

Jarosław GUZIŃSKI

POLITECHNIKA GDAŃSKA, WYDZIAŁ ELEKTROTECHNIKI I AUTOMATYKI

Obserwator prędkości silnika asynchronicznego pracującego w układzie z filtrem sinusoidalnym

Dr inż. Jarosław GUZIŃSKI

Od 1994 pracuje w Katedrze Energoelektroniki i Maszyn Elektrycznych Wydziału Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej. Obecnie zatrudniony jest na stanowisku adiunkta. W roku 2000 obronił rozprawę doktorską na temat sterowania silnikiem asynchronicznym z regulatorem kąta obciążenia. Jest autorem i współautorem ponad 60 publikacji. Jego zakres zainteresowań naukowych obejmuje: napędy elektryczne, energoelektronikę, sterowanie mikroprocesorowe i pojazdy elektryczne.



e-mail: j.guzinski@ely.pg.gda.pl

Streszczenie

W układach napędowych z tranzystorowymi falownikami napięcia występują niekorzystne zjawiska wynikające z dużych stromości napięć zasilających silnik. Aby ich uniknąć między falownik a silnik włącza się filtr bierny wygładzający przebiegi napięć i prądów silnika. Włączenie takiego filtra sinusoidalnego powoduje zmianę struktury układu i powoduje konieczność modyfikacji układu sterowania silnika i estymatorów zmiennych stanu układu. W niniejszym referacie przedstawiono układ napędowy w sterowaniu którego uwzględniono filtr sinusoidalny.

Słowa kluczowe: falownik napięcia, filtr sinusoidalny, sterowanie wektorowe.

Speed control of asynchronous motor in system with output LC filter

Abstract

In the electric drives with voltage inverters appears disadvantageous phenomena come from high du/dt in motor supply voltage. To prevent that phenomena the passive filter is introduced between motor and inverter. Filter assure smoothed voltages and current in the electric motor. When the filter is used the structure of the system is changed so the control and estimation structure should be changed also. In the paper the modified electric drive with output LC filter is presented.

Keywords: voltage-source inverter, LC filter, vector control.

1. Wstęp

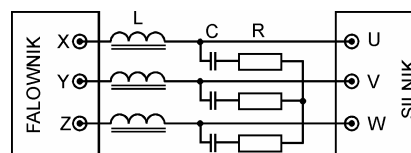
W nowoczesnych układach napędowych, w których stosowane są tranzystorowe przetwornice częstotliwości pracujące z wysokimi częstotliwościami przełączenia pojawiają się istotne problemy takie jak przyspieszona degradacja łożysk silnika, przepięcia na zaciskach silnika, wzrost strat w silniku i przyspieszone starzenie izolacji [1, 2]. Takie niekorzystne zjawiska mogą zostać częściowo wyeliminowane przez zastosowanie filtra włączonego między zaciski falownika i silnika [3-5].

2. Filtr sinusoidalny

W napędzie elektrycznym przyjęło się określenie filtra sinusoidalnego na obwód zawierający elementy L, C oraz R włączone między zaciski wyjściowe falownika napięcia i obciążenie. Zadaniem filtra sinusoidalnego jest wygładzenie przebiegów prądów i napięć odbiornika. Dobór elementów filtra sinusoidalnego jest złożonym zagadnieniem, które przedstawiane jest w literaturze [3-7].

W układzie będącym tematem niniejszego artykułu zastosowano filtr sinusoidalny o strukturze przedstawionej na rysunku 1. Wykorzystany filtr zaprojektowany został do współpracy z silnikiem asynchronicznym o mocy 1,5 kW oraz częstotliwości impulsowania $f_{imp}=3,3$ kHz. Częstotliwość rezonansowa filtra została

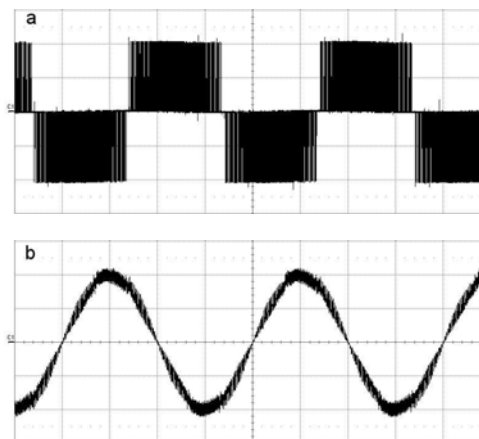
wybrana z zakresu między dziesięciokrotną wartością maksymalnej częstotliwości pierwszej harmonicznej napięcia wyjściowego falownika a połową częstotliwości impulsowania tranzystorów.



