p [\Delta \mathbf{i}] + \mathbf{K}_i \int [\Delta \mathbf{i}] dt + \mathbf{K}_{i2} \int \left[ \int [\Delta \mathbf{i}] dt \right] dt$$

odpowiednio, toru proporcjonalnego, całkującego i podwójnie całkującego. Parametry tych macierzy dobierane są losowym algorytmem optymalizacyjnym z wykorzystaniem zasad metody *Monte Carlo* zgodnie z przyjętą funkcją jakości (9). Dla tak skonstruowanej funkcji korekcji równania obserwatora przyjmują postać:

$$(8) \quad \begin{aligned} \frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} &= -\frac{R}{L}\hat{i}_\alpha - \frac{1}{L}\hat{e}_\alpha + \frac{1}{L}v_\alpha + F_{i\alpha}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} &= -\frac{R}{L}\hat{i}_\beta - \frac{1}{L}\hat{e}_\beta + \frac{1}{L}v_\beta + F_{i\beta}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \\ \frac{d\hat{e}_\alpha}{dt} &= F_{e\alpha}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ \frac{d\hat{e}_\beta}{dt} &= F_{e\beta}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{aligned}$$

gdzie  $F_{xy}$  jest funkcją korekcji opisaną równaniem (7) dla poszczególnych torów estymacji. Do poprawnej pracy napędu bezczujnikowego, obserwator wymaga określenia parametrów – od dwóch, w przypadku korekcji proporcjonalnej, do sześciu, w przypadku korekcji PII<sup>2</sup>. Ilość parametrów określających strukturę toru obserwatora (mogą być różne struktury torów odtwarzania SEM i prądów) może być narzucona lub może wynikać z użytego algorytmu optymalizującego, np. trybu „etapowego” opisanego w [16]. Postać (8) obserwatora jest wykorzystywana przez autora z powodzeniem w układach odtwarzania sił elektromotorycznych [2][3]. Wykorzystywana obecnie funkcja jakości ma następującą postać:

$$(9) \quad Q = K_1 \int_{t_1}^{t_1+\tau} (e_{\sin}^2(t) + e_{\cos}^2(t)) dt + K_2 \cdot \Delta e_\theta(\tau)$$

gdzie  $e_{\sin}$  i  $e_{\cos}$  są wartościami błędów odtwarzania sinus i cosinusa położenia,  $\Delta e_\theta$  jest zakresem zmian wartości błędu (oscylacji) za okno czasowe  $\tau$ . Okno czasowe obejmuje zakres  $\tau$  oraz  $t_1+\tau$ . Symbolami  $K_1$ ,  $K_2$  oznaczono wagowe współczynniki normujące, których zadaniem jest określenie poziomu istotności składników wskaźnika jakości. Taki wskaźnik łączy zadanie minimalizacji wartości błędów oraz „karę” za oscylację.

Dalsza „obróbka” otrzymanych wielkości  $e_\alpha$  i  $e_\beta$  sprowadza się do wyznaczenia położenia oraz prędkości.

### Odtwarzanie położenia

Dysponując wartościami odtworzonych sił elektromotorycznych  $e_\alpha$  oraz  $e_\beta$ , można wyznaczyć wartości funkcji trygonometrycznych sinus i cosinusa położenia wału (do celów sterowania nie jest konieczne wyznaczanie kąta położenia wału) na podstawie poniższych równań:

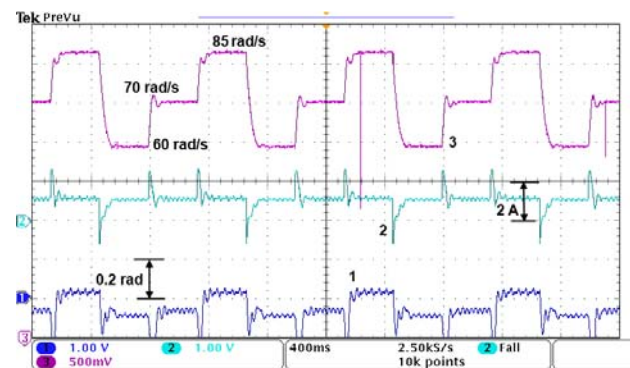
$$(10) \quad \sin(\hat{\theta}) = \frac{\hat{e}_\alpha}{|\hat{e}|} \quad \cos(\hat{\theta}) = \frac{\hat{e}_\beta}{|\hat{e}|}$$

gdzie

$$(11) \quad |\hat{e}| = \sqrt{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2}$$

