

POLITECHNIKA WROCŁAWSKA  
INSTYTUT MASZYN, NAPĘDÓW I POMIARÓW ELEKTRYCZNYCH  
ZAKŁAD NAPĘDU ELEKTRYCZNEGO, MECHATRONIKI I AUTOMATYKI PRZEMYSŁOWEJ

Laboratorium

**Sterowanie napędami elektrycznymi – zagadnienia wybrane**

Ćwiczenie

Badanie ślizgowych struktur sterowania napędem z silnikiem indukcyjnym.

opracował mgr inż. Grzegorz Tarchała

Wrocław 2013

## 1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest:

- zapoznanie się z metodami ślizgowego sterowania momentem, prędkością kątową i położeniem wału silników indukcyjnych trójfazowych,
- analiza właściwości statycznych i dynamicznych badanych układów sterowania ślizgowego,
- analiza powstającego zjawiska chatteringu w regulowanych zmiennych i możliwości jego ograniczenia,
- porównanie wyników badań symulacyjnych z wynikami otrzymanymi podczas badań eksperymentalnych.

## 2. Zakres ćwiczenia

- sprawdzenie stanu wiedzy studentów,
- analiza pracy ślizgowego sterowania momentem SM-DTC silnika indukcyjnego,
- modyfikacja wyjściowego modelu symulacyjnego w celu otrzymania układu sterowania prędkością i położeniem,
- obserwacja i akwizycja otrzymanych przebiegów na stanowisku laboratoryjnym, porównanie z wynikami symulacyjnymi.

## 3. Literatura

- materiały z wykładu Podstawy Automatyki
- materiały z wykładu Sterowanie napędami elektrycznymi – zagadnienia wybrane
- Yan, Z., C. X. Jin, V. I. Utkin (2000). "Sensorless sliding-mode control of induction motors", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 47, nr 6, str. 1286-1297.
- Utkin, V. I. (1993). "Sliding Mode Control Design Principles and Applications to Electric Drives", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 40, nr 1, str. 23-36.
- Tarchała, G., T. Orłowska-Kowalska (2010). "Comparative analysis of the direct sliding-mode torque control strategies of the induction motor", *Computer applications in electrical engineering*, ed. R. Nawrowski, Poznań, str.81-92.

#### 4. Sterowanie ślizgowe – wstęp

Sterowanie ślizgowe jest jedną z zaawansowanych algorytmicznych metod sterowania, za pomocą której mogą być sterowane wszystkie kluczowe zmienne silnika indukcyjnego: moment obrotowy, prędkość oraz położenie wału silnika. Sterowanie to posiada szereg interesujących właściwości. Wśród pozytywnych cech tego sterowania należy wymienić:

- Doskonałą dynamikę, która w większości układów dodatkowo może być definiowana przez projektanta,
- Redukcję rzędu układu,
- Niewrażliwość na zakłócenia zewnętrzne (moment obciążenia) i parametryczne (zmiany parametrów silnika w czasie czy ich błędna identyfikacja),
- Prostotę implementacji i doboru parametrów,
- Naturalność dla przekształtników energoelektronicznych w związku z użyciem funkcji znaku (signum) w prawie sterowania (włącz / wyłącz tranzystory falownika).

Negatywne cechy ślizgowych układów sterowania są następujące:

- Chattering, czyli oscylacje regulowanych zmiennych, wywołane użyciem funkcji znaku przy opóźnieniach wprowadzanymi przez czujniki pomiarowe oraz dyskretny sposób realizacji układu sterowania,
- Uchyb ustalony,
- Brak kontroli wewnętrznych zmiennych stanu w przypadku sterowania prędkością i położeniem,
- Zmienna częstotliwość łączeń tranzystorów falownika, związana z brakiem modulatora.

Nie wszystkie podane powyżej cechy dotyczą wszystkich układów sterowania ślizgowego. Celem laboratorium będzie zapoznanie się z częścią wymienionych właściwości.

#### 5. Bezpośrednie ślizgowe sterowania zmiennymi stanu i momentem silnika indukcyjnego – podstawy teoretyczne

##### 5.1. Bezpośrednie ślizgowe sterowanie momentem elektromagnetycznym SM-DTC

Projektowanie algorytmów sterowania ślizgowego momentem elektromagnetycznym i strumieniem silnika indukcyjnego dokonuje się bazując bezpośrednio na modelu matematycznym silnika, rozszerzonym o równanie macierzowe falownika napięcia (zakłada się, że równania te są znane). Algorytmy sterowania ślizgowego definiują sygnały załączeń tranzystorów przekształtnika  $\mathbf{k}=[k_A, k_B, k_C]^T$  – nie jest więc konieczny dodatkowy modulator napięcia. Zakłada się, że wielkości niedostępne pomiarowo estymowane są w sposób idealny.

