

Wpływ zakłóceń sygnałów wejściowych regulatorów w układzie polowo-zorientowanym z silnikiem pierścieniowym na przebieg prędkości obrotowej

W ramach niniejszej pracy zbadano układ polowo-zorientowany z silnikiem pierścieniowym zwartym. Wprowadzano addytywne sygnały zakłócające do sygnałów wejściowych regulatorów tego układu sterowania. Obserwowano przebieg prędkości obrotowej, który był wyjściem układu. Sygnałami zakłócającymi były sygnały sinusoidalne o znanej częstotliwości. Układ FOC był zoptymalizowany parametrycznie przy wykorzystaniu algorytmu ewolucyjnego. Badania przeprowadzono metodą komputerową korzystając z oprogramowania MATLAB/Simulink.

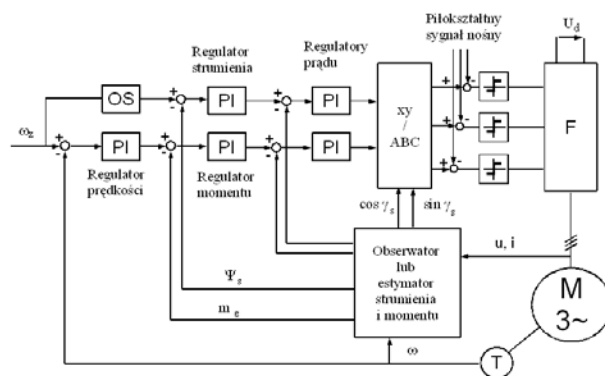
Słowa kluczowe: silnik pierścieniowy, układ polowo-zorientowany, odkształcenie, fala sinusoidalna

1. WPROWADZENIE

Do sterowania prędkością obrotową nowoczesnych układów sterowania wykorzystuje się sterowniki wektorowe [2, 3, 4, 7, 8, 10, 12]. Oferują one większą dynamikę układu niż sterowniki skalarne. Obecnie stosowane metody sterowania wektorowego to: metoda bezpośredniego sterowania momentem elektromagnetycznym (Direct Torque Control) [7, 8, 10] oraz metoda sterowania polowo-zorientowanego (ang. Field Oriented Control) [3, 4, 5, 7, 8, 10]. Przedmiotem dalszych badań jest układ FOC. Układ ten występuje w licznych odmianach. Do dalszej analizy wybrano układ bezpośredniego sterowania polowo zorientowanego (ang. Direct Field Oriented Control – DFOC) z liniowymi regulatorami typu PI (dwa regulatory prądu, regulator momentu elektromagnetycznego, regulator strumienia elektromagnetycznego oraz regulator prędkości obrotowej). W procesie ewolucyjnej optymalizacji parametrycznej zostało obliczonych 10 parametrów regulatorów (5 wzmocnień regulatorów PI oraz 5 współczynniki zależnych od czasów zdwojenia regulatorów PI w pętli regulacji) [3, 4, 5].

2. BADANY UKŁAD STEROWANIA

Układ DFOC przedstawiono na rys. 1.



Rys. 1. Układ bezpośredniego sterowania polowo-zorientowanego [3, 4, 5, 7, 8, 10]

Przyjęto oznaczenia:

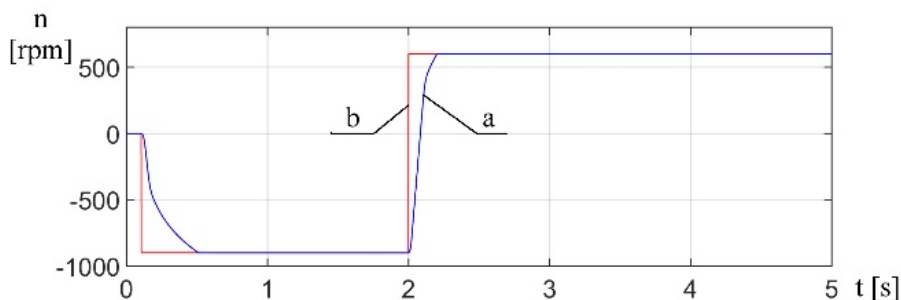
- ω_s – zadana prędkość obrotowa sterowanego silnika pierścieniowego,
- OS – moduł osłabienia strumienia elektromagnetycznego,
- F – falownik,
- PI – liniowe regulatory typu PI,

