

Wpływ algorytmu sterowania silnikiem indukcyjnym na amplitudę drgań w układzie elektromechanicznym

Streszczenie. W artykule zaprezentowano analizę stanów dynamicznych układu napędowego połączonego długim elementem sprężystym z wykorzystaniem modeli matematycznych i symulacyjno-komputerowych. Dla porównania wpływu układu napędowego na drgania w układzie elektromechanicznym, zastosowano model symulacyjno-komputerowy silnika indukcyjnego. Symulację przeprowadzono dla układu elektromechanicznego zawierającego układ napędowy, element sprężysty oraz układ obciążenia.

Abstract. In the paper the analysis of shaft transverse vibrations based on mathematical and simulation models are presented. Mathematical and simulation models of induction motor is used to compare relation between vibrations and drive system. Simulation of drive system consist of long elastic element and load system was performed. (**Influence of the induction motor control - algorithm on vibrations of the drive system**).

Słowa kluczowe: drgania mechaniczne, silnik indukcyjny, algorytmy sterowania

Keywords: mechanical vibrations, induction motor, control algorithms

Wstęp

W niniejszym artykule zaprezentowano wpływ metod sterowania silnikiem indukcyjnym na amplitudę drgań skrętnych wału sprężystego, który jest łącznikiem pomiędzy układem napędowym, a roboczym układem obciążenia. Ogólny schemat badanego układu elektromechanicznego został przedstawiony na rysunku 1. Na jego podstawie przygotowany został model matematyczny wykorzystany w badaniach symulacyjno-komputerowych. Symulacja komputerowa została wykonana w programie Matlab Simulink. Część nieliniowych zjawisk występujących w układzie elektromechanicznym zamodelowana została z użyciem programu Ansys.

W pracy wykorzystano trzy najpopularniejsze metody sterowania silnikiem indukcyjnym. Pierwsza to metoda skalarna korzystająca z zależności stałego stosunku wartości napięcia do częstotliwości napięcia zasilającego silnik indukcyjny. Falownik wykorzystujący tą metodę cechuje się nieskomplikowaną budową co przekłada się na koszt jego budowy, dlatego wszędzie tam, gdzie nie jest wymagana dokładna kontrola prędkości oraz momentu tego typu metoda znajduje zastosowanie [1]. Główne wady powyższej metody to:

- brak kontroli momentu rozwijanego przez silnik w stanach przejściowych,
- w najprostszych wersjach falowników, korzystających z metody skalarnej nie stosuje się sprzężeń zwrotnych informujących o przeciążeniach,
- brak kontroli nad stanami przejściowymi,
- oscylacje momentu i prędkości kątowej.

Druga metoda wykorzystana do sterowania silnikiem indukcyjnym o nazwie DTC (*ang. Direct Torque Control*), zakłada sterowanie momentem oraz strumieniem skojarzonym stojana silnika indukcyjnego w sposób bezpośredni. Powyższy efekt można uzyskać poprzez bezpośrednie sterowanie kluczami falownika na podstawie sygnałów wyjściowych z komparatorów histerezowych strumienia skojarzonego stojana, momentu elektromagnetycznego oraz wyznaczenia aktualnego położenia wektora przestrzennego strumienia skojarzonego stojana. Zaletą tej metody wektorowej jest linearyzacja torów sterowania co znacznie poprawia własności układu sterowania silnikiem indukcyjnym. Główne wady powyższej metody występują przy niskich prędkościach kątowych, zaliczyć do nich można:

- odkształcenia prądu i strumienia,
- zmniejszenie strumienia przy niskich prędkościach (do 4% ω_N).

Metoda z orientacją wektora pola (*ang. Field Oriented Control*) jest zaawansowaną wektorową metodą sterowania silnikiem indukcyjnym. Wzrost mocy obliczeniowej procesorów sygnałowych spowodował, iż opisywana metoda ewoluowała, co przełożyło się na poprawę dynamiki napędu oraz częściową eliminację głównych wad. Do powszechnie stosowanych metod można zaliczyć DFOC (*ang. Direct Field Oriented Control*), w której do wyznaczenia kąta obrotu wirującego układu współrzędnych, w którym zorientowane są składowe zadawanych prądów, wykorzystywane są składowe wektora strumienia w stacjonarnym układzie współrzędnych $\alpha\beta$. Do głównych wad powyższej metody można zliczyć:

- trzy lub dwa regulatory prądu oraz modulator PWM znacznie komplikują układ sterowania,
- wpływ zmiany parametrów maszyny (np. zmiana rezystancji uzwojeń stojana w funkcji temperatury) na jakość regulacji,
- słaba dynamika w porównaniu z metodą DTC ze względu na zastosowanie regulatorów PI, które wprowadzają pewne opóźnienie,
- jeden lub dwa układy transformacji układu współrzędnych składowych prądów wymaga dużej mocy obliczeniowej co przekłada się na konieczność stosowania szybkich procesorów sygnałowych.