Zastosowany obserwator z wielokrotnym całkowaniem umożliwia zmianę znaku błędu odtwarzania położenia poprzez modyfikację parametrów, czego efekty można zauważyć analizując rysunek 3. Na oscylogramie przedstawiono przebiegi uzyskane dla wymuszenia cyklicznej zmiany prędkości zadanej 60→70→85 rad/s dla różnych zestawów parametrów obserwatora dobranych dla prędkości {50, 60, 70, 80} [rad/s]. Parametry te są

przełączane płynnie (*gain scheduling*) w zależności od punktu pracy napędu. Przebieg z kanału nr 1 przedstawia wartość błędu odtwarzania położenia wału. Można zauważyć, że w stanie ustalonym, przyjmuje on wartości dodatnie lub ujemne (wskaźnik kanału „1” – niebieski znacznik - ustawiony jest na poziom „zero”). Modyfikując odpowiednio wybrane parametry obserwatora, można zmieniać znak błędu. Oznacza to, że jest możliwe wyzerowanie składowej stałej błędu odtwarzania położenia dla danego punktu pracy. Pozostałe przebiegi: na kanale drugim – prąd rzeczywisty w osi  $q$ , kanał trzeci – prędkość mierzona.



Rys.3. Możliwości obserwatora PII<sup>2</sup>: zmiana znaku błędu odtwarzania położenia (układ bezczujnikowy)

### Odtwarzanie prędkości

Uzyskanie „gładkiego” przebiegu wartości położenia z małą wartością błędu, w układzie sterowania momentem - nie jest szczególnie trudne. Natomiast dołączenie i wykorzystanie w torze sterowania układu odtwarzania prędkości, wyznaczającego ją na podstawie odtworzonych i przetworzonych sił elektromotorycznych, może wymagać dokonania pewnych modyfikacji w układzie sterowania napędem. Na podstawie odtworzonego położenia, prędkość można wyznaczyć z pochodnej położenia, sprowadzonego do postaci kąta lub funkcji trygonometrycznej kąta. Alternatywnie, prędkość można wyznaczyć bezpośrednio z normy wektora siły elektromotorycznej.

Metoda bazująca na wyznaczeniu pochodnej położenia wykorzystuje zależności (12, 13):

$$(12) \quad \hat{\theta} = \arctan\left(\frac{\hat{e}_\alpha}{\hat{e}_\beta}\right)$$

$$(13) \quad \hat{\omega} = \frac{d\hat{\theta}}{dt}$$

a więc dla realizacji dyskretnej otrzymuje się:

$$(14) \quad \hat{\omega}_1(k) = \frac{\Delta\hat{\theta}}{\Delta t} = \frac{\hat{\theta}(k) - \hat{\theta}(k-1)}{\Delta t}$$

gdzie  $\hat{\theta}_k / \hat{\theta}_{k-1}$  oznacza położenie wyznaczone aktualnym i poprzednim krokiem, a  $\Delta t$  jest krokiem obliczeń. Metoda ta, najprostsza koncepcyjnie, posiada kilka niekorzystnych cech: ponieważ jest metodą różnicową, „wzmacnia” każdą nierównomierność w odtwarzaniu SEM. W celu zapewnienia stabilnej pracy, wymagane jest filtrowanie otrzymanej wartości prędkości, powstaje więc dodatkowe opóźnienie w torze regulacji prędkości, a więc konieczna jest zmiana nastaw regulatora prędkości (względem nastaw dla układu z czujnikami). Skutkiem tych zabiegów jest obniżenie dynamiki napędu. Wady te można zminimalizować zmniejszając radykalnie krok obliczeń wraz z jednoczesnym zwiększeniem częstotliwości nośnej falownika. Kolejną cechą jest konieczność wyznaczenia



funkcji trygonometrycznej (może być czasochłonne lub problemem w przypadku systemów obliczeniowych opartych na procesorach *low-cost*) oraz dodatkowych obliczeń związanych z nieciągłością wyliczonego położenia. Metoda ta wymaga informacji o pozycji wału w kroku poprzednim. W zależności od implementacji funkcji *atan*, może wymagać kontroli wartości zerowej  $e_{\alpha}$ , aby uniknąć dzielenia przez zero.

