



Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów  
Elektrycznych  
Politechniki Wrocławskiej



**ZAKŁAD NAPĘDÓW ELEKTRYCZNYCH**

## LABORATORIUM Z AUTOMATYKI NAPĘDU ELEKTRYCZNEGO

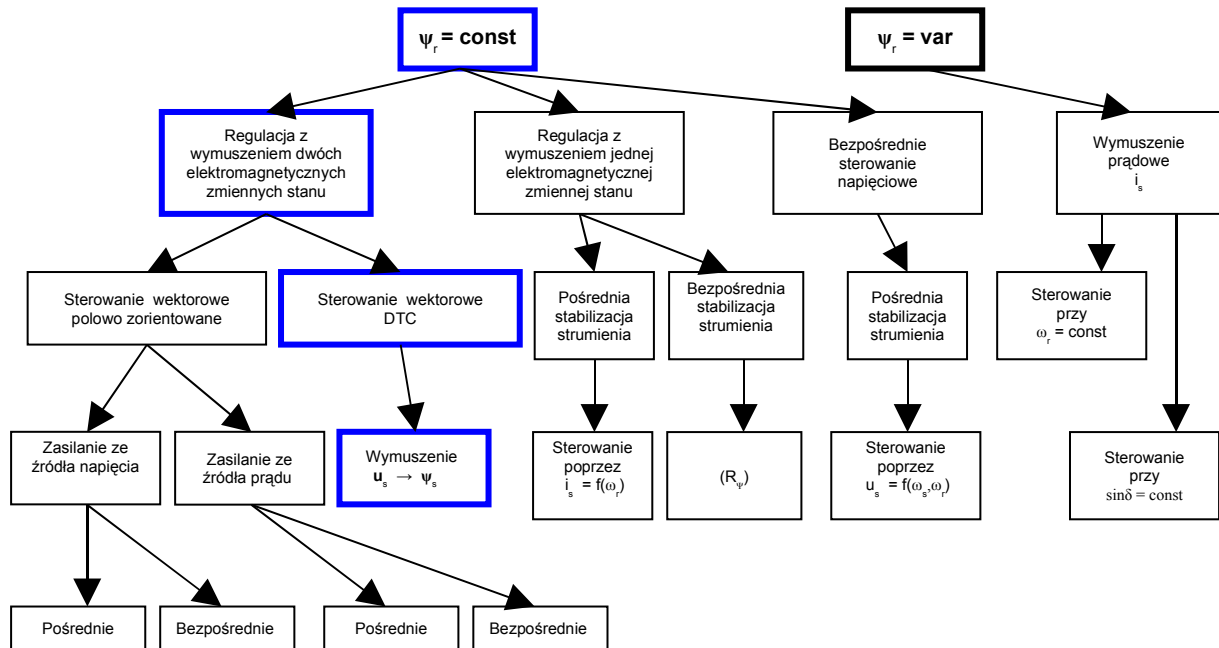
### **Bezpośrednie sterowanie momentem silnika indukcyjnego**

