

**Akademia Morska w Gdyni**  
**Wydział Elektryczny**  
**Katedra Automatyki Okrętowej**

Nr ewidencyjny .....  
Data złożenia pracy 04.12.2015  
Nr albumu 26284

## **PRACA DYPLOMOWA**

### **MAGISTERSKA**



Dyplomant:	<b>inż. Mateusz Tocha</b>
------------	---------------------------

Specjalność:	Elektroautomatyka
--------------	-------------------

Promotor:	dr inż. A.Kasprowicz	Ocena:
-----------	----------------------	--------

Recenzent:	Prof. dr inż. R.Strzelecki	Ocena:
------------	----------------------------	--------

Egzamin dyplomowy:	Data:	Ocena:
--------------------	-------	--------

#### **Temat:**

*„Układ napędowy prądu przemiennego z silnikiem PMSM i sterowaniem wektorowym w układzie synchronicznym polowo zorientowanym”*

Recenzent ..... Promotor: ..... Dziekan.....

Dyplomant: .....

**Gdynia 2015**

Tocha Mateusz.  
Imię i nazwisko

Gdynia, dnia 04.12.2015r.

## OŚWIADCZENIE

Świadomy odpowiedzialności prawnej oświadczam, że złożona praca magisterska pt.: „*Układ napędowy prądu przemiennego z silnikiem PMSM i sterowaniem wektorowym w układzie synchronicznym polowo zorientowanym*”

została napisana przeze mnie samodzielnie.

Równocześnie oświadczam, że w pracy wykorzystano tylko cytowaną literaturę a więc praca nie narusza praw autorskich w rozumieniu ustawy z dnia 4 lutego 1994 roku o prawie autorskim i prawach pokrewnych (Dz. U. 1994, nr 24, poz. 83) oraz dóbr osobistych chronionych prawem cywilnym.

Ponadto praca nie zawiera informacji i danych uzyskanych w sposób nielegalny i nie była wcześniej przedmiotem innych procedur urzędowych związanych z uzyskaniem dyplomów lub tytułów zawodowych uczelni wyższej.

Oświadczam ponadto, że niniejsza wersja pracy jest identyczna z załączoną wersją elektroniczną na płycie CD.

Na podstawie art. 75 §2 kodeksu postępowania administracyjnego wnioszę o odebranie tego oświadczenia jako dowodu prawdziwości okoliczności w nim podatnych, przy czym jestem świadomy odpowiedzialności karnej z art. 233 §1 i §6 k.k. za złożenie fałszywego oświadczenia.

.....  
podpis

\*niepotrzebne skreślić

## **Spis treści**

1	Wstęp .....	5
1.1	Cel Pracy .....	5
1.2	Sposób Realizacji .....	6
1.3	Zawartość pracy.....	6
2	Maszyna PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motor) .....	7
2.1	Maszyna PMSM i jej odmiany: .....	7
2.2	Model maszyny synchronicznej z magnesami trwałymi .....	9
2.2.1	Równania obwodu stojana .....	10
2.2.2	Równanie momentu elektromagnetycznego .....	12
2.3	Strategie sterowania silnikiem synchronicznym PMSM .....	18
2.3.1	Sterowanie polowo zorientowane z zachowaniem stałego kąta obciążenia.....	19
2.3.2	Struktura sterowania silnikiem PMSM .....	21
3	Modulator –SVM .....	23
3.1	Wektor przestrzenny .....	23
3.1.1	Inwariantność amplitud, transformacja alfa beta (Clark'a).....	23
3.1.2	Inwariantność mocy .....	25
3.1.3	Transformacja do układu współrzędnych wirującego z dowolną prędkością....	26
3.2	Model modulatora wektorowego napięcia .....	29
3.2.1	Przykładowy przebieg działania algorytmu .....	40
3.2.2	Implementacja programowa algorytmu. ....	43
4	Symulacja komputerowa .....	47
4.1	Opis schematu sygnałów wejść wyjść, oraz funkcjonalności bloków. ....	49
4.1.1	Blok Falownika .....	50
4.1.2	Blok pomiarowy .....	50
4.1.3	Model silnika PMSM .....	51
4.1.4	Obwód pośredniczący .....	53

4.1.5	Zasilanie wraz z prostownikiem 3 fazowym .....	54
4.1.6	Pętla sprzężenia prędkościowego wraz z regulatorem PI .....	55
4.1.7	Bloki transformat $\alpha\beta, dq$ .....	57
4.1.8	Pętle sprzężeń prądowych $Id, Iq$ oraz regulatory.....	59
4.1.9	Blok modulatora .....	61
4.1.10	Blok PWM.....	63
4.1.11	Układ regulacji napięcia w układzie pośredniczącym .....	64
4.2	Symulacja układu, opis przebiegów .....	66
4.2.1	Odpowiedź na skok jednostkowy .....	66
4.2.2	Reakcja na zmianę ograniczenia prądu. ....	67
4.2.3	Rozruch z momentem liniowym .....	69
4.2.4	Wrzut zrzut obciążenia.....	70
4.2.5	Reakcja układu napędowego na zmianę nastaw regulatora prędkościowego... ...	72
4.2.6	Nawrót układu napędowego .....	73
4.2.7	Antywind-up.....	75
4.2.8	Odstrojenie układu kompensacji <i>widn-up</i> .....	77
4.3	Podsumowanie .....	79
5	Model rzeczywisty układu napędowego .....	80
6	Przetwornik ADC .....	82
6.1	Podział konfiguracji przetwornika ze względu na tryb działania.....	82
6.2	Konfiguracja sprzętowa ADC. ....	87
6.2.1	Obwód pomiarów napięć: .....	87
6.2.2	Obwód pomiarów prądów .....	91
6.3	Konfiguracja programowa ADC. ....	94
6.3.1	Deklaracja rejestrów konfiguracyjnych.....	94
6.3.2	Kalibracja wstępna .....	95
6.3.3	Kalibracja programowa .....	97

7	Moduł ePWM .....	99
7.1	Konfiguracja sprzętowa .....	99
7.1.1	Konfiguracja sygnału zegarowego .....	100
7.1.2	Kwalifikator Akcji.....	102
7.1.3	Dead Band – generator czasu martwego .....	103
7.2	Konfiguracja programowa.....	104
7.2.1	PWM symetryczny .....	104
8	Enkoder .....	106
8.1	Enkoder inkrementalny.....	106
8.2	eQEP .....	110
8.2.1	Konfiguracja programowa.....	111
9	Implementacja algorytmu <i>FOC (Field oriented control)</i> .....	115
9.1	Algorytm sterowania .....	115
9.2	Algorytm estymacji położenia początkowego wirnika .....	119
9.3	<i>Badanie estymacji początkowego położenia wirnika</i> .....	121
10	Badania laboratoryjne .....	125
10.1	Odpowiedź na skok jednostkowy, pętla prędkościowa. ....	125
10.1.1	Wskaźnik jakości regulacji.....	126
10.1.2	Odpowiedź na skok 800[obr/min].....	128
10.1.3	Odpowiedź na skok jednostkowy 800[obr/min] zmienione nastawy układu sterowania.....	129
10.1.4	Porównanie.....	130
10.2	Zmiana punktu pracy, odpowiedź na skok narastający, pętla prądowa. ....	131
10.2.1	Badanie układu napędowego na wymuszenie skokowo narastające, regulacja prądu <b><i>Iq</i></b> *, praca silnikowa.....	131
10.2.2	Badanie układu napędowego na wymuszenie skokowo narastające, regulacja prądu <b><i>Iq</i></b> *, prac generatorowa .....	133
10.2.3	Badanie układu napędowego na wymuszenie nawrotu momentu(prądu <b><i>Iq</i></b> *)	135

10.3	Nawrót prędkości .....	137
10.3.1	Odpowiedź na wrzut, zrzut momentu na wale. ....	138
11	Wnioski .....	141

# 1 Wstęp

Współczesny napęd elektryczny wymaga regulacji prędkości obrotowej o szerokim zakresie, w przeszłości w tej kwestii królował napęd z wykorzystaniem silników prądu stałego. Układy te jednakże posiadały wady, przede wszystkim związane z problemami konstrukcyjnymi: złożona budowa, konieczność eksploatacji wymiany szczotek. Wady te zapoczątkowały intensywny kierunek badań nad przekształtnikowym układem napędowym pozwalającym zrezygnować z części mechanicznych na rzecz energoelektronicznych.

W związku z tym od kilkunastu lat klasyczne napędy z maszynami prądu stałego wypierane są na silniki indukcyjne zasilane z przekształtników(falowników). Najnowocześniejszym trendem jest wykorzystanie silników z magnesami trwałymi BLDC, oraz PMSM.

## 1.1 Cel Pracy

Celem pracy jest złożeniem kompletnego układu napędu elektrycznego opartego o sterowanie wektorowe FOC, jego symulacja w programie Matlab, oprogramowanie mikrokontrolera TMS320F28335, uruchomienie falownika napięcia wraz z częścią stałoprądową – prostownik, przerywacz.

Układ napędowy składa się z silnika synchronicznego z magnesami trwałymi znany pod angielską nazwą *Permanent Magnet Synchronous Motor*. Silniki te cieszą się coraz większą popularnością za sprawą wysokiej sprawności, dużego współczynnika przeciążalności. Silnika tego nie można podłączyć bezpośrednio do sieci, gdyż jest to maszyna synchroniczna i podczas tak gwałtownego startu może zgubić synchronizm, stąd konieczność zastosowania przemiennika częstotliwości – falownika.

Układ napędowy będzie służyła, jako platforma rozwojowa pozwalającą na badania oraz gromadzenie doświadczeń. W planach są układy napędowe bezczujnikowe, w których będą zastosowane zaawansowane algorytmy estymujące położenie oraz układy pozwalające na zwrot energii do sieci.

## **1.2 Sposób Realizacji**

Nowoczesny układ napędowy składa się przede wszystkim z części silnoprądowej, do której należą:

- Silnik synchroniczny z magnesami trwałymi
- Falownik napięcia wraz z prostownikiem i układem pośredniczącym
- Drivery wytwarzające sygnały bramkujące o odpowiednim napięciu

Do części sterującej należy:

- Mikrokontroler wraz z peryferiami
- Interfejsy wejściowe
- Enkoder Inkrementalny
- Układy pomiarowe : prądu i napięcia  $U_{DC}, I_{SA}, I_{SB}$
- Laptop z częścią komunikacyjno- sterującą

Jak zostało napisane celem pracy będzie złożenie wyżej, wymienionych układów, w jeden układ napędowy. Ważnym punktem będzie implementacja algorytmu sterowania, która jest spoiwem wszystkich elementów.

## **1.3 Zawartość pracy**

W projekcie starano się, ukazać wady i zalety układu napędowego z silnikiem PMSM, w rozdziale 2, wyprowadzono model maszyny synchronicznej z magnesami trwałymi, na podstawie, którego przedstawiono możliwości, jakie stawiają metody sterowania wektorowego. W kolejnym rozdziale opisano model falownika, sterowanego z modulatora wektora przestrzennego, pozwalającego na zastosowanie strategii wektorowych. W rozdziale nr 5 przedstawiono konspekt rzeczywistego układu napędowego, jego topologie , struktury sterowania. Kolejne rozdziały przybliżają podukłady mikroprocesora ePWM, ADC,eQEP które są niezbędne do działania algorytmu. Istotnym punktem jest rozdział nr 9, który opisuje sposób kontrolowania silnika PMSM, z pomocą falownika napięcia, poruszonono kwestię rozruch oraz estymacji położenia początkowego wirnika, która jest istotną kwestią dotyczącą silników z magnesami trwałymi. Najobszerniejszy, a zarazem ostatni rozdział przedstawia wyniki badań układu napędowego.

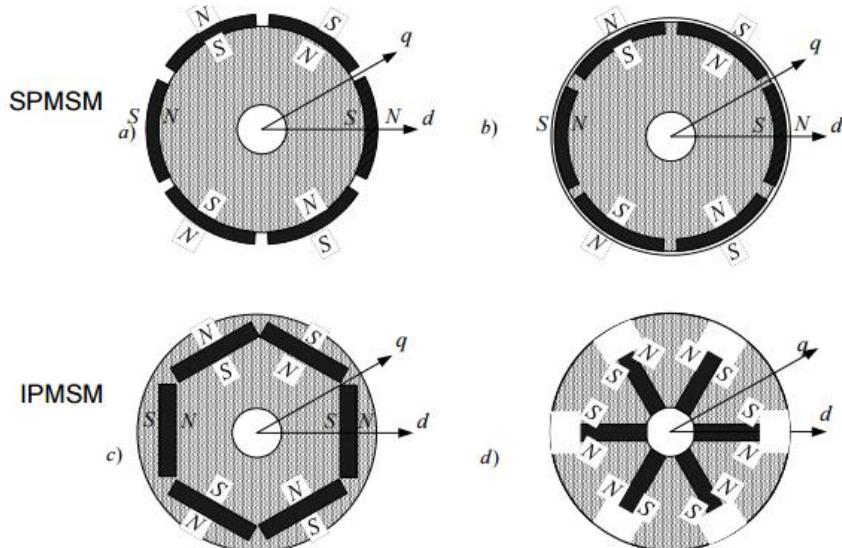
## 2 Maszyna PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motor).

Silnik z magnesami trwałymi charakteryzuje się sinusoidalnym rozkładem pola, co jest charakterystyczne dla tej odmiany maszyny. Innym rozkładem pola magnetycznego może być trapezoidalny, który najczęściej występuje w silnikach bezszczotkowych DC BLDC.(brushless DC). Maszyna z magnesami trwałymi zyskały popularność związku z silnym rozwojem technologii spieków, tworzących magnes neodymowy. Największymi sprawnością i największym momentem charakteryzują się silniki magnesami *NdFeB* [1]. Prosta budowa, stojana podobna do silników indukcyjnych, umożliwia rekonstrukcję i wykorzystanie części.

Maszyna z magnesami trwałymi zbudowana jest ze stojana, na której nawinięto proporcjonalnie 3 fazy zasilające silnik. Wirnik zbudowany jest zazwyczaj z blach ferromagnetycznych, na którym naklejone są na powierzchni wirnika lub wsunięte w użłobienie silnika (promieniowo).

### 2.1 Maszyna PMSM i jej odmiany:

Jak zostało wspomniane we wstępie rozdziału, maszynę PMSM podzielone są ze względów konstrukcyjnych na maszynę, jako IPMSM (*interior permanent synchronous motor*), oraz SPMSM(*Surface permanent synchronous motor*). Różnica polega na odmiennym typie instalacji magnesów trwałych na wirniku



[Rys 2.1] Poglądowa budowa wewnętrzna silników z magnesami trwałymi o sinusoidalnym rozkładzie pola [2]

. Wynikająca z budowy wartości indukcyjności posiadają inny stosunek wartości w osi d i q, gdzie w przypadku maszyny IPMSM  $L_d \neq L_q$ , a w SPMSM  $L_d = L_q$ . Nierówność indukcyjność związana jest z asymetrią układ wirnika, która z kolei wynika z różnego rozkładu szczeliny powietrznej. [2] [3].