Rys. 1. Struktura filtra sinusoidalnego: $L=4$ mH, $C=3\mu\text{F}$, $R=1\Omega$

Fig. 1. Structure of the sinus filter: $L=4$ mH, $C=3\mu\text{F}$, $R=1\Omega$

Na rysunku 2 przedstawiono przykładowe przebiegi napięć u_{xy} oraz u_{vw} zarejestrowanych przed i za filtrem sinusoidalnym.



Rys. 2. Przebiegi napięć (a) przed i (b) za filtrem sinusoidalnym

Fig. 2. Voltage transients (a) on input and (b) output of the sinus filter

Z uwagi na możliwość wystąpienia rezonansu niebezpieczne dla filtra są harmoniczne napięcia bliskie częstotliwości rezonansowej filtra. Przy modulacji częstotliwości impulsów pojawiają się harmoniczne napięcia, które są wynikiem niedokładności w napięciu generowanym przez falownik. Wynikają one m.in. z niedokładności działania modulatora szerokości impulsów, niepełnej kompensacji czasu martwego oraz nieliniowości tranzystorów i diod w falowniku [3, 8, 9]. Dlatego, aby zapewnić bezpieczną pracę układu, niezbędne jest stosowanie pasywnego lub aktywnego tłumienia rezonansu [3, 4]. W niniejszym artykule rozpatrzono spotykany w licznych rozwiązaniach praktycznych przypadki filtra z tłumieniem pasywnym [5].

3. Układ sterowania

Problemy przy sterowaniu prędkości silnika asynchronicznego w układzie z filtrem wyjściowym stają się istotne w przypadku stosowania zaawansowanych metod sterowania wewnętrznego silnika [10-13]. W niniejszym artykule rozpatrzono układ nieliniowego sterowania wektorowego znany z literatury [14].

W porównaniu ze zwykłą metodą sterowania wektorowego [15, 16] w układzie zamiast regulatora składowej q prądu stojana zastosowano regulator zmiennej x , która jest proporcjonalna do momentu elektromagnetycznego silnika:

$$x = i_{sq} \psi_{rd} \quad (1)$$

Potraktowanie x jako nowej zmiennej stanu silnika pozwala na opis modelu silnika w układzie osi nieruchomych prostokątnych za pomocą układu równań różniczkowych:

$$\frac{di_{sd}}{d\tau} = -\frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{w_\sigma L_r} i_{sd} + \omega_{\psi r} \frac{x}{\psi_{rd}} + \frac{R_r L_m}{L_r w_\sigma} \psi_{rd} + \frac{L_r}{w_\sigma} u_{sd}, \quad (2)$$

$$\frac{dx}{d\tau} = -\left(\frac{R_r}{L_r} + \frac{R_s L_r}{w_\sigma}\right)x + \frac{R_r L_m}{L_r} \frac{x i_{sd}}{\psi_{rd}} - \omega_{\psi r} \psi_{rd} \left(i_{sd} + \frac{L_m}{w_\sigma} \psi_{rd}\right) + \frac{L_r}{w_\sigma} \psi_{rd} u_{sq}, \quad (3)$$

$$\frac{d\psi_{rd}}{d\tau} = -\frac{R_r}{L_r} \psi_{rd} + \frac{R_r L_m}{L_r} i_{sd}, \quad (4)$$

$$\frac{d\omega_r}{d\tau} = \frac{L_m}{J L_r} x - \frac{1}{J} m_0, \quad (5)$$

gdzie: $i_{sd}, i_{sq}, u_{sd}, u_{sq}, \psi_{rd}$ – składowe prądu i napięcia stojana oraz strumienia wirnika, ω_r – prędkość kątowna wirnika, R_s, R_r, L_s, L_r, L_m – parametry schematu zastępczego silnika, $w_\sigma = L_s L_r - L_m^2$, J – moment bezwładności silnika, m_0 – moment obciążenia, $\omega_{\psi r}$ – prędkość kątowna wektora strumienia skojarzonego wirnika określona zależnością:

$$\omega_{\psi r} = \frac{R_r L_m}{L_r} \frac{i_{sq}}{\psi_{rd}} + \omega_r. \quad (6)$$