Wrocław 2007

# 1. Metoda DTC – Bezpośrednie Sterowanie Momentem

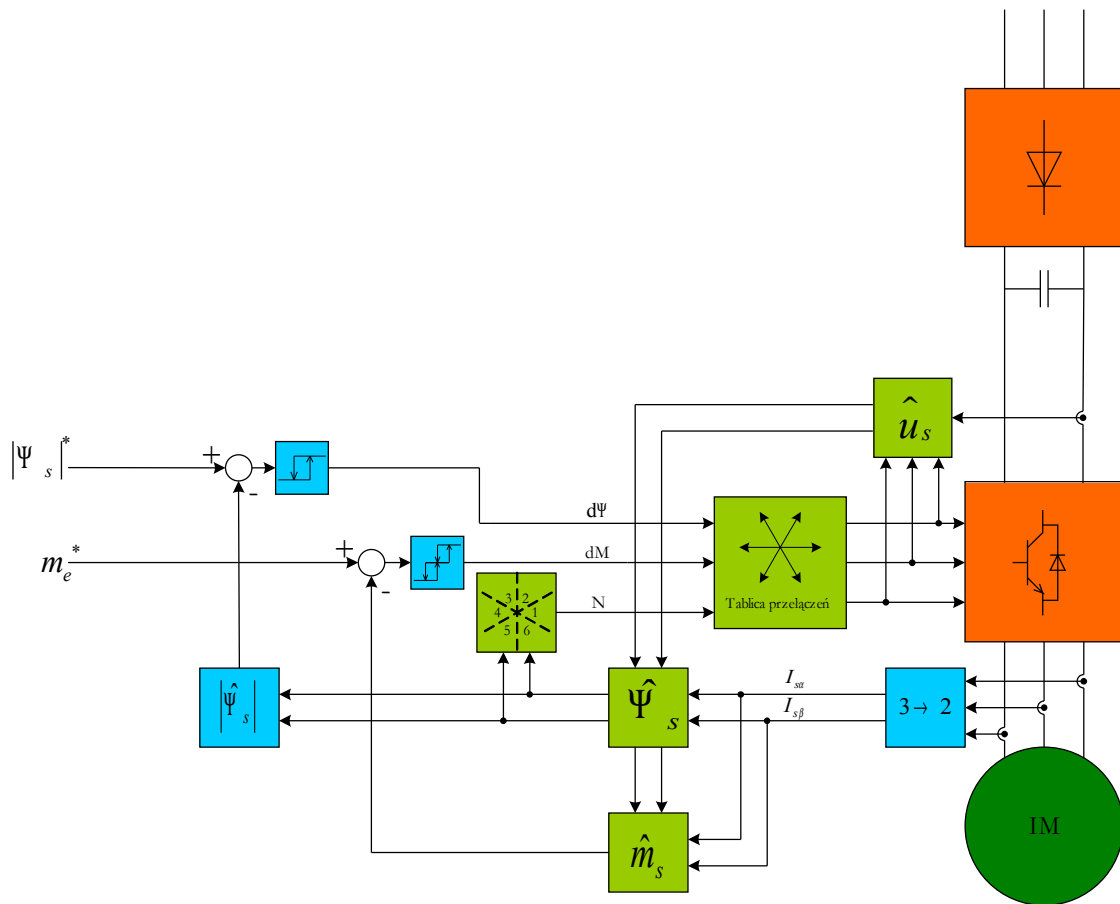
## 1.1. Wstęp

Metoda DTC jest jedną z odmian sterowania wektorowego jej umiejscowienie wśród innych metod sterowania wektorowego prezentuje rysunek 2.1.



Rys. 1.1 Podział struktur sterowania

Metoda DTC (Direct Torque Control) została zaproponowana w 1986 roku przez Takahaski'ego i Noguchi'ego [1]. Schemat blokowy na rysunku 2.2. Metoda ta zakłada sterowanie momentem oraz strumieniem skojarzonym stojana silnika w sposób bezpośredni a nie za pomocą kontroli prądu stojana. Efekt ten uzyskać można poprzez bezpośrednie sterowanie kluczami falownika na podstawie wyjść komparatorów histerezowych momentu elektromagnetycznego, strumienia skojarzonego stojana silnika oraz detekcji aktualnego położenia wektora przestrzennego strumienia skojarzonego stojana. Stany komparatorów oraz położenie wektora strumienia są podstawą do wyboru odpowiednich stanów kluczy z predefiniowanej tablicy przełączeń optymalnych. Taka metoda sterowania zapewnia uzyskanie odprężenia oraz linearyzację torów sterowania (dzięki nieliniowej transformacji współrzędnych) co z kolei zapewnia bardzo dobre własności układu sterowania. W procesie sterowania nie jest też niezbędny pomiar położenia wału silnika, co jest jedną z podstawowych zalet tej metody. Prosta struktura oraz stosunkowo mała liczba wykonywanych obliczeń nie wymaga dużych mocy obliczeniowych. W 1988 roku Depenbrock zaproponował podobną metodę sterowania DSC (Direct Self Control) [2].