Projektowanie ślizgowego układu bezpośredniego sterowania momentem SM-DTC (ang. *Sliding-Mode Direct Torque Control*) rozpoczyna się od zdefiniowania tzw. płaszczyzn przełączających. Ponieważ obiektem sterowania jest trójfazowy silnik indukcyjny, w związku z czym istnieją trzy niezależne sygnały sterujące  $k_A$ ,  $k_B$ ,  $k_C$ , istnieje możliwość zdefiniowania trzech funkcji przełączających:

$$\mathbf{s} = \begin{bmatrix} s_1 & s_{2s,r} & s_3 \end{bmatrix}^T. \quad (1)$$

Zadaniem układu sterowania będzie sprowadzenie wspomnianych funkcji do zera. Pierwsza z funkcji przełączających ma za zadanie zapewnić kontrolę momentu elektromagnetycznego silnika:

$$s_1 = \alpha_1 (m_e^{ref} - m_e), \quad (2)$$

gdzie: indeks *ref* – wartość zadana,  $m_e$  – moment elektromagnetyczny

Opisywana metoda sterowania SM-DTC należy do grupy metod sterowania ze stabilizacją amplitudy strumienia maszyny indukcyjnej, przy czym może to być zarówno amplituda strumienia stojana:

$$s_{2s} = \alpha_{2s} \left( (\psi_s^{ref})^2 - \psi_s^2 \right) \quad (3)$$

lub amplituda strumienia wirnika:

$$s_{2r} = \alpha_{2r} \left( \psi_r^{ref} - \psi_r + T_\psi \frac{d}{dt} (\psi_r^{ref} - \psi_r) \right), \quad (4)$$

gdzie:  $T_\psi = \text{const}$ , stała czasowa definiująca dynamikę regulacji.

Trzecia funkcja przełączająca może zostać zaprojektowana w celu zapewnienia trójfazowej symetrii napięć:

$$s_3 = \alpha_3 \int (k_A + k_B + k_C) dt. \quad (5)$$

gdzie:  $\alpha_1, \alpha_{2s}, \alpha_{2r}, \alpha_3 = \text{const}$ .

Asymptotyczna zbieżność wszystkich powyższych funkcji przełączających zapewniona może zostać po przyjęciu następującego prawa sterowania dwustanowego:

$$\mathbf{k} = -\text{sign}(\mathbf{s}^*)^T, \mathbf{s}^* = \mathbf{s}^T \mathbf{D}. \quad (6)$$

Macierz  $\mathbf{D}$  pojawiająca się w powyższym prawie sterowania ślizgowego momentem i strumieniem silnika indukcyjnego wynika z postaci jego modelu matematycznego i jest następująca:

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} \mathbf{D}_{1s,r} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}, \quad (7)$$

gdzie dla sterowania amplitudą strumienia stojana:

$$\mathbf{D}_{1s} = \frac{1}{T_N} \begin{bmatrix} \frac{T_c}{T_M} \left( -i_{s\beta} + \frac{1}{x_s \sigma} \psi_{s\beta} \right) & \frac{T_c}{T_M} \left( i_{s\alpha} - \frac{1}{x_s \sigma} \psi_{s\alpha} \right) \\ -2\psi_{s\alpha} & -2\psi_{s\beta} \end{bmatrix} \mathbf{T} \quad (8)$$

oraz strumienia wirnika:

$$\mathbf{D}_{1r} = \frac{x_m}{x_s x_r \sigma} \frac{1}{T_N} \begin{bmatrix} \frac{T_c}{T_M} \psi_{r\beta} & -\frac{T_c}{T_M} \psi_{r\alpha} \\ -r_r \frac{T_\psi}{T_N} \frac{\psi_{r\alpha}}{\psi_r} & -r_r \frac{T_\psi}{T_N} \frac{\psi_{r\beta}}{\psi_r} \end{bmatrix} \mathbf{T}, \quad (9)$$

gdzie:  $T_M$  – stała mechaniczna napędu,  $T_c = T_M$  w przypadku sterowania momentem.

Macierz  $\mathbf{T}$  – macierz transformacji z sygnałów załączeń kluczy tranzystorowych na napięcia we współrzędnych  $\alpha$ - $\beta$ :

$$\mathbf{T} = \mathbf{T}_{\alpha\beta} \mathbf{T}_{ABC}, \quad (10)$$

gdzie poszczególne macierze transformacji:

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}, \quad (11)$$

oraz:

$$\mathbf{T}_{ABC} = \frac{u_{DC}}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}, \quad (12)$$

gdzie:  $u_{DC}$  – napięcie w obwodzie pośredniczącym prądu stałego.

Schemat blokowy struktury bezpośredniego sterowania momentem i strumieniem SI przedstawiony został na Rys.1. Do pracy układu sterowania SM-DTC niezbędna jest znajomość momentu elektromagnetycznego, składowych wektora strumienia (lub jego amplitudy i kąta położenia) wybranego do stabilizacji, wektora prądu stojana oraz napięcia w obwodzie pośredniczącym prądu stałego. Sygnały momentu oraz strumienia muszą być estymowane przez odpowiednio dobrany estymator.

