

Wybrane zagadnienia realizacji metody estymacji położenia wirnika silnika PMSM

Streszczenie. W artykule przedstawiono wybrane problemy realizacji metody estymacji położenia wirnika silnika PMSM o magnesach zagłębionych. Napęd z takimi silnikami zastosowano w kolejce podwieszanej GAD-1 przeznaczonej do pracy w wyrobiskach kopalni. Przeanalizowano i przebadano wpływ niedokładności torów pomiarowych prądów silnika i napięcia zasilania na procedurę estymacji. Wskazano słabe punkty metody i sposób rozwiązania problemu.

Abstract. Selected problems of implementation of PMSM rotor angle estimation method are presented in the paper. The drive with this kind of motor was used in mining drivetrain GAD-1. The influence of current and voltage measurement errors on estimation procedure were analyzed and tested. Weakness of the method were pointed out and the way to solve them were also presented. (**Selected problems of implementation of PMSM rotor angle estimation method**).

Słowa kluczowe: napęd elektryczny, silnik PMSM, sterowanie bezczujnikowe.

Keywords: electrical drive permanent magnet synchronous motors, sensorless control.

doi:10.12915/pe.2014.09.55

Wstęp

Ostatnie lata przyniosły znaczący wzrost zainteresowania napędami z silnikami o magnesach trwałych. Dotyczy to tak silników o trapezoidalnej SEM (BLDC), jak i silników o sinusoidalnej SEM (PMSM). Wynika to z korzystnych właściwości takich silników, w tym dużej przeciążalności momentem, wysokiej wartości współczynnika gęstości mocy oraz dużej sprawności [1]. Badania naukowe w obszarze napędów z silnikami o magnesach trwałych dotyczą nie tylko spraw konstrukcji samego silnika [2], ale także metod sterowania, w tym sterowania bezczujnikowego. Typowe układy sterowania silników BLDC i PMSM wymagają informacji o położeniu wirnika względem stojana [3]. Informacja ta może być uzyskiwana z czujników położenia (optycznych lub magnetycznych), ale stałą tendencją jest dążenie do eliminacji takich czujników lub uproszczenia ich budowy i/lub obniżenia ceny.

Dla bezczujnikowych metod sterowania silników PMSM dominują dwa podejścia [4]. Pierwsze bazuje na obserwatorach wykorzystujących model silnika (np.: filtr Kalmana, obserwator Luenbergera). Wymagane są tu dość rozbudowane obliczenia, a więc niezbędny jest układ sterowania o dużej szybkości działania. Niestety efekty działania dla niskich prędkości obrotowych i/lub dużych momentów obciążenia są nadal niewystarczające. Inne podejście do budowy bezczujnikowego układu sterowania zakłada wykorzystanie zjawiska anizotropii magnetycznej silnika PMSM o zagłębionych magnesach i na jej podstawie wyznaczenie aktualnego położenia wirnika [5]. Praktyczna realizacja polega na generowaniu cyklicznych wymuszeń napięciowych i wykorzystaniu odpowiedzi prądowej mierzonej w uzwojeniach silnika [6] (np. metoda INFORM). W tym przypadku sytuacja jest odwrotna, metoda taka wykazuje dobre właściwości dla silnika zatrzymanego i niskich prędkości obrotowych. Zalety i wady obu metod dla pewnych obszarów pracy silnika powodują, że spotyka się też rozwiązania hybrydowe.

Obszar zastosowań silników o magnesach trwałych ciągle rozszerza się obejmując nie tylko napędy trakcyjne: rowerów, motorowerów, samochodów elektrycznych i hybrydowych, lokomotyw elektrycznych [7]-[9] ale sięga także do specyficznych obszarów [10], gdzie silniki te wykazują przewagę nad silnikami indukcyjnymi klatkowymi. W wielu zastosowaniach nadal wykorzystywane są czujniki położenia, bowiem wymagane parametry pracy, np.

maksymalna wartość rozwijanego momentu musi być odpowiednio duża niezależnie od prędkości obrotowej, czy zmieniających się parametrów silnika.

Właśnie taka sytuacja dotyczy wielosilnikowego napędu kopalnianej kolejki podwieszanej GAD-1 [11]. Kolejki podwieszane o napędzie spalinowym są obecnie powszechnie stosowane w przemyśle wydobywczym jako środek transportu materiałów i ludzi. Wykorzystują one część istniejącej infrastruktury korytarzy w kopalniach i nie wymagają budowy torowiska. Zasadniczą wadą jest zanieczyszczenie powietrza przez silniki spalinowe w trudno wentylowanej przestrzeni podziemnej. W kolejce GAD-1 wyeliminowano ten problem przez zastosowanie napędu elektrycznego zasilanego z trakcyjnego akumulatora Li-Jon. Ze względu na dużą maksymalną masę całego zestawu i potrzebę rozwiązania modułowego zdecydowano się na napęd składający się z 8 silników PMSM o mocach 10,8 kW każdy. Silniki są zasilane ze wspólnego zasobnika energii przez indywidualne, specjalizowane falowniki napięcia. Całość systemu jest sterowana przez sterownik nadrzędny komunikujący się z elementami wykonawczymi za pośrednictwem magistrali CAN.

Celem niniejszego artykułu jest przedstawienie doświadczeń związanych uruchomieniem i eksploatacją takiego przekształtnikowego napędu w warunkach rzeczywistych.