Układ równań (2)-(5) opisuje nieliniowy, sprzężony obiekt regulacji jakim jest silnik asynchroniczny. Wprowadzenie wielkości sterujących:

$$v_1 = \frac{R_r L_m}{L_r} \frac{x i_{sd}}{\psi_{rd}} - \omega_{\psi r} \psi_{rd} \left(i_{sd} + \frac{L_m}{w_\sigma} \psi_{rd}\right) + \frac{L_r}{w_\sigma} \psi_{rd} u_{sq}, \quad (7)$$

$$v_2 = \omega_{\psi r} \frac{x}{\psi_{rd}} + \frac{R_r L_m}{L_r w_\sigma} \psi_{rd} + \frac{L_r}{w_\sigma} u_{sd}, \quad (8)$$

prowadzi do dekompozycji układu równań (2)-(5) do postaci liniowej, odsprężonej:

$$\frac{dx}{dt} = -\left(\frac{R_r}{L_r} + \frac{R_s L_r}{w_\sigma}\right)x + v_1, \quad (9)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{L_m}{J L_r} x - \frac{1}{J} m_0, \quad (10)$$

$$\frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{w_\sigma L_r} i_{sd} + v_2, \quad (11)$$

$$\frac{d\psi_{rd}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \psi_{rd} + \frac{R_r L_m}{L_r} i_{sd}. \quad (12)$$

W układzie z filtrem sinusoidalnym, pojawiają się dwie dodatkowe zmienne stanu: napięcie na kondensatorze u_c oraz prąd dławika i_l . Aby zapewnić pełną kontrolę nad takim rozszerzonym obiektem regulacji struktura układu sterowania musi być rozszerzona o dodatkowe regulatory. Model filtru sinusoidalnego zawierający rezystancje tłumiące można opisać w układzie współrzędnych wirujących dq za pomocą równań:

$$\frac{du_{cd}}{dt} = \frac{i_{cd}}{C_l} \quad (13)$$

$$\frac{di_{ld}}{dt} = \frac{u_{ld} - R_l i_{ld} - u_{cd}}{L_l} \quad (14)$$

$$i_{cd} = i_{ld} - i_{sd} \quad (15)$$

$$u_{sd} = R_l (i_{ld} - i_{sd}) + u_{cd} \quad (16)$$

$$\frac{du_{cq}}{dt} = \frac{i_{cq}}{C_l} \quad (17)$$

$$\frac{di_{ld}}{dt} = \frac{u_{ld} - R_l i_{ld} - u_{cd}}{L_l} \quad (18)$$

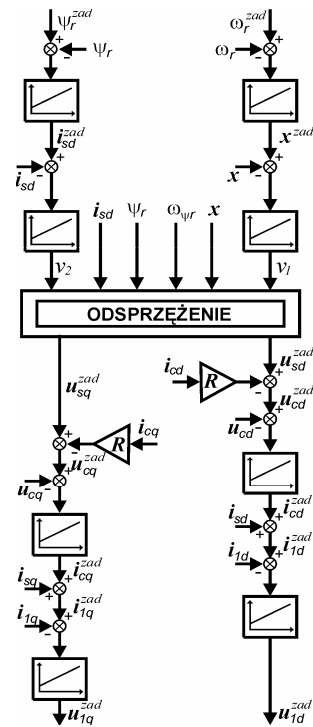
$$i_{cq} = i_{ld} - i_{sq} \quad (19)$$

$$u_{sq} = R_l (i_{ld} - i_{sq}) + u_{cq} \quad (20)$$

W układzie sterowania w bloku odsprężenia zadawane są składowe dq napięcia silnika. Po uwzględnieniu zależności (16) i (20) wyznaczone są zadane składowe napięcia na kondensatorze. Napięcia u_{sd} i u_{sq} regulowane są za pomocą regulatorów PI wystawiających na wyjściu zadaną wartość składowych prądu kondensatora, na podstawie których zgodnie z (15) i (16) obliczane są zadane składowe prądu wyjściowego falownika. Prąd wyjściowy falownika regulowany jest za pomocą regulatorów PI wystawiających na wyjściu zadane składowe napięcia wyjściowego falownika.

Pożądane jest aby regulatory zmiennych stanu filtru nie wprowadzały przesunięcia fazowego co jest możliwe przez regulowanie wielkości w układzie współrzędnych wirujących dq z wiązanych np. z wektorem napięcia stojana silnika [13] lub z położeniem wektora strumienia skojarzonego wirnika. Dzięki temu ogranicza się ilość obliczeń w porównaniu z przyjęciem układu współrzędnych związanych z wektorem napięcia stojana.

Struktura układu sterowania wektorowego, nieliniowego przedstawiona została na rysunku 3.