Rys. 1. Ogólny schemat badanego układu elektromechanicznego

Modelowanie drgań skrętnych

Drgania są niekorzystnym zjawiskiem w układach elektromechanicznych mogą powodować zaburzenia pracy wirnika układu napędowego, natomiast rezonansowe wzmocnienie amplitudy drgań może spowodować uszkodzenie całego układu elektromechanicznego [2][6]. Głównym objawem jest uszkodzenie wału przekazującego moment napędowy z silnika do układu roboczego oraz nadmierne (przedwczesne) zużycie łożysk. Analiza drgań w układzie elektromechanicznym została przygotowana na podstawie modeli matematycznych silnika indukcyjnego, układu obciążenia, łącznika sprężystego oraz uchwytów montażowych z uwzględnieniem dysypacji. Modele matematyczne opisujące drgania w układzie elektromechanicznym powstały przy następujących

założeniach: nie uwzględniono efektu żyroskopowego, pominięto wpływ siły ciężkości. Na podstawie wymienionych modeli powstał kompletny model symulacyjno-komputerowy utworzony w programie Matlab-Simulink. Model silnika indukcyjnego wykorzystany w symulacji został utworzony na podstawie modelu matematycznego zawierającego równania części elektrycznej oraz mechanicznej. W modelu silnika wykorzystano parametry elektryczne oraz mechaniczne, którymi charakteryzuje się rzeczywisty silnik wykorzystany w badaniach laboratoryjnych.

Model silnika asynchronicznego składa się z części elektrycznej oraz części mechanicznej. Dodatkowo w skład układu napędowego wchodzi model symulacyjno-komputerowy falownika napięcia. Część elektryczną silnika asynchronicznego opisują następujące równania:

$$(1) \quad u_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \psi_{ds} - \omega \psi_{qs}$$

$$(2) \quad u_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \psi_{qs} + \omega \psi_{ds}$$

$$(3) \quad 0 = R'_r i'_{dr} + \frac{d}{dt} \psi'_{dr} - (\omega - \omega_r) \psi'_{qr}$$

$$(4) \quad 0 = R'_r i'_{qr} + \frac{d}{dt} \psi'_{qr} + (\omega - \omega_r) \psi'_{dr}$$

gdzie: U_{ds} , U_{qs} – napięcia zasilające silnik; R_s, R_r – rezystancje uzwojeń stojana i wirnika; i_s, i_r – prądy stojana i wirnika; ψ_s, ψ_r – strumienie stojana i wirnika; ω, ω_r – prędkości kątowne wirującego pola oraz wirnika.

Strumienie skojarzone w układzie współrzędnych $dq0$ są równe:

$$(5) \quad \psi_{ds} = L_{\sigma s} i_{ds} + L_M (i_{ds} + i'_{dr})$$

$$(6) \quad \psi_{qs} = L_{\sigma s} i_{qs} + L_M (i_{qs} + i'_{qr})$$

$$(7) \quad \psi'_{dr} = L'_{\sigma r} i'_{dr} + L_M (i_{ds} + i'_{dr})$$

$$(8) \quad \psi'_{qr} = L'_{\sigma r} i'_{qr} + L_M (i_{qs} + i'_{qr})$$

Część mechaniczna została opisana następującymi zależnościami:

$$(9) \quad M = \frac{3}{2} p_b (\psi_{qs} i_{ds} - \psi_{ds} i_{qs})$$

$$(10) \quad \frac{d}{dt} \omega_{rm} = \frac{1}{J} (M - b \omega_{rm} - M_0)$$

gdzie: $\omega_{rm} = \omega_r / p_b$ – prędkość kątowna, J – moment bezwładności wału, b – współczynnik tarcia lepkiego, M_0 – moment obciążenia statycznego na wale.

