

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

Laboratorium

**Sterowanie napędami elektrycznymi – zagadnienia wybrane**

Ćwiczenie

Badanie bezczujnikowego napędu indukcyjnego z wybranymi estymatorami strumienia i prędkości wirnika.

Wrocław 2013

## 1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest:

- opracowanie układu bezczujnikowego sterowania silnika indukcyjnego,
- analiza wrażliwości opracowanego estymatora i układu bezczujnikowego na błędne oszacowanie parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego,
- analiza możliwości estymacji prędkości kątowej w szerokim zakresie jej zmian,

## 2. Zakres ćwiczenia

- sprawdzenie stanu wiedzy studentów,
- opracowanie układu sterowania wektorowego DFOC i DTC-SVM i ich weryfikacja ,
- opracowanie estymatora strumienia stojana/wirnika oraz prędkości kątowej,
- analiza jakości estymacji niedostępnych zmiennych stanu silnika indukcyjnego przez opracowany estymator,
- analiza wrażliwości i jakości pracy przy zmiennych parametrach silnika indukcyjnego,

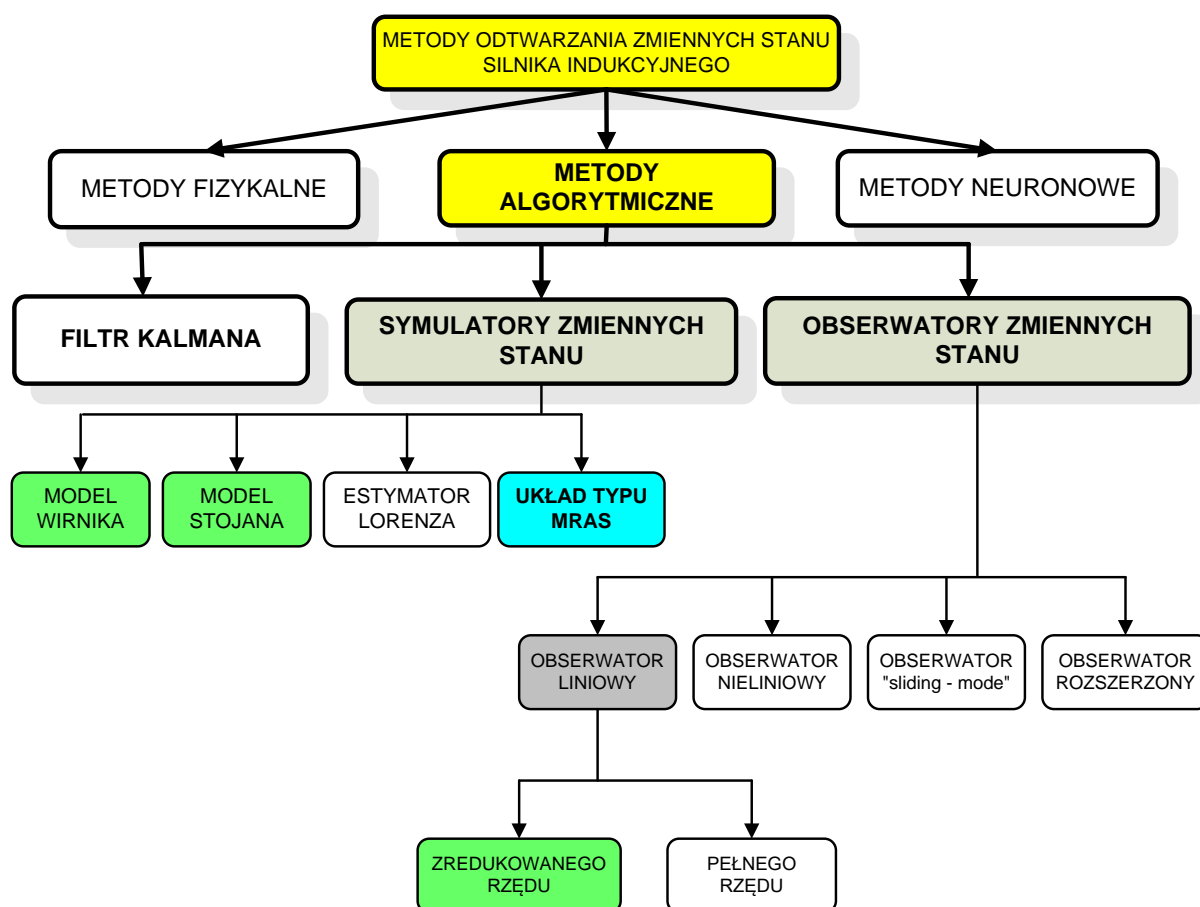
## 3. Literatura

- materiały z wykładu Podstawy Automatyki Napędu Elektrycznego
- materiały z wykładu Sterowanie napędami elektrycznymi – zagadnienia wybrane
- Tunia H., Kaźmierkowski M.P., Automatyka napędu przekształtnikowego, WNT, 1987, str.227-236
- NOWACKI Z., Modułacja szerokości impulsów MSI, PWN, Warszawa, 1991.
- VAS P., *Sensorless vector and direct torque control*, Oxford University Press, New York, 1998.
- ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Bezczujnikowe układy napędowe z silnikami indukcyjnymi*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław, 2003
- DYBKOWSKI M. ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Estymacja prędkości i wybranych parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego w bezczujnikowym układzie napędowym*, Przegląd Elektrotechniczny, 2012, R. 88, nr 4b, s. 64-69