Rys. 3. Struktura układ nieliniowego, sterowania wektorowego silnika i filtru
Fig. 3. Asynchronous motor and sinus filter nonlinear vector control system structure

W układzie sterowania zastosowano transformację zmiennych z prostokątnego układu nieruchomego $\alpha\beta$ do układu wirującego związanego z położeniem wektora strumienia skojarzonego wirnika.

4. Obserwator stanu

Układ sterowania z rysunku 3 wymaga znajomości aktualnych wartości: prądu stojana silnika, napięcia stojana, prądu wyjściowego falownika, prędkości kątowej wirnika, strumienia skojarzonego stojana, kąta położenia strumienia wirnika, prądów wyjściowych falownika, prądu kondensatora, napięcia na kondensatorze oraz napięcia na silniku. Wielkości te mogą być mierzone, jednak np. w przypadku strumienia skojarzonego wirnika jest to trudne zagadnienie. W obecnie produkowanych napędach z falownikami napięcia istnieje tendencja do eliminacji jak największej liczby czujników pomiarowych. W układzie przedstawionym w niniejszym artykule ograniczono się jedynie do zastosowania czujników prądów wyjściowych falownika oraz czujnika napięcia zasilającego falownik.

Aby wyznaczyć pozostałe regulowane zmienne w niniejszym układzie zastosowano obserwator zmiennych stanu [17, 18]. Obserwator ten stanowi układ opisany w [13] rozszerzony o zależności dla filtru sinusoidalnego z uwzględnieniem rezystancji tłumiącej.

Równania stanu obserwatora dla nieruchomego, prostokątnego układu odniesienia $\alpha\beta$ przyjmują następującą postać:

$$\frac{d\hat{i}_{s\alpha}}{dt} = -\frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{L_r w_\delta} \hat{i}_{s\alpha} + \frac{R_r L_m}{L_r w_\delta} \psi_{r\alpha} + \frac{L_m}{w_\delta} \xi_\beta + \frac{L_r}{w_\delta} u_{s\alpha} + k_3 (k_1 (\hat{i}_{1\alpha} - \hat{i}_{1\alpha}) - \omega_r \xi_\alpha), \quad (21)$$

$$\frac{d\hat{i}_{s\beta}}{dt} = -\frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{L_r w_\delta} \hat{i}_{s\beta} + \frac{R_r L_m}{L_r w_\delta} \psi_{r\beta} - \frac{L_m}{w_\delta} \xi_\alpha + \frac{L_r}{w_\delta} u_{s\beta} + k_3 (k_1 (\hat{i}_{1\beta} - \hat{i}_{1\beta}) - \omega_r \xi_\beta), \quad (22)$$

$$\frac{d\hat{\psi}_{r\alpha}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \psi_{r\alpha} - \xi_\beta + R_r \frac{L_m}{L_r} \hat{i}_{s\alpha} - k_2 (\omega_r \psi_{r\beta} - \xi_\beta), \quad (23)$$

$$\frac{d\hat{\psi}_{r\beta}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \psi_{r\beta} + \xi_\alpha + R_r \frac{L_m}{L_r} \hat{i}_{s\beta} + k_2 (\omega_r \psi_{r\alpha} - \xi_\alpha), \quad (24)$$

$$\frac{d\hat{\xi}_\alpha}{dt} = k_1 (\hat{i}_{1\beta} - \hat{i}_{1\beta}), \quad (25)$$

$$\frac{d\hat{\xi}_\beta}{dt} = -k_1 (\hat{i}_{1\alpha} - \hat{i}_{1\alpha}), \quad (26)$$

$$\frac{d\hat{u}_{c\alpha}}{d\tau} = \frac{\hat{i}_{1\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}}{C}, \quad (27)$$

$$\frac{d\hat{u}_{c\beta}}{d\tau} = \frac{\hat{i}_{1\beta} - \hat{i}_{s\beta}}{C}, \quad (28)$$

$$\frac{d\hat{i}_{1\alpha}}{d\tau} = \frac{u_{1\alpha} - \hat{u}_{c\alpha} - R(\hat{i}_{1\alpha} - \hat{i}_{s\alpha})}{L} + k_4 (\hat{i}_{1\alpha} - \hat{i}_{1\alpha}) - k_5 (\hat{i}_{1\beta} - \hat{i}_{1\beta}), \quad (29)$$

$$\frac{d\hat{i}_{1\beta}}{d\tau} = \frac{u_{1\beta} - \hat{u}_{c\beta} - R(\hat{i}_{1\beta} - \hat{i}_{s\beta})}{L} + k_4 (\hat{i}_{1\beta} - \hat{i}_{1\beta}) + k_5 (\hat{i}_{1\alpha} - \hat{i}_{1\alpha}), \quad (30)$$