Rys. 1.2 Schemat blokowy układu sterowania DTC

## 1.2. Opis metody

Kluczowym elementem metody DTC jest estymacja wektora strumienia skojarzonego stojana silnika. W celu wyestymowania wektora strumienia stojana należy znać wartość wektora napięcia stojana. Wektor napięcia stojana może zostać wyliczony na podstawie napięć zmierzonych na wyjściu falownika lub estymowany na podstawie stanu kluczy falownika według wzoru:

$$\mathbf{u}_s(sA, sB, sC) = \frac{2}{3} U_{DC} (sA + sB e^{\frac{j2\pi}{3}} + sC e^{\frac{j4\pi}{3}}) \quad (2.1)$$

gdzie:

- $\mathbf{u}_s$  - wektor przestrzenny napięcia stojana w układzie  $\alpha$ - $\beta$
- $U_{DC}$  - napięcie w obwodzie pośrednim falownika.
- $sA, sB, sC$  - stan kluczy

Znając ocenę wartości wektora napięcia stojana oraz dysponując pomiarem wartości wektora prądu wyjściowego falownika można korzystając z zależności:

$$\frac{d\mathbf{\Psi}_s}{dt} = \mathbf{u}_s - R_s \mathbf{i}_s \quad (2.2)$$

całkując powyższe równanie estymować wartość wektora strumienia stojana:

$$\Psi_s = \frac{1}{T_n} \int_0^t (\mathbf{u}_s - R_s \mathbf{i}_s) dt \quad (2.3)$$

gdzie:

$\Psi_s$  - strumień skojarzony stojana

$R_s$  - ocena wartości rezystancji uzwojeń stojana

$\mathbf{i}_s$  - pomiar wartości wektora prądu (na wyjściu falownika) i reprezentowany w postaci wektora przestrzennego w układzie  $\alpha$ - $\beta$

Należy zwrócić uwagę na wrażliwość estymatora na wartość oceny rezystancji uzwojeń. W czasie pracy silnika wartość ta zmienia się w granicach  $\pm 20\%$ . W przypadku małych prędkości obrotowych wartość napięcia  $u_s$  jest mała w porównaniu z drugim składnikiem podcałkowym, więc popełniany jest duży błąd oceny strumienia skojarzonego stojana. Dodatkowo przy konstrukcji estymatora należy uwzględnić pracę w dyskretnych przedziałach czasowych.

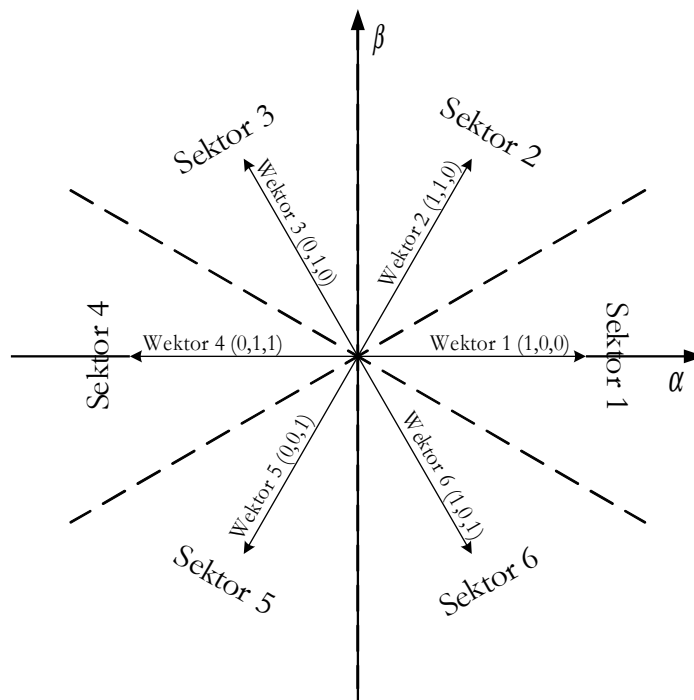
Do oceny momentu elektromagnetycznego silnika proponowany jest estymator postaci:

$$m_e = \frac{3}{2} p \Psi_s \times \mathbf{i}_s \quad (2.4)$$

gdzie:

$p$  – liczba par biegunów silnika

Na podstawie oceny wektora przestrzennego strumienia dokonywana jest detekcja jego położenia w jednym z sześciu sektorów.