Na podstawie poniższego modelu matematycznego układu elektromechanicznego powstał model symulacyjno-komputerowy.

$$(11) \quad J_m \frac{d\omega_m}{dt} + k_1 (\varphi_m - \varphi_1) = M_e - M_{obc}$$

$$(12) \quad J_1 \frac{d\omega_1}{dt} + k_1 (\varphi_1 - \varphi_m) + k_2 (\varphi_1 - \varphi_2) = 0$$

$$(13) \quad J_2 \frac{d\omega_2}{dt} + k_2 (\varphi_2 - \varphi_1) + k_3 (\varphi_2 - \varphi_3) = 0$$

$$(14) \quad J_3 \frac{d\omega_3}{dt} + k_3 (\varphi_3 - \varphi_2) + k_3 (\varphi_3 - \varphi_4) = 0$$

$$(15) \quad J_4 \frac{d\omega_4}{dt} + k_3 (\varphi_4 - \varphi_3) + k_3 (\varphi_4 - \varphi_5) = 0$$

$$(16) \quad J_5 \frac{d\omega_5}{dt} + k_3 (\varphi_5 - \varphi_4) + k_3 (\varphi_5 - \varphi_6) = 0$$

$$(17) \quad J_6 \frac{d\omega_6}{dt} + k_3 (\varphi_6 - \varphi_5) + k_3 (\varphi_6 - \varphi_7) = 0$$

$$(18) \quad J_7 \frac{d\omega_7}{dt} + k_3 (\varphi_7 - \varphi_6) + k_3 (\varphi_7 - \varphi_8) = 0$$

$$(19) \quad J_8 \frac{d\omega_8}{dt} + k_3 (\varphi_8 - \varphi_7) + k_9 (\varphi_8 - \varphi_9) = 0$$

$$(20) \quad J_9 \frac{d\omega_9}{dt} + k_9 (\varphi_9 - \varphi_8) = 0$$

$$\frac{d\varphi_m}{dt} = \omega_m; \quad \frac{d\varphi_1}{dt} = \omega_1; \quad \frac{d\varphi_2}{dt} = \omega_2;$$

$$(21) \quad \frac{d\varphi_3}{dt} = \omega_3; \quad \frac{d\varphi_4}{dt} = \omega_4; \quad \frac{d\varphi_5}{dt} = \omega_5;$$

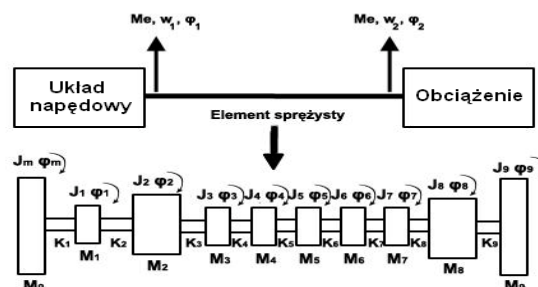
$$\frac{d\varphi_6}{dt} = \omega_6; \quad \frac{d\varphi_7}{dt} = \omega_7; \quad \frac{d\varphi_8}{dt} = \omega_8;$$

$$\frac{d\varphi_9}{dt} = \omega_9;$$

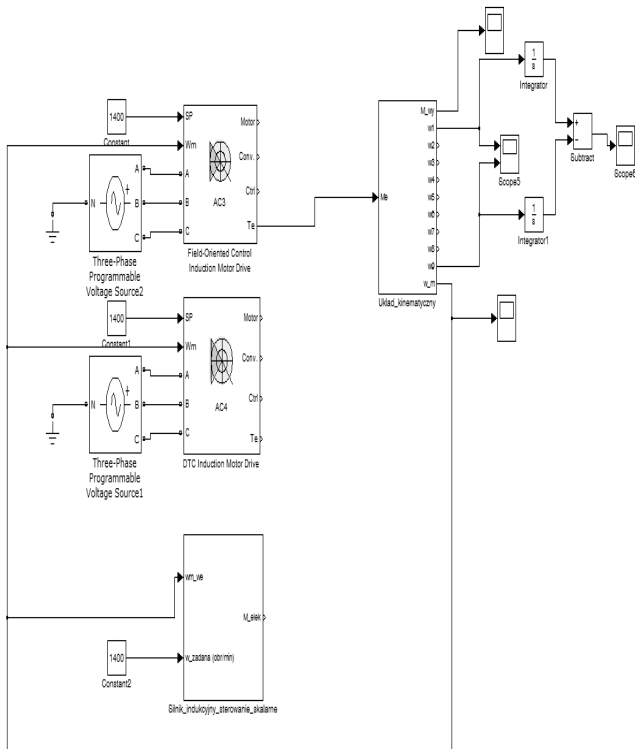
gdzie: J – biegunowy moment bezwładności, M_e – moment elektromagnetyczny, M_0 – moment obciążenia, k – współczynnik sprężystości, ω – prędkość kątowna, φ – kąt obrotu części wału.