Maszyny o sinusoidalnym kształcie pola magnetycznego projektowane są głównie na prędkości 3000, 1500, 1000 [obr/min], nie oznacza to silniki nie mogą działać z prędkością wyższą niż prędkość znamionowa. Prędkości wyższe można uzyskać w drugiej strefie sterowania - poprzez osłabienie strumienia z magnesów stałych specjalnie wytworzoną składową wektora prądu.

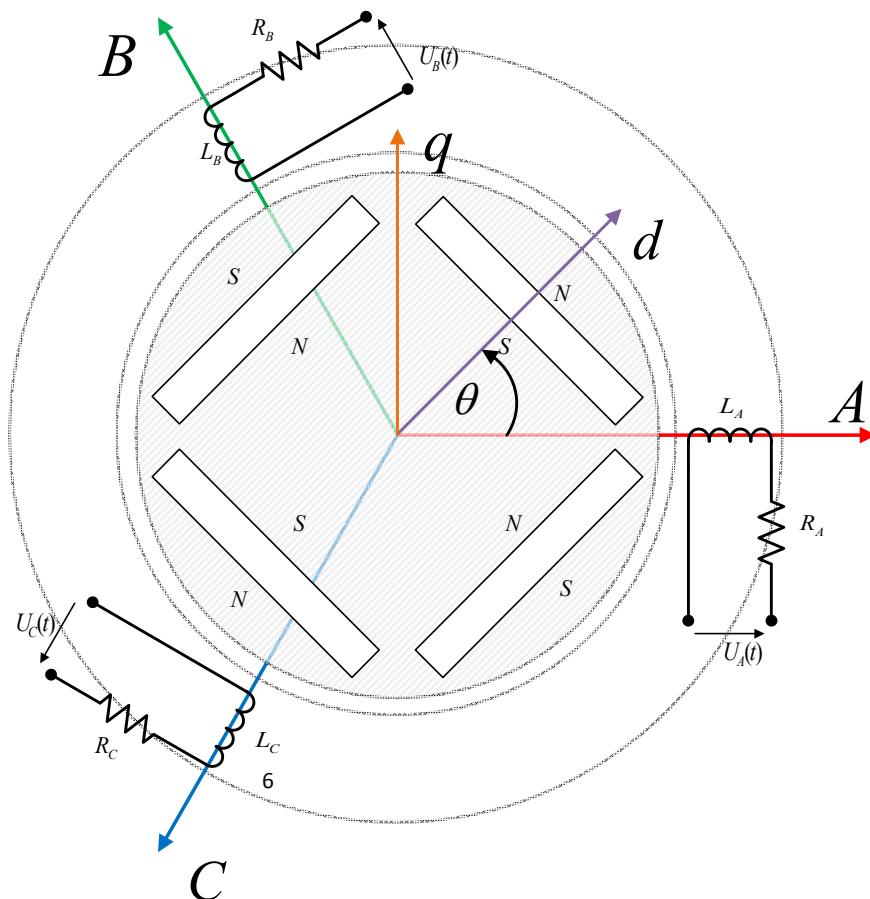
Bez względu na typ budowy, silnika sposób kontrolowania jest zbliżony, strategia dla silników IPMSM uwzględnia asymetrię, oraz kompensację momentu elektromagnetycznego.

## 2.2 Model maszyny synchronicznej z magnesami trwałymi

Zostanie tutaj wyprowadzony model maszyny synchronicznej z magnesami trwałymi typu IPMSM.. Model pozwoli na zrozumienie zjawisk fizycznych, zachodzących w silniku.

Zakładam pewne uproszczenia [4]:

- maszyna składa się z trzech jednakowych uzwojeń tj.  $L_A = L_B = L_C$
- rezystancje również są równe sobie  $R_A = R_B = R_C$  w konsekwencji maszyna jest symetryczna
- tylko podstawowa harmoniczna napięcia jest brana pod uwagę, zatem kształt prądów i napięć uznawany jest za sinusoidalny
- rezystancje ora reaktancje uważa się za stałe
- przestrzennie rozłożone uzwojenia stojana i wirnika zostaną zastąpione uzwojeniami skupionymi
- pominięty zostanie również wpływ temperatury na magnes trwały



[Rys 2.2] Poglądowy przekrój maszyny z magnesami trwałymi typu (IPMSM)

### 2.2.1 Równania obwodu stojana

Na [Rys 2.2] widoczny jest model maszyny synchronicznej z magnesami trwałymi, typu IPSMS. Symbolicznie zaznaczone są 3 fazy obwodu stojan, które mogą być opisane 3 równaniami napięciowymi:

$$\begin{aligned} U_A(t) &= R_A I_A(t) + \frac{d}{dt} \Psi_A(t) \\ U_B(t) &= R_B I_B(t) + \frac{d}{dt} \Psi_B(t) \\ U_C(t) &= R_C I_C(t) + \frac{d}{dt} \Psi_C(t) \end{aligned} \quad Eq\ 2.1$$

Fazy względem siebie przesunięte są o 120 stopni. Układ ten można zapisać wykorzystując opisane (Eq 3.2-Eq 3.11), wektory jednostkowe oraz przyjmując założenia z punktu (2.2) możemy zdefiniować wektory.

$$\begin{aligned} [U_A(t)\mathbf{1} + U_B(t)\mathbf{a} + U_C(t)\mathbf{a}^2] \\ = R_s[I_A(t)\mathbf{1} + I_B(t)\mathbf{a} + I_C(t)\mathbf{a}^2] + \frac{d}{dt}[\Psi_A(t)\mathbf{1} + \Psi_B(t)\mathbf{a} + \Psi_C(t)\mathbf{a}^2] \end{aligned} \quad Eq\ 2.2$$

Otrzymujemy następujące równanie wektorowe:

$$\overrightarrow{U_s} = R_s \overrightarrow{I_s} + \frac{d}{dt} \overrightarrow{\Psi_s} \quad Eq\ 2.3$$

Równanie to jest spełnione dla maszyny prądu przemiennego, lecz w opisie maszyny z magnesami trwałymi o konstrukcji zagębionej należy również uwzględnić strumień magnesów. [3] [2]

$$\overrightarrow{U_s} = R_s \overrightarrow{I_s} + \frac{d}{dt} [\overrightarrow{\Psi_s} + \overrightarrow{\Psi_r}] \quad Eq\ 2.4$$

Strumień wirnika oraz stojana zdefiniowane są następująco:

$$\overrightarrow{\Psi_s} = \begin{bmatrix} \Psi_{AA} + \Psi_{AB} + \Psi_{AC} \\ \Psi_{BA} + \Psi_{BB} + \Psi_{BC} \\ \Psi_{CA} + \Psi_{CB} + \Psi_{CC} \end{bmatrix} \quad Eq\ 2.5$$

$$\overrightarrow{\Psi_r} = \lambda \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{4}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \quad Eq\ 2.6$$

Kolejnym faktem, jaki należy uwzględnić są indukcyjności własne, wyrażone są one następująco [2]:

$$L_A = L_{\sigma A} + L_{MA} + (-L_g \cos(2\theta_r)) \quad Eq \ 2.7$$

Przy czym:  $L_{\sigma A}$  – sturmień rozproszenia fazy A,  $L_{MA}$  – strumień główny,  $L_g$  – indukcyjność wynikająca z położenia wirnika oraz szczeliny powietrznej

Kąt  $\theta_r = p_b \theta$

W równaniu Eq 2.7 człon zawierający indukcyjność zależną od obrotu wirnika, spowodowany jest nierównomiernym rozkładem szczeliny powietrznej. Największy strumień będzie występował wtedy, gdy reluktancja (oporność magnetyczna) będzie najmniejsza. Z kolei największa reluktancja przypada na szczelinę między stojanem, a wirnikiem. Równanie (Eq 2.5) może zostać rozwinięte do następującego równania wektorowego [2] [3]:

$$\overrightarrow{\Psi_s} = \mathbf{L}_s \overrightarrow{I_s} \quad Eq \ 2.8$$

$$\overrightarrow{\Psi_s} = \begin{bmatrix} L_{SA} & M_{SAB} & M_{SAC} \\ M_{SBA} & L_{SB} & M_{SBC} \\ M_{SCA} & M_{SCB} & L_{SC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{SA} \\ I_{SB} \\ I_{SC} \end{bmatrix} \quad Eq \ 2.9$$

Z czego kolejne indukcyjności własne i wzajemne zdefiniowane są następująco:

$$\mathbf{L}_s = \begin{bmatrix} L_{\sigma A} + L_{MA} + (-L_g \cos(2\theta_r)) & -\frac{1}{2}L_{MA} + (-L_g \cos(2\theta_r - \frac{\pi}{3})) & -\frac{1}{2}L_{MA} + (-L_g \cos(2\theta_r + \frac{\pi}{3})) \\ -\frac{1}{2}L_{MA} + (-L_g \cos(2\theta_r - \frac{\pi}{3})) & L_{\sigma A} + L_{MA} + (-L_g \cos(2\theta_r - \frac{2\pi}{3})) & -\frac{1}{2}L_{MA} + (-L_g \cos(2\theta_r + \pi)) \\ -\frac{1}{2}L_{MA} + (-L_g \cos(2\theta_r + \frac{\pi}{3})) & -\frac{1}{2}L_{MA} + (-L_g \cos(2\theta_r + \pi)) & L_{\sigma A} + L_{MA} + (-L_g \cos(2\theta_r + \frac{2\pi}{3})) \end{bmatrix} \quad Eq \ 2.10$$

Zgodnie z podstawowym modelem maszyny prądu przemiennego zapisanym w postaci ogólnej [4]:

$$\overrightarrow{U_{SK}} = R_S \overrightarrow{I_{SK}} + \frac{d}{dt} \overrightarrow{\Psi_{SK}} + j\Omega_K \overrightarrow{\Psi_{SK}} \quad Eq \ 2.11$$

Równanie wirnika nie występuje tutaj w postaci jawnej, najlepiej to równanie zapisać w układzie wirującym z prędkością wirnika. Prędkość wirnika zdefiniowana jest, jako:

$$\frac{d}{dt} \gamma_m = \omega_m \rightarrow \gamma_K = \gamma_m \quad Eq \ 2.12$$

Gdzie  $\gamma_m$  – kąt między fazą A, lub α, a osią d

Podstawiając uwzględniając przy tym liczbę par biegunów otrzymujemy:

$$\overrightarrow{U_s} = R_S \overrightarrow{I_s} + \frac{d}{dt} \overrightarrow{\Psi_s} + j p_b \omega_m \overrightarrow{\Psi_s} \quad Eq \ 2.13$$

Jest to równanie wektorowe, wektora napięcia stojana sprowadzone do układu wirującego z prędkością mechaniczną przeliczoną na elektryczną wirnika.

Silnik z IPMSM charakteryzuje się pewną asymetrią w obwodzie wirnika oraz stałym strumieniem  $\lambda$  powstający z magnesów trwałych. Strumień stojana zdefiniowany jest następująco

$$\overrightarrow{\Psi_s} = \Psi_d + j\Psi_q \quad Eq\ 2.14$$

$$\overrightarrow{\Psi_s} = \begin{cases} \Psi_d = L_d I_d + \lambda \\ \Psi_q = L_q I_q \end{cases} \quad Eq\ 2.15$$

Przy czym  $L_d = L_1 + L'_d$   $L_d = L_{\sigma s} + L_{Md}$  oraz  $L_q = L_1 + L'_q$   $L_q = L_{\sigma s} + L_{Mq}$

$$L_{Md} = \frac{3}{2}(L_A + L_g) \quad L_{Mq} = \frac{3}{2}(L_A - L_g) [3]$$

$L_1$  – indukcyjność własna połączeń czołowych  $\lambda$  – strumień stały

Podstawiając równanie Eq 2.14 do równania Eq 2.13 oraz definiując rozpisując na składowe:  $\overrightarrow{I_s} = I_d + jI_q$

$$\overrightarrow{U_s} = R_S[I_d + jI_q] + \frac{d}{dt}[\Psi_d + j\Psi_q] + j p_b \omega_m [\Psi_d + j\Psi_q] \quad Eq\ 2.16$$

$$\overrightarrow{U_s} = R_S I_d + j R_S I_q + \frac{d}{dt} \Psi_d + j \frac{d}{dt} \Psi_q + j p_b \omega_m \Psi_d + j^2 p_b \omega_m \Psi_q \quad Eq\ 2.17$$

$$\overrightarrow{U_s} = R_S I_d + j R_S I_q + \frac{d}{dt} \Psi_d + j \frac{d}{dt} \Psi_q + j p_b \omega_m \Psi_d - p_b \omega_m \Psi_q \quad Eq\ 2.18$$

Wektor napięcia jest równy:  $\overrightarrow{U_s} = U_d + jU_q$

$$\overrightarrow{U_s} = \begin{cases} R_S I_d + \frac{d}{dt} \Psi_d - p_b \omega_m \Psi_q \\ R_S I_q + \frac{d}{dt} \Psi_q + p_b \omega_m \Psi_d \end{cases} \quad Eq\ 2.19$$

Jest to wektorowe równanie napięcia stojana, należy zwrócić uwagę, że równanie są ze sobą sprzęgnięte poprzez człony  $p_b \omega_m \Psi_q$  oraz  $p_b \omega_m \Psi_d$  – zmiana prądu w osi d powoduje zmianę napięcia w osi q..