U_d – napięcie odniesienia falownika F,
 u, i – napięcia i prądy fazowe silnika,
 ω – bieżąca wartość prędkości obrotowej silnika pierścieniowego,
 $\cos \gamma_s, \sin \gamma_s$ – cosinus i sinus kąta potrzebnego do transformacji z układu xy do układu ABC,
 Ψ_s – estymowana wartość strumienia magnetycznego silnika,
 m_e – estymowana wartość momentu elektromagnetycznego silnika.
 M – silnik pierścieniowy małej mocy,
 T – tachoprądnica.

Układ ten charakteryzuje się tym, że cosinus i sinus kąta γ_s , są obliczane na podstawie pomiarów prądów i napięć fazowych oraz na podstawie modelu matematycznego silnika pierścieniowego zwarteo (parametry modelu matematycznego tego silnika zostały wcześniej obliczone przez inny algorytm ewolucyjny [7, 8, 10]). Proces optymalizacji parametrycznej [11] tego układu sterowania przeprowadzono również przy zastosowaniu algorytmu ewolucyjnego. Wykonano obliczenia żądanych parametrów regulatorów [3, 4, 5]. Wyniki tych obliczeń zaprezentowano w tabeli 1.

Tabela 1
Obliczone nastawy regulatorów PI układu DFOC z silnikiem pierścieniowym zwartym przez algorytm ewolucyjny

$K_{p,1}$	$K_{p,2}$	$K_{p,3}$	$K_{p,4}$	$K_{p,5}$	$T_{p,1}$	$T_{p,2}$	$T_{p,3}$	$T_{p,4}$	$T_{p,5}$	F_t [obr/min]
2.00	5.00	5.00	9.00	15.0	0.40	0.30	2.00	0.10	0.10	$2.27 \cdot 10^5$



Rys. 2. Przebiegi prędkości obrotowej: zadany (b) oraz zrealizowany przez układ sterowania na podstawie obliczonych parametrów regulatorów typu PI bez zakłóceń (a)

Dotychczasowe obliczenia skupiały się głównie na poprawnym i suboptymalnym obliczeniu nastaw regulatorów typu PI dla różnych odmian układu sterowania FOC oraz dla różnych silników (klatkowy, pierścieniowy zwarty) [1, 2, 3, 4, 5, 9, 10]. Badano wpływ różnych parametrów algorytmu ewolucyjnego na otrzymane wyniki ewolucyjne. W dalszym ciągu

Przyjęte oznaczenia:

- $K_{p,1}$ – wzmacnienie regulatora prądu w pętli regulacji strumienia magnetycznego,
- $K_{p,2}$ – wzmacnienie regulatora prądu w pętli regulacji regulatora prędkości,
- $K_{p,3}$ – wzmacnienie regulatora strumienia magnetycznego,
- $K_{p,4}$ – wzmacnienie regulatora momentu elektromagnetycznego,
- $K_{p,5}$ – wzmacnienie regulatora prędkości obrotowej,
- $T_{p,1}; T_{p,2}; T_{p,3}; T_{p,4}; T_{p,5}$ – współczynniki zależne od czasów zdwojenia regulatorów w pętli regulacji odpowiednio jw.
- F_t – kryterium jakości będące sumą modułów różnic wartości prędkości obrotowej wygenerowanej przez model matematyczny układu sterowania na podstawie bieżących nastaw regulatorów i wartości zadanej prędkości obrotowej układowi sterowania w dyskretnych momentach czasu (krok czasu symulacji - 0.001 s; czas symulacji - 5 s).

Przebiegami zadanymi do badanego układu sterowania były:

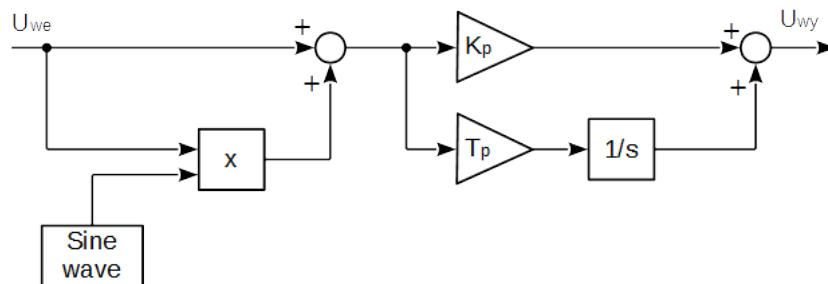
- skokowe zmiany prędkości obrotowej, którą miał realizować układ DFOC,
- skokowa zmiana momentu obciążenia po ustaleniu się prędkości obrotowej.