$$\hat{u}_{s\alpha} = R(\hat{i}_{1\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}) + \hat{u}_{c\alpha}, \quad (31)$$

$$\hat{u}_{s\beta} = R(\hat{i}_{1\beta} - \hat{i}_{s\beta}) + \hat{u}_{c\beta}, \quad (32)$$

$$\hat{i}_{cd} = \hat{i}_{1d} - \hat{i}_{sd}, \quad (33)$$

$$\hat{i}_{cq} = \hat{i}_{1q} - \hat{i}_{sq}, \quad (34)$$

$$\frac{dS_{bF}}{dt} = \frac{1}{T_{sb}} (S_b - S_{bF}), \quad (35)$$

$$\frac{d\omega_{rF}}{dt} = \frac{1}{T_{KT}} (\omega_r - \omega_{rF}), \quad (36)$$

$$S = \begin{cases} 1 & \text{if } (\xi_\alpha \psi_{r\alpha} + \xi_\beta \psi_{r\beta}) > 0 \\ -1 & \text{if } (\xi_\alpha \psi_{r\alpha} + \xi_\beta \psi_{r\beta}) \leq 0 \end{cases}, \quad (37)$$

$$S_b = S(\xi_\alpha \psi_{r\beta} - \xi_\beta \psi_{r\alpha}), \quad (38)$$

$$\omega_r = S \sqrt{\frac{\xi_\alpha^2 + \xi_\beta^2}{\psi_{r\alpha}^2 + \psi_{r\beta}^2}} - S_b - S_{bF}, \quad (39)$$

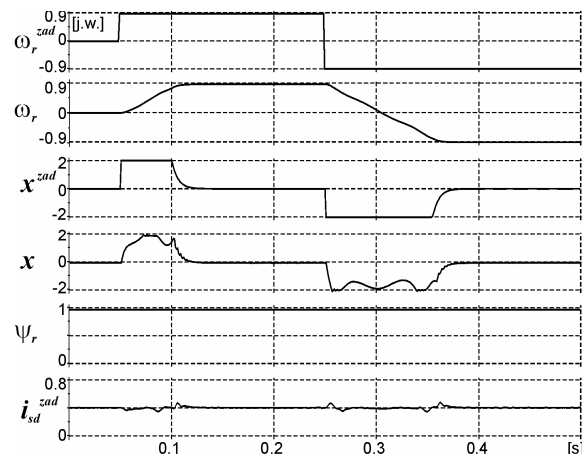
gdzie S - znak prędkości, S_b , S_{bF} - wielkości stabilizujące obserwator, ξ_α , ξ_β - zmienne odpowiadające SEM rotacji traktowane jako zakłócenia, T_{KT} , T_{sb} - stałe czasowe filtrów inercyjnych, k_1 , k_2 , k_3 , k_4 , k_5 - wzmacnienia obserwatora.

Obserwator stanu wymaga wyboru wzmacnień, tak aby zapewnić szybkie odtwarzanie zmiennych przy równocześnie stabilnej pracy obserwatora. W prezentowanym układzie wzmacnienia obserwatora, podobnie jak nastawy regulatorów, zostały dobrane w sposób doświadczalny za pomocą szeregu badań symulacyjnych.

5. Wyniki badań

Zaproponowane rozwiązanie układu napędowego zbadano przy wykorzystaniu programu symulacyjnego oraz w układzie eksperymentalnym. Do badań symulacyjnych wykorzystano własny program opracowany w języku C. Badania eksperymentalne przeprowadzono na stanowisku badawczym z silnikiem asynchronicznym o mocy 1,5 kW. Falownik napięcia sterowany był przy wykorzystaniu układu z procesorem sygnałowym ADSP 21065L współpracującym z komputerem PC.

Na rysunku 4 zaprezentowano wyniki działania układu napędowego z włączonym filtrem sinusoidalnym oraz układem regulacji, który nie uwzględniał filtru w procesie sterowania. Rysunek 5 przedstawia przebiegi uzyskane dla układu uwzględniającego filtr sinusoidalny w procesie sterowania zgodnie z koncepcją przedstawioną w punkcie 3.