## Opis teoretyczny

Sygnały sprzężeń zwrotnych niezbędne w strukturach wektorowego sterowania silnika indukcyjnego (SI), takie jak strumień i prędkość kątowna wirnika, można uzyskiwać zarówno na drodze pomiarowej jak też obliczeniowej. W związku z rosnącym zapotrzebowaniem na układy napędowe z silnikami indukcyjnymi oraz stale rosnącymi wymaganiami w stosunku do tych układów, w ostatnich latach zarysowała się tendencja do eliminacji czujników wielkości mechanicznych, ale też wielkości elektromagnetycznych, których pomiar jest utrudniony bądź też zwiększa koszt całego układu.

Napędy, w których pomiar wielkości mechanicznych i elektromagnetycznych został zastąpiony metodami obliczeniowymi nazywane są „sensorless” (metody bezczujnikowe). W miarę rozwoju technik estymacji i sterowania prezentowano różne podejścia do problemu odtwarzania zmiennych stanu silnika indukcyjnego. Podział metod odtwarzania zmiennych stanu został przedstawiony na Rys. 1.



Rys. 1. Podział metod odtwarzania zmiennych stanu silnika indukcyjnego

Zaprezentowany powyżej podział wyróżnia trzy podstawowe metody pozyskiwania informacji o zmiennych stanu silnika indukcyjnego:

1. Metody fizykalne, bazujące na zjawiskach fizycznych zachodzących w maszynie,
2. Metody algorytmiczne, wykorzystujące modele matematyczne silnika indukcyjnego i powiązania zaczerpnięte z teorii sterowania,
3. Metody neuronowe, opierające się na teorii sztucznych sieci neuronowych.

Metody fizykalne bazują na asymetrii magnetycznej maszyny. Możliwe jest wykorzystanie powiązania harmoniczných żłbkowych z strumieniem rozproszenia stojana, lub można wykorzystać fakt, że analiza spektralna harmoniczných prądu stojana niesie dużą informację o zjawiskach zachodzących w maszynie. Podstawową zaletą tych metod jest niezależność estymacji prędkości kątowej od zmienných parametrów silnika i bardzo dobra dokładność statyczna w zakresie wysokich prędkości; przy niskich prędkościach wyniki ulegają znacznemu pogorszeniu, przetwarzanie sygnałów jest bardzo złożone, ponadto konieczna jest ingerencja w wewnętrzną strukturę maszyny, dlatego też metody te nie znalazły szerokiego zastosowania w układach regulacji automatycznej.