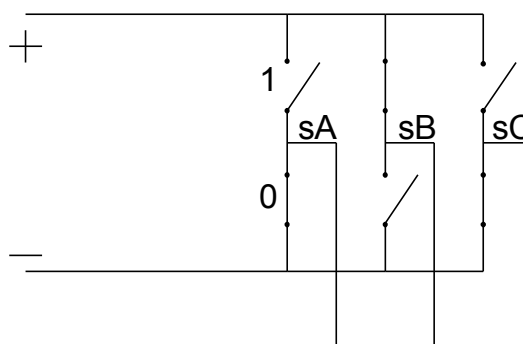


Rys. 1.3 Podział płaszczyzny  $\alpha$ - $\beta$  na sektory

Wspomniany wcześniej wektor napięcia stajania może przyjmować sześć nie zerowych stanów oraz dwa zerowe.

Tabela 1.1 Tablica wektorów

N	(sA,sB,sC)
0	(0,0,0)
1	(1,0,0)
2	(1,1,0)
3	(0,1,0)
4	(0,1,1)
5	(0,0,1)
6	(1,0,1)
7	(1,1,1)



Rys. 1.4 Przykładowe ustawienie kluczy

Przedstawiając schematycznie falownik w postaci trzech par kluczy jak na rysunku 4, można powiedzieć, że para jest w stanie „0”, gdy włączony jest dolny klucz, oraz „1” gdy włączony jest górny (na rysunku 4 schematycznym przedstawiono stan 3 (0,1,0) zaczerpnięty z tabeli 2.1).

W obrębie jednego sektora możliwe jest uzyskanie czterech stanów aktywnych oraz obu stanów zerowych.

Tabela 1.2 Tablica przełączeń optymalnych

dΨ,dM,N		N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
dΨ=1	dM=1	2	3	4	5	6	1
	dM=0	7	0	7	0	7	0
	dM=-1	6	1	2	3	4	5
dΨ=0	dM=1	3	4	5	6	1	2
	dM=0	0	7	0	7	0	7
	dM=-1	5	6	1	2	3	4

Tabela „przełączeń optymalnych” (tabela 2.2) jest jednym z kluczowych elementów metody DTC. Jest ona predefiniowaną tablicą zawierającą sygnały sterujące kluczami falownika. Numery w tabeli odpowiadają wektorom napięcia (stany kluczy falownika – (sA,sB,sC) z tabeli 2.1).

Oznaczenia w tabeli:

dΨ – wyjście komparatora strumienia

dM – wyjście komparatora momentu

N – numer sektora, w którym aktualnie znajduje się strumień stojana

Sygnały sterujące umożliwiające wybór odpowiedniego wektora z tabeli uzyskiwane są poprzez obliczenie różnicy między wartością zadaną a oceną wartości rzeczywistej. Tak uzyskany uchyb kierowany jest na komparatory odpowiednio dwustawny strumienia i trójstawny momentu.

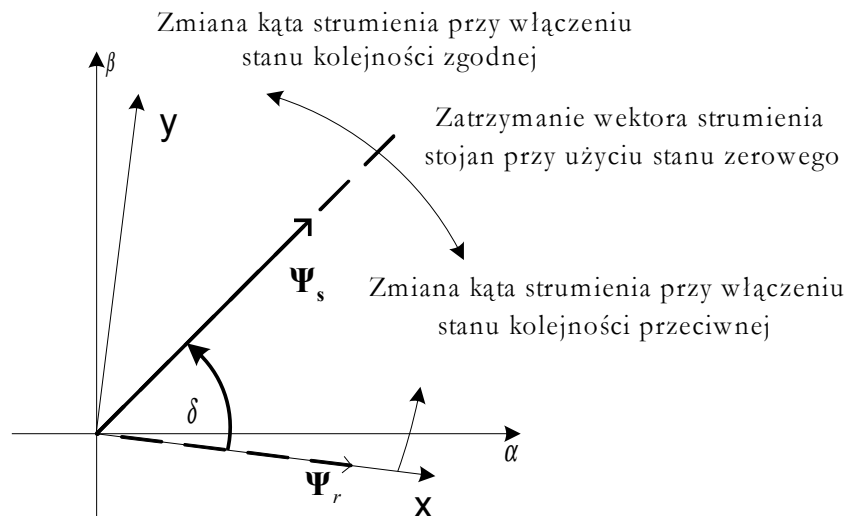
Komparator histerezowy strumienia zwraca „0” w przypadku, gdy aktualna amplitudy strumienia skojarzonego stojana ma wartość poniżej zadanej oraz poza strefą histerezy, oraz „1” gdy aktualna wartość jest większa od zadanej i przekracza strefę histerezy.