Układ napędowy z silnikiem PMSM

Każdy z silników PMSM jest zasilany z indywidualnego falownika napięcia. Źródłem energii jest akumulator Li-Jon o napięciu znamionowym 250 V i pojemności 150 Ah. Silniki PMSM o magnesach zagłębionych zostały zaprojektowane specjalnie na potrzeby niniejszego napędu [11] i spełniają wymagania pracy w atmosferze zagrożonej wybuchem. Są one wyposażone w enkodery inkrementalne o rozdzielczości 2048 impulsów na obrót. Ze względu na wysokie wymagania dotyczące napędu kolejki podwieszanej o dużej sile uciągu, mogącej pracować w bardzo różnych warunkach obciążenia, w tym także w trakcie poruszania się po odcinkach korytarzy nachylonych pod kątem $\pm 30^\circ$, zdecydowano się na układ sterowania bazujący na optycznym czujniku położenia.

Silnik o magnesach trwałych można opisać równaniami przetransformowanymi do układu współrzędnych związanego z wirnikiem (d , q) i zapisać w następującej postaci:

$$u_d = R_s \cdot i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - p \cdot \omega_m \cdot \psi_q$$

$$u_q = R_s \cdot i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + p \cdot \omega_m \cdot \psi_d$$

(1)

$$\psi_d = L_d \cdot i_d + \psi_f$$

$$\psi_q = L_q \cdot i_q$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J} \left[p \frac{m_s}{2} (\psi_d \cdot i_q - \psi_q \cdot i_d) - m_o \right]$$

$$\frac{d\Theta}{dt} = \omega$$

gdzie: ψ_d , ψ_q , ψ_f , - oznaczają odpowiednio strumienie skojarzone z uzwojeniami w osiach d i q oraz strumień pochodzący od magnesów trwałych, p - liczba par biegunów, ω_m - prędkość kątowna wirnika, Θ - położenie kątowe wirnika względem osi uzwojenia fazy A, m_o - moment obciążenia na wale silnika.

Moment elektromagnetyczny wytwarzany przez silnik PMSM można wyrazić zależnością:

(2)

$$m_e = \frac{3}{2} p [\psi_f \cdot i_q + (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q]$$

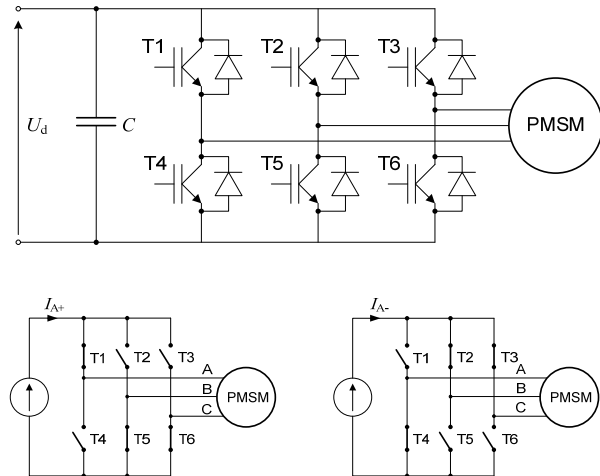
Dla silnika o magnesach zagłębionych znaczącą składową momentu stanowi moment reluktancyjny wynikający z asymetrii obwodu magnetycznego i różnych wartości indukcyjności silnika w osiach d i q. Informacja o położeniu wirnika względem stojana może zostać uzyskana za pomocą enkodera absolutnego lub resolwera. Rozwiązanie takie odrzucono nie tylko ze względów ekonomicznych, ale także ze względu na problemy z ich stosowaniem w obszarze zagrożonym wybuchem. Zdecydowano się więc na wykorzystanie enkodera inkrementalnego z torem położenia zerowego o zdecydowanie mniejszej liczbie przewodów sygnałowych. Wymaga to jednak zastosowania procedury wyznaczania położenia początkowego wirnika przed uruchomieniem napędu po każdym wyłączeniu napięcia zasilania układu sterowania. Dopiero po pojawieniu się pierwszy raz impulsu zera enkodera układ sterowania w pełni korzysta z wartości kąta wyznaczonej na podstawie impulsów z enkodera.

Algorytm estymacji początkowego położenia wirnika

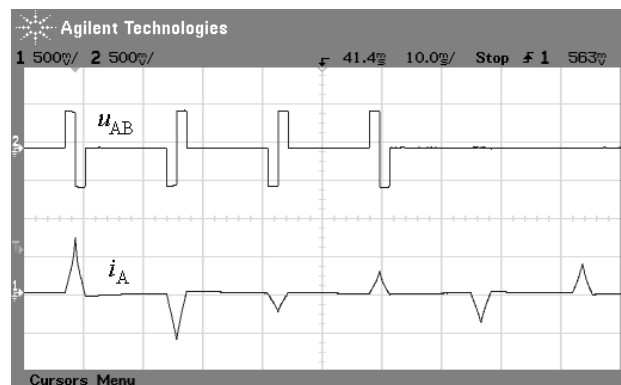
Układ sterowania napędu bazuje na mikrokontrolerze TMS 320F2812. Poza wielkościami pomocniczymi temperatur silnika i przekształtnika mierzone są dwa prądy fazowe silnika i napięcie zasilania U_d . Do sterowania tranzystorów falownika wykorzystywany jest jeden z układów event manager (EVMA) mikrokontrolera, drugi podobny układ EVMB zastosowano do wyznaczania położenia wirnika i pomiaru prędkości obrotowej na podstawie impulsów z enkodera. Mikrokontroler pozwala na komunikację z użytkownikiem, kalibrację wejść analogowych, nastawę parametrów urządzenia oraz diagnostykę. Komunikacja ze sterownikiem nadrzędnym następuje za pomocą interfejsu CAN. Obsługiwany jest odczyt wartości mierzonych i odtwarzanych w układzie napędowym oraz zadawanie wartości sterujących: momentu z ograniczeniem prędkości i określonym kierunkiem jazdy.