Idealne przebiegi prędkości obrotowej (rys. 2): zadany (b) oraz zrealizowany przez układ sterowania (a).

niniejszej pracy zbadano wpływ zakłóceń sinusoidalnych wprowadzonych do sygnałów wewnętrznych układu sterowania na przebiegi wyjściowe (przebieg prędkości obrotowej oraz przebieg momentu elektromagnetycznego) [3, 4, 5]. Badania te oparte były na symulacjach przeprowadzanych przy zastosowaniu pakietu MATLAB/Simulink.

3. BADANIA ODPORNOŚCI UKŁADU DFOC NA ZAKŁÓCENIA SINUSOIDALNE

Schemat blokowy każdego regulatora liniowego badanego układu sterowania wyglądał jak na rys. 3. Przewidziano w nim dodatkowe wejście, którym wprowadzano sygnał zakłóceń o charakterze sinusoi-



Rys. 3. Schemat regulatora z uwzględnieniem zakłóceń sinusoidalnych zawartych w sygnale wejściowym: U_{we} – sygnał wejściowy regulatora, U_{wy} – sygnał wyjściowy regulatora, K_p – wzmacnienie regulatora, T_p – współczynnik zależny od czasu zdwojenia regulatora.

Układ badano wprowadzając addytywny sygnał zakłócający o charakterze sinusoidalnym do wszystkich regulatorów jednocześnie i obserwowano przebieg prędkości obrotowej oraz przebieg momentu elektromagnetycznego.

Miarą wyjściową była średnia wartość bezwzględne- go błędu procentowego wyrażona powszechnie znanym wzorem [3, 5]:

$$MAPE = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \left| \frac{x_{zi} - x_i}{x_{zi}} \right| 100\% \quad (1)$$

gdzie:

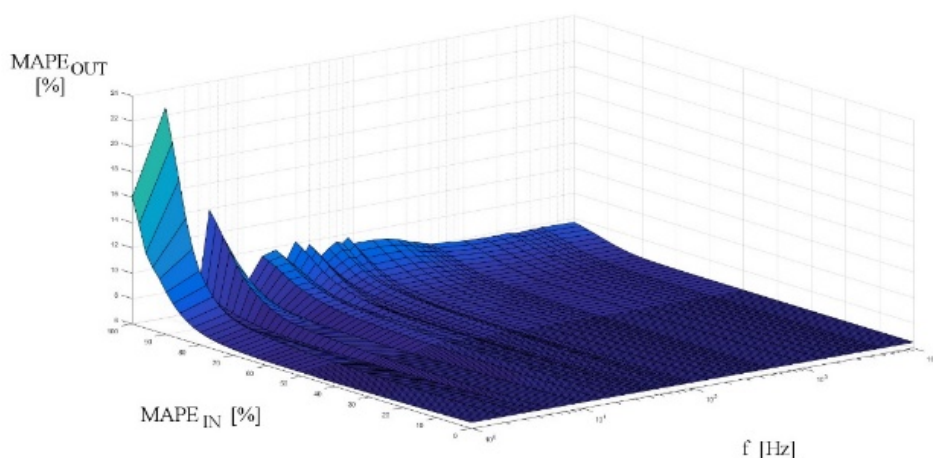
$MAPE$ – wartość średniego bezwzględne- go błędu procentowego (ang. Mean Absolute Percentage Error),

n – liczba momentów czasu w którym mierzono wartości błędów ($n=5000$, $\Delta t=0.001s$),