Komparator histerezowy momentu zwraca „-1” gdy wartość momentu aktualnego znajduje się poniżej dolnej wartości zadanej, 1 gdy jego wartość znajduje się powyżej górnej wartości zadanej komparatora oraz poza strefą histerezy, oraz 0 gdy jego wartość aktualna znajduje się pomiędzy wartością dolną a górną i poza ich strefami histerezy.

Sygnal odpowiadający detekcji sektora uzyskiwany jest poprzez obliczenie kąta pomiędzy wektorem przestrzennym strumienia skojarzonego stojana a osią  $\alpha$  układu  $\alpha$ - $\beta$  (osią rzeczywistą płaszczyzny zespolonej) i porównanie go z zakresami kątów poszczególnych stref.

Tak uzyskane sygnały sterujące pozwalają wybrać odpowiedni wektor z tabeli przełączeń.

Ważnym dla zrozumienia metody DTC jest zastanowienie się jak wpływa na ruch strumienia skojarzonego stojana włączenie poszczególnych sekwencji stanów kluczy falownika. Przy założeniu stałego ruchu wektora strumienia stojana do przodu można powiedzieć, iż włączanie stanów aktywnych zgodnych, co do kierunku ruchu wektora strumienia skojarzonego wirnika powoduje „przyspieszanie” wektora strumienia skojarzonego stojana (zwiększenie kąta  $\delta$ ) a co za tym idzie zwiększenie momentu elektrycznego silnika – co przedstawia rysunek 2.5.



Rys. 1.5 Sposób kontroli wartości kąta  $\delta$

W przypadku włączenia stanu aktywnego nie zgodnego z kierunkiem ruchu wektora strumienia skojarzonego wirnika następuje gwałtowne zmniejszenie kąta między wektorami a co za tym idzie zmniejszenie momentu elektrycznego.

Włączanie stanów zerowych powoduje zatrzymanie wektora strumienia skojarzonego stojana, co przy założeniu ruchu wektora wirnika do przodu powoduje zmniejszenia momentu elektrycznego.

Sytuacje powyżej wymienione ilustruje rysunek 2.5.