Procedura estymacji początkowego położenia wirnika bazuje na znacznej różnicy indukcyjności w osiach d i q

silnika i została ona opisana szczegółowo w pracy [12]. Układ sterowania generuje komplet sześciu niezerowych wektorów napięcia wyjściowego z falownika, a wartości odpowiedzi prądowych są podstawą do obliczenia kąta położenia. Przykładowe dwie sekwencje sterowania tranzystorami, opisane jako I_{A+} i I_{A-} , zostały przedstawione na rysunku 1.



Rys. 1. Schemat falownika napięcia i dwie przykładowe sekwencje załączeń tranzystorów wymuszające prądy testowe I_{A+} i I_{A-} .



Rys. 2. Przebiegi napięcia międzyfazowego u_{AB} i prądu fazy A i_A , w czasie pojedynczego cyklu pomiarowego wartości indukcyjności zastępczej, skala napięcia 250 V/dz, skala prądu 50 A/dz

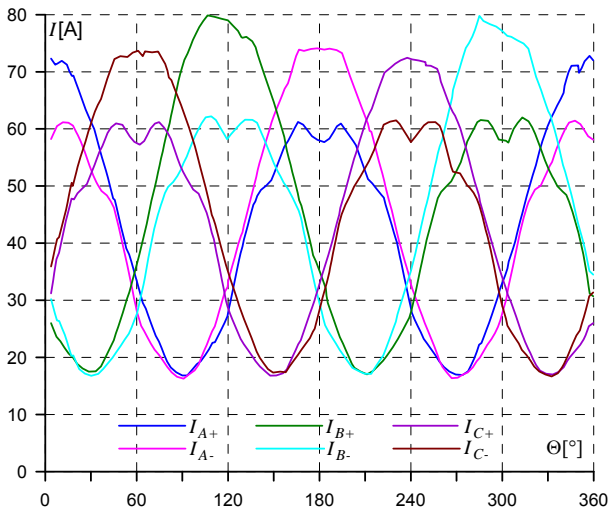
W efekcie przyłożenia napięcia na uzwojenia stojana silnika pojawiają się przebiegi prądu w każdej z trzech faz. Na rys.2 pokazano przykładowe wyniki pomiaru - wymuszenie napięciowe u_{AB} i prąd fazy i_A . Każde wymuszenie napięciowe trwające 1,7 ms jest następnie wygaszane przyłożonym wektorem przeciwnym, po którym następuje pięć cykli z wektorami zerowymi. Uzyskane wartości prądów w poszczególnych fazach są zależne od położenia wirnika silnika. Dla badanego silnika o stosunku indukcyjności w osiach q i d rzędu 3 uzyskane charakterystyki prądów dla wszystkich kombinacji sterowań: I_{A+} , I_{A-} , I_{B+} , I_{B-} , I_{C+} , I_{C-} zostały przedstawione na rys. 3. Na podstawie takiej charakterystyki można odtworzyć kąt położenia wirnika Θ z dokładnością do 180° . Przykładowo wartość prądu próby I_{A+} można opisać w przybliżeniu jako:

(3)

$$I_{A+} = I_{(AV)} + I_1 \cos 2\Theta$$

Na podstawie przebiegów z rys. 3 wyznaczono pomocnicze charakterystyki prądów średnich:

$$I_{(AV)} = (I_{A+} + |I_{A-}|)/2, I_{B(AV)} = (I_{B+} + |I_{B-}|)/2, I_{C(AV)} = (I_{C+} + |I_{C-}|)/2$$



Rys. 3. Charakterystyki wartości szczytowych prądów w funkcji kąta elektrycznego położenia wału silnika Θ w czasie próby o stałym czasie trwania załączenia $t_z = 1,7$ ms dla wszystkich 6 kombinacji sterowania

Układ sterowania po podaniu rozkazu załączenia napędu, w sytuacji gdy położenie nie jest znane, uruchamia procedurę estymacji. Kolejno podawane jest na uzwojenia silnika 6 sekwencji impulsów napięcia U_d o czasie trwania 1,7 ms. Dla eliminacji problemów zakłóceń i wynikających z tego błędów estymacji cykl taki jest powielany ośmiokrotnie, a wyniki mierzonych prądów są uśredniane. Na ich podstawie są obliczane wartości $I_{A(AV)}$, $I_{B(AV)}$, $I_{C(AV)}$. Pierwszy etap estymacji to wyznaczenie kąta Θ_1 przy założeniu, że mieści się on w zakresie $(0 - 180^\circ)$. Najpierw na podstawie zależności pomiędzy wartościami prądów $I_{A(AV)}$, $I_{B(AV)}$, $I_{C(AV)}$ określany jest sektor I-VI, w którym mieści się kąt Θ_1

- jeżeli $I_{A(AV)} > I_{C(AV)} > I_{B(AV)}$ → sektor I → $\Theta_1 \in (0^\circ - 30^\circ)$
- jeżeli $I_{C(AV)} > I_{A(AV)} > I_{B(AV)}$ → sektor II → $\Theta_1 \in (30^\circ - 60^\circ)$
- jeżeli $I_{C(AV)} > I_{B(AV)} > I_{A(AV)}$ → sektor III → $\Theta_1 \in (60^\circ - 90^\circ)$
- jeżeli $I_{B(AV)} > I_{C(AV)} > I_{A(AV)}$ → sektor IV → $\Theta_1 \in (90^\circ - 120^\circ)$
- jeżeli $I_{B(AV)} > I_{A(AV)} > I_{C(AV)}$ → sektor V → $\Theta_1 \in (120^\circ - 150^\circ)$
- jeżeli $I_{A(AV)} > I_{B(AV)} > I_{C(AV)}$ → sektor VI → $\Theta_1 \in (150^\circ - 180^\circ)$

Dla wyznaczonego sektora pośrednia wartość prądu (np. dla sektora 1 jest to $I_{C(AV)}$) jest podstawą do wyznaczenia wartości kąta Θ_1 na podstawie linearyzacji odcinkowej. Taki sposób estymacji jest bardzo prosty i przyjmując stałe wartości prądów uzyskiwane na granicach sektorów można obliczenia sprowadzić do prostych operacji matematycznych bez wykorzystywania funkcji trygonometrycznych.

