

Wojciech Zieliński
Politechnika Lubelska, Lublin

SYNTEZA WAŻNIEJSZYCH METOD STEROWANIA SKALARNEGO SILNIKAMI INDUKCYJNYMI

SYNTHESIS OF SIGNIFICANT METHODS FOR SCALAR CONTROL OF INDUCTION MOTORS

Abstract: Presently, motors that are installed in electrical drives require adjustment of speed or position or the both values simultaneously. It concerns not only simple drives of open-circuit speed control but also complex elevator drives and servo-drives that find ever-wider application. DC motors that initially dominated in the industry applications presently get replaced by AC motors as due to a huge development in the domains of power electronics and microprocessor technology the AC motor control is as simple and inexpensive as it is in the case of DC motors.

The paper determines necessary conditions for a drive system that concern asynchronous motor control and follow from the need to ensure adequate torque overload capacity and a slip value. The requirements can be realized in drive systems by controlling amplitude and frequency of the feeding voltage.

The following mathematical models of an asynchronous machine have been described: phase model, vector model and a model expressed in relative units. The models are considered as an introduction to further considerations on the control of asynchronous motors. Significant scalar control techniques for controlling speed and torque in such motors have been presented. A set of methods for the motor flux stabilization as well as a control with the rotor slip stabilization have been discussed.

1. Wstęp

W obecnie instalowanych napędach elektrycznych silnik wymaga regulacji prędkości lub położenia a niejednokrotnie obu tych wartości jednocześnie. Odnosi się to nie tylko do prostych układów ze sterowaniem prędkości w układzie otwartym, ale również złożonych napędów dźwigowych i serwonapędów, których wykorzystanie zwiększa się. Stosowane początkowo w przemyśle silniki prądu stałego, są obecnie wypierane przez silniki prądu przemiennego, gdyż dzięki ogromnemu postępowi energoelektroniki i techniki mikroprocesorowej sterowanie silnikami prądu przemiennego jest równie proste i tanie jak w przypadku silników prądu stałego. Dąży się do tego, aby elektryczne układy napędowe z silnikami asynchronicznymi wchodzące w skład nowoczesnych, wysokowydajnych procesów technologicznych, miały dobre własności statyczne i dynamiczne, porównywalne z napędami prądu stałego. Niski koszt produkcji i eksploatacji silników klatkowych, oraz ich wytrzymałość zwiększają zainteresowanie układami napędowymi z tymi silnikami. Ponadto, rozwój elektroenergetyki i techniki cyfrowej umożliwia, poprzez kształtowanie dowolnych napięć zasilania w półprzewodnikowych układach przekształtnikowych, zbliżenie własności regulacyjnych silnika

asynchronicznego do własności silnika prądu stałego o wzbudzeniu obcym i uzyskanie płynnej regulacji momentu elektromagnetycznego i prędkości kątowej.

2. Ogólne wymagania dotyczące sterowania silnikami

Układ sterowania silnika asynchronicznego klatkowego powinien zapewniać:

- a) stałą wartość znamionową strumienia skojarzonego maszyny,
- b) poślizg silnika nie większy od znamionowego.

Warunek pierwszy wynika z konieczności zapewnienia odpowiedniej przeciążalności momentem. Niespełnienie tego warunku powoduje nasycenie obwodu magnetycznego maszyny w przypadku przekroczenia wartości znamionowej lub zmniejszenie momentu rozwijanego przez silnik przy pracy z osłabionym strumieniem. W obu przypadkach powstają dodatkowe straty a praca silnika jest nieekonomiczna.

Warunek drugi w stanach ustalonych decyduje o stratach w wirniku, gdyż przy wzroście poślizgu straty te rosną co zmniejsza ekonomiczność pracy. Ograniczenie poślizgu do wartości mniejszej od poślizgu krytycznego podczas trwania stanów dynamicznych, zapewnia pracę

silnika na statycznej części charakterystyki mechanicznej.

Spełnienie wymienionych wymagań osiąga się w układach napędowych poprzez odpowiednie oddziaływanie na amplitudę i częstotliwość napięcia zasilającego.

W większości zastosowań silników indukcyjnych wymagana jest ciągła regulacja prędkości i momentu obrotowego. Okazuje się, że największym problemem dotyczy regulacji wartości momentu obrotowego silników klatkowych. Moment obrotowy silnika jest proporcjonalny do prądu płynącego w klatce wirnika. Trudno jest zmierzyć jego wartość, gdyż na tabliczkę zaciskową wyprowadzone są tylko końce uzwojeń stojana. Pomiar prądów w uzwojeniu wirnika umożliwiłaby na płynną regulację momentu.