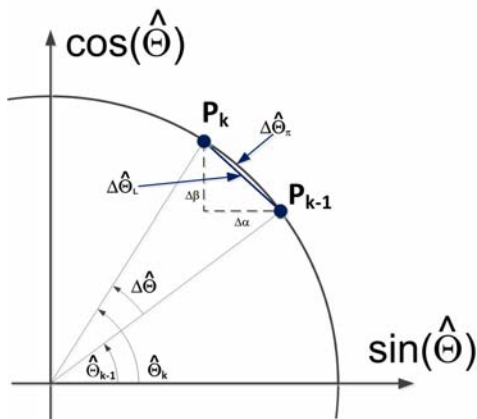
*Metoda uproszczona*, wynika wprost z metody opisanej równaniami (12-14), ale jest liczona z wartości sinusa i cosinusa położenia (10). Dla założenia małych wartości przyrostu kąta w kolejnych chwilach czasowych (czyli dla odpowiednio małych wartości przyrostu kąta  $\Delta\theta$  w okresach próbkowania  $\Delta t$ ), można przyjąć, że średnia prędkość obrotowa za okres próbkowania  $\Delta t$  (czyli dla pozycji wału odpowiadającej punktom  $P_{k-1}$  oraz  $P_k$ ), proporcjonalna z definicji do odległości obwodowej  $\Delta\hat{\theta}_{\pi}$  (rys.4), jest także proporcjonalna do odległości liniowej  $\Delta\hat{\theta}_L$  pomiędzy tymi punktami. Do wyznaczenia odległości liniowej (prędkości przybliżonej) potrzebna jest znajomość odległości liniowych  $\Delta\alpha$  i  $\Delta\beta$ . Zależność, według której wyznaczany jest moduł prędkości przyjmuje więc następującą postać:

$$(15) \quad |\hat{\omega}_2(k)| = \frac{k_{\omega}}{\Delta t} \cdot \sqrt{(\Delta\alpha)^2 + (\Delta\beta)^2}$$

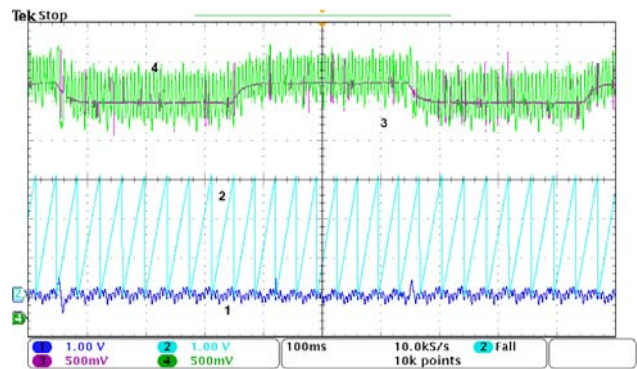
gdzie  $\Delta\alpha$  i  $\Delta\beta$  są przyrostami cosinusa i sinusa położenia (rys. 4), a  $k_{\omega}$  jest współczynnikiem skalującym. Dla obowiązujących opisanych powyżej założeń, znak prędkości odtworzonej można wyznaczyć obliczając znak iloczynu wektorowego  $\vec{P}(k-1) \times \vec{P}(k)$ :

$$(16) \quad \text{sgn}(\hat{\omega}_2) = \text{sgn}(-P_{\alpha}(k-1) \cdot P_{\beta}(k) + P_{\beta}(k-1) \cdot P_{\alpha}(k))$$