Tabela 1. Parametry mechaniczne

Element	Długość [m]	Masa [kg]	Moment bezwł. [kg/m ³]	Współczynnik sprężystości skrętnej [kNm/rad]
Wał silnika asynch.	-	-	0,0952	-
Silnik DC	-	-	0,043	-
Łącznik	0,025	0,19	0,000029	456,702
Łożysko	0,125	3,18	0,001626	1021,201
Uchwyt	0,073	8,88	0,02175	40039,705
Badany element sprężysty Nr 1	0,66	0,04	0,000005	1,152809
Nr 2	0,66	0,09	0,000259	5,836099
Nr 3	0,66	0,16	0,000082	18,4449



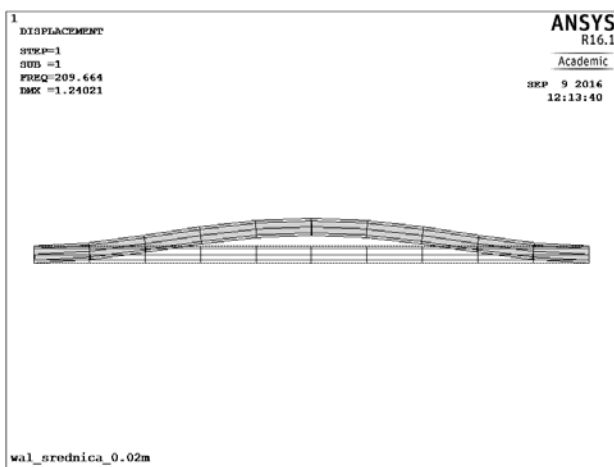
Rys. 2. Dyskretyzacja układu elektromechanicznego



Rys. 3. Model symulacyjno-komputerowy zbudowany na podstawie powyższych równań

Wykorzystanie w pracy złożonych modeli matematycznych opisujących dynamikę układu elektromechanicznego powoduje znaczne skomplikowanie całego modelu. Ilość obliczeń numerycznych potrzebnych do symulacji przekłada się na szybkość trwania symulacji oraz jakość i dokładność odwzorowania w modelu symulacyjno-komputerowym zjawisk zachodzących w obiektach fizycznych. Zastosowane uproszczenia modelu matematycznego zostały dobrane w optymalny sposób, aby w nieznacznym stopniu wpłynęły na wyniki symulacji komputerowej.

Rezonansowe wzmocnienie amplitudy występuje dopiero wtedy, gdy częstotliwość drgań wymuszenia równa się lub znajduje się w pobliżu częstotliwości drgań własnych układu. Drgania własne łącznika sprężystego wyznaczono za pomocą programu ANSYS.

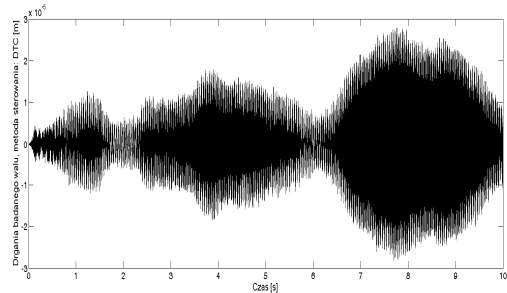


Rys. 4. Wyznaczenie częstotliwości drgań własnych elementu sprężystego w programie ANSYS Mechanical APDL

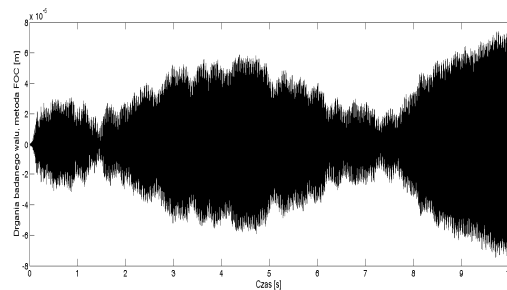
Tabela 2. Zestawienie częstotliwości drgań własnych badanego elementu sprężystego