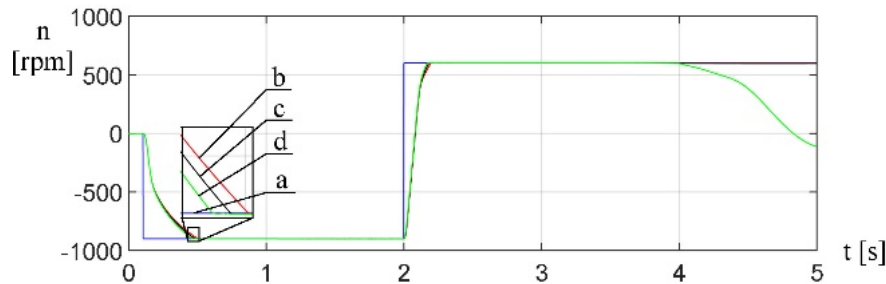
x_{zi} – wartość zadana prędkości obrotowej mierzonej w kolejnej i -tej chwili czasu,

x_i – wartość wyjściowa układu sterowania FOC w kolejnej chwili czasu i .

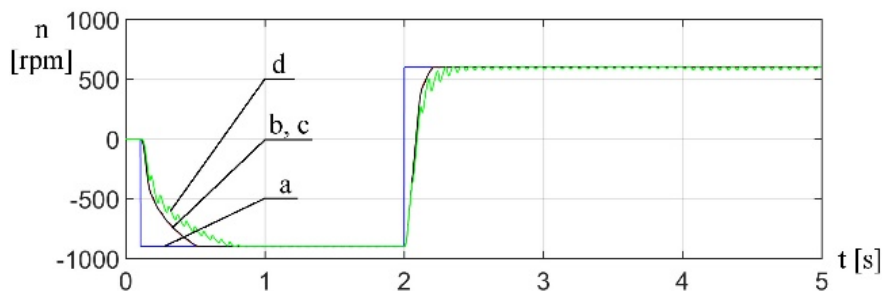
Wyniki obliczeń przedstawiono graficznie na rys. 4. Wybrane przebiegi prędkości obrotowej jakie realizować miał układ sterowania DFOC z silnikiem pierścieniowym zwartym przedstawiono na rys. 5-7.



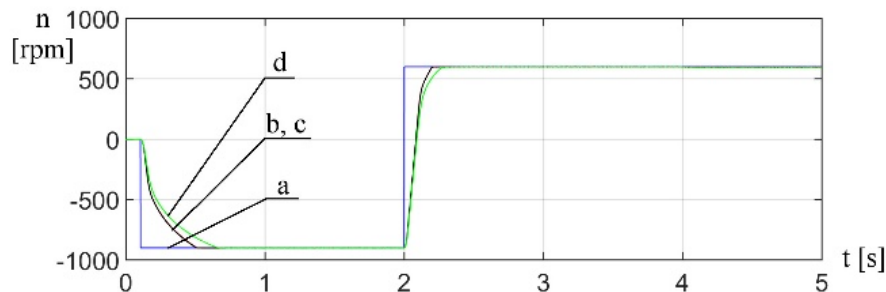
Rys. 4. Zależność parametrów addytywnego zakłócającego sygnału sinusoidalnego (częstotliwości f oraz zawartości tego sygnału zakłócającego w sygnale bazowym $MAPE_{IN}$) od zawartości poziomu zakłóceń w sygnale wyjściowym $MAPE_{OUT}$



Rys. 5. Odpowiedź układu sterowania z wprowadzonymi addytywnymi sygnałami zakłócającymi dla 1Hz na poziomie b – 10%; c – 50%; d – 100% na zadany skok jednostkowy prędkości obrotowej oraz skok obciążenia w czwartej sekundzie symulacji – a



Rys. 6. Odpowiedź układu sterowania z wprowadzonymi addytywnymi sygnałami zakłócającymi dla 100Hz na poziomie b – 10%; c – 50%; d – 100% na zadany skok jednostkowy prędkości obrotowej oraz skok obciążenia w czwartej sekundzie symulacji – a



Rys. 7. Odpowiedź układu sterowania z wprowadzonymi addytywnymi sygnałami zakłócającymi dla 1kHz na poziomie b – 10%; c – 50%; d – 100% na zadany skok jednostkowy prędkości obrotowej oraz skok obciążenia w czwartej sekundzie symulacji – a

