

**Tomasz Rudnicki, Robert Czerwiński**  
 Politechnika Śląska, Gliwice

## POMIAR PRĄDÓW FAZOWYCH SILNIKA Z MAGNESAMI TRWAŁYMI

### PMSM PHASE CURRENT MEASUREMENT

**Abstract:** The method of PMSM phase current measurement is presented in the paper. The shape of the phase current includes a lot of glitches. The software method of eliminating these glitches is necessary. Simple averaging of the block of probes is applied. Experimental results prove that the averaging is a key point for further calculations. Moreover, the PMSM motor operates more stable. This means a smaller difference between the set point and the actual speed during both no-load and load operation.

#### 1. Układ napędowy z silnikiem synchronicznym wzbudzonym magnesami trwałymi

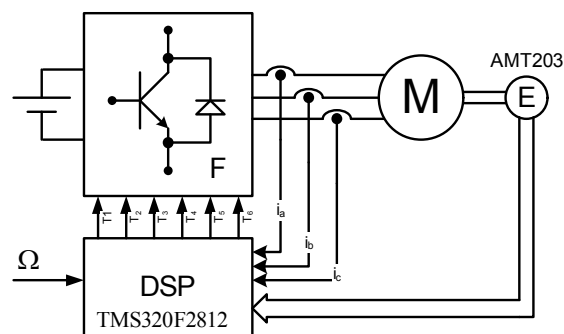
Silnik synchroniczny z magnesami trwałymi o sinusoidalnym rozkładzie SEM umożliwia pracę układu napędowego w dwóch strefach regulacji prędkości obrotowej [2]:

- w strefie pierwszej, to jest w zakresie prędkości obrotowej  $0 < n \leq n_n$  (regulacja przy stałym momencie), regulacja odbywa się poprzez zmianę wartości napięcia silnika,
- w drugiej strefie, to jest w zakresie prędkości obrotowej  $n_n < n \leq n_{max}$  (regulacja przy stałej mocy) odbywa się przez odwzbudzenie silnika prądem twornika.

W pierwszej strefie regulacji wektory strumienia wzbudzenia  $\psi_f$  i siły magnetomotorycznej twornika  $\Theta$  są do siebie prostopadłe i nie oddziałują na siebie. W drugiej strefie regulacji kąt  $\delta$  między wektorami strumienia wzbudzenia  $\psi_f$  i siły magnetomotorycznej twornika  $\Theta$  zmienia się w przedziale  $90^\circ < \delta < 180^\circ$ , co powoduje odwzbudzenie silnika. Regulacja prędkości obrotowej w dwóch strefach wymaga rozbudowanego układu sterowania. Poprawnie działający układ napędowy powinien realizować możliwie szybko zadawane mu polecenia. Wymaga to ciągłego i dokładnego pomiaru kąta położenia wirnika względem osi pasm uzwojenia twornika, pomiar ten wykonuje enkoder [6]. Na wejście sterownika podawane są sygnały zewnętrzne i sygnały pomiarowe (wewnętrzne), a mianowicie: kąty między osią strumienia wzbudzenia i osiami pasm uzwojenia oraz napięcia i prądy silnika. Sterownik analizuje te sygnały i przetwarza je sterując kluczami komutatora elektronicznego, to jest zespołem

mocy falownika [1,3,5]. Schemat blokowy takiego rozwiązania przedstawiono na Rys. 1.

Do sterowania falownikiem F zastosowano procesor sygnałowy DSP. Jego zadaniem jest odpowiednie sterowanie kluczami tranzystorowymi T1-T6 typu IGBT na podstawie pomiarów prądów poszczególnych faz silnika  $i_a-i_c$  oraz sygnału z enkodera E. Silnik synchroniczny z magnesami trwałymi zasilany jest napięciem stałym poprzez falownik z regulacją szerokości impulsów.