Drugim etapem jest wyznaczenie przesunięcia kąta $\Delta\theta$ na podstawie zjawiska nasycania się obwodu magnetycznego wirnika. Dla kolejnych sektorów I-VI, wyznaczonych w poprzednim etapie, przesunięcie kąta $\Delta\theta$ jest ustalane wg. poniżej zamieszczonych relacji, zgodnych z rysunkiem 3:

- sektor I - jeżeli $I_{A+} > |I_{A-}|$ to $\Delta\theta = 0^\circ$ w przeciwnym $\Delta\theta = 180^\circ$
- sektor II - jeżeli $I_{C+} > |I_{C-}|$ to $\Delta\theta = 180^\circ$ w przeciwnym $\Delta\theta = 0^\circ$
- sektor III - jeżeli $I_{C+} > |I_{C-}|$ to $\Delta\theta = 180^\circ$ w przeciwnym $\Delta\theta = 0^\circ$
- sektor IV - jeżeli $I_{B+} > |I_{B-}|$ to $\Delta\theta = 0^\circ$ w przeciwnym $\Delta\theta = 180^\circ$
- sektor V - jeżeli $I_{B+} > |I_{B-}|$ to $\Delta\theta = 0^\circ$ w przeciwnym $\Delta\theta = 180^\circ$
- sektor VI - jeżeli $I_{A+} > |I_{A-}|$ to $\Delta\theta = 0^\circ$ w przeciwnym $\Delta\theta = 180^\circ$

Wynikiem końcowym estymacji jest suma obu czynników:

$$\Theta_{es} = \Theta_1 + \Delta\theta$$

Przy pomiarach wykonanych w laboratorium na podstawie uśrednionych wartości za cały cykl pomiarowy, osiągnęte

błędy w estymacji kąta położenia nie przekraczały 6° w zakresie pełnego kąta obrotu wału silnika [12].

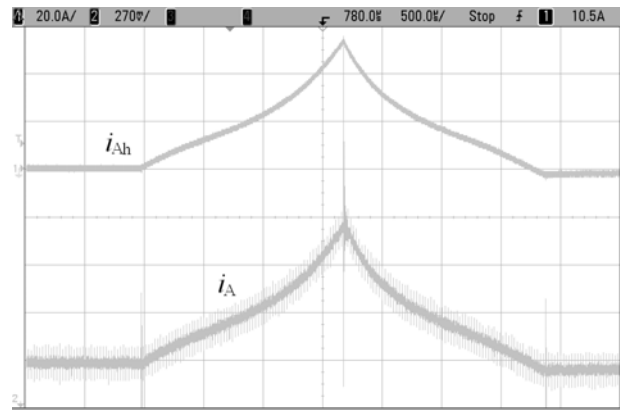
Tory pomiarowe prądu i napięcia a dokładność estymacji położenia wirnika

Niewątpliwie na dokładność estymacji ma wpływ właściwie przygotowany tor pomiaru prądów silnika i przygotowanie całego algorytmu działania systemu mikroprocesorowego, w tym przetwornika A/C.

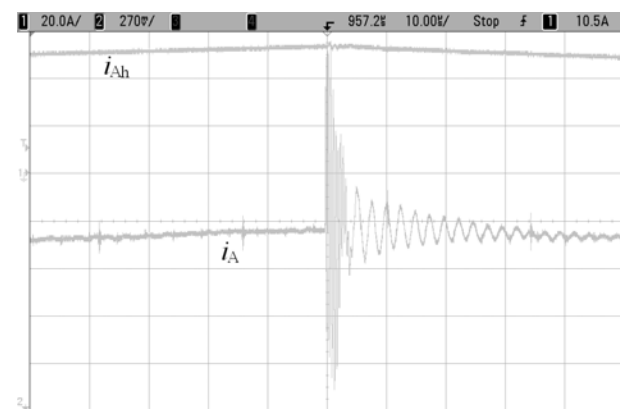
Pierwszym elementem jest właściwa organizacja cykli pomiarowych. Na rys. 4 pokazano przebiegi prądu fazy A silnika w czasie jednego cyklu pomiarowego. Jeden z nich i_{Ah} został zmierzony za pomocą sondy prądowej o paśmie przenoszenia DC-100 kHz, drugi przebieg został równocześnie zmierzony na wejściu przetwornika A/C mikrokontrolera sondą pasywną o paśmie przenoszenia 400 MHz (sygnał przesunięty o 1,5 V). Można zauważyć, że przebieg rzeczywisty w chwili przełączenia napięcia wymuszającego jest zawsze zaburzony składową wcz. o dużej amplitudzie, wynikającą z przeładowania pojemności pasozytniczych. W związku z tym uruchomienie przetwornika A/C i pomiar prądów w chwili przełączenia jest wykluczony. Organizacja cyklu pomiarowego wymaga rozpoczęcia próbkowania wejść analogowych z pewnym wyprzedzeniem i optymalizacji:

- parametrów działania układu próbkująco-pamiętającego przetwornika A/C,
- kolejności przetwarzanych kanałów.

a)



b)