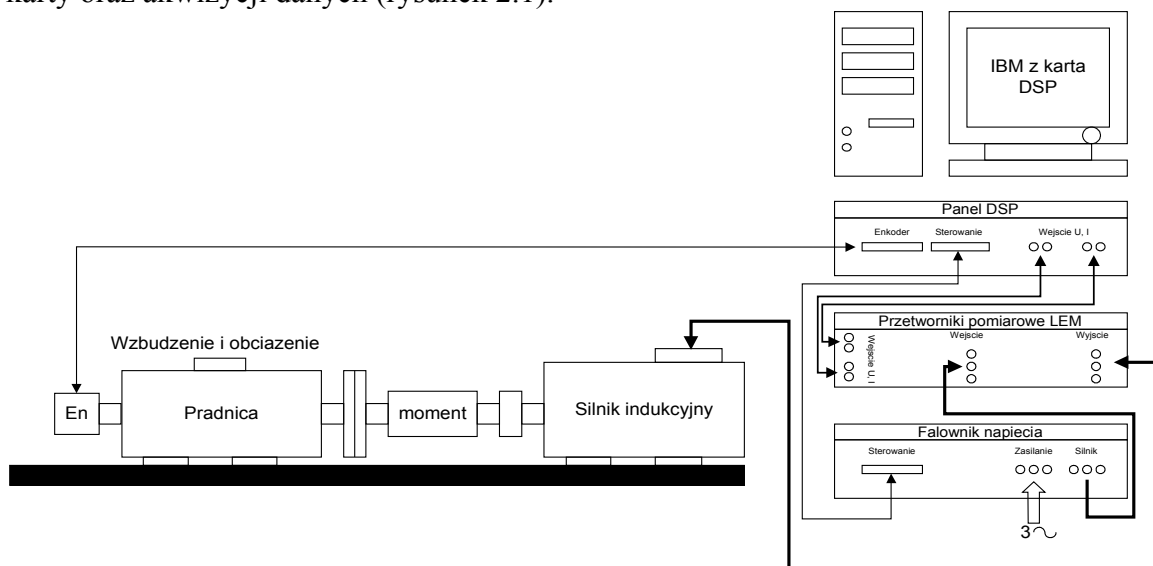
Stosując odpowiednią sekwencje wektorów można zwiększać, zmniejszać lub zmienić zwrot momentu elektrycznego.

Kontrola momentu a co za tym idzie kąta  $\delta$  dokonywana jest za pomocą komparatora momentu. Ustawiając odpowiednio strefę histerezy oraz sterując odpowiednio wartością zadaną momentu elektrycznego możemy kontrolować ruch obrotowy silnika elektrycznego.

W przypadku komparatora strumienia ma się do czynienia z sytuacją stabilizacji amplitudy strumienia skojarzonego stojana. Przebieg amplitudy strumienia będzie typowy dla komparatora dwustawnego – oscylacyjny wokół wartości zadanej. Przy odpowiednio dobranej szerokości strefy histerezy wahania nie będą negatywnie wpływać na stabilną pracę całego układu. Należy przy tym pamiętać, iż ustawienie zbyt małej strefy histerezy spowoduje znaczne zwiększenie liczby przełączeń kluczy falownika, dobranie za szerokiej spowoduje duże wahania strumienia a co za tym idzie i momentu elektrycznego.

## 2. Opis stanowiska laboratoryjnego

Stanowisko laboratoryjne umożliwia dokonywanie badań zarówno układu otwartego jak i układu zamkniętego sterowania silnika indukcyjnego klatkowego. Stanowisko to składa się z komputera z procesorem sygnałowym sprzężonym z urządzeniami pomiarowymi i sterowania, który za pomocą oprogramowania jest w stanie sterować pracą silnika oraz mierzyć wybrane wielkości elektryczne i nieelektryczne. Komputer zawiera kartę procesora sygnałowego DS1103 wraz z oprogramowaniem przeznaczonym do nadzorowania pracy karty oraz akwizycji danych (rysunek 2.1).



Rys.2.1 Schemat ideowy struktury stanowiska laboratoryjnego

Obiektem badań był silnik indukcyjny sprzężony z prądnicą prądu stałego pracującą w charakterze obciążenia. Z wałem prądnicy sprzężony jest enkoder umożliwiający pomiar prędkości kątowej silnika.

Sygnały prądowe oraz napięciowe mierzone były za pomocą przetworników hallotronowych firmy LEM LA25 i LV 25 skalujących sygnały tak, aby były akceptowalne przez kartę procesora. Sygnały te były doprowadzone do karty przy wykorzystaniu wejść analogowych, wyjścia cyfrowe z kolei posłużyły do sterowania falownikiem.