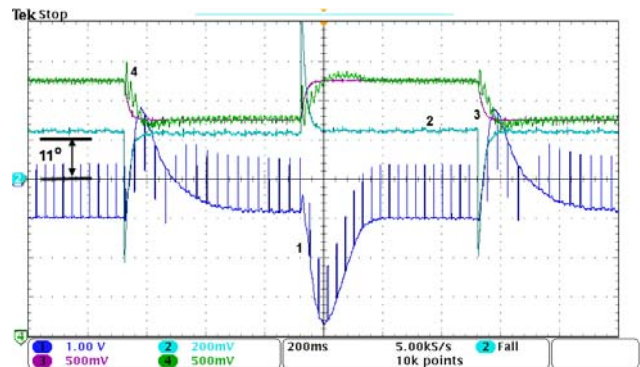
Taki sposób wyznaczania prędkości nadal ma wadę wynikającą z wyznaczania prędkości z przyrostów położenia, eliminuje natomiast pozostałe problemy. Nie jest konieczna implementacja funkcji arcus tangens (co umożliwia realizację z użyciem tanich systemów mikroprocesorowych) oraz brak dodatkowych obliczeń związanych z nieciągłością wyniku (w metodzie uproszczonej nie ma problemu zmiany sektora układu współrzędnych). Dokładność obliczeń jest wystarczająca dla typowych prędkości i okresów próbkowania. Brak też jest problemów z wyznaczaniem znaku prędkości mogących wystąpić w niektórych implementacjach w przypadku przejść pomiędzy ćwiartkami układu współrzędnych.



Rys.4. Metoda uproszczona odtwarzania prędkości



Rys.5. Układ czujnikowy: odtwarzanie prędkości metodą różnicową  $\omega_{ref}=55 \rightarrow 60$  rad/s



Rys.6. Układ czujnikowy: odtwarzanie prędkości metodą różnicową  $\omega_{ref}=60 \rightarrow 70$  rad/s

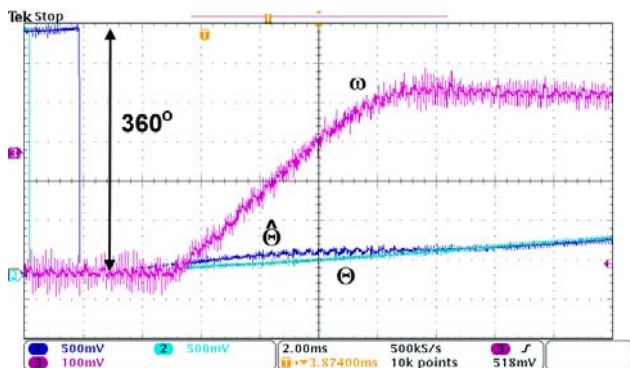
Metody bazujące na określeniu prędkości z pochodnej odtwarzanego położenia bez dodatkowych zabiegów, jak silne filtrowanie lub zmniejszenie kroku obliczeń (zwiększenie częstotliwości „nośnej” przekształtnika) generują mocno zakłócony sygnał prędkości. Na rysunkach 5 i 6 przedstawiono przebiegi w układzie pracującym z czujnikami, dla różnych koncepcji doboru parametrów obserwatora. Dla przebiegów z rysunku 5, nastawy obserwatora są tak dobrane, aby uzyskać najmniejszą wartość błędu średniokwadratowego odtwarzania położenia. Przebieg położenia rzeczywistego przedstawia rejestracja z kanału drugiego, na kanale pierwszym – dziesięciokrotnie wzmocnionym względem kanału drugiego – przedstawiono błąd odtwarzania położenia. Przebiegi z kanału nr 3 i nr 4 przedstawiają w tej samej skali odpowiednio, prędkość rzeczywistą i odtworzoną. Tymczasem na rysunku 6 przedstawiono przebiegi dla innej koncepcji doboru wskaźnika jakości – priorytetem było uzyskanie minimalnej pulsacji odtworzonej prędkości. Jak można zauważyć, odbywa się to kosztem dokładności odtwarzania położenia. Przebieg z kanału 1 przedstawia błąd odtwarzania położenia. Na podstawie wcześniejszych badań można stwierdzić, że w przypadku niezerowej wartości składowej stałej tego błędu, korzystniejsze jest utrzymanie jego ujemnej wartości, niż dodatniej – wpływa to korzystnie na stabilność napędu w stanach przejściowych. Pozostałe przebiegi przedstawiają: kanał nr 2: prąd w osi  $q$  (1 A/dz), kanał nr 3 i nr 4 - przedstawiają w tej samej skali odpowiednio, prędkość rzeczywistą i odtworzoną.