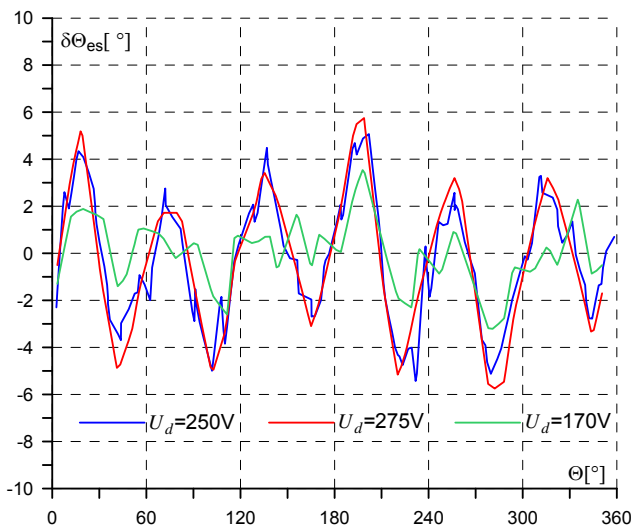
Rys. 4. Przebiegi prądu fazy A: i_A - sygnał pomiarowy na wejściu przetwornika A/C mikrokontrolera (skala 20 A/dz), i_{Ah} - sygnał z sondy prądowej (skala 20 A/dz); a) pełny cykl skala czasowa 500 μ s/dz, b) powiększenie skali czasowej do 10 μ s/dz chwili przełączenia

Wyprzedzenie to nie może być też zbyt duże, bowiem istotne jest właściwe wykorzystanie czasu cyklu przełączenia (1,7 ms) i osiągnięta odpowiednio duża wartość

prądu pomiarowego. W niniejszym rozwiązaniu wykorzystano możliwości sprzęgania układu EVM generującego sygnały sterujące tranzystorami oraz przetwornika A/C. Przyjęto że dla cyklu wymuszającego o czasie trwania 1,7 ms, wyprzedzenie rozpoczęcia cyklu pomiarowego względem przełączenia wyniesie 4 μ s, czas próbkowania 0,427 μ s, zaś czas przetwarzania jednego kanału 0,213 μ s. Filtracja analogowa w torze pomiarowym prądu nie może być duża, bowiem istotne jest, aby przy określonej maksymalnej szybkości narastania prądu przebiegi wejściowe przetwornika A/C nie odbiegały znacząco od wartości rzeczywistych.

Biorąc pod uwagę odporność układu odtwarzania położenia wirnika przeprowadzono analizę źródeł potencjalnych błędów. Pierwszym możliwym źródłem błędu odtwarzania jest sposób obliczania kąta estymowanego. Jak pokazano w poprzednim rozdziale przebiega on w dwóch etapach, bowiem zmienność wartości indukcyjności zastępczej jest w przybliżeniu funkcją podwojonej wartości kąta Θ . Pierwszy etap to wyznaczenie kąta w zakresie 0...180° na podstawie uśrednionych charakterystyk prądów w każdej fazie ($[I_{A+}+I_{A-}]/2$ itd.) a w następnym na podstawie zjawiska nasycenia obwodu magnetycznego silnika wyznaczenie wartości korygującej, wynoszącej 0° lub 180°, dodawanej do tej pierwszej.

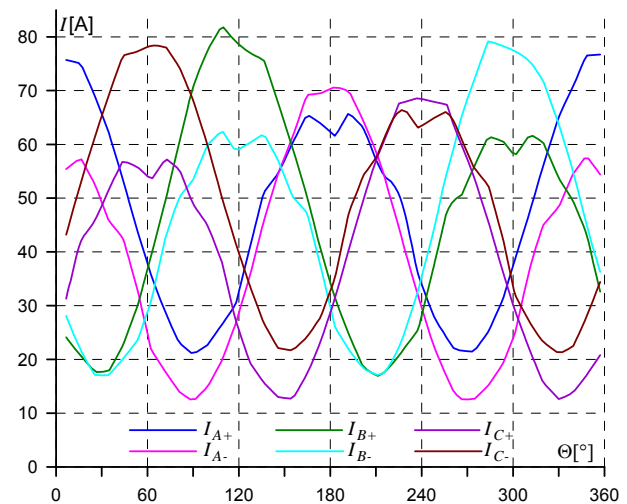
Rozważano różne źródła dodatkowych błędów w procesie estymacji. Podstawowym zaburzeniem może być zmiana napięcia zasilania falownika U_d . Stosunkowo łatwo można skorygować fluktuację napięcia U_d wydłużając proporcjonalnie czas impulsu napięciowego, uwzględniając fakt, że chwila pomiaru wyprzedza zakończenie cyklu zawsze o 4 μ s. Wyniki pomiarowe błędu odtwarzania przy różnych wartościach napięcia $U_d \in (170 - 275 \text{ V})$ zostały zaprezentowane na rys. 5. Wartości błędu odtwarzania mieszczą się w zakresie $\pm 6^\circ$, co jest wartością akceptowalną.



Rys. 5. Charakterystyka błędu kąta estymowanego położenia Θ_{es} w funkcji mierzonego kąta położenia wirnika Θ dla różnych napięć zasilania przekształtnika U_d

Drugim źródłem błędu kąta estymowanego mogą być złe skalibrowane tory pomiarowe prądów mierzonych. Kalibracji podlega wartość zera prądu i wartość jego amplitudy (przy wymuszeniu prądem zbliżonym do zakresu pomiarowego). Oba współczynniki są zapisane w pamięci nieulotnej dla każdego z dwóch torów pomiarowych prądu - fazy B i C.