3. Modele matematyczne silnika asynchronicznego

3.1. Model fazowy

Wprowadzając model fazowy silnika korzysta się z szeregu założeń [6]:

- uzwojenia są trójfazowe i symetryczne,
- szczelina powietrzna jest równomierna,
- pomija się nasycenie obwodu magnetycznego, zjawisko histerezy oraz występowanie prądów wirowych,
- parametry schematu zastępczego są stałe,
- uwzględnia się tylko podstawową harmoniczną.

Napięciowe równania różniczkowe można przedstawić w postaci zależności (1):

$$\begin{aligned} U_{sph} &= R_s I_{sph} + \frac{d\psi_{sph}}{dt} \\ U_{rph} &= R_r I_{rph} + \frac{d\psi_{rph}}{dt} \end{aligned} \quad (1)$$

gdzie:

U_{sph} , U_{rph} - napięcia fazowe stojana i wirnika,

R_s , R_r - rezystancja uzwojenia stojana i wirnika,

I_{sph} , I_{rph} - prądy fazowe stojana i wirnika,

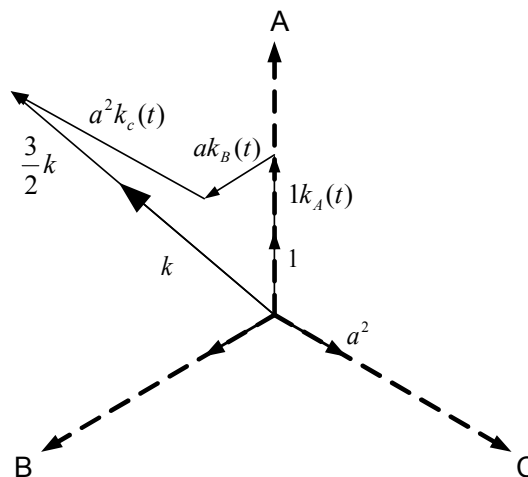
ψ_{sph} , ψ_{rph} - wartość strumienia skojarzonego z uzwojeniem fazowym stojana i strumienia skojarzonego z klatką wirnika.

Powyższy model opisany jest jeszcze dodatkowo za pomocą równań określających wartości indukcyjności własnych, indukcyjności wzajemnych, strumieni skojarzonych oraz równań wyrażających moment elektromagnetyczny.

Fazowy model matematyczny określony jest za pomocą równań wysokiego rzędu, więc rozwiązanie jego jest skomplikowane. Dodatkowo parametry silnika występujące w powyższym modelu są trudne do zidentyfikowania.

3.2. Model wektorowy

Opis wektorowy jest uniwersalnym i powszechnie stosowanym modelem, gdyż umożliwia uproszczenie postaci równań i analizę maszyny w dowolnym układzie współrzędnych związanym ze stojanem lub wirnikiem. Polega on na wprowadzeniu wektora przestrzennego dla dowolnych wielkości fazowych $k_A(t)$, $k_B(t)$, $k_C(t)$ znajdujących się w naturalnym układzie współrzędnych (rys. 1).



Rys. 1. Konstrukcja wektora przestrzennego \underline{k} na podstawie wartości chwilowych składowych fazowych k_A , k_B , k_C

Wektor przestrzenny dotyczy przebiegów symetrycznych, czyli spełnia warunek określony równaniem 2:

$$k_A(t) + k_B(t) + k_C(t) = 0 \quad (2)$$

wektor przestrzenny \underline{k} definiuje się jako:

$$\underline{k} = \frac{2}{m_s} [k_A(t) + a k_B(t) + a^2 k_C(t)] \quad (3)$$

gdzie:

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{3}$$

$$a^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{3}$$

oraz m_s jest liczbą faz układu wielofazowego. Napięciowe równania różniczkowe sprowadza się do wspólnego układu współrzędnych wirujących z prędkością Ω_k . Otrzymuje się wówczas równania napięciowe w postaci wektorowej opisane jako (4):

$$\begin{aligned} \underline{U}_{sk} &= R_s \underline{I}_{sk} + \frac{d}{dt} \underline{\psi}_{sk} + j\Omega_k \underline{\psi}_{sk} \\ \underline{U}_{rk} &= R_r \underline{I}_{rk} + \frac{d}{dt} \underline{\psi}_{rk} + j(\Omega_k - \Omega_m) \underline{\psi}_{rk} \end{aligned} \quad (4)$$

gdzie Ω_m jest prędkością kątową wirnika.