Do najprostszých układów odtwarzających strumień wirnika i prędkość kątową wirnika, wykorzystujących metody algorytmiczne (oparte na modelu matematycznym silnika indukcyjnego), należą tzw. symulatory zmienných stanu. Są to układy realizujące model matematyczny silnika w technice analogowej lub cyfrowej i służące do symulacji przebiegów tych zmienných w czasie rzeczywistym. Pierwsze rozwiązania opisujące ten temat pojawiły się w latach 80. Symulatory takie stanowią układy o właściwościach dynamiczných takich samych jak obiekt. Mają one podstawową wadę – są tak samo wrażliwe na zmiany parametrów jak obiekty, których są modelami.

Symulatorami, które najczęściej są wykorzystywane w automatyce napędu elektrycznego są symulatory oparte na równaniach obwodu stojana, oraz na równaniach obwodu wirnika. Do metod tych zaliczyć można model napięciowy oraz model prądowy silnika indukcyjnego. Model napięciowy silnika indukcyjnego do wyznaczenia strumienia wirnika wykorzystuje wartość napięcia i prądu stojana, natomiast układ związany z obwodem wirnika wymaga dodatkowo informacji o aktualnej prędkości kątowej silnika, która coraz częściej wyliczana jest przy wykorzystaniu różnych estymatorów. Mimo prostej konstrukcji symulatorów zmienných stanu, układy takie nie znalazły szerokiego zastosowania w układach wektorowego sterowania silnika indukcyjnego ze względu na wspomnianą wrażliwość na

błędne oszacowanie parametrów silnika indukcyjnego. Najczęściej są one wykorzystywane w układach, w stosunku do których nie wymaga się dużej precyzji działania w szerokim zakresie zmian prędkości kątowej, oraz w układach z pomiarem prędkości kątowej.

Mocną pozycję wśród metod wykorzystywanych do estymacji zmiennych stanu mają metody oparte na sztucznych sieciach neuronowych. W zastosowaniach sieci neuronowych w układach napędowych z silnikiem indukcyjnym klatkowym ukazują się coraz więcej prac i publikacji dotyczących układów odtwarzających zmienne stanu, a w szczególności amplitudę i fazę wektora strumienia skojarzonego z uzwojeniem wirnika oraz prędkość kątową silnika indukcyjnego. Zastosowania te opierają się na podejściu związanym z modelowaniem lub identyfikacją układów dynamicznych przy wykorzystaniu sieci neuronowych. Rozwiązanie takie zapewnia małą wrażliwość estymatorów na błędną identyfikację parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego, jednakże implementacja tych algorytmów w układach rzeczywistych jest bardzo skomplikowana, a brak metod doboru warstw sieci jak i liczby neuronów w warstwach ukrytych powoduje, że sztuczne sieci neuronowe nadal nie są powszechnie stosowane jako estymatory strumienia i prędkości kątowej silnika indukcyjnego.

Dokładność odtwarzania strumienia wirnika można znacznie polepszyć, wprowadzając do modelu obwodów elektromagnetycznych silnika sprzężenie zwrotne o odpowiednio dobranych współczynnikach wzmocnienia, czyli stosując tzw. obserwatory zmiennych stanu bazujące na teorii sterowania. Obserwatorem stanu systemu dynamicznego - obiektu nazywa się inny system, który na podstawie sygnałów wejściowych i wyjściowych wyznacza na bieżąco estymatę wektora stanu obiektu.

## **Modele matematyczne wybranych estymatorów zmiennych stanu silnika indukcyjnego**

### **Model symulatora opartego na modelu obwodu stojana**

Przy wykorzystaniu modelu matematycznego silnika indukcyjnego równanie obwodu stojana można przedstawić w następującej postaci, w jednostkach względnych:

$$\frac{d}{dt} \Psi_r^u = \frac{x_r}{x_m} \left( \mathbf{u}_s - r_s \mathbf{i}_s - \sigma x_s T_N \frac{d}{dt} \mathbf{i}_s \right) \frac{1}{T_N} \quad (1.1)$$

Z powyższego równania, po zapisaniu go w prostokątnym układzie współrzędnych stacjonarnych ( $\alpha$ - $\beta$ ), otrzymuje się tzw. model napięciowy strumienia wirnika silnika indukcyjnego, który można przedstawić za pomocą równań:

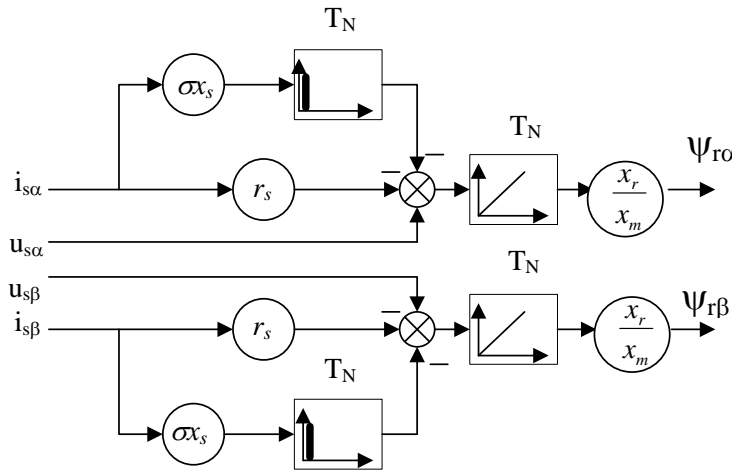
$$\psi_{r\alpha}^u = \frac{x_r}{x_m T_N} \int \left( u_{s\alpha} - r_s i_{s\alpha} - \sigma x_s T_N \frac{di_{s\alpha}}{dt} \right) dt$$

$$\psi_{r\beta}^u = \frac{x_r}{x_m T_N} \int \left( u_{s\beta} - r_s i_{s\beta} - \sigma x_s T_N \frac{di_{s\beta}}{dt} \right) dt$$
(1.2)

gdzie:

$$\sigma = 1 - \frac{x_m^2}{x_s x_r}$$

Sygnałami wejściowymi tego modelu są składowe wektora napięcia stojana oraz składowe wektora prądu stojana silnika indukcyjnego. Na podstawie równania (1.2) można zbudować schemat blokowy modelu napięciowego strumienia wirnika maszyny indukcyjnej, przedstawiony na Rys. 2.



Rys. 2. Schemat blokowy modelu napięciowego strumienia wirnika SI w układzie  $(\alpha-\beta)$

Model napięciowy charakteryzuje się bardzo dużą wrażliwością na błędną identyfikację lub zmianę rezystancji oraz reaktancji stojana. Zmiana tych parametrów o kilka procent powoduje błędne odtwarzanie strumienia wirnika, co w dużym stopniu przekłada się na złą pracę układu napędowego. W zakresie niskich częstotliwości pojawiają się także problemy z jakością estymowanych sygnałów. Związane jest to z małą wartością indukowanego napięcia, kiedy spadek napięcia na rezystancji stojana jest porównywalny z wartością napięcia zasilającego uzwojenia stojana.

## Model symulatora opartego na modelu obwodu wirnika

W układach, w których nie wymaga się estymowania prędkości kątowej, a wielkością niezbędną w układzie sterowania jest tylko strumień wirnika, jako estymator tej wielkości stosuje się często tzw. model prądowy strumienia wirnika.

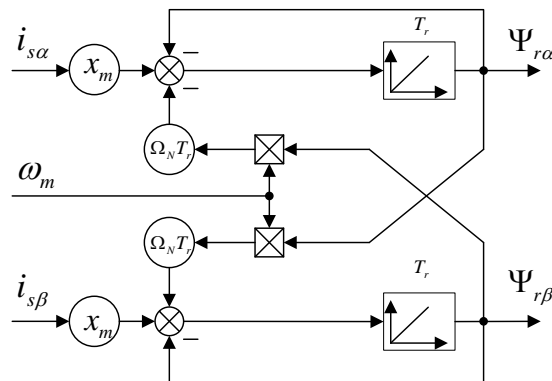
Po odpowiednich przekształceniach równań opisujących model silnika indukcyjnego, równanie opisujące ten model można zapisać w postaci:

$$\frac{d}{dt} \Psi_r^i = \left[ \frac{r_r}{x_r} (x_m \mathbf{i}_s - \Psi_r^i) + j\omega_m \Psi_r^i \right] \frac{1}{T_N} \quad (1.3)$$