## 2.2.2 Równanie momentu elektromagnetycznego

Definicja mocy pozornej zdefiniowana jest następująco:

$$\vec{S} = P(t) + jQ(t) \quad Eq\ 2.20$$

$P(t)$  – moc czynna chwilowa

$Q(t)$  = moc bierna chwilowa

Wektor mocy pozornej równa się :

$$\vec{S} = \vec{U}_s * \vec{I}_s^*$$

Eq 2.21

Moc czynna jest częścią rzeczywistą wektora mocy pozornej, przy uwzględnieniu liczby faz można to zapisać następująco:

$$P(t) = \frac{m_s}{2} \operatorname{Re}\{\vec{S}\}$$

Eq 2.22

Rozpisując równanie (Eq 2.21 Eq 2.22):

$$P(t) = \frac{3}{2} \operatorname{Re} \left\{ \frac{2}{3} [U_A(t) + aU_B(t) + a^2 U_C(t)] * \frac{2}{3} [I_A(t) + a^* I_B(t) + (a^*)^2 I_C(t)] \right\} \quad \text{Eq 2.23}$$

Przyjmując:

$$a^* = a^{-1} = e^{-j\frac{2}{3}\pi} = e^{j\frac{4}{3}\pi} = a^2 \quad (a^*)^2 = a^{-2} = e^{-j\frac{4}{3}\pi} = e^{j\frac{2}{3}\pi} = a \quad \operatorname{Re}\{a\} = \operatorname{Re}\{a^2\} = -\frac{1}{2}$$

$$I_A + I_B = -I_C \quad I_A + I_C = -I_B \quad I_B + I_C = -I_A$$

Redukując (Eq 2.23) otrzymamy zależność ogólną na moc silnika prądu przemienneego

$$P(t) = U_A(t)I_A(t) + U_B(t)I_B(t) + U_C(t)I_C(t)$$

Eq 2.24

Moment wytwarzany przez maszynę elektryczną zdefiniowany jest:

$$T_e(t) = \frac{P(t)}{\Omega_m(t)}$$

Eq 2.25

Rozpatrując całą moc doprowadzoną do silnika elektrycznego:

$$P(t) = \frac{m_s}{2} \left[ \operatorname{Re} \left\{ R_s \vec{I}_s \vec{I}_s^* + \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_s \vec{I}_s^* \right\} + \operatorname{Re} \left\{ R_r \vec{I}_r \vec{I}_r^* + \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_r \vec{I}_r^* - j p_b \Omega_m \vec{\Psi}_r \vec{I}_r^* \right\} \right] \quad \text{Eq 2.26}$$

$$\vec{I}_s * \vec{I}_s^* = \vec{I}_s^2 \quad \vec{I}_r * \vec{I}_r^* = \vec{I}_r'^2$$

$$P(t) = \frac{m_s}{2} \left[ \color{red} \operatorname{Re} \left\{ R_s \vec{I}_s^2 + R_r \vec{I}_r'^2 \right\} \right] + \color{blue} \operatorname{Re} \left\{ \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_s \vec{I}_s^* + \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_r \vec{I}_r^* \right\} + \color{green} \operatorname{Re} \left\{ -j p_b \Omega_m \vec{\Psi}_r \vec{I}_r^* \right\} \quad \text{Eq 2.27}$$

$$P(t) = \frac{m_s}{2} [P_{strat}(t) + P_{mag}(t) + P_e(t)] \quad \text{Eq 2.28}$$

$$P_{strat}(t) - moc strat \quad P_{mag}(t) - moc magnesowania \quad P_e(t) \\ - moc elektromagnetyczna$$

$$P_e(t) = \frac{m_s}{2} Re\{-jp_b\Omega_m \overrightarrow{\Psi_r} \overrightarrow{I'_r}\}$$

Korzystając z własności na strumień:

$$\overrightarrow{\Psi_r} = \overrightarrow{I_{sK}} L_M + \overrightarrow{I'_{rK}} L'_r$$

Otrzymujemy:

$$P_e(t) = p_b \Omega_m \frac{m_s}{2} Re\{-j(\overrightarrow{I_{sK}} L_M + \overrightarrow{I'_{rK}} L'_r) \overrightarrow{I'^*_r}\} \quad Eq \ 2.29$$

$$P_e(t) = p_b \Omega_m \frac{m_s}{2} Re\{-j \overrightarrow{I_{sK}} L_M \overrightarrow{I'^*_r}\} \quad Eq \ 2.30$$

$$P_e(t) = p_b \Omega_m \frac{m_s}{2} L_M Re\{-j \overrightarrow{I_{sK}} \overrightarrow{I'^*_r}\} \quad Eq \ 2.31$$

$$P_e(t) = -p_b \Omega_m \frac{m_s}{2} L_M Img\{\overrightarrow{I'^*_s} \overrightarrow{I'_r}\} \quad Eq \ 2.32$$

Korzystając z (Eq 2.25):

$$P_e(t) = -p_b \Omega_m \frac{m_s}{2} L_M Img\{\overrightarrow{I'^*_s} \overrightarrow{I'_r}\} \quad Eq \ 2.33$$

Wyznaczanie momentu w ten sposób dla modelu silnika PMSM jest niemożliwe Wygodnie jest przedstawić zależność na moment w postaci wielkości związanych ze stojanem:

Ogólnie w modelu maszyny prądu przemiennego strumienie zdefiniowane są następująco [4]:

$$\overrightarrow{\Psi}_{sK} = \overrightarrow{I_{sK}} \textcolor{red}{L_s} + \overrightarrow{I'_{rK}} L_M \rightarrow \begin{cases} \overrightarrow{I'_{rK}} = \frac{1}{L_M} (\overrightarrow{\Psi}_{sK} - \overrightarrow{I_{sK}} \textcolor{red}{L_s}) \\ \overrightarrow{I_{sK}} = \frac{1}{L_s} (\overrightarrow{\Psi}_{sK} - \overrightarrow{I'_{rK}} L_M) \end{cases} \quad Eq \ 2.34$$

$$\overrightarrow{\Psi'}_{rK} = \overrightarrow{I'_{rK}} (\textcolor{red}{L'_r}) + \overrightarrow{I_{sK}} L_M \rightarrow \begin{cases} \overrightarrow{I'_{rK}} = \frac{1}{(L'_r)} (\overrightarrow{\Psi'}_{rK} - \overrightarrow{I_{sK}} L_M) \\ \overrightarrow{I_{sK}} = \frac{1}{L_M} (\overrightarrow{\Psi'}_{rK} - \overrightarrow{I'_{rK}} (\textcolor{red}{L'_r})) \end{cases} \quad Eq \ 2.35$$

Podstawiając z (Eq 2.35)  $\overrightarrow{I'_{rK}} = \frac{1}{L_M} (\overrightarrow{\Psi}_{sK} - \overrightarrow{I_{sK}} \textcolor{red}{L_s})$  (Eq 2.33):

$$M_e(t) = -p_b \frac{m_s}{2} L_M Img\{\overrightarrow{I'^*_s} \frac{1}{L_M} (\overrightarrow{\Psi}_{sK} - \overrightarrow{I_{sK}} \textcolor{red}{L_s})\} \quad Eq \ 2.36$$

$$M_e(t) = -p_b \frac{m_s}{2} L_M \frac{\mathbf{1}}{L_M} \text{Img}\{\overrightarrow{I_{sK}^*}(\vec{\Psi}_{sK} - \overrightarrow{I_{sK}}\mathbf{L}_s)\} \quad Eq\ 2.37$$

$$\vec{Z} * \vec{Z}^* = \frac{1}{2} \text{Re}\{\vec{Z}\} \rightarrow \text{Img}\{\vec{Z}\} = 0 \quad Eq\ 2.38$$

$$M_e(t) = -p_b \frac{m_s}{2} \text{Img}\{\overrightarrow{I_{sK}^*} \vec{\Psi}_{sK}\} \quad Eq\ 2.39$$

Podstawiając  $\vec{\Psi}_{sK} = \overrightarrow{I_{sK}}\mathbf{L}_s + \overrightarrow{I'_{rK}}L_M$ :

$$M_e(t) = -p_b \frac{m_s}{2} \text{Img}\{\overrightarrow{I_{sK}^*}(\overrightarrow{I_{sK}}\mathbf{L}_s + \overrightarrow{I'_{rK}}L_M)\} \quad Eq\ 2.40$$

$$M_e(t) = -p_b \frac{m_s}{2} \text{Img}\{\overrightarrow{I_{sK}^*} \overrightarrow{I_{sK}}\mathbf{L}_s + \overrightarrow{I_{sK}^*} \overrightarrow{I'_{rK}}L_M\} \quad Eq\ 2.41$$

$$M_e(t) = -p_b \frac{m_s}{2} \text{Img}\{\overrightarrow{I_{sK}^*} \overrightarrow{I'_{rK}}L_M\} \quad Eq\ 2.42$$

Korzystając z wyrażenia na prąd skojarzony z wektorem stojana  $\overrightarrow{I_{sK}} = \frac{\mathbf{1}}{L_s}(\vec{\Psi}_{sK} - \overrightarrow{I'_{rK}}L_M)$ : przyjmując że wektor prądu jest sprzężony:

$$M_e(t) = -p_b \frac{m_s}{2} \text{Img}\{\left(\frac{\mathbf{1}}{L_s}(\vec{\Psi}_{sK}^* - \overrightarrow{I'_{rK}}L_M)\right) \overrightarrow{I'_{rK}}L_M\} \quad Eq\ 2.43$$

$$M_e(t) = -p_b \frac{m_s}{2} \text{Img}\{\frac{\mathbf{1}}{L_s} \vec{\Psi}_{sK}^* \overrightarrow{I'_{rK}}L_M - \frac{\mathbf{1}}{L_s} \overrightarrow{I'_{rK}}L_M \overrightarrow{I'_{rK}}L_M\} \quad Eq\ 2.44$$

$$M_e(t) = -p_b \frac{m_s}{2} \text{Img}\{\frac{\mathbf{1}}{L_s} \vec{\Psi}_{sK}^* \overrightarrow{I'_{rK}}L_M\} \quad Eq\ 2.45$$

Z równania (Eq 2.43)  $\vec{\Psi}_{sK} = \overrightarrow{I_{sK}}\mathbf{L}_s + \overrightarrow{I'_{rK}}L_M \rightarrow \overrightarrow{I'_{rK}}L_M = \vec{\Psi}_{sK} - \overrightarrow{I_{sK}}\mathbf{L}_s$

$$M_e(t) = -p_b \frac{m_s}{2} \text{Img}\{\frac{\mathbf{1}}{L_s} \vec{\Psi}_{sK}^* (\vec{\Psi}_{sK} - \overrightarrow{I_{sK}}\mathbf{L}_s)\} \quad Eq\ 2.46$$

$$M_e(t) = -p_b \frac{m_s}{2} \text{Img}\{\frac{\mathbf{1}}{L_s} \vec{\Psi}_{sK}^* \vec{\Psi}_{sK} - \frac{\mathbf{1}}{L_s} \vec{\Psi}_{sK}^* \overrightarrow{I_{sK}}\mathbf{L}_s\} \quad Eq\ 2.47$$

$$M_e(t) = -p_b \frac{m_s}{2} \text{Img}\{-\frac{\mathbf{1}}{L_s} \vec{\Psi}_{sK}^* \overrightarrow{I_{sK}}\mathbf{L}_s\} \quad Eq\ 2.48$$

$$M_e(t) = p_b \frac{m_s}{2} \text{Img}\{\vec{\Psi}_{sK}^* \overrightarrow{I_{sK}}\} \quad Eq\ 2.49$$

Jest to równanie wektorowe momentu, przy czym zapisane jest ono w układzie wirującym z dowolną prędkością. W niniejszym projekcie będzie wykorzystana strategia FOC, czyli sterowanie polowo zorientowane – układ wirujący w tym przypadku związany jest z wirnikiem gdyż na nim umieszone są magnesy trwałe wytwarzające pole magnetyczne.

Rozpisując na składowe:

$$\vec{\Psi}_s^* = \vec{\Psi}_d - j\vec{\Psi}_q \text{ oraz } \vec{I}_s = \vec{I}_d + j\vec{I}_q \quad Eq\ 2.50$$

$$M_e(t) = p_b \frac{m_s}{2} \text{Img}\{(\Psi_d - j\Psi_q)(I_d + jI_q)\} \quad Eq\ 2.51$$

$$M_e(t) = p_b \frac{m_s}{2} \text{Img}\{\Psi_d I_d + j\Psi_d I_q - j\Psi_q I_d + j^2 I_q \Psi_q\} \quad Eq\ 2.52$$

$$M_e(t) = p_b \frac{m_s}{2} (\Psi_d I_q - \Psi_q I_d) \quad Eq\ 2.53$$

$$M_e(t) = p_b \frac{m_s}{2} (\Psi_d I_q - \Psi_q I_d) \quad Eq\ 2.54$$

Podstawiając (Eq 2.15)

$$M_e(t) = p_b \frac{m_s}{2} ((L_d I_d + \lambda) I_q - (L_q I_q) I_d) \quad Eq\ 2.55$$

$$M_e(t) = p_b \frac{m_s}{2} (L_d I_d I_q + \lambda I_q - L_q I_q I_d) \quad Eq\ 2.56$$

$$M_e(t) = p_b \frac{m_s}{2} ((L_d - L_q) I_q I_d + \lambda I_q) \quad Eq\ 2.57$$

Moment wytworzony  
z magnesów trwałych

$$M_e(t) = \frac{3}{2} p_b [ \underbrace{(L_d - L_q) I_d(t) I_q(t)}_{\text{Moment Reluktancyjny}} + \overbrace{\lambda I_q(t)}^{\text{Moment}} ] \quad Eq\ 2.58$$