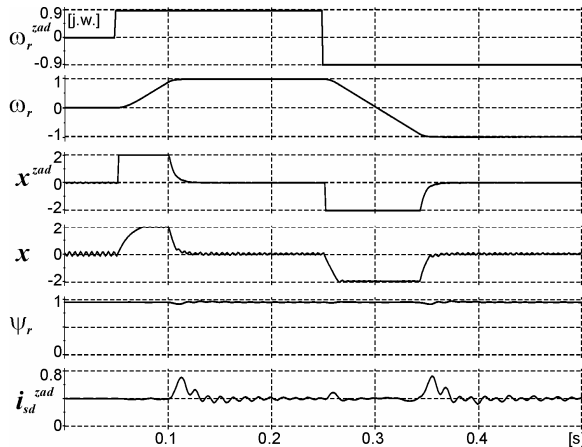


Ys. 4. Wyniki badań symulacyjnych dla układu bez uwzględnienia filtru w sterowaniu

Fig. 4. Simulation results without control system modification

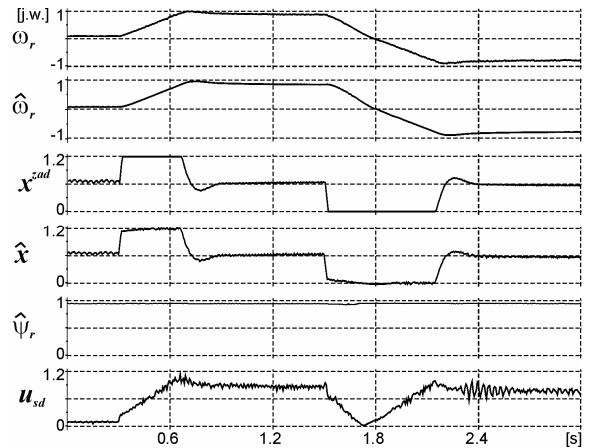
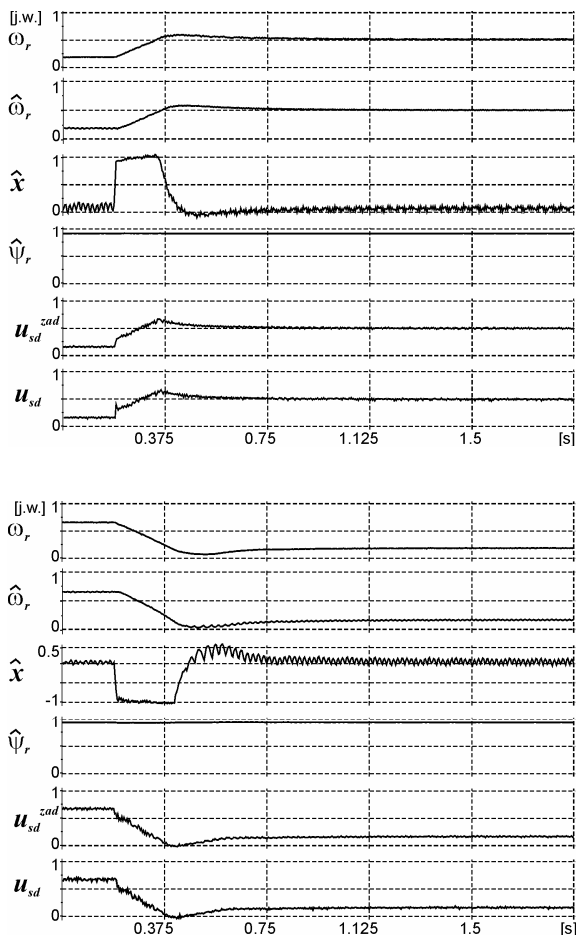
Wyniki symulacji uzasadniają celowość uwzględnienia filtru w procesie sterowania silnikiem. Przedstawione wyniki odnoszą się do tych samych zmian sygnału zadanego prędkości kątowej silnika przy zachowaniu stabilizacji strumienia wirnika. W wyniku badań zauważono różnice w regulacji wielkości mechanicznych: prędkości kątowej i momentu elektromagnetycznego silnika. Na rysunku 4 można zauważyć gorszą regulację zmiennej x w stanach

prześciowych. Zmienna x nie jest utrzymywana na stałym poziomie w stanach przejściowych co powoduje pogorszenie dynamiki regulacji prędkości. Uzyskanie maksymalnej dynamiki regulacji prędkości jest możliwe przy utrzymywaniu zmiennej x na poziomie ograniczenia $2[\text{j.w.}]$ tak jak to uzyskano na rysunku 5. Na rysunku 5 widoczne są niewielkie wahania strumienia wynikające z dużej dynamiki układu i związanym z tym nasyceniem się regulatorów przy skokach momentu elektromagnetycznego silnika.