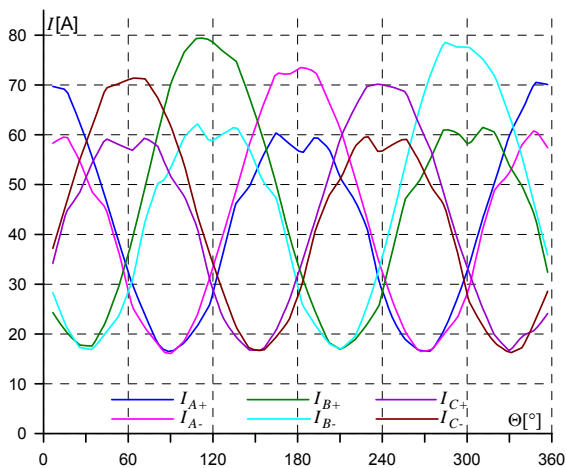
W celu weryfikacji hipotezy przeprowadzono cykle pomiarowe, w których wyznaczono charakterystyki wartości szczytowych prądów w czasie testów dla odstrojonych współczynników kalibracji torów prądowych. Przyjęto, że błędna kalibracja dotyczy tylko jednego toru i jednego z dwóch współczynników. Dla odstrojenia współczynnika kalibracji zera fazy C procedura działa poprawnie do chwili osiągnięcia wartości k_z wynoszącej $\pm 3\%$ zakresu (dla wartości prądu 0, wynik pomiarowy $\pm 4,5 \text{ A}$). Wtedy charakterystyki prądów są tak zniekształcone - rys. 6, że wyznaczenie wartości korygującej kąta o 0 lub 180°, bazującej na zjawisku nasycenia obwodu magnetycznego, jest w pewnych zakresach kąta błędne. Na rys. 8 przedstawiono charakterystykę kąta estymowanego w zależności od mierzonego kąta elektrycznego dla różnych stanów współczynników kalibracji. Widać tam wyraźnie, że problem dotyczy, w analizowanym przypadku, zakresów kąta 210°-225° i 255°-270° gdzie błąd kąta odtwarzania jest rzędu 180°. Na rys. 6 można odtworzyć przyczynę tego zjawiska. Wartości prądów dla impulsu dodatniego I_{C+} i ujemnego I_{C-} w fazie C, w tych obszarach, zamiast pierwotnego rozsunięcia ΔI o ponad 9 A (rys. 3) są zbliżone do siebie co powoduje otrzymanie błędnego wyniku estymacji. Można to zaobserwować na charakterystykach różnicy wartości prądów ΔI przedstawionych dla porównania na rys. 9a (prawidłowa kalibracja) i rys. 9b przy odstrojonym współczynniku kalibracji zera toru pomiarowego prądu fazy C o -3% zakresu.



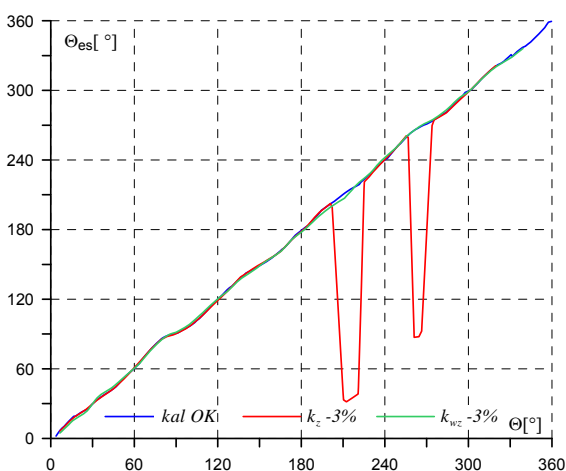
Rys. 6. Charakterystyki wartości szczytowych prądów w funkcji kąta elektrycznego położenia wału silnika Θ przy odstrojonym współczynniku kalibracji zera toru pomiarowego prądu fazy C o -3% zakresu (-4,5 A)

Podobna analiza wyników pomiarów, dla odstrojonego współczynnika kalibracji wzmacnienia toru pomiaru prądu fazy C o 3% (rys. 7), pokazuje, że jego wpływ na wynik estymacji jest, przy podobnych zmianach, zupełnie nieznaczący. Wartości kąta estymowanego są zbliżone do wyników otrzymanych dla prawidłowo skalibrowanych torów pomiarowych. - rys. 8.

Pokazane wcześniej charakterystyki dotyczą trybu pracy, w którym otrzymywany wynik jest efektem długotrwałego pomiaru (kilka sekund) i filtracji pojedynczych pomiarów w warunkach laboratoryjnych. Stan ten nie jest identyczny z rzeczywistą procedurą rozruchową napędu, w czasie której pomiary i estymacja muszą być wykonane odpowiednio szybko.

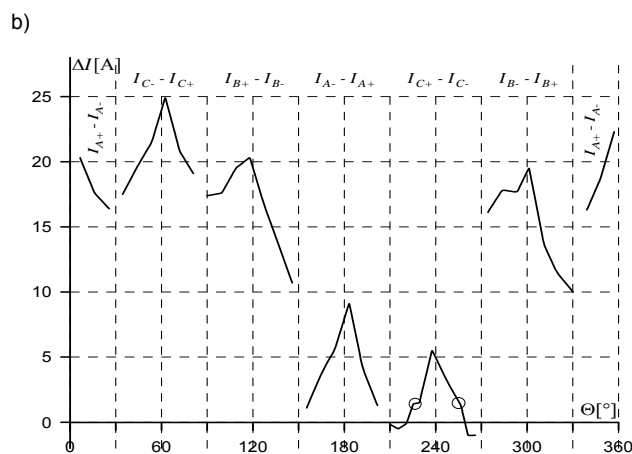
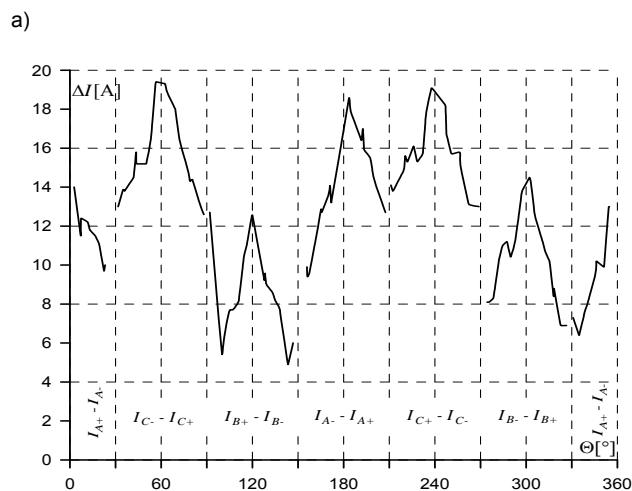