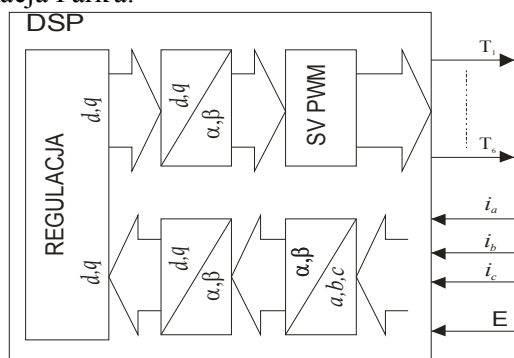
Rys. 1. Schemat blokowy układu napędowego

#### 2. Sterownik DSP

Rolą sterownika jest sterowanie zespołem mocy falownika na podstawie informacji dostarczanych z układu napędowego. Opracowany system sterowania układu bazuje na procesorze sygnałowym TMS320F2812. Uogólniony schemat blokowy przetwarzania sygnałów w procesorze DSP został przedstawiony na Rys.2. Uzwojenie silnika zwykle jest trójfazowe (trójfazowe) o osiach a, b, c tworzących kąt elektryczny między dwoma sąsiednimi osiami

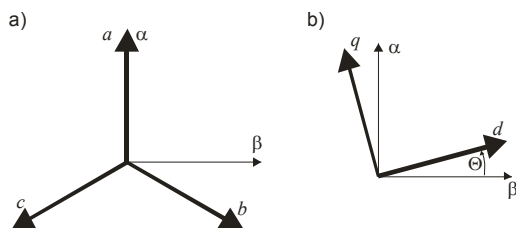
120°. Sygnały rzeczywiste prądów i napięcia silnika są zatem trójfazowe. Model matematyczny silnika w procesorze sygnałowym jest zapisywany w układzie współrzędnych prostokątnych d,q „przyklejonych” do wirnika, gdyż w tym układzie jego forma jest najprostsza. Oś d jest osią strumienia wzbudzenia, a oś q jest do niej prostopadła. Procesor sygnałowy dokonuje zatem podwójnej transformacji prądów silnika:

- z osi a, b, c na układ dwuosiowy  $\alpha$ ,  $\beta$  nieruchomy względem stojana, przy czym zwykle zakłada się, że oś  $\alpha$  pokrywa się z osią a, jest to tzw. transformacja Clarke'a,
- z układu  $\alpha$ ,  $\beta$  na układ d, q, jest to transformacja Park'a.



Rys. 2. Schemat blokowy przetwarzania sygnałów w DSP

Na podstawie pomiaru prądów fazowych silnika  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  obliczane są składowe prądu w osiach  $\alpha$ ,  $\beta$  zgodnie z zależnością (1) i Rys. 3a.



Rys. 3. Wykresy wektorowe: a) transformacji Clarke, b) transformacji Parka

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

Transformacja Clarke'a umożliwia przejście z systemu trójfazowego a,b,c do układu dwuosiowego skojarzonego ze stojanem  $\alpha$ ,  $\beta$ . Sygnały są następnie przetwarzane w celu przejścia do układu dwuosiowego w wirującym układzie współrzędnym d, q zgodnie z zależno-

ścią (2) [4] oraz wykresem wektorowym przedstawionym na Rys. 3b.

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2)$$

gdzie:  $\theta$  to kąt położenia wirnika mierzony enkoderem.

### 3. Metody pomiaru prądów fazowych silnika PMSM

Pomiar prądów fazowych  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  ma kluczowe znaczenie w sterowaniu silnika z magnesami trwałymi PMSM o sinusoidalnym rozkładzie SEM (zależności (1) i (2)). Istnieje kilka sposobów pomiaru prądów fazowych:

- pomiar napięcia na rezystorze włączonym szeregowo z uzwojeniem stojana,
- pomiar spadku napięcia w dławiku indukcyjnym,
- pomiar prądu za pomocą przetwornika pomiarowego.

Pomiar napięcia na rezystorze pomiarowym znajduje zastosowanie jedynie przy silnikach o bardzo małej mocy, ze względu na duże rozproszenie energii w rezystorze.

Pomiar spadku napięcia na dławiku jest niewygodny z uwagi na pomiar pochodnej prądu, co w przypadku przebiegów odkształcony, powoduje wzmocnienie wyższych harmonicznych.

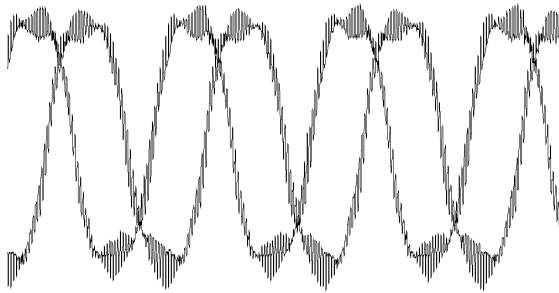
Pomiar prądu za pomocą przetwornika pomiarowego wydaje się być najlepszą metodą pomiaru prądów fazowych. Do wad należy zaliczyć dodatkowy koszt przetwornika, czy też konieczność zasilania przetwornika pomiarowego.