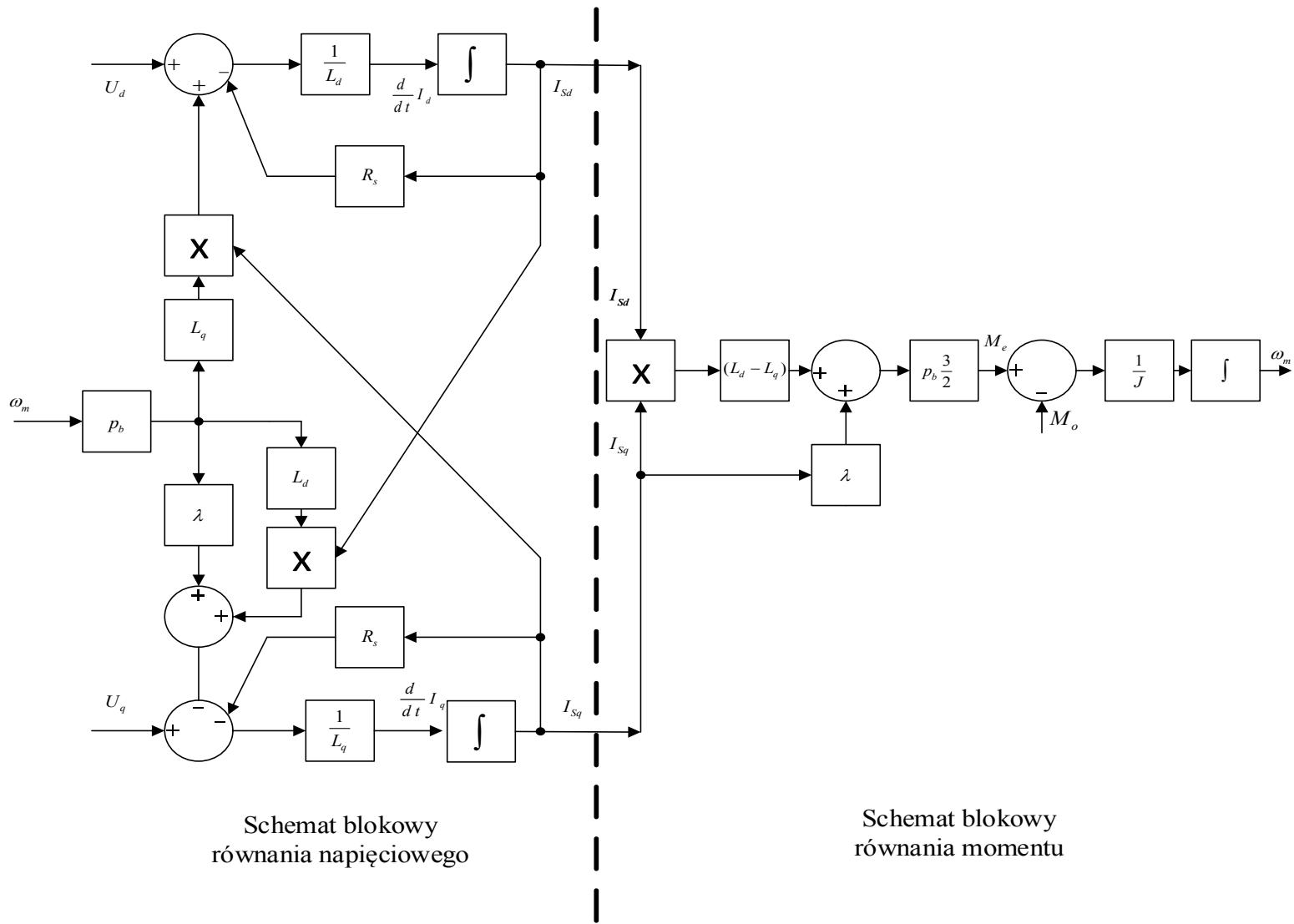
Moment reluktancyjny jest momentem pulsacyjnym, powodującym oscylacje momentu całkowitego, spowodowany jest niesymetrycznością układu tzn. Indukcyjność wzdluzna i poprzeczna nie są sobie równe. (Kwestia ta została poruszona w rozdziale 2.2.1 związanego z niejednorodnym rozkładem pola magnetycznego, oraz szczeleiny stojan-wirnik.

Szczegółowe informacje na ten temat można znaleźć w publikacjach : [2] [3]) .

Komplet równań opisujących silnik PMSM w układzie wirującym z prędkością mechaniczną przeliczoną na elektryczną przedstawia się, zatem następująco:

$$\begin{aligned} \vec{U}_s &= \begin{cases} R_s I_d + \frac{d}{dt} \Psi_d - p_b \omega_m \Psi_q \\ R_s I_q + \frac{d}{dt} \Psi_q + p_b \omega_m \Psi_d \end{cases} \\ \vec{\Psi}_s &= \begin{cases} \Psi_d = L_d I_d + \lambda \\ \Psi_q = L_q I_q \end{cases} \end{aligned} \quad Eq\ 2.59$$

$$M_e(t) = p_b \frac{m_s}{2} ((L_d - L_q) I_q I_d + \lambda I_q)$$



[Rys 2.3] Schemat blokowy modelu silnika synchronicznego z magnesami trwałymi

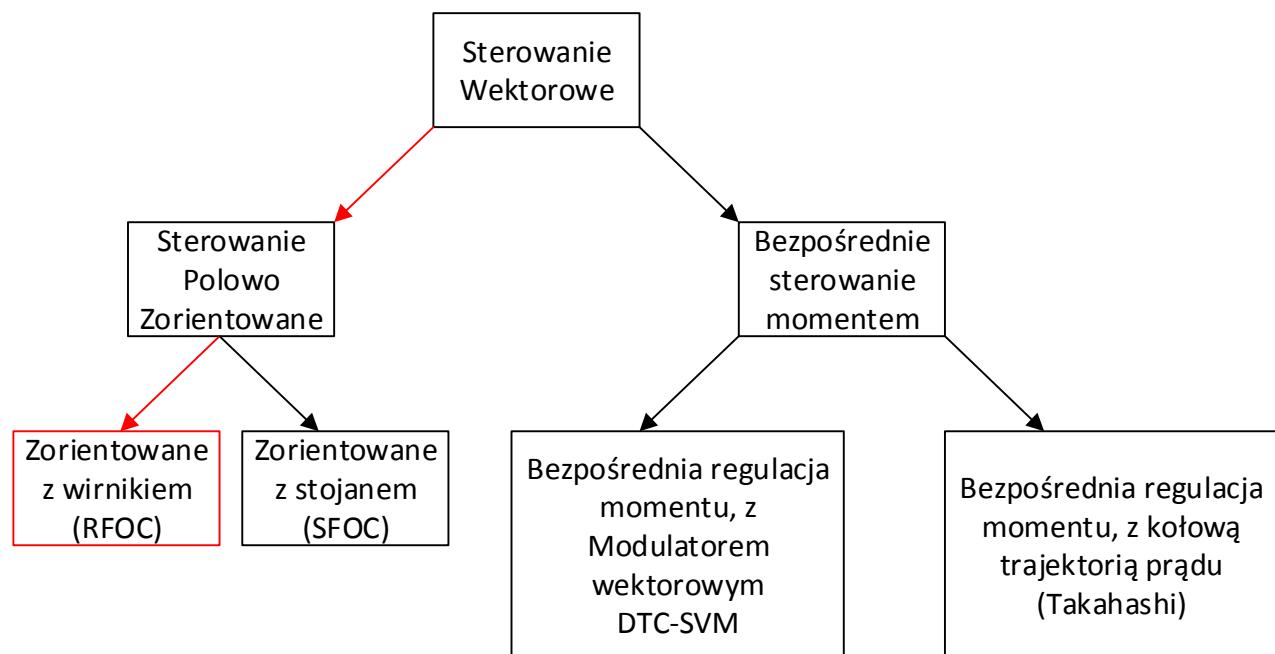
## 2.3 Strategie sterowania silnikiem synchronicznym PMSM

Sterowanie silnikiem z magnesami można podzielić na dwie główne grupy:

- Sterowanie momentem
- Sterowanie strumieniem

Każda z wymienionych strategii posiada pewne korzystne właściwości, oraz sprawdzają się w konkretnych rozwiązańach napędowych. Oba strategie obejmują metody sterowania wektorowego silnikami prądu przemiennego.

Kolejny podział zdeterminowany jest różnym podejściem do modelu silnika prądu przemiennego, co przekłada się na sposób sterowania.



[Rys 2.4] Klasyfikacja metod sterowania wektorowego

W projekcie wykorzystana została metoda sterowania wektorowego FOC, przy czym układ sterowania będzie polowo zorientowany (czyli w przypadku PMSM wirnikiem). Metoda wektorowo zorientowana znana jest od lat 70 została zaproponowana przez F.Blaschke. [5].

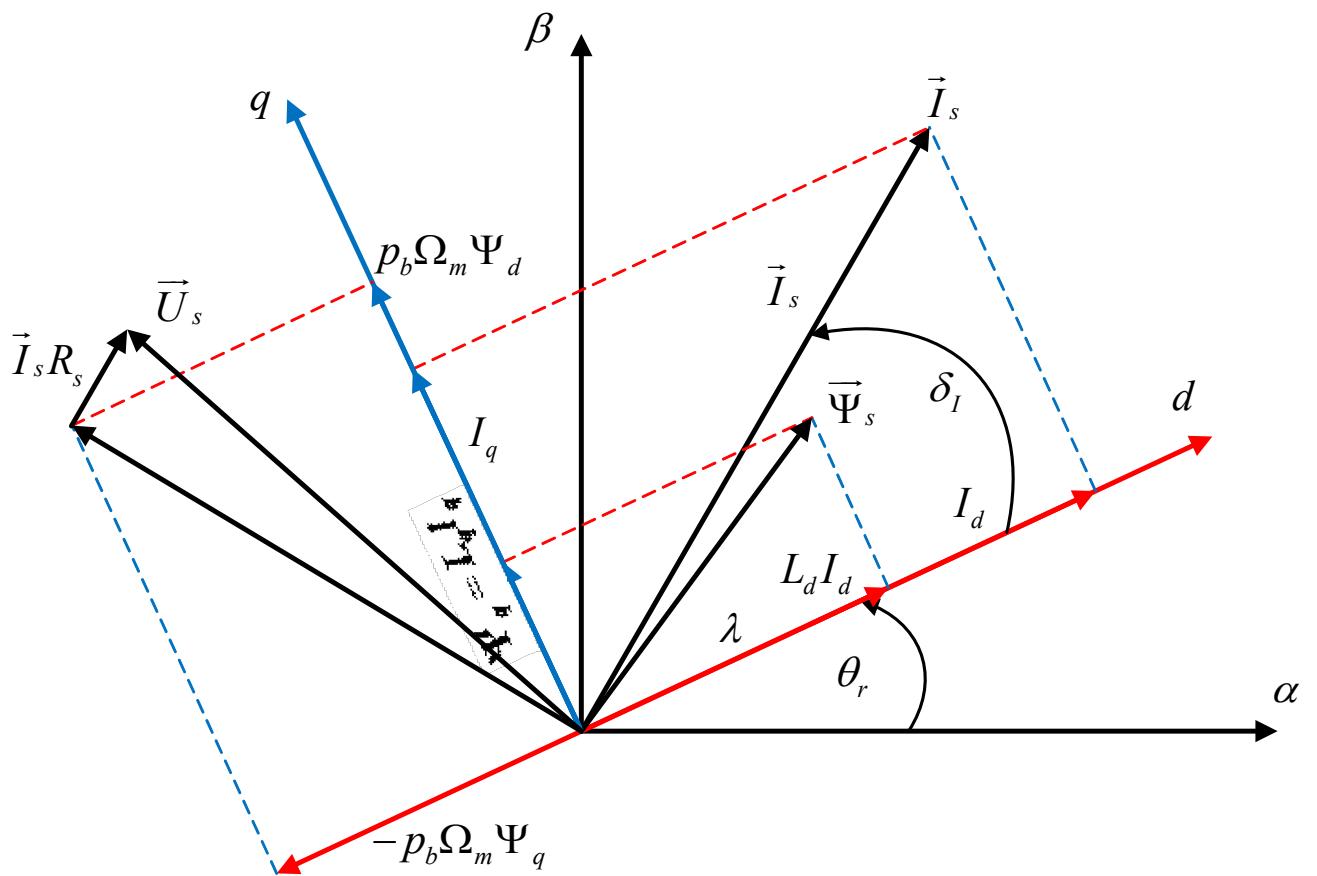
Kolejne podziały strategii FOC obejmują [3]:

- Zachowania stałego kąta obciążenia (momentu) (CTAC –Constant torque angle control):
- Maksymalnego momentu z prądu (MTPAC – Maximum torque per ampere control)
- Jednostkowego sterowania współczynnikiem mocy (UPFC – Unity power factor control)
- Stałego strumienia stojana (CSFC – Constant stator flux control)

W projekcie wykorzystana metoda z *Zachowaniem stałego kąta obciążenia*. Kolejne odmiany strategii sterowania można znaleźć w literaturze: [6] [2] [3] [7].

### 2.3.1 Sterowanie polowo zorientowane z zachowaniem stałego kąta obciążenia.

Według schematu układu blokowego [Rys 2.3] oraz równań opisujących model maszyny z magnesami trwałymi Eq 2.59, można przedstawić w postaci wskazów wektorowych.



[Rys 2.5] Przykładowy wskaz wektorowy

Metoda sterowania z zachowaniem stałego kąta obciążenia, polega na takiej regulacji prądu, aby jego składowa w osi d wynosiła (lub była możliwie bliska 0).

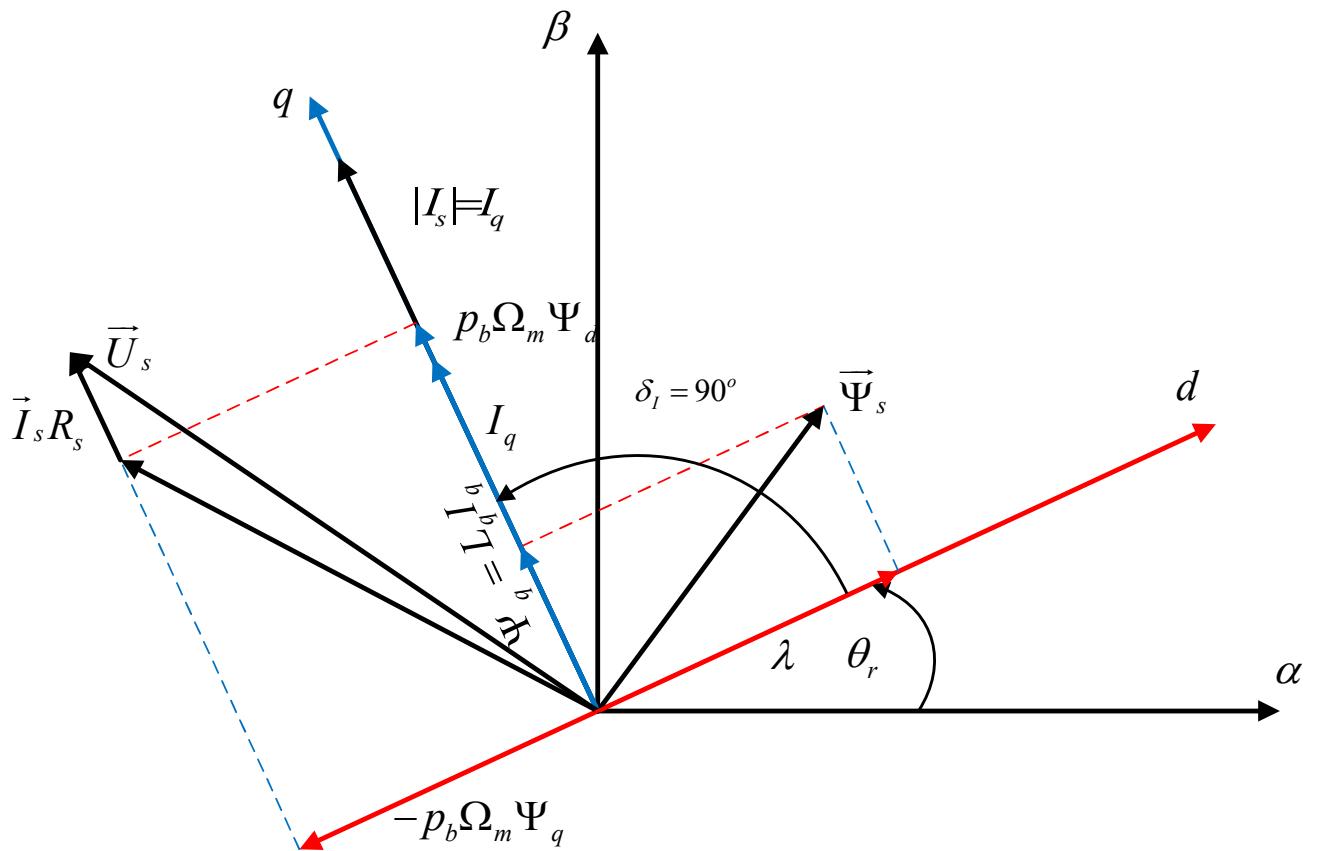
Prowadzi to do szeregu konsekwencji:

- Eliminuję moment reluktancyjny widoczny we wzorze:

$$\mathbf{M}_e(t)_{I_d=0} = p_b \frac{\mathbf{m}_s}{2} (\lambda I_q) \quad Eq\ 2.60$$

Oznacza to, że możliwa jest bezpośrednia regulacja momentu, co więcej regulacja ta jest w przypadku sterowania prądem praktycznie bezinercyjna.