4. PODSUMOWANIE

Niezerowa wartość średnia bezwzględnego błędu procentowego wielkości wyjściowej układu bez wprowadzonych zakłóceń wynika z faktu (rys. 2), że wartość zadana prędkości obrotowej nie jest równa wartości prędkości obrotowej, jaką realizował układ sterowania. W przypadku układu sterowania bez wprowadzonych sygnałów zakłócających występuje minimalne przeregulowanie, czas regulacji nie przekracza 0,5 s. W czwartej sekundzie obciążono układ zewnętrznym momentem, układ zareagował natychmiastową stabilizacją obrotów. Po wprowadzeniu zakłóceń do sygnałów wewnętrznych układu stero-

wania do poziomu zakłóceń poniżej 50% układ zachowuje się podobnie. Powyżej tej wartości wskaźnika $MAPE_{IN}$ układ charakteryzował się niestabilnością lub widocznymi drganiami wartości prędkości obrotowej. Efekt ten występował dla niskich częstotliwości, do 1 kHz. Im niższa częstotliwość addytywnych sygnałów zakłócających tym układ charakteryzował się większą niestabilnością (rys. 4, 5). Jak wynika z powyższego rozumowania, układ DFOC toleruje addytywne sygnały zakłócające o charakterze sinusoidalnym do wartości ich zawartości wynoszącym 50% i jest stabilny. Przekroczenie tej granicy spowoduje szybsze zużycie maszyn oraz ich nieprzewidywalną pracę.

Literatura

1. Głowacz A., Głowacz Z.: Diagnostyka silnika indukcyjnego oparta na analizie sygnałów akustycznych z zastosowaniem FFT i klasyfikatora opartego na słowach, Archives of Metallurgy and Materials 55(3), 707 – 712, 2010
2. Hudy W.: Analysis of parametric optimization of field-oriented control of 3-Phase induction motor with using evolutionary algorithm, Transactions of the VŠB – Technical University of Ostrava, Mechanical Series 2(59), art. No. 1959, 2013
3. Hudy W., Jaracz K.: Wpływ rodzaju wskaźnika jakości na sygnał prędkości obrotowej w układzie DFOC przy wprowadzonych sygnałach zakłócających, 40 Jubileuszowa Konferencja ATI'2015 Automatyka, Telekomunikacja, Informatyka, Szczyrk, 245-252, 2015
4. Hudy W., Jaracz K.: Evolutionary operators impact on results of evolutionary parametric optimization of FOC system with induction motor (Wpływ operatorów ewolucyjnych na wyniki ewolucyjnej optymalizacji parametrycznej układu FOC z silnikiem indukcyjnym), 39 Konferencja Automatyka Telekomunikacja Informatyka ATI 2013, Zakopane, 2013
5. Hudy W., Noga H.: Influence of various types of interference of entry signals' of regulators type pi in field oriented control system with induction motor on initial rotational speed. 2014 International Conference on Energy Materials and Environment Engineering ICEMEE 2014, Guangzhou, China
6. Jaracz K.: Rozszerzone modele wrażliwości maszyn prądu stałego przy zakłóceniach niezdeterminowanych, Wydawnictwo naukowe WSP, Kraków 1998
7. Kaźmierkowski M.P.: Porównanie metody sterowania polowozorientowanego z metodą bezpośredniej regulacji momentu silnika klatkowego. Przegląd Elektrotechniczny 4(98), Warszawa 1998
8. Leonard W.: Control of Electrical Drives. Springer Verlag, Berlin 1985
9. Miksiewicz R.: Maszyny elektryczne. Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, Gliwice 2000
10. Orłowska-Kowalska T.: Control systems of the induction motors without sensors. Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław, 2003
11. Vitečková, M., Viteček, A.: Vybrané metody seřizování regulátorů. VŠB-TU Ostrava, 2011
12. Walek, B., Farana, R.: A tool for searching in information systems under uncertainty. AIP Conference Proceedings 1(1738), 2016

*WIKTOR HUDY dr inż.
KRZYSZTOF PYTEL dr hab. inż.,
KAZIMIERZ JARACZ dr hab. inż.
Instytut Techniki
Uniwersytet Pedagogiczny w Krakowie
ul. Podchorążych 2, 30-084 Kraków
{whudy,kpytel,jaracz}@up.krakow.pl*