Rys. 5. Wyniki badań symulacyjnych dla układu z uwzględnieniem filtra w procesie sterowania
Fig. 5. Simulation results with control system modification

Na rysunku 6 przedstawiono wybrane wyniki badań układu eksperymentalnego.



Rys. 6. Wyniki badań eksperymentalnych – skokowe zmiany zadanej prędkości silnika
Fig. 6. Experimental results – motor command speed step changes

Testy w układzie eksperymentalnym przeprowadzono dla skokowych zmian sygnału zadanego prędkości obrotowej wymuszających wzrost i spadek prędkości obrotowej wału silnika w przy jednym kierunku wirowania oraz przy nawrocie silnika. Uzyskano poprawną regulację momentu i prędkości obrotowej silnika przy zachowaniu stabilizacji strumienia skojarzonego wirnika.

Podczas dotychczasowych prac, w układzie eksperymentalnym z filtrem w przypadku braku uwzględnienia filtra w procesie sterowania nie udało się uzyskać stabilnej pracy układu przy zmianach sygnałów zadanych i dynamice zmian zbliżonych do zaprezentowanej na rysunku 6. Potwierdza to celowość uwzględnienia filtra w procesie sterowania silnikiem.

6. Wnioski

Zastosowanie w układzie napędowym z silnikiem asynchronicznym filtra sinusoidalnego umożliwia zasilanie silnika napięciami i prądami zbliżonymi do przebiegów sinusoidalnych. Filtr sinusoidalny eliminuje szereg niekorzystnych zjawisk w silniku, które są rezultatem zasilania silnika z tranzystorowego falownika napięcia.

Sterowanie silnikiem asynchronicznym w układzie zawierającym filtr sinusoidalny wymaga rozszerzenia struktury układu regulacji. Niezbędne jest regulowanie, oprócz zmiennych stanu silnika, zmiennych stanu filtra. Zwiększa to ilość regulatorów i wymusza konieczność wyboru odpowiedniego układu odniesienia dla zmiennych stanu filtra.

Dążenie do minimalizacji ilości czujników w układzie narzuca konieczność zastosowania estymacji i obliczanie odpowiednich zmiennych stanu układu, które podlegają regulacji. Zastosowany w niniejszym układzie obserwator stanu umożliwia obliczanie zmiennych stanu układu przy pomiarze jedynie prądów wyjściowych i napięcia zasilania falownika.

Uzyskane wyniki badań symulacyjnych i eksperymentalnych potwierdziły poprawność zaprezentowanego układu napędowego, w którego strukturze sterowania uwzględniono filtr sinusoidalny.

Praca naukowa finansowana ze środków Komitetu Badań Naukowych w latach 2004-2006 jako projekt badawczy.

7. Literatura

- [1] Salomaki J., Kerkman R., Schlegel D., Skibinski G.: Effect of PWM Inverters on AC Motor Bearing Currents and Shaft Voltages. Materiały: IEEE APEC Conference Dallas, USA, 1995.
- [2] Muetze A., Binder A.: High frequency stator ground currents of inverter-fed squirrel-cage induction motors up to 500 kW. Materiały: EPE Conference Toulouse, France, 2003.