Po zapisaniu powyższego równania w prostokątnym układzie współrzędnych stacjonarnych ( $\alpha$ - $\beta$ ), otrzymuje się model prądowy strumienia wirnika silnika indukcyjnego, w następującej postaci:

$$\begin{aligned} \psi_{r\alpha}^i &= \frac{1}{T_N} \int \left( \frac{r_r}{x_r} (x_m i_{s\alpha} - \psi_{r\alpha}^i) - \omega_m \psi_{r\beta}^i \right) dt \\ \psi_{r\beta}^i &= \frac{1}{T_N} \int \left( \frac{r_r}{x_r} (x_m i_{s\beta} - \psi_{r\beta}^i) + \omega_m \psi_{r\alpha}^i \right) dt \end{aligned} \quad (1.4)$$

Na podstawie równań (3.4), otrzymuje się schemat z Rys. 3:



Rys. 3. Schemat blokowy modelu prądowego strumienia wirnika SI w układzie ( $\alpha$ - $\beta$ )

Sygnalami wejściowymi modelu prądowego są składowe wektora prądu stojana oraz prędkość kątowa wirnika. Model prądowy w sposób szczególny jest wrażliwy na błędną identyfikację parametrów związanych z uzwojeniem wirnika, dlatego też należy go stosować w napędach, w których wielkości te oszacowane są z niewielkim błędem. Ze względu na prostą konstrukcję oraz zależność od prędkości kątowej znalazł on szerokie zastosowanie w adaptacyjnych estymatorach strumienia i prędkości kątowej wirnika.

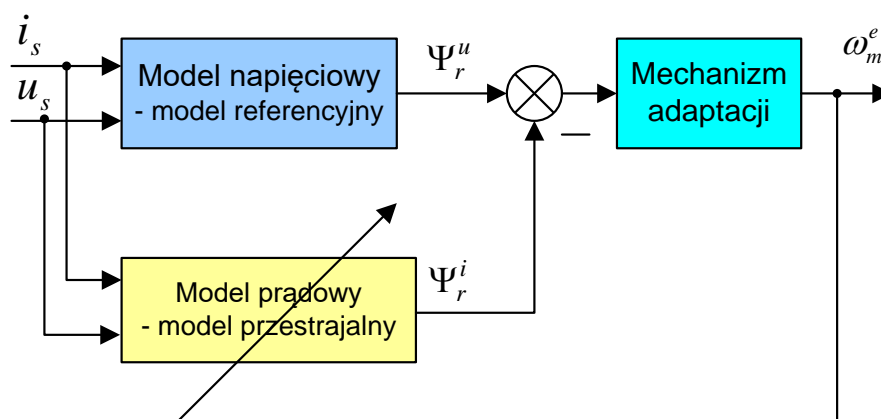
## Idea estymatora prędkości typu MRAS

Szczególną pozycję wśród różnych metod estymacji prędkości kątowej zajmują adaptacyjne estymatory prędkości kątowej. Odtwarzają one zarówno strumień jak i prędkość kątową wirnika. Podstawową zaletą adaptacyjnych metod estymacji zmiennych stanu jest ich prosta konstrukcja i niskie wymagania co do wykorzystywanego procesora sygnałowego, a redukcja kosztów polegająca na eliminacji czujnika prędkości, okablowania i zmniejszenia gabarytów maszyny jest znacząca, w szczególności w urządzeniach masowej produkcji.

W dalszej części pracy omówione zostaną adaptacyjne układy estymacji strumienia i prędkości kątowej wirnika.

Estymator prędkości typu MRAS (Model Reference Adaptive System) w postaci klasycznej znanej z literatury składa się z dwóch podukładów współpracujących wzajemnie ze sobą. Jednym z nich jest model napięciowy strumienia wirnika silnika indukcyjnego opisany równaniem (1.2), który stanowi podukład odniesienia, natomiast podukładem przestrajalnym jest model prądowy strumienia wirnika opisany równaniem (1.4). Sygnały z tych symulatorów strumienia doprowadzane są do bloku adaptacji, na wyjściu którego otrzymywana jest prędkość kątowa, przestrajająca model prądowy.