### Parametry badanego silnika:

- silnik obrabiarkowy firmy SIEMENS typ 1PH6 101 4NF46
- moc znamionowa  $P_n = 3,7 / 4,5 / 4,6$   
dla S1 / S6-60 / S6-40

prędkość znamionowa	$n_n$	= 1400 obr/min
prąd znamionowy	$I_n$	= 13 / 15 / 17,5 A
moment znamionowy	$M_n$	= 24 Nm
moment bezwładności	$J$	= 0,02 Nm

Parametry schematu zastępczego:

rezystancja uzwojenia stojana	$r_s$	= 0,79 $\Omega$
rezystancja uzwojenia wirnika	$r_r$	= 0,81 $\Omega$
reaktancja rozproszenia uzwojenia stojana	$x_{\delta_s}$	= 0,57 $\Omega$
reaktancja rozproszenia uzwojenia wirnika	$x_{\delta_r}$	= 0,57 $\Omega$
reaktancja magnesująca	$x_M$	= 14,5 $\Omega$
Optymalne nastawy regulatorów		

### 3. Program ćwiczenia

Celem ćwiczenia laboratoryjnego jest zapoznanie się z właściwościami dynamicznymi układu napędowego z SI sterowanego metodą DTC, realizowanym w układzie jaki omówiono w instrukcji.

Ćwiczenie składa się z dwóch części – 1 podczas, której wykonywane będą badania symulacyjne układu sterowania silnika indukcyjnego, oraz 2 w czasie, której wykonane zostaną badania na układzie rzeczywistym.

Badania symulacyjne wykonać należy w programach symulacyjnych DTC, uruchomionych na stanowiskach laboratoryjnych.

Po zapoznaniu się z obsługą programu, należy wykonać symulacje dla zadanych trajektorii prędkości SI i zadanych cykli obciążenia silnika, podanych przez prowadzącego ćwiczenie.

W sprawozdaniu należy umieścić schemat blokowy badanego układu, warunki wykonywania poszczególnych symulacji, wyniki badań zawierające przebiegi dynamiczne poszczególnych zmiennych układu regulacji prędkości SI oraz wnioski z analizy tych wyników.

#### Część 1

1. Zapoznanie się z zasadami sterowania metodą DTC
2. Zapoznanie się z oprogramowaniem do symulacji układu sterowania SI metodą DTC.
3. Wykonanie badań symulacyjnych układu sterowania SI metodą DTC dla różnych wartości zadanych prędkości, momentu obciążenia i nastaw regulatorów.

#### Część 2

1. Zapoznanie się ze strukturą stanowiska laboratoryjnego do badania napędu układu sterowania SI metodą DTC.
2. Zapoznanie się z oprogramowaniem sterującym ControlDesk
3. Wykonanie badań układu wektorowego układu sterowania SI metodą DTC dla pracy w różnych strukturach sterowania (z obserwatorem pełnego i zredukowanego rzędu).

#### Pytania kontrolne



1. Omówić zasadę sterowania SI metodą DTC.
2. Model matematyczny silnika indukcyjnego.

### **Literatura podstawowa**

- [1] Takahashi I., Noguchi T., A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor, IEEE Trans. Ind Appl, Vol. IA-22, No.5, pp.820-827, September 1986.
- [2] Depenbrock M., Direct Self-Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine, IEEE Trans. Ind Electron, vol.3; No.4, pp.420-427, 1988.
- [3] Orłowska-Kowalska T., Bezczujnikowe układy napędowe z silnikami indukcyjnymi, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Seria Wydawnicza Komitetu Elektrotechniki PAN Postępy Napędu Elektrycznego i Energoelektroniki T. 48, Wrocław 2003
- [4] Tunia H., Kaźmierkowski M., Automatyka napędu przekształtnikowego, PWN, Warszawa 1987.
- [5] Tunia H., Kaźmierkowski M., Automatic Control of Converter-Fed Drives, ELSEVIER, Amsterdam-London-New York-Tokyo 1994. PWN, Warszawa 1994.
- [6] Tunia H., Winiarski B., Energoelektronika, WNT, Warszawa 1994.

### **Literatura uzupełniająca**

- [1] Vas P., Sensorless Vector Control and Direct Torque Control, Oxford University Press, 1998.
- [2] Luukko J., Direct torque control of permanent synchronous machines - analysis and implementation, Acta Universitatis Lappeenrantaensis 97, Diss. Lappeenranta University of Technology, Lappeenranta 2000.
- [3] [www.dspaceinc.com](http://www.dspaceinc.com)
- [4] [www.mathworks.com](http://www.mathworks.com)