Wektory przestrzenne strumieni stojana i wirnika mają postać:

$$\begin{aligned} \underline{\psi}_{sk} &= L_s \underline{I}_{sk} + L_M \underline{I}_{rk} \\ \underline{\psi}_{rk} &= L_r \underline{I}_{rk} + L_M \underline{I}_{sk} \end{aligned} \quad (5)$$

We wzorze (5) indukcyjność stojana i wirnika oznacza się jako L_s , L_r , natomiast L_M oznacza indukcyjność główną silnika.

Moment elektromagnetyczny dla tego modelu przyjmuje postać (6):

$$M_e = \frac{3}{2} p_b \operatorname{Im}(\underline{\psi}_{sk}^* \underline{I}_{sk}) \quad (6)$$

Uzyskuje się więc równania strumieni i prądów wyrażone w dowolnym układzie współrzędnych w postaci:

$$\begin{aligned} \underline{\psi}_{sk} &= \underline{\psi}_s e^{-j\Omega_k t} \\ \underline{I}_{sk} &= \underline{I}_s e^{-j\Omega_k t} \end{aligned} \quad (7)$$

wówczas: $M_e = \frac{3}{2} p_b \operatorname{Im}(\underline{\psi}_s^* \underline{I}_s)$

W zależności (6) i (7) oznaczono: $\underline{\psi}_s$ wektor przestrzenny strumienia skojarzonego stojana, p_b liczba par biegunów.

Na podstawie przedstawionego modelu matematycznego można budować dowolne schematy blokowe maszyny asynchronicznej w zależności od przyjętego układu odniesienia.

3.3 Model w jednostkach względnych

Sformułowanie modelu matematycznego silnika indukcyjnego w jednostkach względnych ułatwia porównywanie wyników analiz i procesów.

Równania występujące w tym opisie wyraża się w postaci zależności (8) [6]:

$$\begin{aligned} \text{napięcie: } \underline{U}_b &= U_{sN \max} = \sqrt{2} U_{sN} \\ \text{prąd: } \underline{I}_b &= I_{sN \max} = \sqrt{2} I_{sN} \\ \text{strumień: } \underline{\psi}_b &= \frac{U_b}{\Omega_b} \\ \text{pulsacja: } \Omega_b &= \Omega_{sN} = 2\pi f_{sN} \\ \text{impedancja: } z_b &= \frac{U_b}{I_b} L_b \Omega_b \end{aligned} \quad (8)$$

$$\text{indukcyjność: } L_b = \frac{\underline{\psi}_b}{I_b} = \frac{U_b}{I_b \Omega_b}$$

$$\text{moc: } S_b = \frac{3}{2} U_b I_b$$

moment obrotowy:

$$M_b = \frac{S_b}{\Omega_b} p_b = \frac{3}{2} p_b \frac{U_b I_b}{\Omega_b} \quad (9)$$

gdzie: U_{sN} , I_{sN} , f_{sN} są wielkościami znamionowymi silnika w jednostkach fizycznych.

Wówczas uzyskuje się układy równań, które dla układów współrzędnych (u-v), wirującego z dowolną prędkością kątową ω_k , mają następującą postać:

$$\begin{aligned} \underline{u}_{sk} &= r_s \underline{i}_{sk} + T_N \frac{d}{dt} \underline{\psi}_{sk} + j\omega_k \underline{\psi}_{sk} \\ \underline{u}_{rk} &= r_r \underline{i}_{rk} + T_N \frac{d}{dt} \underline{\psi}_{rk} + j(\omega_k - \omega_m) \underline{\psi}_{rk} \end{aligned} \quad (10)$$

równania strumieniowo-prądowe:

$$\begin{aligned} \underline{\psi}_{sk} &= x_s \underline{i}_{sk} + x_M \underline{i}_{rk} \\ \underline{\psi}_{rk} &= x_r \underline{i}_{rk} + x_M \underline{i}_{sk} \end{aligned} \quad (11)$$

równanie ruchu:

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{T_M} (m_e - m_o) \quad (12)$$

równanie momentu elektromagnetycznego:

$$m_e = \operatorname{Im}\{\underline{\psi}_{sk}^* \underline{i}_{sk}\} \quad (13)$$

$$\text{gdzie: } T_N = \frac{1}{\Omega_b}, T_M = \frac{J\Omega_b}{p_b M_b}$$

oraz: $x_s = x_{\sigma s} + x_M$, $x_r = x_{\sigma r} + x_M$.