Rys. 7. Charakterystyki wartości szczytowych prądów w funkcji kąta elektrycznego położenia wału silnika Θ przy odstrojonym współczynniku kalibracji wzmocnienia toru pomiarowego prądu fazy C o -3% zakresu (-4,5 A)



Rys. 8. Charakterystyki kąta estymowanego Θ_{es} w funkcji kąta elektrycznego położenia wału silnika Θ dla różnych stanów kalibracji torów pomiaru prądu fazy C: właściwej $kal\ OK$, odstrojonym współczynniku kalibracji zera k_z o -3% zakresu oraz przy odstrojonym współczynniku kalibracji wzmocnienia k_{wz} o -3% zakresu

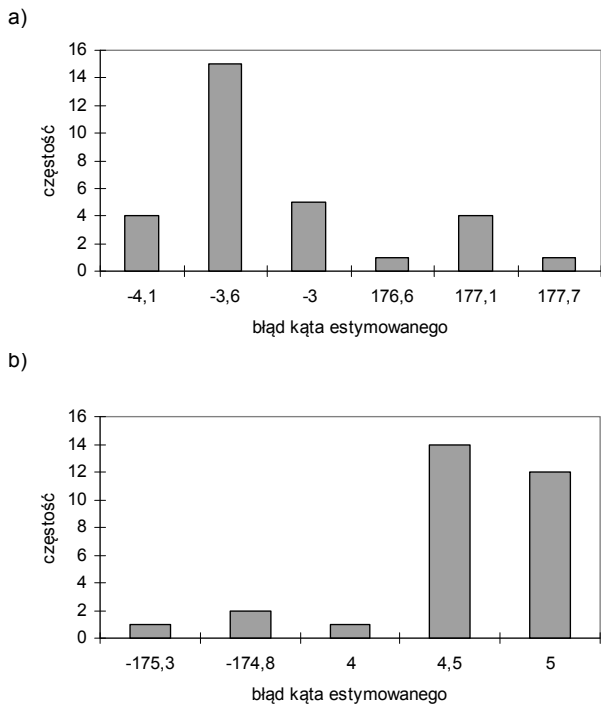
W układzie sterowania kolejki podwieszanej przyjęto, że wynik kąta estymowanego będzie się opierał na ośmiu uśrednionych cyklach pomiarowych. W takiej sytuacji możliwe jest, że dla punktów, w których otrzymano w laboratorium wynik obciążony niewielkim błędem (rys. 8), ale dla których wartości prądów wyznaczających kierunek linii pola i zjawisko nasycenia obwodu magnetycznego są zbliżone, w kolejnych procedurach rozruchowych błąd ten może wzrosnąć o $\pm 180^\circ$. W celu weryfikacji tej hipotezy przeprowadzono cykle rozruchowe dla odstrojonego współczynnika kalibracji zera toru pomiaru prądu fazy C i przy tym samym położeniu początkowym wirnika. Wybrano położenia, w których błąd mieścił się w granicy $\pm 6^\circ$ (rys 8), ale z charakterystyki przedstawionej na rys 9b wynika, że znajdują się one na granicy prawidłowego działania procedury ($225,4^\circ$ oraz $257,4^\circ$). Położenia te zostały oznaczone kółkami na rys. 9b. Wykonano zalecaną liczbę 30 prób rozruchu [13], w czasie których wyznaczono rzeczywisty błąd estymacji kąta położenia. Wyniki przedstawiono w postaci histogramów na rys. 10. Widać na nich, że poza błędami estymacji o wartości kilku stopni pojawiają się też takie, gdzie jest on rzędu $\pm 180^\circ$ (3-6 nieudane próby).



Rys. 9. Wartości różnic prądów szczytowych ΔI uzyskane w czasie estymacji w funkcji położenia wału silnika dla a) właściwie skalibrowanych torów pomiarowych, b) przy odstrojonym współczynniku kalibracji zera toru pomiarowego prądu fazy C o -3% zakresu (-4,5 A)

Jest to efekt niewielkiej wartości różnicy prądów szczytowych w tym sektorze $\Delta I = I_{C+} - I_{C-}$, a dla wybranych punktów różnica ta wynosi jedynie 1-2 A (rys 9b). Dla porównania przy prawidłowej kalibracji torów pomiarowych nadwyżka prądu w żadnym z sektorów nie spada poniżej 5 A - rys.9a. Biorąc pod uwagę niepewność pomiaru każdego prądu wykorzystywanego w estymacji: I_{A+} , I_{A-} , I_{B+} , I_{B-} , I_{C+} , I_{C-} , dokładność przetworników A/C mikrokontrolera TMS320F2812 [14] wartość nadwyżki prądu na poziomie 1-2 A przy błędnie skalibrowanym zerze kanału analogowego jest niewystarczająca. Błąd estymacji na poziomie $\pm 180^\circ$ w napędzie wielosilnikowym kolejki powodowałby zmianę znaku momentu jednego z silników, obniżenie sumy momentów całości napędu, a w efekcie w pewnych sytuacjach się ucięcia niewystarczającą do uruchomienia i jazdy kolejki w zadanym kierunku.

Problem ten można rozwiązać stosunkowo łatwo. Prawidłowa kalibracja zera torów pomiarowych prądu może zostać wykonana automatycznie, bowiem w czasie przed załączeniem przekształtnika prądy silnika są zerowe. Automatyczny proces kalibracji może być realizowany każdorazowo po podaniu napięcia zasilania w stosunkowo krótkim czasie i z dużą precyzją. Takie rozwiązanie jest skutecznym remedium na przedstawiony problem.