*Wyznaczanie prędkości z wektora siły elektromotorycznej*, nie jest metodą różnicową - nie wymaga odwołania się do zapamiętanych próbek z poprzedniego kroku. Prędkość wyznaczana jest z zależności (17):

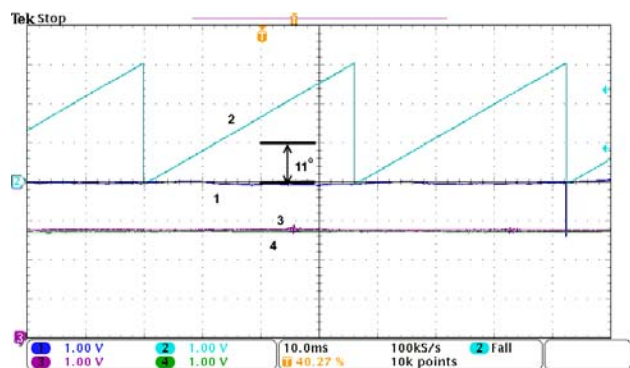
$$(17) \quad |\hat{\omega}| = \frac{|\hat{e}|}{k_e}$$

gdzie  $|\hat{e}|$  jest wyznaczone z (11), a  $k_e$  jest współczynnikiem skalującym, zależnym od punktu pracy silnika. Współczynnik ten może być modyfikowany z wykorzystaniem techniki rozmytej, tak jak zaprezentowano np. w pracy [17]. Ten sposób wyznaczania prędkości, jako metoda jednokrokowa, nie powoduje wzmocnienia zakłóceń. Wykorzystując tą metodę wyznaczenia prędkości, można uzyskać „gładkie” przebiegi wartości odtworzonej prędkości, czego efektem jest możliwość takiego doboru nastaw regulatora prędkości, aby uzyskać dynamikę porównywalną z dynamiką układu czujnikowego.

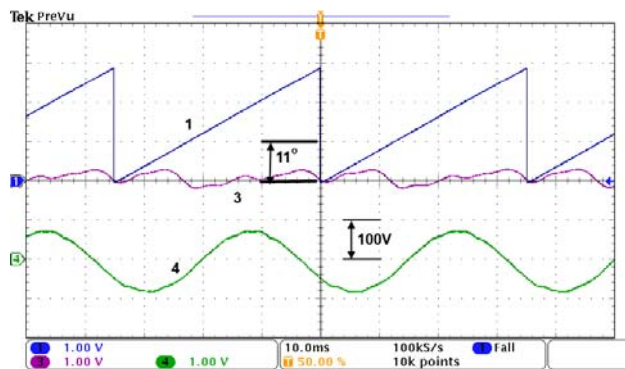
Przykład odpowiedzi skokowej uzyskanej dla takiego napędu przedstawiono na przebiegach z rysunku 7. Przebiegi prędkości mierzonej, a także położenia mierzonego i odtwarzanego wykazują, że napęd o dużej dynamice [2] pracuje stabilnie, także w przypadku pracy z niską prędkością. W przypadku pracy w zakresie średnich i wysokich prędkości, można uzyskać metodą jednokrokową w stanie ustalonym bardzo dokładne odwzorowanie położenia - rysunek 8. Przebieg z kanału nr 1 przedstawia błąd odtwarzania położenia, kanał 2 przedstawia położenie mierzone, a przebiegi nr 3 i nr 4 – prędkość mierzoną i odtwarzaną. Na podstawie tak dobrze odtworzonego położenia można wyznaczyć „gładki” przebieg wartości chwilowych prędkości, który poprzez regulator prędkości nie powoduje oscylacji w torze regulacji prądu, a więc i nie powoduje oscylacji w układzie obserwatora odtwarzającym położenie. Wykorzystanie zależności (17) wiąże się jednak z możliwością uzyskania niezerowego uchybu odtwarzania prędkości, który wymaga kompensacji. Wadą metody jest brak możliwości uzyskania informacji o znaku prędkości.