- Wektor momentu jest prostopadły do strumienia stojana, dzięki czemu moment jest stały.



[Rys 2.6] Wskaz wektorowy w przypadku sterowania FOC

- Równanie napięciowe przyjmuje następującą postać przy stanie ustalonym:

$$\vec{U}_s = \begin{cases} -p_b \omega_m \Psi_q \\ R_s I_q + p_b \omega_m \lambda \end{cases} \quad Eq\ 2.61$$

Wnioskując-istnieje takie sterowanie wektora napięcia, a zatem modulatora, aby składowa  $I_d = 0$  oraz takie  $I_q$  aby wytworzyć odpowiedni moment zadany. Jednakże sterowanie napięciowe

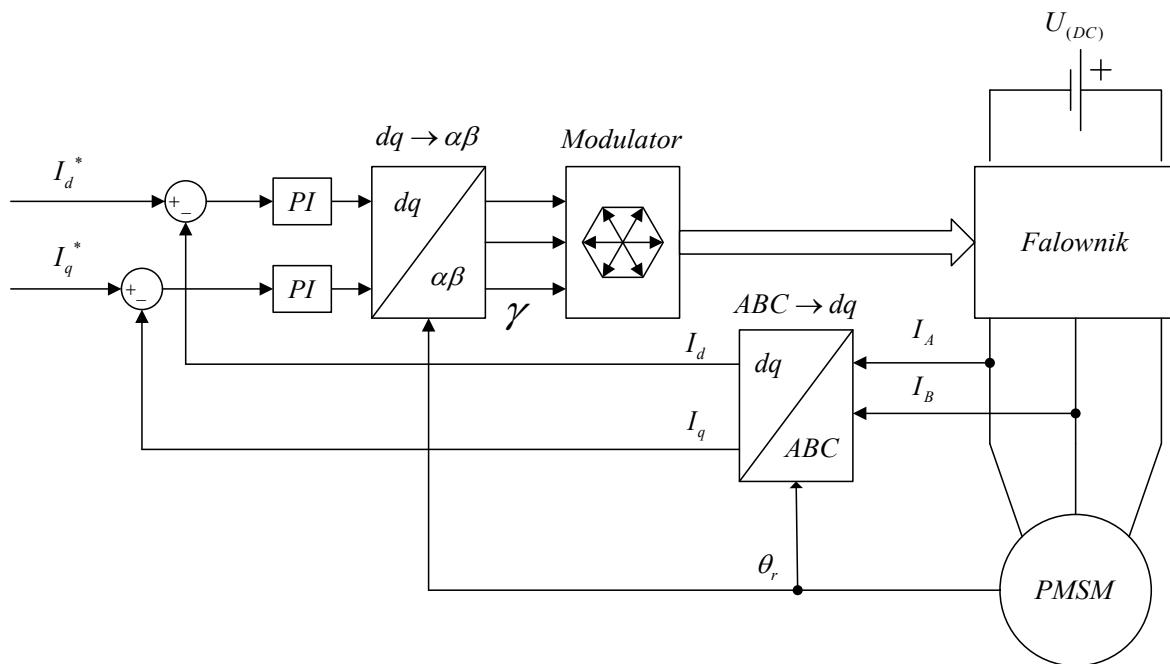
silnikiem z magnesami trwałymi może wymagać układu odprzegania, ze względu na fakt, iż zmiana napięcia w jednej osi pociąga zmianę prądu w drugiej osi za sprawą oddziaływania strumieni.

### 2.3.2 Struktura sterowania silnikiem PMSM

W rozdziale [3] zostanie przedstawiony model modulatora sterującego falownikiem napięcia, moduł ten będzie miał charakter urządzenia wykonawczego pozwalający na kontrolowanie procesu, w tym przypadku napięciem, oraz prądem w układzie stojana silnika z magnesami trwałymi.

Na wejściu układu modulatora zgodnie z [Rys 3.26] Schemat blokowy modulatora potrzebny jest sygnał wektora referencyjnego, może on być wygenerowany w układzie otwartym (bez sprzężenia zwrotnego) oraz w układzie zamkniętym. Pętla sprzężenia zwrotnego gwarantuje dużą większą stabilność poprzez ujemne sprzężenie zwrotne, posiadające właściwości stabilizujące, ponadto zastosowanie regulatorów prądu pozwoli na formowanie prądu, oraz momentu w szerokim zakresie.

Podstawowy układ prezentuje się następująco:



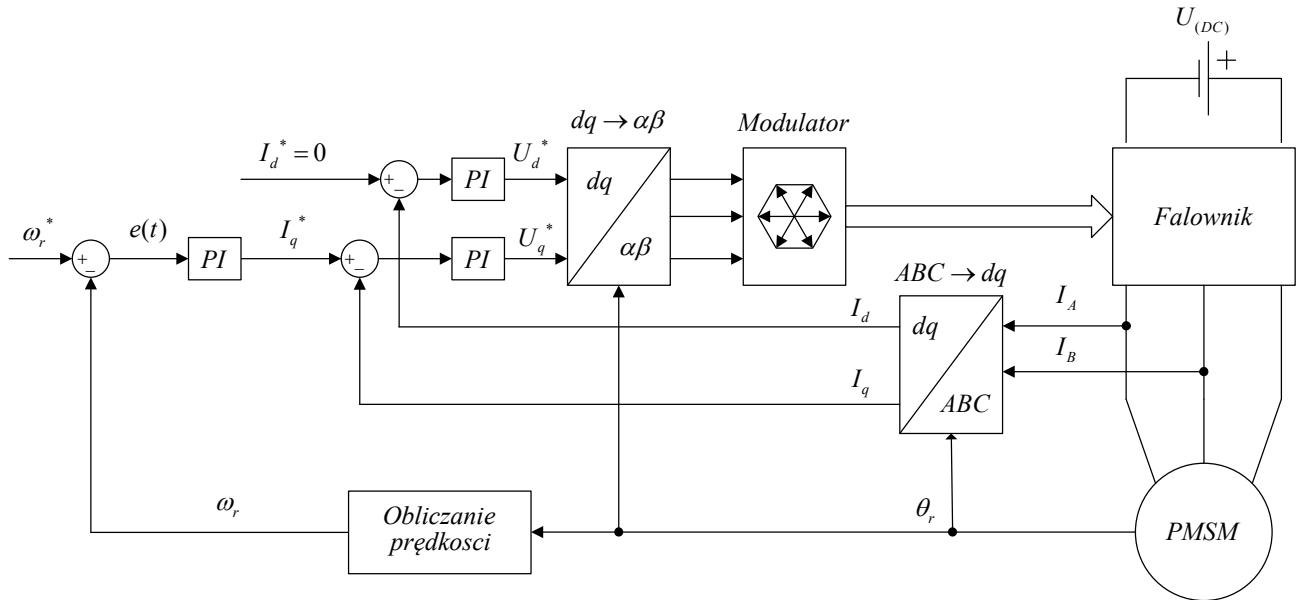
[Rys 2.7] Struktura sterowania FOC

Układ z [Rys 2.7] Struktura sterowania FOC jest jednym z najczęściej stosowanych można go spotkać w różnych odmianach, proponowanych przez większość producentów mikrokontrolerów, jest również najczęściej opisywaną topologią w literaturze [6] [8] [9] [10] [11].

W układzie z rysunku [Rys 2.7] Struktura sterowania FOC sterowanie polega na kształtowaniu momentu zadanego. Zgodnie z wyrażeniem Eq 2.60 prąd  $I_q$  jest proporcjonalny do

momentu elektromagnetycznego. Zastosowanie układu z rysunku jest uzasadnione, gdy zależy nam na sterowaniu silnikiem który posiada pewne obciążenie. Brak jakiegokolwiek obciążenia spowoduje rozbieganie się maszyny gdyż nie ma żadnego momentu hamującego na wale, które pozwoliłoby na ustalenie się pożądanego prądu, oraz sprowadzenie uchybu do 0.

Układ ten może zostać rozbudowany do układu z regulacją prędkości w układzie zamkniętym:



[Rys 2.8] Struktura sterowania FOC wraz z sprzężeniem prędkościowym

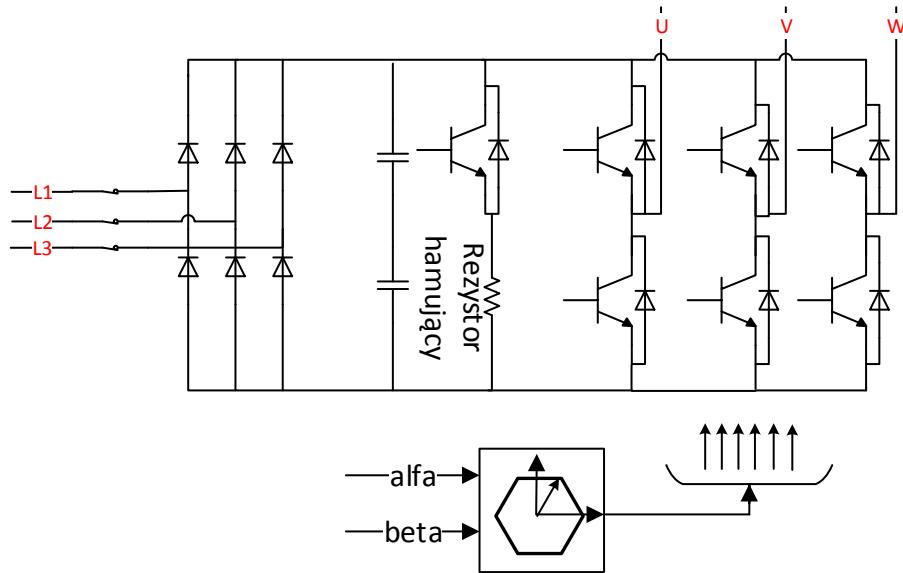
Układ stanowi rozbudowaną wersję wersji sterującej momentem. Różnica polega na objęciu dodatkowej pętli sprzężenia zwrotnego i pracy kaskadowej układu regulacji. Prądu  $I_q^*$  zostaje wypracowany poprzez regulator nadzędny, z kolei składowa prądu  $I_d^*$  pozostaje równa zero zgodnie z tym, co zostało przedstawione w podrozdziale 2.3.1, aby zapewnić stały moment, oraz zniwelować oddziaływanie momentu reluktancyjnego.

W pracy zostaną wykorzystane obie topologie, ze względu, że w niektórych warunkach korzystniej jest przedstawić dynamikę w układzie formowania momentu np. pracę z zadanym momentem przy pracy silnikowej oraz generatorowej.

Istotnym blokiem jest, układ pomiaru prędkości, w układzie rzeczywistym będzie wykorzystywany w tym celu enkoder inkrementalny, oraz podmoduł eQEP. Zagadnienia związane z pomiarem prędkości, położenia wału, oraz rozruchem zostaną opisane w rozdziale 8.

### 3 Modulator –SVM

Urządzeniem wykonawczym pełniącym funkcje zasilania (obiektu) silnika PMSM jest falownik 2 poziomowy sterowany z poziomu mikroprocesora. Algorytm wykorzystujący wektora przestrzenny jest jednym z najbardziej rozpowszechniony oraz najbardziej popularnym [6]. Wykorzystanie transformacji pozwala zmniejszyć liczbę przetwarzanych pomiarów, uprościć układ sterowania przekształtników trójfazowych [12].



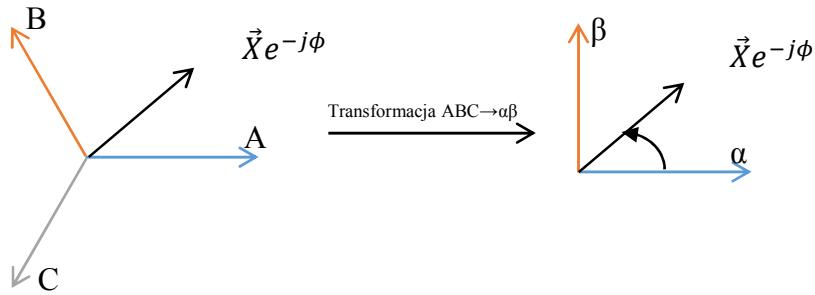
[Rys 3.1] Miejsce modulatora w układzie falownika

Podstawowym zadaniem modulatora jest wygenerowanie odpowiednich sygnałów bramkujących, na podstawie zadanego wektora wejściowego napięcia. W przypadku modulatora do sterowania przekształtnikiem 2 poziomowym wyróżnia się 6 wektorów aktywnych oraz dwa zerowe.

#### 3.1 Wektor przestrzenny

##### 3.1.1 Invariantność amplitud, transformacja alfa beta (Clark'a)

Reprezentacje zadanego oraz generowanych wektorów wygodnie jest przedstawić za pomocą wektora przestrzennego, podstawowym założeniem oraz uproszczeniem polegającym na przekształceniu układu z trzema składowymi do układu z dwoma.