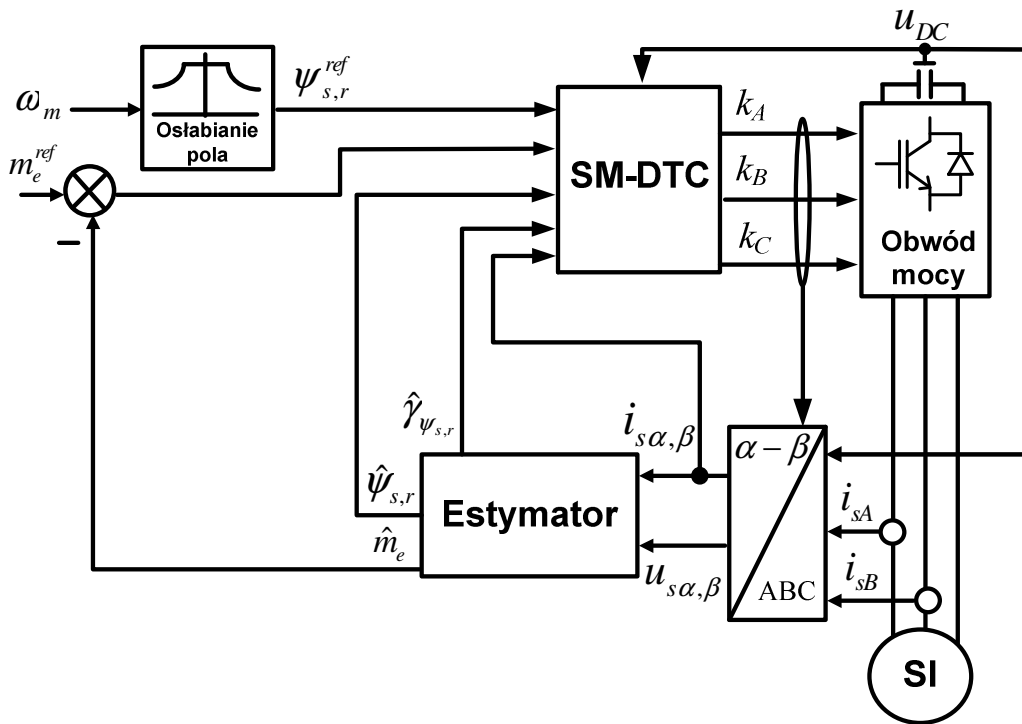
Wartości składowych wektora napięcia stojana, w większości przypadków niezbędne do realizacji algorytmu estymatora, mogą zostać wyznaczone na podstawie sygnałów załączeń kluczy tranzystorowych, wg zależności:

$$\mathbf{u}_s = \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} = \mathbf{T} \begin{bmatrix} k_A \\ k_B \\ k_C \end{bmatrix}, \quad (13)$$

W związku z ograniczeniem dostępnego napięcia zasilającego układ napędowy, konieczne jest zmniejszenie zadanej wartości amplitudy strumienia maszyny podczas pracy z prędkościami większymi od prędkości znamionowej. W tym celu zastosowany może zostać najprostszy mechanizm osłabiania pola, opisany następującą zależnością:

$$\psi_{s,r}^{ref} = \begin{cases} \psi_{s,rN} & \text{gdy } |\omega_m| \leq \omega_{mN} \\ \psi_{s,rN} \frac{\omega_{mN}}{|\omega_m|} & \text{gdy } |\omega_m| > \omega_{mN} \end{cases} \quad (14)$$

gdzie:  $\omega_m$  – prędkość kątowna silnika, indeks  $N$  oznacza wartość znamionową.



Rys. 1 Schemat blokowy bezpośredniego ślizgowego sterowania momentem SI

## 5.2. Bezpośrednie ślizgowe sterowanie prędkością i położeniem wału silnika indukcyjnego

Bezpośrednie sterowanie ślizgowe prędkością i położeniem projektuje się w sposób analogiczny do podanego powyżej, w przypadku sterowania momentem elektromagnetycznym. Prawo sterowania ślizgowego pozostaje niezmiennie, natomiast zmienia się pierwsza funkcja przełączająca:

$$s_1 = s_\omega = \dot{\omega}_m^{ref} - \omega_m - T_c \dot{\omega}_m, \quad (15)$$

gdzie:  $T_c$  – stała czasowa definiująca zadaną dynamikę.

Podobnie w przypadku sterowania pozycją wału silnika zmienia się pierwsza funkcja przełączająca:

$$s_1 = s_\theta = \theta_m^{ref} - \theta_m - T_\theta \dot{\theta}_m - T_c \ddot{\theta}_m, \quad (16)$$

gdzie:  $\theta_m$  – położenie wału,  $T_\theta, T_c = \text{const}$ .

Zadaniem studentów podczas laboratorium będzie odpowiednia modyfikacja otrzymanego modelu symulacyjnego bezpośredniego sterowania ślizgowego momentem elektromagnetycznym, w celu umożliwienia sterowania prędkością oraz położeniem wału silnika indukcyjnego.