Rys.7 Układ bezczujnikowy o dużej dynamice, zakres niskiej prędkości:  $\square_{ref}=15 \rightarrow 20$  rad/s



Rys.8 Przebiegi dla układu bezczujnikowego:  $\square_{ref}=60$  rad/s



Rys.9 Przebiegi dla układu bezczujnikowego zasilanego poprzez filtr LC:  $\square_{ref}=60$  rad/s

### Zakres zastosowania obserwatora

Prezentowane metody obliczania prędkości z odtworzonych przez obserwator sił elektromotorycznych rotacji mogą być wykorzystywane w napędach bezczujnikowych regulowanej prędkości charakteryzującymi się różnymi cechami: mogą być użyte - w ograniczonym zakresie - w przypadku pracy z niskimi prędkościami (ale poza zakresem zerowych i bardzo niskich, ze względu na minimalną wartość wymaganego stosunku wartości odtwarzanej SEM i poziomu zakłóceń) oraz w układach napędowych o wysokiej dynamice i w zakresie średnich i wysokich prędkości. Dla metody jednokrokowej typowym obszarem zastosowań mogą być napędy wentylatorów i pomp, w których zazwyczaj wykorzystuje się zakres prędkości średnich i wysokich, moment oporowy może być załączany gwałtownie, a maszyna robocza nie zmienia kierunku wirowania. Prezentowane na rysunkach 3, 5 - 8 oscylogramy zarejestrowane zostały dla napędu z PMSM zasilanym bezpośrednio z przekształtnika.

Unikalną cechą prezentowanego obserwatora SEM jest możliwość wykorzystania go w przypadku bezczujnikowej pracy napędu z PMSM zasilanym za pośrednictwem dławika silnikowego [3] lub filtra sinusoidalnego [18], bez konieczności modyfikowania struktury sterowania lub też bez potrzeby implementowania modelu dławika lub filtru w strukturze obserwatora jak zaprezentowano w [19][20]. Przykładowe przebiegi dla układu bezczujnikowego zasilanego poprzez filtr sinusoidalny pokazano na rysunku 9, na którym kanał nr 4 przedstawia przebieg napięcia mierzonego na zaciskach filtra LC od strony silnika. Przebieg z kanału nr 1 przedstawia wartość położenia mierzonego, a na kanale nr 3 – wartość błędu odtwarzania położenia. Także dla takiego sposobu zasilania PMSM, napęd cechuje się stabilną pracą z niewielkimi wartościami błędów odtwarzania. Układ sterowania dla pracy z filtrem LC w obwodzie silnoprądowym ma niezmienną postać względem silnika zasilanego bezpośrednio, wymagana była jednakże zmiana parametrów obserwatora.

### Podsumowanie

Zaprezentowana struktura obserwatora siły elektromotorycznej rotacji, bazująca na zmodyfikowanym obserwatorze Luenbergera, wykazuje dużą uniwersalność w zakresie możliwości użycia w różnych rodzajach napędu z PMSM. Obserwator, w którym użyto model silnika zredukowany do części elektrycznej oraz funkcję korekcji rozbudowaną o dodatkowe integratory, pracuje stabilnie w układzie zasilania bezpośredniego oraz dla zasilania poprzez dławik lub filtr sinusoidalny LC. W przypadku wyznaczania prędkości bezpośrednio z wartości SEM (z metody jednokrokowej), można uzyskać stabilną pracę układu regulacji prędkości napędu bezczujnikowego, z

niewielkimi błędami odtwarzania położenia także w przypadku relatywnie dużego kroku obliczeń. Dla metod różnicowych, wymagany jest znacznie mniejszy krok próbkowania (powiązany z częstotliwością nośną przekształtnika) niż w przypadku metody jednokrokowej dla napędu o tych samych parametrach.

Przedstawiona metoda uproszczona wyznaczania prędkości na podstawie wyliczonych już wartości sinusa i cosinusa położenia (odtworzonego), cechuje się porównywalnym zachowaniem napędu i dokładnością jak dla wyznaczania prędkości z pochodnej położenia, jednak jest łatwiejsza w implementacji w postaci programu komputerowego dla systemu sterującego.