[Rys 3.2] Przekształcenie alfa beta

Układ trójfazowy może być zapisany trzema równaniami odpowiadającymi 3 składowym.

$$\begin{bmatrix} A \\ B \\ C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_a(t) = \cos(2 * \pi * f) \\ x_b(t) = \cos(2 * \pi * f - 120) \\ x_c(t) = \cos(2 * \pi * f - 240) \end{bmatrix} \quad Eq\ 3.1$$

W przypadku transformacji wielkości  $x_A, x_B, x_C$ , tworzących układ trójfazowy, w którym nie występują składowe symetryczne o kolejności zerowej (np. napięcia przewodowe, prądy fazowe odbiornika połączonego w trójkąt, prądy fazowe odbiornika połączonego w gwiazdę bez przewodu neutralnego, sinusoidalne prądy i napięcia trójfazowego symetrycznego odbiornika połączonego w gwiazdę z przewodem neutralnym) mogą być odwzorowane za pomocą wektora przestrzennego.

$$X_{\alpha\beta} = k_T(1 * x_A + ax_B + a^2x_C) \quad Eq\ 3.2$$

**Dla  $k_T=2/3$  – otrzymuje się równość wartości chwilowych ( po transformacji odwrotnej), a dla  $k_T = \sqrt{\frac{2}{3}}$  – równość mocy chwilowych.**

Wersory:  $1, a, a^2$  wyznaczają kierunki osi układu trójfazowego o kolejności faz A,B,C przy czym są one wzajemnie przesunięte o kąt  $2\pi/3$ , licząc w kierunku przeciwnym do ruchu wskazówek zegara. Oś A pokrywa się z wersorem jednostkowym 1. Współrzędne ABC, określone są mianem *stacjonarnego układu współrzędnych naturalnych*. Transformacja ABC do alfa beta (Clarka) polega na wykorzystaniu faktu że wektor może być zapisany w układzie kartezjańskim na płaszczyźnie zespolonej za pomocą dwóch składowych. [4].

$$\overrightarrow{x_{\alpha\beta}} = x_\alpha + jx_\beta \quad Eq\ 3.3$$

Zostanie wprowadzony współczynnik „a” o module jednostkowym pozwalający wyrazić wektor.

$$a = e^{-j*\frac{2}{3}*\pi} = \cos\left(\frac{2}{3}\pi\right) - j\sin\left(\frac{2}{3}\pi\right) = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad Eq\ 3.4$$

Zatem można układ zapisać w układzie alfa beta w następujący sposób:

$$\vec{k} = \frac{2}{3}(x_a(t) * 1 + x_b(t) * a + x_c(t) * a^2) \quad Eq\ 3.5$$

$$\vec{k} = \frac{2}{3}(x_a(t) * 1 + x_b(t) * (-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}) + x_c(t) * (-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2})) \quad Eq\ 3.6$$

$$\vec{k} = k_{alpha} + j * k_{beta} \quad Eq\ 3.7$$

$$k_{alpha} = \frac{2}{3} * \left( x_a(t) - \frac{1}{2}x_b(t) - \frac{1}{2}x_c(t) \right) = x_a \quad Eq\ 3.8$$

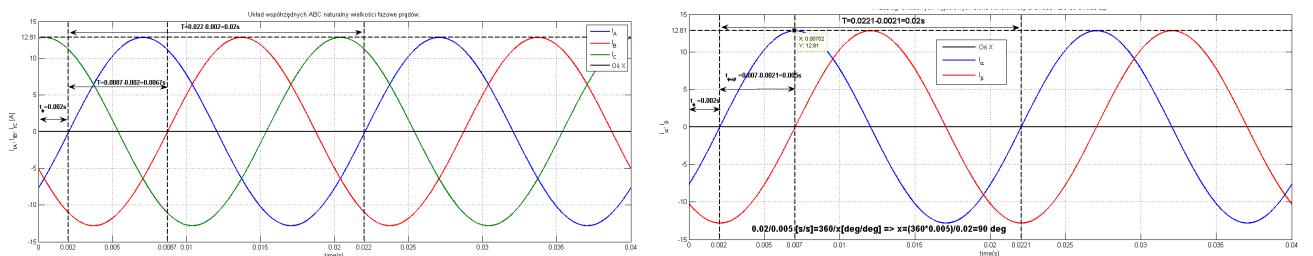
$$k_{beta} = \frac{2}{3} * \left( \frac{\sqrt{3}}{2} * x_b(t) - \frac{\sqrt{3}}{2} * x_c(t) \right) = x_b \quad Eq\ 3.9$$

Uwzględniając ( $x_a(t) + x_b(t) + x_c(t) = 0$ )

$$k_{beta} = \frac{2}{3} * \left( \frac{\sqrt{3}}{2} * x_b(t) - \frac{\sqrt{3}}{2} * x_c(t) \right) = \frac{\sqrt{3}}{3} * (x_a + 2 * x_b) \quad Eq\ 3.10$$

Zapisując macierzowo można zapisać:

$$\begin{bmatrix} k_\alpha \\ k_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \sqrt{3} & 2\sqrt{3} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \end{bmatrix} \quad Eq\ 3.11$$



[Rys 3.3] Przykładowe przebiegi. Wejście (lewy) – Wyjście(prawy) bloku przekształcenia Clarke

### 3.1.2 Invariantność mocy

Istnieje możliwość zdefiniowania mocy trójfazowych za pomocą wektora przestrzennego, w 1993 wprowadzona została tz. *Teoria mocy chwilowych opisanych przez Akagi, H., Nabae, A.*

Wyprowadzone moce pozwalają na skuteczne sterowanie przekształtnikami w taki sposób, aby mogły działać, jako układy PFC (power factory correction) oraz APF (active power filter). W pierwszej metodzie steruje się przekształtnikiem sieciowym w taki sposób, aby składową prądu  $I_q$  poprzez sprzężenie zwrotne oraz regulator posiadała jak najmniejszą wartość – bliską zero, oznacza to brak składowej biernej, zatem brak przesunięć fazowych pomiędzy prądem a napięciem. Z kolei w

*Aktywnym filtrem mocy* każdą ze składowej mocy  $P$ , oraz  $Q$  możliwe jest rozdzielenie ich na składowe stałe oraz zmienne  $P = \bar{P} + j\tilde{P}$  oraz  $Q = \bar{Q} + j\tilde{Q}$ . Strategia sterowania polega na takim generowaniu składowych zmiennych oraz całej mocy biernej, aby nie musiała być pobierana ze źródła. Równanie [Eq 3.11] opisywało transformację składowej przy zachowaniu niezmienności amplitud jednak w niektórych przypadkach np. gdy konieczne jest wyznaczenie momentu bieżącego maszyny wygodnie jest się posługiwać transformacjami związanymi z mocami.

$$k_{alfa} = \sqrt{\frac{2}{3}} * \left( x_a(t) - \frac{1}{2}x_b(t) - \frac{1}{2}x_c(t) \right) = x_a \quad Eq\ 3.12$$

Aby równanie [Eq 3.11] było inwariantem pod względem mocy należy pomnożyć je przez współczynnik:

$$k_{alfa} = \sqrt{\frac{2}{3}} * \frac{3}{2} * \frac{2}{3} * \left( x_a(t) - \frac{1}{2}x_b(t) - \frac{1}{2}x_c(t) \right) = \sqrt{\frac{2}{3}} * \frac{3}{2} x_a \quad Eq\ 3.13$$

$$k_{alfa} = \sqrt{\frac{2}{3}} * \frac{3}{2} x_a | * \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{3}} \quad Eq\ 3.14$$

$$k_{alfa} = \frac{\sqrt{6}}{2} x_a \quad Eq\ 3.15$$

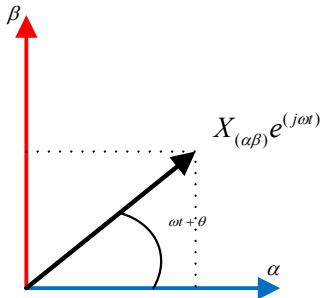
$$k_{beta} = \frac{\sqrt{6}}{2} x_\beta \quad Eq\ 3.16$$

### 3.1.3 Transformacja do układu współrzędnych wirującego z dowolną prędkością.

Jeżeli wektora zdefiniowany jest jak w Eq 3.3, oraz zostanie mu nadana pewna prędkość możemy zapisać:

$$\overrightarrow{X_{\alpha\beta}} = X_{\alpha\beta} e^{j\omega t + \theta} \quad Eq\ 3.17$$

Zapis ten oznacza, że wektor porusza się z prędkością  $\omega$  w stosunku do stacjonarnego układu współrzędnych. Stacjonarny układ współrzędnych tj.  $\alpha\beta$  przyjmuje się, jako układ nieporuszający oznacza to, że jego prędkość wynosi 0.



[Rys 3.4] Wektor przedstawiony w układzie stacjonarnym

Jeżeli utworzymy jeszcze jeden układ współrzędnych, tym razem wirujący z dowolną prędkością  $\omega_K$  możemy określić jego relację z wektorem wirującym w układzie stacjonarnym, która może być opisana następująco:

$$\overrightarrow{X_{dq}} = \overrightarrow{X_{\alpha\beta}} e^{-j\omega_K t} \quad Eq 3.18$$

$$\overrightarrow{X_{dq}} = X_{\alpha\beta} e^{j(\omega t + \theta)} e^{-j\omega_K t} \quad Eq 3.19$$

$$\overrightarrow{X_{dq}} = X_{\alpha\beta} e^{j(\omega t + \theta)} [\cos(\omega_K t) - j \sin(\omega_K t)] \quad Eq 3.20$$

$$\overrightarrow{X_{dq}} = [X_\alpha + jX_\beta] [\cos(\omega_K t) - j \sin(\omega_K t)] \quad Eq 3.21$$

$$\overrightarrow{X_{dq}} = [X_\alpha \cos(\omega_K t) + jX_\beta \cos(\omega_K t)][\cos(\omega_K t) - j X_\alpha \sin(\omega_K t) + X_\beta \sin(\omega_K t)] \quad Eq 3.22$$

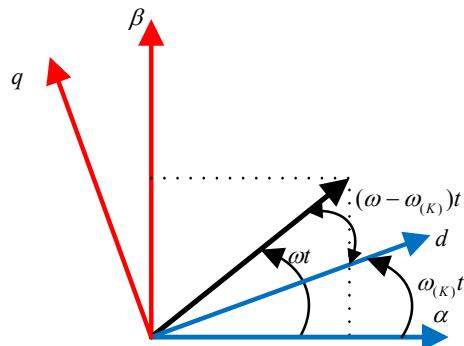
$$\overrightarrow{X_{dq}} = [X_\alpha \cos(\omega_K t) + jX_\beta \cos(\omega_K t)] + [-j X_\alpha \sin(\omega_K t) + X_\beta \sin(\omega_K t)] \quad Eq 3.23$$

$$\overrightarrow{X_{dq}} = [X_\alpha \cos(\omega_K t) + X_\beta \sin(\omega_K t)] + j[X_\beta \cos(\omega_K t) - X_\alpha \sin(\omega_K t)] \quad Eq 3.24$$

Co możemy zapisać w postaci dwóch równań:

$$\overrightarrow{X_{dq}} = X_d + jX_q \quad Eq 3.25$$

$$\begin{cases} X_d = X_\alpha \cos(\omega_K t) + X_\beta \sin(\omega_K t) \\ X_q = X_\beta \cos(\omega_K t) - X_\alpha \sin(\omega_K t) \end{cases} \quad Eq 3.26$$

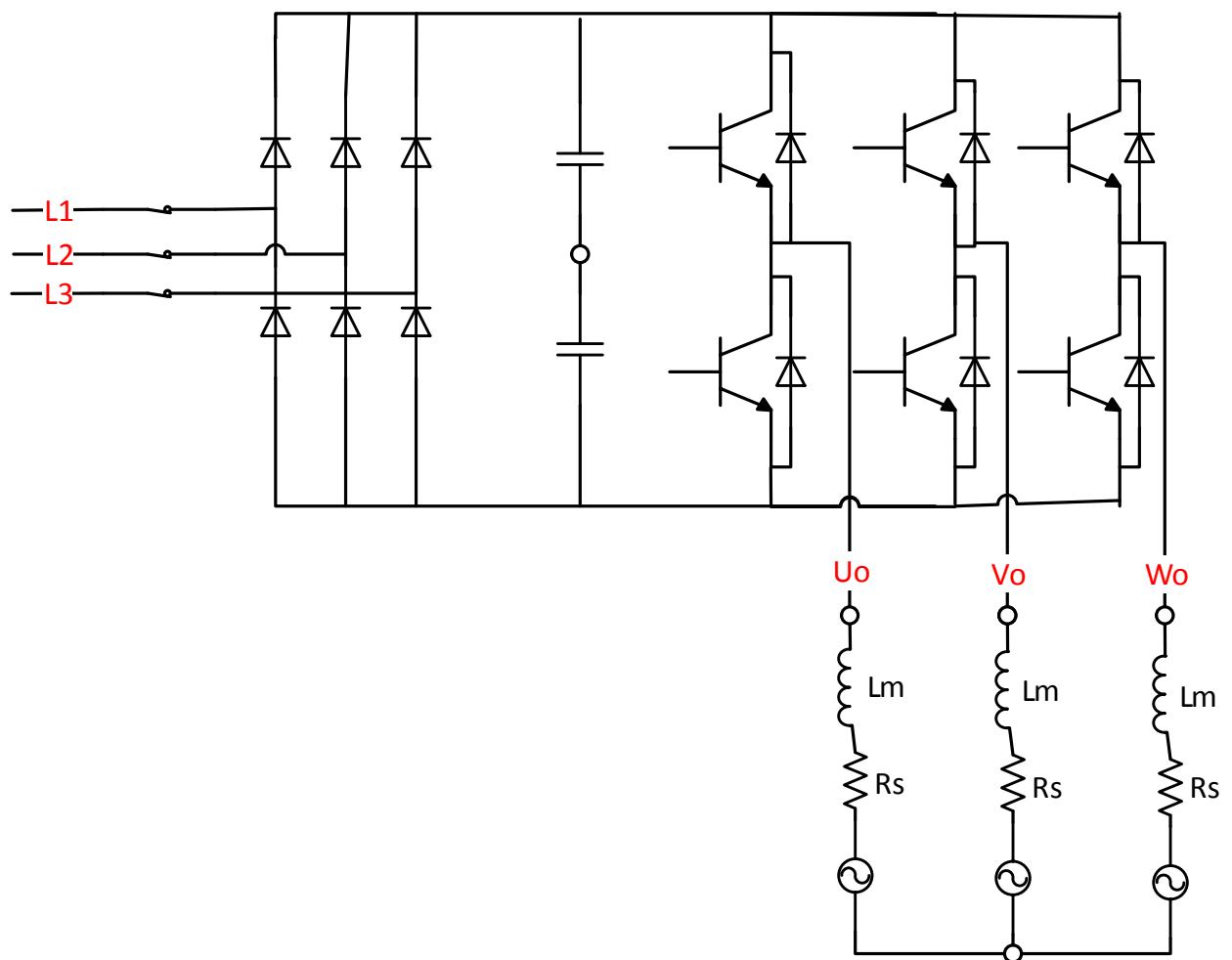


[Rys 3.5] Wektor przedstawiony w dwóch układach współrzędnych

Transformata ta ma tę korzystną właściwość, że gdy układ wirujący wiruje zgodnie z obranym wektorem tzn. ma taką samą prędkość, staje się wektorem nieruchomym względem wirującego układu współrzędnych. Często w układach napędowych tak dobiera się prędkość wirowania, aby uprościć układ sterowania, korzystając z faktu, że w układzie wirującym wartości te są wolno zmienne i stosunkowo łatwo nimi sterować.