### 4. Pomiar prądów fazowych silnika PMSM za pomocą przetwornika pomiarowego

Do badań pomiarowych wykorzystano silnik z magnesami trwałymi PMSM o sinusoidalnym rozkładzie SEM o mocy 1kW oraz prędkości znamionowej 1000obr/min.

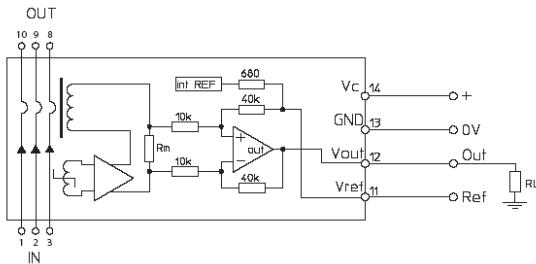
Na rysunku Rys. 4 przedstawiono napięcia fazowe nieobciążonego silnika  $U_a$  oraz  $U_b$  przy prędkości 700obr/min.

Należy wyraźnie podkreślić, że przebiegi przedstawione na Rys. 4 są przebiegami uśrednionymi za pomocą odpowiednich funkcji oscyloskopu użytego do zdjęcia oscylogramów. W celu zmierzenia prądów fazowych został użyty przekładnik prądowy ze wzmacniaczem pomiarowym CASR 25-NP.



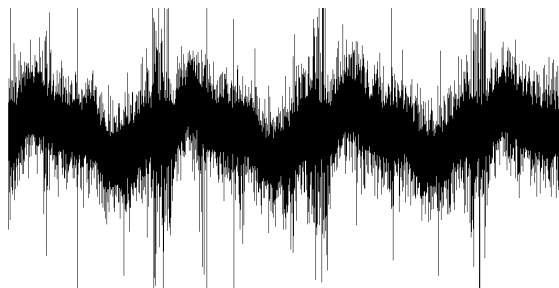
Rys. 4. Napięcia fazowe  $U_a$  oraz  $U_b$  przy prędkości 700obr/min

Na Rys. 5 przedstawiono schemat blokowy zastosowanego przekładnika prądowego.



Rys. 5. Schemat blokowy przetwornika pomiarowego CASR 25-NP

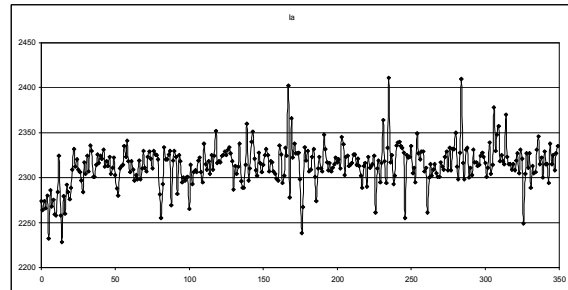
Sygnał napięciowy z układu CASR 25-NP proporcjonalny do prądu  $i_a$  nieobciążonego silnika, przy prędkości obrotowej 700obr/min jest przedstawiony na Rys. 6.



Rys. 6. Sygnał napięciowy z układu CASR 25-NP przy prędkości 700obr/min

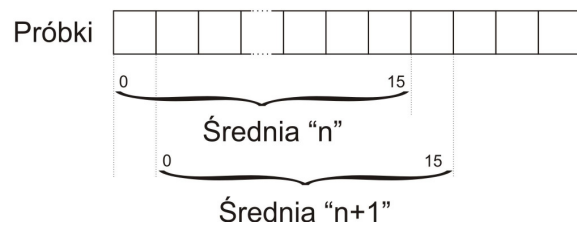
Jak można zauważyć sygnał napięciowy z przetwornika pomiarowego dosyć mocno odbiega od przebiegu sinusoidalnego, a poza tym jest mocno zaszumiany i zakłócony. Naturalnie pomiarów dokonano bez uśredniania oscylogramów - stąd właśnie wyraźna różnica pomiędzy przebiegiem przedstawionym na Rys. 4 i 6. W rzeczywistości jednak oscylogramy z przekładnika prądowego odpowiadają kształtem sygnałowi mierzonemu na fazie silnika. Ponieważ sygnał z przekładnika jest okresowo próbkowany przez wewnętrzny przetwornik A/C procesora sygnałowego TMS32F2812 zachodzi niebezpieczeństwo, że spróbkowany sygnał tym

bardziej nie będzie oddawał sinusoidalnego charakteru przebiegu fazy silnika. Na Rys. 7 przedstawiono sygnał napięciowy z układu CASR 25-NP po zmierzeniu go przez wewnętrzny przetwornik A/C procesora sygnałowego TMS320F2812 przy prędkości 700obr/min.