Rys. 10. Histogramy błędu kąta estymowanego dla rozruchów napędu w położeniu startowym: a) 225,4° oraz b) 257,4° przy 30 wykonanych próbach

Podsumowanie

W artykule przedstawiono wybrane zagadnienia dotyczące napędu elektrycznej kolejki podwieszanej przeznaczonej do pracy w górnictwie. Napęd ten składa się z ośmiu silników PMSM z magnesami zagłębionymi, każdy z zabudowanym enkoderem inkrementalnym. Takie rozwiązanie wymaga po zasileniu układu sterowania zastosowania procedury dla określenia położenia początkowego wirnika silnika.

Zaimplementowana metoda została przeanalizowana i przebadana pod kątem wpływu konstrukcji torów pomiarowych i ich dokładności na błąd estymacji położenia. Analiza pokazuje, że zasadniczym problemem zastosowanej metody jest właściwa kalibracja zera torów pomiarowych mierzonych prądów. Błąd kalibracji tego współczynnika na poziomie $\pm 3\%$ może powodować błędne wyznaczenie zjawiska nasycenia obwodu magnetycznego, a w efekcie dodatkowy błąd estymacji kąta położenia rzędu $\pm 180^\circ$. Błąd taki powodowałby generację momentu o przeciwnej wartości i osłabienie siły uciążu całego napędu kolejki. Problem ten można łatwo rozwiązać przez wprowadzenie automatycznej kalibracji współczynnika zera torów prądowych w chwili, gdy przekształtnik jest wyłączony.

Przeprowadzone próby kolejki GAD-1 w jednej ze śląskich kopalni pokazują dobre właściwości trakcyjne,

dużą niezawodność układu, a przede wszystkim potwierdzają walory rozwiązania w stosunku do napędów spalinowych: cichą pracę i brak zanieczyszczeń w atmosferze wyrobisk.

LITERATURA

- [1] Bose B. K.: Modern Power Electronics and AC Drives, *Prentice Hall*, (2002)
- [2] Bernatt J., Gawron S., Król E. Zastosowania trakcyjne nowoczesnych silników z magnesami trwałymi, *Przegląd Elektrotechniczny* 85 (2009) nr 12, 20-23
- [3] Zawirski K.: Sterowanie silnikiem synchronicznym o magnesach trwałych, *Wyd. Pol. Poznańskiej* (2005)
- [4] Vošmik D., Šmídl V., Peroutka Z.: Sensorless PMSM Control: Hybrid Rotor Position Estimator Using Maximum Likelihood Model Selection, *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)* (2013), 1-6
- [5] Briz F., Degner M.W.: Rotor position estimation, *IEEE Ind. Elec. Magazine*, No. 6, (2011), 24-36
- [6] Dobroń P., Wiśniewski J., Koczara W.: Bezczujnikowy układ napędowy z silnikiem z magnesami trwałymi o polu osiowym, *Przegląd Elektrotechniczny* 88 (2012), nr 4b, 53-58
- [7] Dukalski P., Brymora L.: Nowa koncepcja silnika trakcyjnego wzbudzanego magnesami trwałymi przeznaczzonego do zastosowania w napędach kopalń, *Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne* 99 (2013), nr 2, 103-108
- [8] Biskup T., Bodora A., Domoracki A., Kołodziej H.: Wybrane zagadnienia sterowania napędu lokomotywy z silnikami PMSM, *VII Ogólnopolska Konferencja Naukowa „Postępy w Elektrotechnice Stosowanej”* (2008), 85-88
- [9] Grzesiak L.M., Ufnalski B., Gąbka G.: Magistrala CAN w sprzężeniu zwrotnym układu regulacji prędkości dla pojazdu elektrycznego - badania metodą HIL, *Przegląd Elektrotechniczny* 88 (2012), nr 11a, 1-7
- [10] Kolano K.: Napęd drzwi kabinowych dźwigu osobowego z wysokowydajnym silnikiem BLDC, *Przegląd Elektrotechniczny* 88 (2012), nr 11b, 348-349
- [11] Mróz J., Skupień K., Drwięga A., Budzyński Z., Polnik B., Czerniak D., Dukalski P., Brymora L.: Gentle accumulator drive (GAD) - new directions of development for the mining industry, *Przegląd Elektrotechniczny* 89 (2013), nr 6, 205-209
- [12] Biskup T.: Estymacja początkowego położenia wirnika silnika synchronicznego o magnesach trwałych PMSM, *Przegląd Elektrotechniczny* 88 (2012), nr 4a, 157-162
- [13] Tumański S.: Technika pomiarowa, *WNT*, (2013)
- [14] Texas Instruments: F2810, F2811, and F2812 ADC Calibration, Application Report SPRA989A – (2004)

Autorzy: dr inż. Aleksander Bodora, Politechnika Śląska, Wydział Elektryczny, ul. Bolesława Krzywoustego 2, 44-100 Gliwice, E-mail: aleksander.bodora@polsl.pl; dr inż. Tomasz Biskup, ENEL-PC, ul. Sowińskiego 3, 44-101 Gliwice, E-mail: t.biskup@enel-pc.pl; dr inż. Arkadiusz Domoracki, Politechnika Śląska, Wydział Elektryczny, ul. Bolesława Krzywoustego 2, 44-100 Gliwice, E-mail: arkadiusz.domoracki@polsl.pl; dr inż. Henryk Kołodziej, ENEL-PC, ul. Sowińskiego 3, 44-101 Gliwice, E-mail: h.kolodziej@enel-pc.pl; mgr inż. Dariusz Paluszczak, ENEL-PC, ul. Sowińskiego 3, 44-101 Gliwice, E-mail: d.paluszczak@enel-pc.pl.