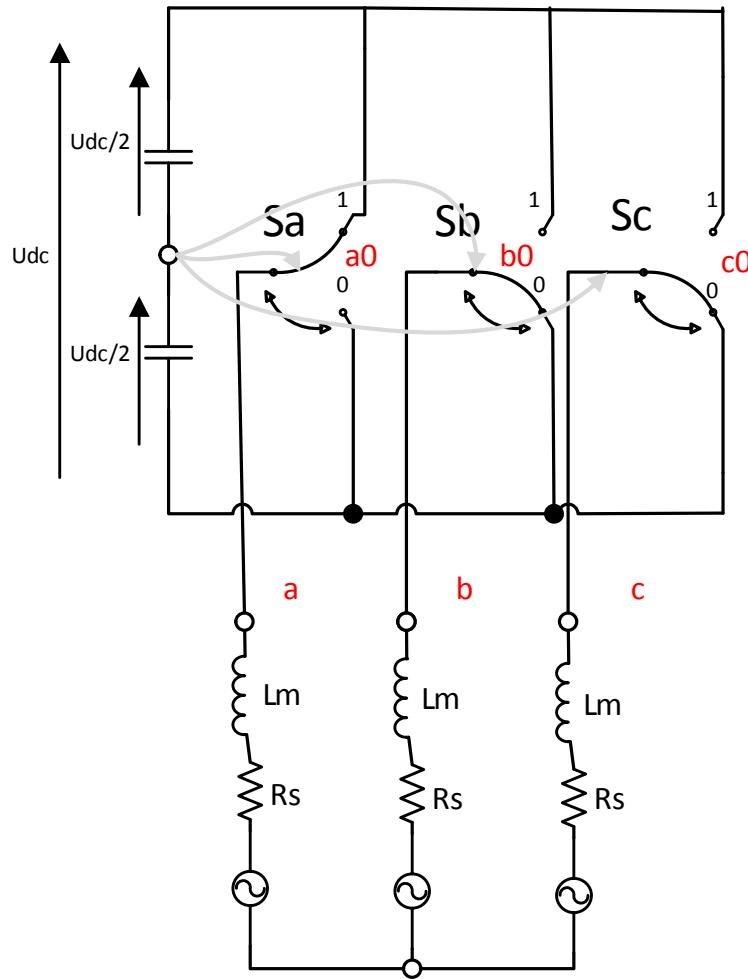
### 3.2 Model modulatora wektorowego napięcia

Falownik dwupoziomowy składa się z obwodu prostownika zapewniającego napięcie w układzie pośredniczącym odkładającym się na kondensatorach, pełniących rolę bufora, oraz filtra. Napięcie w obwodzie napięcia stałego podłączone jest do tranzystorów IGBT będącym przekształtnikiem napięcia stałego na zmienne.



[Rys 3.6] Falownik wraz z tranzystorami IGBT

Z punktu widzenia układu sterowania tranzystor pełni rolę przełącznika (zaworu). Zmieniając konfigurację przełączników 3 gałęzi istnieje możliwość wygenerowanie odpowiedniego wektora napięcia na jego wyjściu [13].



[Rys 3.7] Model falownika

$$u_{a0} - u_a + u_b = u_{b0} \quad Eq\ 3.27$$

$$u_{a0} - u_a + u_c = u_{c0} \quad Eq\ 3.28$$

$$2u_{a0} - 2u_a + u_b + u_c = u_{b0} + u_{c0} \quad Eq\ 3.29$$

$$\text{Z zależności } u_{a0} + u_{b0} + u_{c0} = 0 \rightarrow -u_{a0} = u_{b0} + u_{c0}$$

$$2u_{a0} - 3u_a = u_{b0} + u_{c0} \quad Eq\ 3.30$$

Wyprowadzając z równania Eq 3.30 można wyznaczyć napięcie na zaciskach silnika:

$$u_a = \frac{1}{3}(2u_{a0} - u_{b0} - u_{c0}) \quad Eq\ 3.31$$

$$u_b = \frac{1}{3}(2u_{b0} - u_{c0} - u_{a0}) \quad Eq\ 3.32$$

$$u_c = \frac{1}{3}(2u_{c0} - u_{a0} - u_{b0}) \quad Eq\ 3.33$$

Napięcia  $u_{a0}, u_{b0}, u_{c0}$  zdefiniowane są następująco:

$$u_{a0} = \frac{u_{dc}}{2} d_1 \quad Eq\ 3.34$$

$$u_{b0} = \frac{u_{dc}}{2} d_2 \quad Eq\ 3.35$$

$$u_{c0} = \frac{u_{dc}}{2} d_3 \quad Eq\ 3.36$$

Gdzie  $d_1, d_2, d_3 \in (-1,1)$  to:

$$u_a = \frac{1}{6} u_{dc} (2d_1 - d_2 - d_3) \quad Eq\ 3.37$$

$$u_b = \frac{1}{6} u_{dc} (2d_2 - d_3 - d_1) \quad Eq\ 3.38$$

$$u_c = \frac{1}{6} u_{dc} (2d_3 - d_1 - d_2) \quad Eq\ 3.39$$

Po wprowadzeniu oznaczeń ze schematu [Rys 3.7]

$$d_1 = 2S_a - 1 \quad Eq\ 3.40$$

$$d_2 = 2S_b - 1 \quad Eq\ 3.41$$

$$d_3 = 2S_c - 1 \quad Eq\ 3.42$$

Zakres  $S_a, S_b, S_c \in (0,1)$

$$u_a = \frac{1}{6} u_{dc} (2(2S_a - 1) - (2S_b - 1) - (2S_c - 1)) \quad Eq\ 3.43$$

$$u_a = \frac{1}{6} u_{dc} (2(2S_a) - (2S_b) - (2S_c)) + \frac{1}{6} u_{dc} (-2 + 1 + 1) \quad Eq\ 3.44$$

$$u_a = \frac{1}{3} u_{dc} (2(S_a) - (S_b) - (S_c)) + 0 \quad Eq\ 3.45$$

Analogicznie:

$$u_b = \frac{1}{3} u_{dc} (2(S_b) - (S_c) - (S_a)) \quad Eq\ 3.46$$

$$u_c = \frac{1}{3} u_{dc} (2(S_c) - (S_a) - (S_b)) \quad Eq\ 3.47$$

Biorąc pod uwagę przekształcenia Eq 3.11 zostanie wyprowadzone równanie w układzie  $\alpha\beta$

$$\begin{bmatrix} k_\alpha \\ k_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{3}} & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{2\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \frac{1}{3} u_{dc} (2(S_a) - (S_b) - (S_c)) \\ \frac{1}{3} u_{dc} (2(S_b) - (S_c) - (S_a)) \end{bmatrix} \quad Eq\ 3.48$$

Otrzymując

$$k_\alpha = \frac{1}{3} u_{dc} (2(\textcolor{red}{S}_a) - (\textcolor{blue}{S}_b) - (\textcolor{green}{S}_c)) \quad Eq\ 3.49$$

$$k_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} u_{dc} (\textcolor{blue}{S}_b - \textcolor{green}{S}_c) \quad Eq\ 3.50$$

Dla przykładowej konfiguracji [Rys 3.7]  $\overrightarrow{U_{100}} \rightarrow S_a = 1 \ S_b = 0 \ S_c = 0$

$$k_\alpha = \frac{1}{3} u_{dc} (2(1) - (0) - (0)) \quad Eq\ 3.51$$

$$k_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} u_{dc} (0 - 0) \quad Eq\ 3.52$$

$$k_\alpha = \frac{2}{3} u_{dc} \quad Eq\ 3.53$$

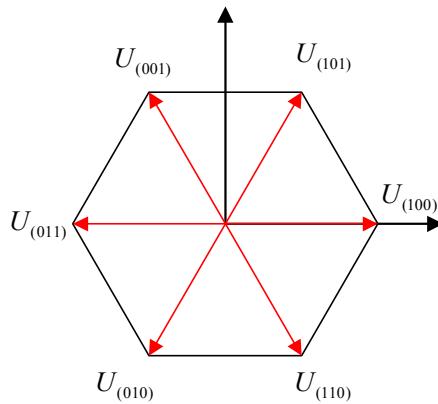
$$k_\beta = 0 \quad Eq\ 3.54$$

$$u_a = \frac{1}{3} u_{dc} (2(1) - (0) - (0)) = \frac{2}{3} u_{dc} \quad Eq\ 3.55$$

$$u_b = \frac{1}{3} u_{dc} (2(0) - (0) - (1)) = -\frac{1}{3} u_{dc} \quad Eq\ 3.56$$

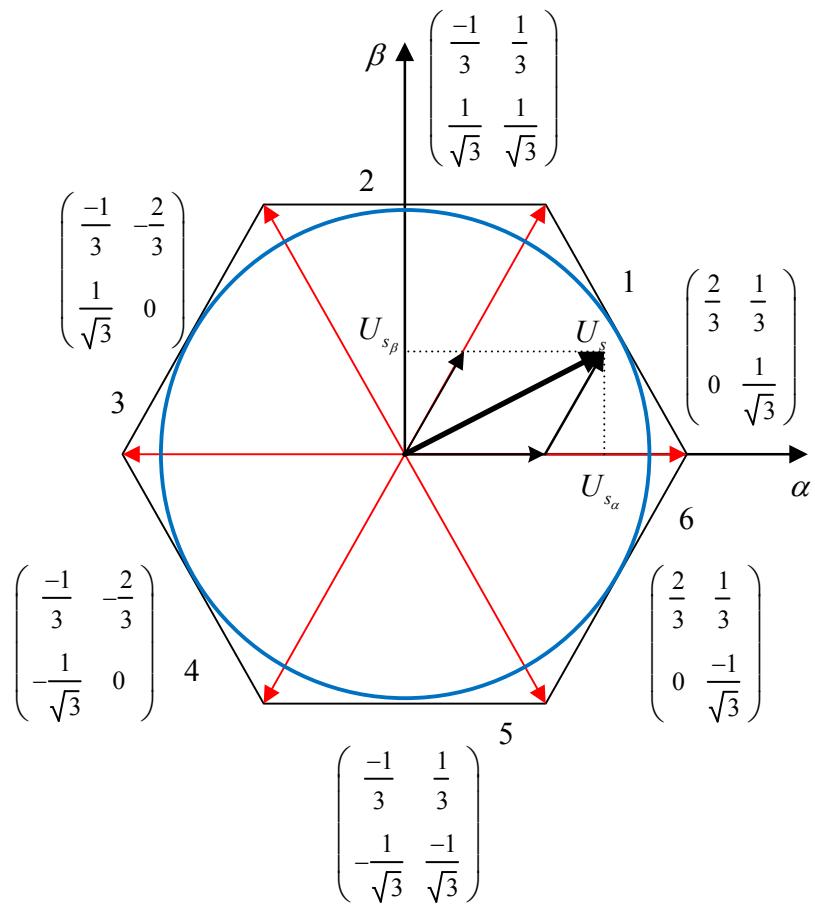
$$u_c = \frac{1}{3} u_{dc} (2(0) - (1) - (0)) = -\frac{1}{3} u_{dc} \quad Eq\ 3.57$$

Wyprowadzając kolejne wektory otrzymujemy 6 wektorów aktywnych oraz dwa zerowe.



[Rys 3.8] Wektory aktywne modulatora

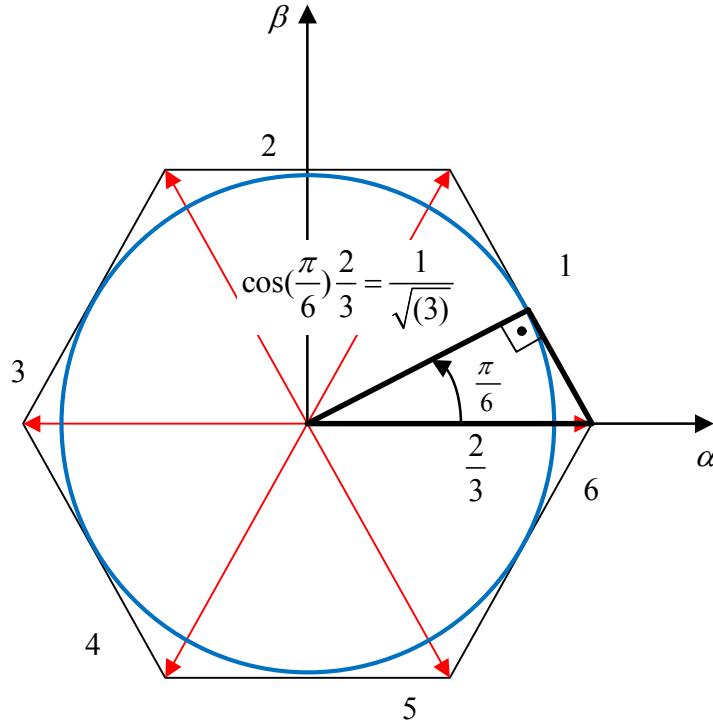
Podstawowym zadaniem algorytmu jest wyznaczenie wektorów składowych, które będą tworzyć wektor generowany  $U_s$ . Zadanie to polega na odpowiednim obliczeniu czasów wypełnienia układu PWM.



[Rys 3.9] Wyznaczanie czasów T1, T2

Modulator podzielony jest na 6 sektorów, w każdym sektorowym przydzielone są po dwa wektory aktywne oraz dwa wektory zerowe ( $U_{000}, U_{111}$ ). Z obliczeń [Eq 3.55] wynika, że maksymalnym wektorem, jaki można uzyskać wynosi  $\frac{2}{3}U_{DC}$  jednakże w takim przypadku nie zostanie uzyskany hodograf napięcia o okrągłym kształcie ze względu na ograniczone napięcie w układzie pośredniczącym. Jednym z rozwiązań jest zastosowanie nadmodulacji, która pozwoliłaby na uzyskanie większej wartości wektora, jednakże jednocześnie odkształcenia przebiegów.

W projekcie zastosowano wersję modulatora, która realizuje hodograf o kształcie wpisanego okręgu w sześciokąt. [Rys 3.9], polega ona na ograniczeniu modułu napięcia zadanego podawanego na blok modulatora.