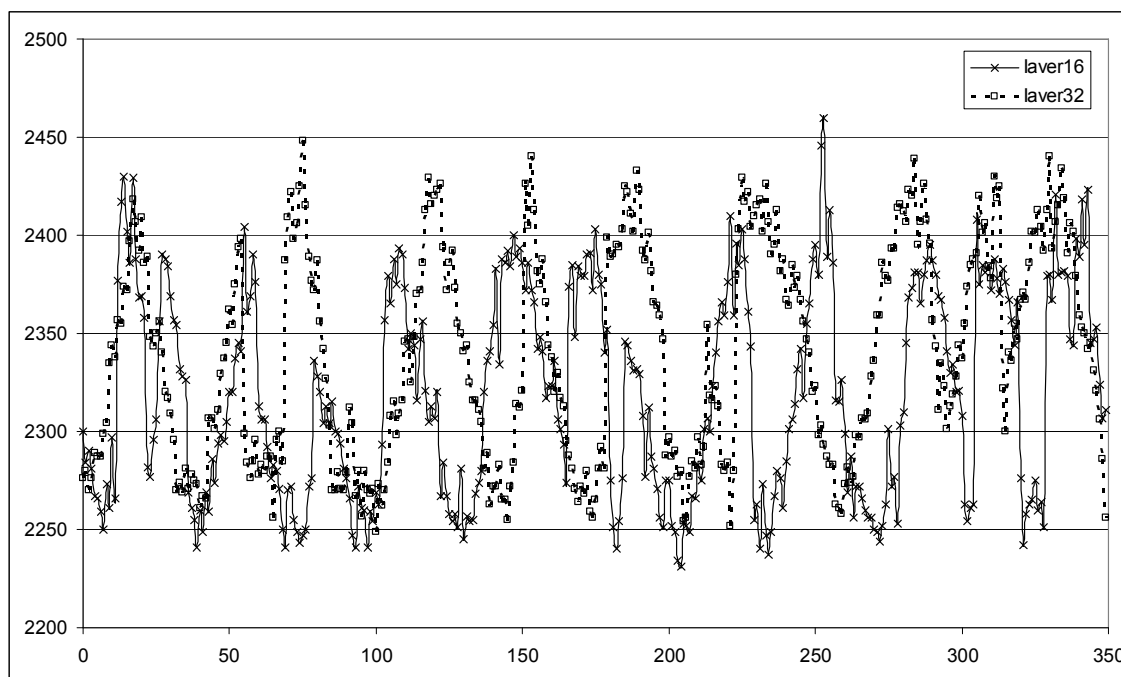
Rys. 7. Sygnał napięciowy z układu CASR 25-NP przy prędkości 700obr/min po zmierzeniu przez przetwornik A/C procesora TMS320F2812

Jak można zauważyć z Rys. 7 sygnał zmierzony przez wewnętrzny 16-bitowy przetwornik A/C procesora sygnałowego TMS320F2812 nie nadaje się do dalszych obliczeń. Jednym z pomysłów na poprawienie tej niekorzystnej sytuacji jest zastosowanie uśredniania programowego. Przetwornik A/C może pracować z maksymalną częstotliwością 50MHz, natomiast modulacja szerokości impulsów PWM pracuje z częstotliwością 8kHz. Z tego wynika, że przetwornik jest w stanie dokonać 6250 pomiarów. Można zatem wprowadzić uśrednianie programowe. Uśrednianie to odbywa się na zasadzie kolejki tzn. pierwsza próbka jest eliminowana, a bieżąca jest wpisywana na jej miejsce. Następnie jest liczona średnia arytmetyczna z tych próbek. Idea jest przedstawiona na Rys. 8. Oczywiście trzeba odliczyć czas na obliczenie tej średniej.