Model matematyczny w jednostkach względnych jest modelem strukturalnie nieliniowym.

4. Podział sposobów sterowania skalar- nego

Sterowanie skalarne polega na kontrolowaniu amplitud oraz częstotliwości wektorów przestrzennych napięć, prądów i strumieni skojarzonych silnika. Należy wówczas brać pod uwagę zależności obowiązujące tylko dla stanów ustalonych [3].

Przy podziale metod sterowania częstotliwościową prędkością i momentem silnika indukcyjnego, wśród metod sterowania skalar-
nego rozróżniamy:

- 1) sterowanie ze stabilizacją strumienia ($\psi_r = const.$):
 - pośrednia metoda sterowania przez zmianę amplitudy napięcia stojana,
 - pośrednia metoda sterowania przez zmianę amplitudy prądu stojana,
 - bezpośrednia metoda sterowania amplitudą strumienia;
- 2) sterowanie ze stabilizacją poślizgu ($\omega_r = const.$).

4.1 Sterowanie ze stabilizacją strumienia

Przy sterowaniu silnika asynchronicznego przez zmianę amplitudy napięcia stojana konieczne jest zapewnienie stałej wartości znamionowej strumienia skojarzonego silnika $|\psi| = 1$ oraz poślizgu ustalonego nie większego od znamionowego [5].

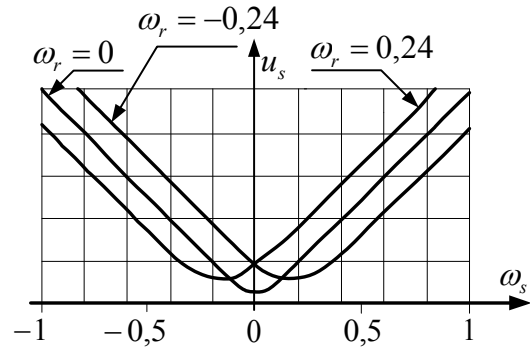
Algorytm sterowania amplitudą napięcia stojana określony jest zależnością:

$$|u_s| = u_s = \frac{r_s}{x_s} \sqrt{\frac{\left(1 - \omega_s \omega_r \delta \frac{x_s x_r}{r_s r_r}\right) + \left(\omega_s \frac{x_s}{r_s} + \omega_r \frac{x_r}{r_r}\right)^2}{1 + \left(\omega_r \frac{\delta x_r}{r_r}\right)^2}} \quad (14)$$

W zależności (14) całkowity współczynnik rozproszenia maszyny wynosi:

$$\delta = 1 - \frac{x_M^2}{x_s x_r}$$

Zależność napięcia stojana w funkcji częstotliwości przedstawia rys.2.



Rys.2. Przykładowy przebieg charakterystyki $u_s = f(\omega_s, \omega_r)$ dla $[\psi_s] = 1$

Przy tej metodzie sterowania uzyskuje się stałą wartość momentu krytycznego, a więc stałą przeciążalność momentem silnika.

W przypadku idealnego biegu jałowego silnika ($\omega_r = 0$) równanie (14) przyjmuje postać:

$$u_s = \omega_s \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega_s} \frac{r_s}{x_s}\right)^2} \quad (15)$$

Przy pominięciu rezystancji stojana otrzymuje

się $u_s = \omega_s$ lub zapisując inaczej $\frac{u_s}{\omega_s} = 1$.

Jest to najprostsza metoda sterowania częstotliwościowego silnika indukcyjnego. Ujemną jej cechą jest obniżenie momentu krytycznego przy małych częstotliwościach.

Algorytm sterowania amplitudą prądu stojana otrzymuje się z porównania zależności określających moment ustalony silnika:

$$m_e = \frac{\delta x_s x_r r_r \omega_r}{r_r^2 + (\omega_r x_r)^2} |i_s|^2 \quad (16)$$