- [3] Pontt. J., Rodriguez J., Rotella M.: Output Sinus Filter for Medium Voltage Drive with Direct Torque Control. Materiały: 40th Annual Meeting, Industry Applications Society, IAS 2005, Hong Kong, Chiny, 2005.
- [4] Steinke J. K.: Use of LC Filter to Achieve a Motor-friendly Performance of PWM Voltage Source Inverter. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 14, no. 3, 1999.
- [5] Akagi H., Hasegawa H., Doumoto T.: Passive EMI Filter for Use With a Voltage-Source PWM Inverter Having Sinusoidal Output Voltage and Zero Common-Mode. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 19, no. 4, 2004.
- [6] J. Guziński: Filtr wyjściowy falownika napięcia. Materiały: 5 Krajowa Konferencja Postępy w Elektrotechnice Stosowanej PES-5, Kościelisko-Zakopane, 20-24 czerwca 2005.
- [7] Z. Krzeminski, J. Guzinski J.: Output filter for voltage source inverter supplying induction motor. Materiały: International Conference on Power Electronics, Intelligent Motions and Power Quality PCIM, Norymberga, Niemcy, 2005.
- [8] A. Cichowski: Kompensacja zniekształceń napięcia wyjściowego falownika z modulacją szerokości impulsów. Rozprawa doktorska. Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki, Gdańsk, 2005.
- [9] Y. Murrai, T. Watanbe, H. Iwaski: Waveform distortion and correction circuit for PWM inverters with switching lag-times. IEEE Transactions on Industry Applications, vol.23 no.5, 1987.
- [10] Kojima M., Hirabayashi K., Kawabata Y., Eijogu E. C., Kawabata T.: Novel Vector Control System Using Deadbeat-Controlled PWM Inverter With Output LC Filter. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 40, no. 1, 2004.
- [11] Salomaki J., Luomi J.: Vector Control of an induction Motor Fed by a PWM Inverter with Output LC Filter. Materiały: 4th Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics, 2004. NORPIE 2002.
- [12] Salomaki J., Hikkanen M., Luomi J.: Sensorless Control of Induction Motor Drives Equipped With Inverter Output Filter. Materiały: IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, 2005.
- [13] J. Guziński: Kompensacja wpływu filtra sinusoidalnego na sterowanie silnikiem asynchronicznym. Seminarium Naukowo-Techniczne Technicon'06, Gdańsk, 2006.
- [14] Z. Krzeminski: Cyfrowe sterowanie maszynami asynchronicznymi. Wydawnictwo Politechniki Gdańskiej, Gdańsk, 2001.
- [15] F. Blaschke: Das Prinzip der Feldorientierung, die Grundlage fur Transvector-regelung von Drehfeld-maschine. Siemens Zeitschrift, vol. 45, no. 10, 1971.
- [16] K. P. Kovacs, I. Racz: Transiente Verging in Wechselstrommaschinen. Vertrage der Ungarischen Academie der Wiesenschaften, Budapest, 1959.
- [17] J. Guziński, M. Adamowicz: Sposób odtwarzania zmiennych stanu i zmiennych wejściowych silnika asynchronicznego przeznaczony do układów napędowych z falownikiem napięcia, silnikiem klatkowym i filtrem sinusoidalnym. Zgłoszenie patentowe numer P 379980, Politechnika Gdańska, Gdańsk, 2006.
- [18] Z. Krzeminski: Sensorless Control of the Induction Motor Based on New Observer. Materiały: International Conference on Power Electronics, Intelligent Motions and Power Quality PCIM, Norymberga, Niemcy, 2000.

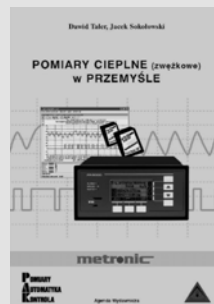
Artykuł recenzowany

INFORMACJE

Książki Wydawnictwa PAK



Książka **“Komputerowa technika pomiarowa. Oprogramowanie wirtualnych przyrządów w LabVIEW”**, autorstwa Dariusza Świsulskiego, stanowi kontynuację wydanej w 2002 roku książki **“Komputerowa technika pomiarowa w przykładach”**. Zasadniczą część książki zajmuje bardzo szczegółowy opis środowiska LabVIEW. Książka przeznaczona jest dla osób rozpoczynających pracę z oprogramowaniem LabVIEW, ale będzie również interesująca dla osób, które już wcześniej używały tego środowiska.



Książka **“Pomiary cieplne (zweźkowe) w przemyśle”** stanowi nową pozycję literaturową poświęconą pomiarom strumienia masy i ciepła płynów przepływających w przewodach przy użyciu zweźek pomiarowych. Książka przeznaczona jest dla inżynierów i techników zajmujących się zagadnieniami cieplno-przepływowymi w przemyśle, energetyce i ogrzewnictwie. W książce omówiono przyrządy i układy do pomiarów zweźkowych strumienia ciepła, produkowane przez firmę Metronic.



Książka **“Regulacja mikroklimatu pomieszczenia”** stanowi nowe opracowanie w stosunku do wydanej w 2002 r. książki **“Klimat Pomiaru Regulacja”**. Prezentuje ona aktualny stan wiedzy na temat mikroklimatu pomieszczeń i nowoczesne rozwiązania systemów pomiarowo - regulacyjno - sterujących oferowanych przez firmę LAB-EL. Rozwiązania te są osiągnięciem polskiej myśli technicznej o standardzie europejskim.

Zamówienia prosimy składać na adresy PAK:

Wydawnictwo PAK
00-050 Warszawa, ul. Świętokrzyska 14A,
tel./fax: 022 827 25 40

Redakcja PAK
44-100 Gliwice, ul. Akademicka 10, p. 30b,
tel./fax: 032 237 19 45
e-mail: wydawnictwo@pak.info.pl