Lp.	Częstotliwość [Hz]
1	209.66
2	574.92
3	1120.6
4	1842.8
5	2743.9

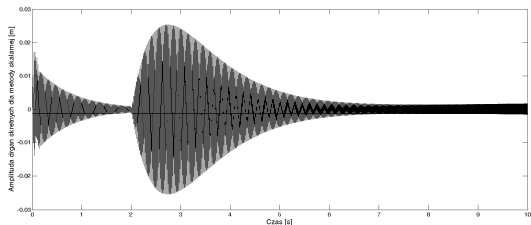
Ze względu na specyficzne właściwości każdej z metod sterowania nastawy regulatorów oraz rampy prędkości zostały ustawione tak, aby charakterystyki narastania prędkości były możliwie takie same.



a)



b)



c)

Rys. 5. Amplituda drgań skrętnych wału podczas przechodzenia przez strefy rezonansowe przy sterowaniu silnikiem indukcyjnym metodą a) DTC b) FOC c) skalarną U/f

Wnioski

W pracy badano zależności pomiędzy algorytmem sterowania pracą falownika, a charakterystyką rezonansową elementu sprężystego. Z powstałych wykresów na pierwszy rzut oka można wywnioskować, iż podczas sterowania silnikiem indukcyjnym z wykorzystaniem metody skalarnej amplituda drgań jest najbardziej regularna. Należy jednak zwrócić szczególną uwagę na maksymalną wartość amplitudy, która dla metody DTC wynosi $2.9 \cdot 10^{-5}$ [m], dla metody FOC $7.5 \cdot 10^{-5}$ [m], natomiast dla metody skalarnej ma wartość $25 \cdot 10^{-3}$ [m]. Można zatem wnioskować, iż dokładniejsza kontrola nad układem sterowania ma duży wpływ na drgania skrętne w układzie elektromechanicznym. W zależności od amplitudy zmian momentu wymuszającego charakterystyka rezonansowa w układzie elektromechanicznym ulega deformacji przesuwając zakres występowania rezonansu w funkcji prędkości kątowej. Dla rzeczywistych układów mechanicznych wartość strzałki ugięcia wału jest ograniczona poprzez m.in. dyssypację, która ogranicza amplitudę drgań.

LITERATURA

- [1] Bose B.K.: *Modern power electronics and AC drives*, Prentice Hall PTR,
- [2] Dąbrowski Z. *Wały maszynowe* PWN 1999,
- [3] Gawęcki A. *Mechanika materiałów i konstrukcji prętowych*, Politechnika Poznańska 2003,
- [4] Ganeriwala S, Patel S and Hartung H.: *The truth behind misalignment vibration spectra of rotating machinery*. Proc. Intl. Modal Analysis Conf. pp: 2078-2205. (1999),
- [5] Piotrowski J.: *Shaft Alignment Handbook*. Third
- [6] Plamitzer A. M.: *Maszyny elektryczne*. WNT Warszawa,
- [7] Popenda A.: *Modelowanie i symulacja dynamicznych stanów pracy układów napędowych do reaktorów polimeryzacji z*

- silnikami indukcyjnymi specjalnego wykonania*, Wydawnictwo Politechniki Częstochowskiej, Częstochowa 2011,
- [8] Rakowski J.: *Teoria Sprężystości* Politechnika Poznańska 2003/2004,
- [9] Rusek A.: *Stany dynamiczne układów napędowych z silnikami indukcyjnymi specjalnego wykonania*. Wydawnictwo Politechniki Częstochowskiej, Częstochowa 2012

Author: mgr inż. Marcin Nowak Politechnika Częstochowska, Instytut Elektrotechniki Przemysłowej, al. Armii Krajowej 17, 42-200 Częstochowa, e-mail: m.nowak9988@gmail.com.

EPE'17 ECCE EUROPE
19th European Conference on Power Electronics and Applications

September 11–14, 2017
Warsaw, Poland, www.EPE2017.com

IEEE
PELS
ECCE
Warsaw University of Technology

ACBD - 21435
EGFH600
79802143.6 - 0.3
#0978

The largest European conference in power electronics !!!

March 1st, 2017
Notification of provisional acceptance

June 5th, 2017
Final submission deadline