Rys. 8. Sposób wyznaczania średniej z 16 próbek

Na Rys. 9 przedstawiono przebieg sygnału z przetwornika pomiarowego CASR 25-NP po zmierzeniu go przez wewnętrzny przetwornik A/C procesora sygnałowego TMS320F2812 oraz po wprowadzeniu uśredniania programowego z 16 oraz 32 próbek pomiarowych przy prędkości 700obr/min.



Rys. 9. Sygnal napięciowy z układu CASR 25-NP przy prędkości 700obr/min po zmierzeniu przez przetwornik A/C procesora TMS320F2812 po wprowadzeniu uśredniania programowego

Jak można zauważyć na Rys. 9 kształt przebiegu napięciowego (proporcjonalnego do prądu fazowego silnika) z przetwornika pomiarowego CASR25-NP po uśrednieniu próbek pomiarowych bardziej oddaje kształt rzeczywisty. Jednocześnie należy podkreślić, że zwiększanie liczby uśrednianych próbek powyżej 32 nie ma sensu.

Doświadczalnie sprawdzono, że wykorzystanie do obliczeń (prądów  $i_{\alpha}$ ,  $i_{\beta}$ ) nieuśrednionych prądów  $i_a$  oraz  $i_b$  prowadzi do bardziej niestabilnej pracy silnika PMSM. Objawia się to gorszym utrzymywaniem zadanej prędkości obrotowej. Dla prędkości zadanej równej 700obr/min, silnik obraca się z prędkością z przedziału 680-720 obr/min.

W przypadku wykorzystania do obliczeń (prądów  $i_{\alpha}$ ,  $i_{\beta}$ ) uśrednionych prądów  $i_a$  oraz  $i_b$  uzyskano stabilniejszą pracę silnika PMSM. Dla prędkości zadanej równej 700obr/min, silnik obraca się z prędkością z przedziału 695-705 obr/min.

## 5. Podsumowanie

Przedstawiony w artykule sposób pomiaru prądów fazowych silnika ma kluczowe znaczenie w sterowaniu wektorowym silnika z magnesami trwałymi PMSM. Błędy w pomiarze prądów  $i_a$  oraz  $i_b$  powodują błędy w obliczeniach prądów

$i_{\alpha}$ ,  $i_{\beta}$ . To w efekcie końcowym prowadzi do błędnych obliczeń chwilowych wartości napięć fazowych podawanych na pasma uzwojenia silnika. To prowadzi również do mniej lub bardziej niestabilnej pracy silnika, która pogłębia się wraz ze wzrostem obciążenia silnika.

Doświadczalnie udowodniono, że uśrednianie programowe próbek prądów  $i_a$ ,  $i_b$  powoduje stabilniejszą i wydajniejszą pracę silnika zarówno bez obciążenia, jak i z obciążeniem.

## 6. Literatura

- [1]. Rudnicki T., Czerwiński R., Fręchowicz A., *Silnik PMSM: analiza matematyczna, układy sterowania*, Pomiary Automatyka Kontrola PAK, nr 1/2012, ss. 71-75.
- [2]. Krishan R., *Electric motor drives modeling, analysis and control*, Prentice Hall, 2001.
- [3]. Rudnicki T., Czerwiński R., Fręchowicz A., *Układy sterowania silnikiem PMSM*, Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne, Nr 90/2011, ss. 51-55.
- [4]. Glinka T., *Mikromaszyny elektryczne wzbudzone magnesami trwałymi*, Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, 1995.
- [5]. Rudnicki T., Czerwiński R., *Sterowanie bezszczotkowym silnikiem synchronicznym z magnesami trwałymi*, Elektronika Konstrukcje Technologie Zastosowania, 11/2011, ss. 120-123.
- [6]. Rudnicki T., Czerwiński R., *Zastosowanie enkodera absolutnego do sterowania silnikiem*

*synchronicznym z magnesami trwałymi*, Elektronika  
Konstrukcje Technologie Zastosowania, 8/2012, ss.  
121-124.

Praca naukowa finansowana ze środków na naukę w latach 2010-2013 jako projekt badawczy  
Nr N N510 077638

**Autorzy**

dr inż. Tomasz Rudnicki,  
e-mail: [trudnicki@polsl.pl](mailto:trudnicki@polsl.pl)

dr inż. Robert Czerwiński  
e-mail: [rczerwinski@polsl.pl](mailto:rczerwinski@polsl.pl)

Politechnika Śląska, Wydział Automatyki,  
Elektroniki i Informatyki, Instytut Elektroniki