#### LITERATURA

- [1] Luenberger D., An introduction to observers, *IEEE Transactions on Automatic Control*, 16 (1971), 596–602
- [2] Urbanski K., Sensorless control of PMSM high dynamic drive at low speed range, *2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, IEEE, (2011), 728–732
- [3] Urbanski K., Position estimation for PMSM drive equipped with the motor choke, *Przegląd Elektrotechniczny*, (2013), 237–241
- [4] Henwood N., Malaize J., Praly L., A robust nonlinear Luenberger observer for the sensorless control of SM-PMSM: Rotor position and magnets flux estimation, *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, (2012), 1625–1630
- [5] Wang Z., Zheng Y., Zou Z., Cheng M., Position Sensorless Control of Interleaved CSI Fed PMSM Drive With Extended Kalman Filter, *IEEE Transactions on Magnetics*, 48 (2012), 3688–3691
- [6] Janiszewski D., Sensorless control of Permanent Magnet Synchronous Motor based on Unscented Kalman Filter, *2011 International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG)*, (2011), 1–6
- [7] Vittek J., Bris P., Stulrajter M., Makys P., Comnac V., Cernat M., Chattering free sliding mode control law for the drive employing PMSM position control, *IEEE*, (2008), 115–120
- [8] Zhao Y., Qiao W., Wu L., Compensation algorithms for sliding mode observers in sensorless control of IPMSMs, (2012), 1–7
- [9] Accetta A., Cirrincione M., Pucci M., TLS EXIN based neural sensorless control of a high dynamic PMSM, *Control Engineering Practice*, (2012)
- [10] Thiemann P., Mantala C., Mueller T., Strothmann R., Zhou E., Sensorless control for buried magnet PMSM based on direct flux control and fuzzy logic, *2011 IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics Drives (SDEMPED)*, (2011), 405–412
- [11] Rieder U.H., Schroedl M., A simulation method for analyzing saliencies with respect to enhanced INFORM-capability for sensorless control of PM motors in the low speed range including standstill, *Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on*, (2005)
- [12] Accetta A., Cirrincione M., Pucci M., Vitale G., Sensorless Control of PMSM Fractional Horsepower Drives by Signal Injection and Neural Adaptive-Band Filtering, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59 (2012), 1355–1366
- [13] Bolognani S., Calligaro S., Petrella R., Sterpellone M., Sensorless control for IPMSM using PWM excitation: Analytical developments and implementation issues, *2011 Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED)*, IEEE, (2011), 64–73
- [14] Vas P., *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, Oxford; New York: Oxford University Press, (1998)
- [15] Parasiliti F., Petrella R., Tursini M., Sensorless speed control of a PM synchronous motor by sliding mode observer, *Industrial Electronics, 1997, ISIE'97, Proceedings of the IEEE International Symposium on*, (1997), 1106–1111
- [16] Urbański K., Bezczujnikowe sterowanie napędem z SSMT wyposażonym w histerezowy regulator prądu, Łódź, Poland: (2011), CD-ROM
- [17] Urbanski K., Zawirski K., Adaptive observer of rotor speed and position for PMSM sensorless control system, *COMPEL: Int J for Computation and Maths. in Electrical and Electronic Eng.*, 23 (2004), 1129–1145
- [18] Urbanski K., Sensorless control of PMSM fed through the sinusoidal filter, in *Proc. of the 15th European Conference on Power Electronics and Applications EPE'13 ECCE Europe*, Lille, France, (2013), USB stick
- [19] Guzinski J., Abu-Rub H., Predictive current control implementation in the sensorless induction motor drive, *2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, (2011), 691–696
- [20] Piippo A., Salomaki J., Luomi J., Signal Injection in Sensorless PMSM Drives Equipped With Inverter Output Filter, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 44 (2008), 1614–1620

**Autor:** Konrad Urbański, Politechnika Poznańska, Instytut Automatyki i Inżynierii Informatycznej, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, Polska, E-mail: konrad.urbański@put.poznan.pl