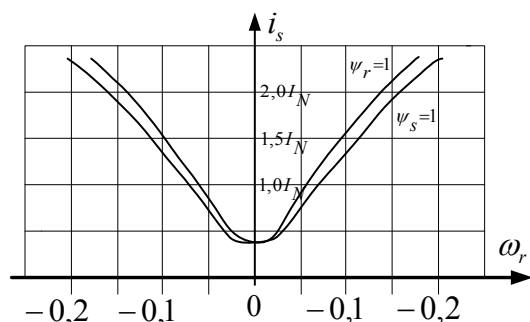
oraz:

$$m_e = \frac{\left(\frac{x_M}{\delta x_s \omega_r}\right)^2 r_r \omega_r}{\left(\frac{r_r}{\delta x_r}\right)^2 + \omega_r^2} |\psi_s|^2 \quad (17)$$

Ostatecznie więc algorytm sterowania amplitudą w stanie ustalonym (rys. 3) przyjmie postać:

$$|i_s| = i_s = \frac{1}{x_M} \sqrt{1 + \left(\frac{x_r}{r_r} \omega_r\right)^2} \quad (18)$$

Dla zależności (18) można wykreślić charakterystyki sterowania amplitudą prądu stojana zamieszczone na rys 3.



Rys.3. Przykładowe charakterystyk $i_s = f(\omega_s)$ dla $\psi_s = 1$ oraz $\psi_r = 1$

Metoda sterowania amplitudą strumienia opiera się na utrzymywaniu stałej amplitudy strumienia w stanie ustalonym. Amplituda strumienia skojarzonego stojana lub wirnika musi być zmierzona, bądź też obliczona na podstawie pomiaru napięcia i prądów stojana.

4.2. Sterowanie ze stabilizacją poślizgu wirnika

Podstawą sterowania ze stabilizacją poślizgu wirnika jest zależność momentu elektromagnetycznego silnika indukcyjnego od prądu stojana w stanie ustalonym.

Zakładając stałość poślizgu $\omega_r = const.$, wyrażenie na moment przyjmie postać (19):

$$m_r \cong i_s^2 \omega_r \quad (19)$$

W omawianej metodzie skalarnej sterowania podobnie jak w poprzednich odpowiedzi momentu na skokowe zmiany wartości zadanej prędkości, są bardzo wolne. Jest to spowodowane powolnymi zmianami strumienia wirnika, od których zmiany momentu są zależne. Ponadto wpływ na mocno tłumione i bardzo wolne przebiegi amplitudy strumienia i momentu silnika mają zmiany kąta obciążenia w stanach nieustalonych.

Ze względu na te cechy sterowanie ze stabilizacją poślizgu wirnika może być stosowane wówczas, gdy wysoka dynamika napędu nie jest stawiana na pierwszym miejscu.

5. Wnioski

Z powyższej analizy wynikają następujące wnioski końcowe:

a) matematyczny model fazowy silnika asynchronicznego jest dość skomplikowany do roz-

wiązania. Ponadto parametry silnika występujące w tym modelu są trudne do zidentyfikowania,

b) opis wektorowy jest modelem uniwersalnym, umożliwia bowiem uproszczenie postaci równań, analizę maszyny w dowolnym układzie odniesienia,

c) metoda sterowania skalarne ze stabilizacją strumienia zapewnia stałą wartość momentu krytycznego oraz stałą przeciążalność momentem,

d) sterowanie skalarne sprowadza się do kontrolowania amplitud i częstotliwości wektorów przestrzennych napięć, prądów i strumieni skojarzonych silnika.

6. Literatura

- [1]. Horodecki A.: *Selecting electromechanical drive systems*. PWN – Polish Scientific Publishers, Warszawa, Elsevier Amsterdam - Oxford - New York - Tokyo 1991.
- [2]. Kaźmierkowski M., Fabijański P., Sulowski W.: *Serwonapęd tranzystorowy z silnikiem z silnikiem indukcyjnym klatkowym dla robotów przemysłowych i obrabiarek*. Przegląd Elektrotechniczny 1991 nr 5, s. 97-100.
- [3]. Kaźmierkowski M.: *Porównanie metody sterowania połowo-zorientowanej z metodą bezpośredniej regulacji momentu silnika klatkowego*. Przegląd Elektrotechniczny 1998 nr 4, s. 85-89.
- [4]. Mielczarek J.: *Bezpośrednie sterowanie momentem – następna generacja metod sterowania silnikiem*. Przegląd Elektrotechniczny 1995 nr 5, s. 125-129.
- [5]. Orłowska-Kowalska T.: *Bezczujnikowe układy napędowe z silnikami indukcyjnymi*. OWPW, Wrocław 2003.
- [6]. Tunia H., Kaźmierkowski M.: *Automatyka napędu przekształtnikowego*. PWN Warszawa 1987.