Schemat ideowy takiego estymatora przedstawiono na Rys. 4.



Rys. 4. Odtwarzanie prędkości w układzie z modelem odniesienia (MRAS)

Otrzymywana w ten sposób wartość prędkości kątowej silnika wykorzystywana jest w układzie sterowania wektorowego. Wartość prędkości, która w równaniach modelu strumienia wirnika stanowi nieznaną parametr, jest dostrajana na podstawie błędu pomiędzy dwoma modelami. Metoda ta jest w mniejszym stopniu wrażliwa na zmiany parametrów



silnika niż metoda wyznaczania prędkości ze statycznych zależności na poślizg i pulsację strumienia wirnika.

Prędkość kątowna może być odtworzona na wyjściu regulatora PI sterowanego różnicą składowych wektorów strumieni wirnika odtwarzanych za pomocą modeli strumienia napięciowego i prądowego.

$$\omega_m^e = K_p (\Psi_{r\alpha}^i \cdot \Psi_{r\beta}^u - \Psi_{r\alpha}^u \cdot \Psi_{r\beta}^i) + K_I \int (\Psi_{r\alpha}^i \cdot \Psi_{r\beta}^u - \Psi_{r\alpha}^u \cdot \Psi_{r\beta}^i) dt \quad (1.5)$$

Jedną z podstawowych wad estymatora MRAS w postaci klasycznej jest brak jasnych reguł strojenia regulatora PI znajdującego się w podukładzie adaptacji prędkości (Rys. 4). Poza tym nastawy klasycznego regulatora powinny ulegać automatycznym zmianom wraz ze zmianami parametrów schematu zastępczego silnika w czasie rzeczywistym.

### Metody wykorzystujące zależność na pulsację poślizgu silnika indukcyjnego

Mechanizm wyznaczania prędkości kątowej w napędach bezczujnikowych, oraz w napędach bezpiecznych powinien gwarantować stabilną pracę estymatora w całym zakresie zmian parametrów układu. Powinien być stosunkowo prosty w realizacji praktycznej i jednocześnie dawać szerokie możliwości do ewentualnych kompensacji zakłóceń wpływających na pracę układu. Jednym z powszechnie znanych i stosowanych w praktyce algorytmów do wyznaczania prędkości kątowej jest mechanizm wykorzystujący wyznaczone składowe wektora strumienia wirnika.

Prędkość kątowna przy wykorzystaniu tej metody wyliczana jest z zależności:

$$\begin{aligned} \omega_m^e &= \omega_{syn}^e - \hat{\omega}_r^e \\ \omega_r^e &= \frac{T_N x_M}{T_r} \frac{\Psi_{r\alpha}^e i_{s\beta}^e - \Psi_{r\beta}^e i_{s\alpha}^e}{|\Psi_r^e|^2} \\ \omega_{syn}^e &= T_N \frac{\Psi_{r\alpha}^e \frac{d}{dt} \Psi_{r\beta}^e - \Psi_{r\beta}^e \frac{d}{dt} \Psi_{r\alpha}^e}{|\Psi_r^e|^2} \end{aligned} \quad (1.6)$$

Mechanizm wyznaczania prędkości kątowej z równań opisanych zależnościami (1.6) charakteryzuje się wrażliwością na zmiany reaktancji magnesującej oraz rezystancji wirnika. Ponadto prędkość estymowana w ten sposób musi być filtrowana, aby mogła być wykorzystana w zamkniętym układzie regulacji.

Po zastosowaniu filtracji sygnał prędkości nadaje się do wykorzystania w strukturach bezczujnikowych. Posiada jednak stosunkowo duże przesunięcie fazowe oraz oscylacje i przeregulowania wynikające z metody filtracji sygnału wyjściowego.

Możliwe jest przeprowadzanie filtracji na trzy sposoby:

- filtrowaniu tylko sygnałów wejściowych mechanizmu obliczania prędkości (prądów i strumieni);
- filtrowaniu tylko pochodnych sygnałów strumienia wirnika;
- filtrowaniu sygnału wyjściowego – prędkości;

Opracował:

Dr inż. Mateusz Dybkowski