[Rys 3.10] Ograniczony wektor przestrzenny

Wektor (przykład dla sektora 1) zadany wg [Rys 3.9] może być realizowany w następujący sposób:

$$\frac{1}{T_{PWM}} \int_0^{T_{PWM}} \overrightarrow{U_s} dt = \frac{1}{T_{PWM}} \left( \int_0^{T_1} \overrightarrow{U_x} dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \overrightarrow{U_{x\pm 60}} dt \right) \quad Eq 3.58$$

$$\frac{1}{T_{PWM}} \int_0^{T_1} \overrightarrow{U_x} dt = \frac{1}{T_{PWM}} (\overrightarrow{U_x} T_1 - \overrightarrow{U_x} 0) = \frac{T_1}{T_{PWM}} \overrightarrow{U_x} \quad Eq 3.59$$

$$\frac{1}{T_{PWM}} \int_{T_1}^{T_1+T_2} \overrightarrow{U_{x\pm 60}} dt = \frac{1}{T_{PWM}} (\overrightarrow{U_{x\pm 60}} [T_1 + T_2] - \overrightarrow{U_{x\pm 60}} T_1) = \frac{T_2}{T_{PWM}} \overrightarrow{U_{x\pm 60}} \quad Eq 3.60$$

$$\frac{1}{T_{PWM}} \overrightarrow{U_s} T_{PWM} = \frac{T_1}{T_{PWM}} \overrightarrow{U_x} + \frac{T_2}{T_{PWM}} \overrightarrow{U_{x\pm 60}} /* T_{PWM} \quad Eq 3.61$$

$$\overrightarrow{U_s} T_{PWM} = \overrightarrow{U_x} T_1 + \overrightarrow{U_{x\pm 60}} T_2 \quad Eq 3.62$$

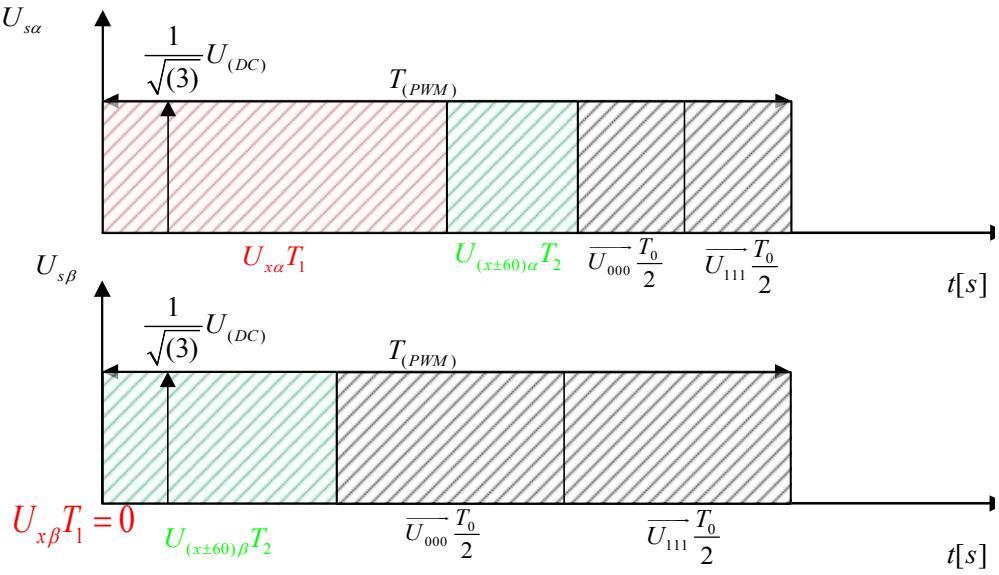
$$\overrightarrow{U_s} T_{PWM} = [\overrightarrow{U_x} \quad \overrightarrow{U_{x\pm 60}}] \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \end{bmatrix} \quad Eq 3.63$$

$$\overrightarrow{U_s} = U_\alpha + jU_\beta \quad \overrightarrow{U_x} = U_{x\alpha} + jU_{x\beta} \quad \overrightarrow{U_{x\pm 60}} = U_{(x\pm 60)\alpha} + jU_{(x\pm 60)\beta} \quad Eq 3.64$$

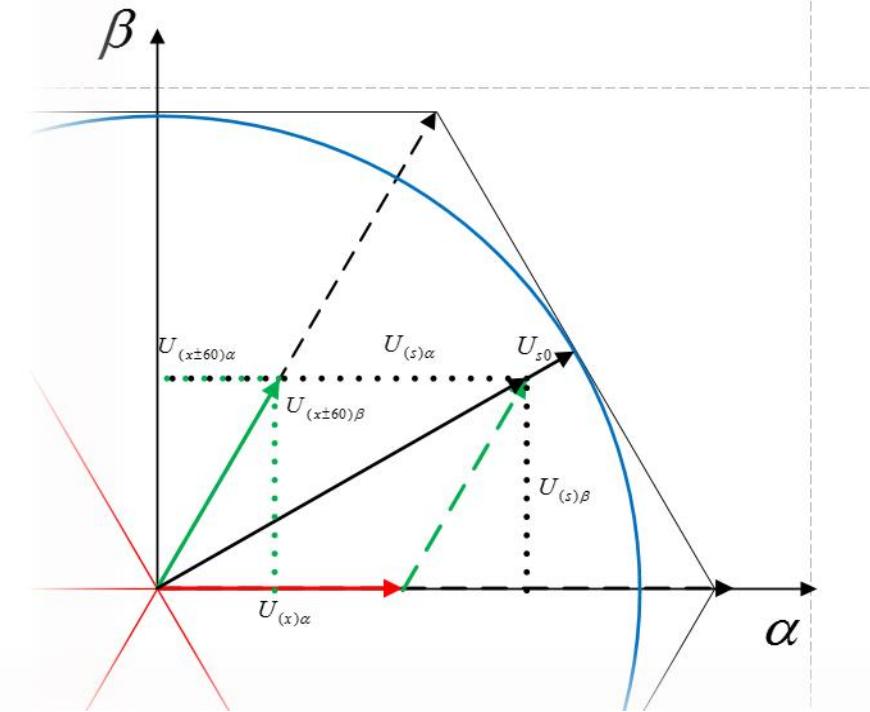
$$\begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} T_{PWM} = \begin{bmatrix} U_{x\alpha} & U_{(x\pm 60)\alpha} \\ U_{x\beta} & U_{(x\pm 60)\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \end{bmatrix} \quad Eq 3.65$$

$$\begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{x\alpha} & U_{(x\pm 60)\alpha} \\ U_{x\beta} & U_{(x\pm 60)\beta} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} T_{PWM} \quad Eq 3.66$$

Dla przykładowego wektora poszczególne czasy definiowane są następująco:



[Rys 3.11] Czasy poszczególnych składowych wektora przestrzennego



[Rys 3.12] Rozmieszczenie składowych wektora przestrzennego

Składowe wyznaczone na podstawie przekształceń pozwalają na wyznaczenie czasów, jednakże są one umieszczone w układzie  $\alpha\beta$ , co więcej należy je rozpatrywać osobno dla każdego sektora.

Na [Rys 3.11] widoczne są składowe alfa beta, z których możliwe jest wyznaczenie odpowiednich czasów, służących do obliczeń wartości referencyjnych w poszczególnych fazach.

Najkorzystniejszym ułożeniem czasów z punktu widzenia liczby przełączeń, a co z tym idzie znieksztalceń i strat jest rozmieszczenie czasów w sposób symetryczny, wykorzystując dodatkowo 2 wektory zerowe.

Aby obliczyć wartości referencyjne dla poszczególnych faz, warto przyjrzeć się [Rys 3.13], długość impulsu jest liniową funkcją, którą można opisać równaniem prostej:

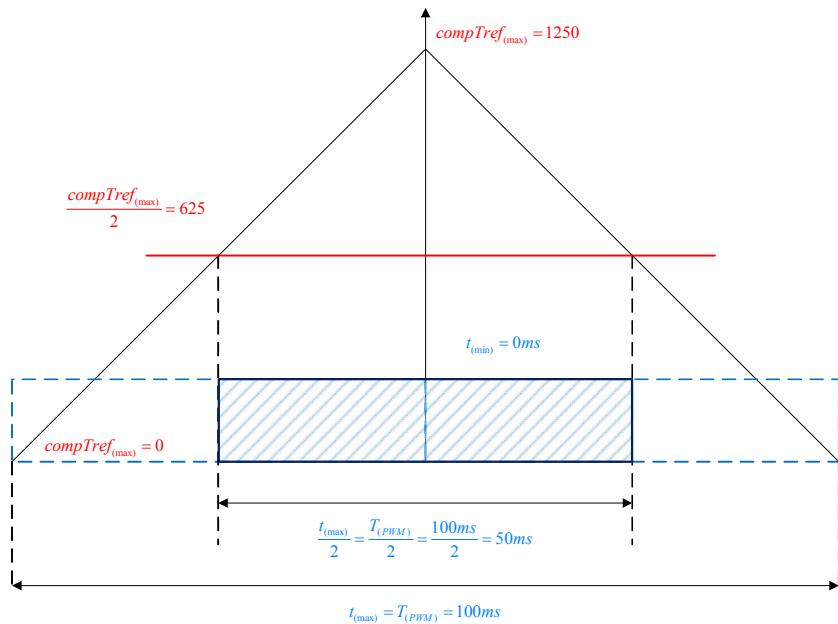
$$f(x) = ax + b \quad Eq\ 3.67$$

$$\begin{cases} compTref_{max} = a * t_{min} + b \\ compTref_{min} = a * t_{max} + b \end{cases} \quad Eq\ 3.68$$

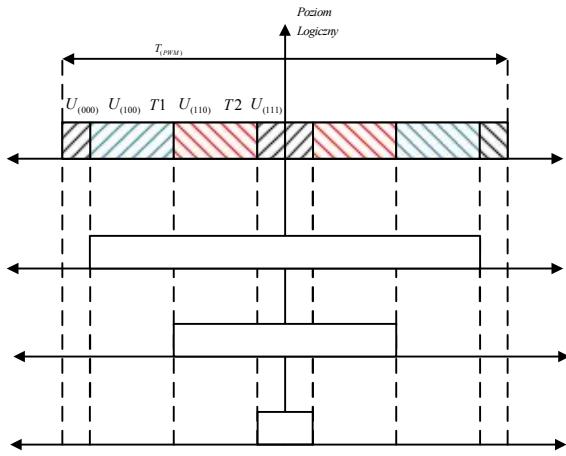
Gdzie:  $t_{min} = 0$ ,  $t_{max} = t_{pwm} = \frac{1}{10000} = 100[ms]$ ,  $compTref_{max} = 1250$ ,  $compTref_{min} = 0$

$$\begin{aligned} compTref_{max} &= b \rightarrow b = 1250 \\ a &= -\frac{b}{t_{max}} \rightarrow a = -\frac{compTref_{max}}{t_{max}} \\ f(x) &= -\frac{compTref_{max}}{t_{max}}x + compTref_{max} \\ f(x) &= \left( -\frac{1}{t_{max}} * x + 1 \right) compTref_{max} \end{aligned} \quad Eq\ 3.69$$

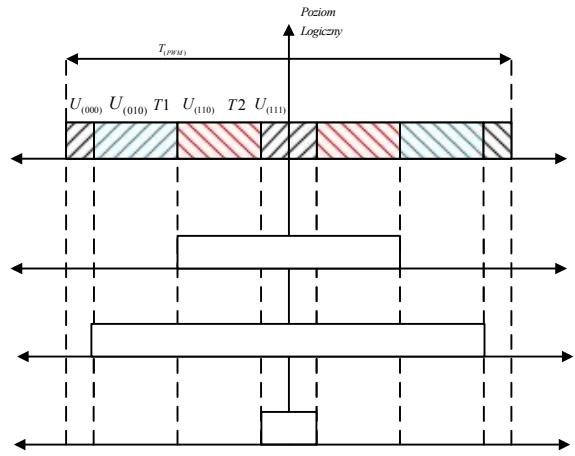
Gdzie  $x$  – to długość porządanego impulsu,  $f(x)$  – wartość referencyjna,  $\frac{x}{t_{max}}$  – jest czasem względnym (względem okresu PWM), podobnie jak wartości obliczane w równaniach [Eq 3.66].



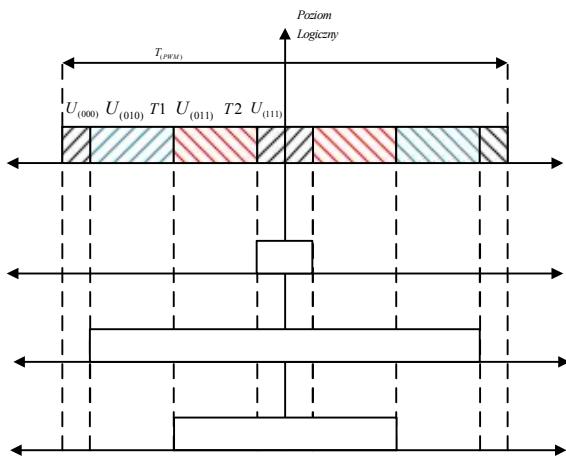
[Rys 3.13] Tworzenie impulsu



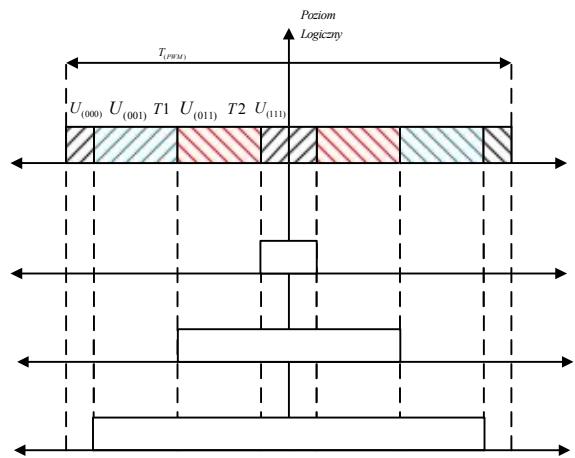
[Rys 3.14] Rozmieszczenie wektorów sektor 1



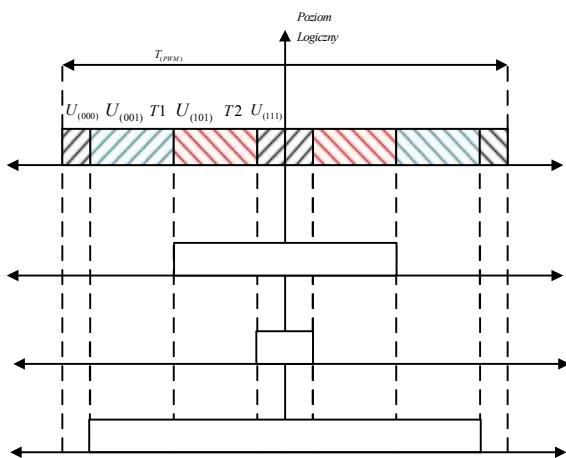
[Rys 3.15] Rozmieszczenie wektorów sektor 2



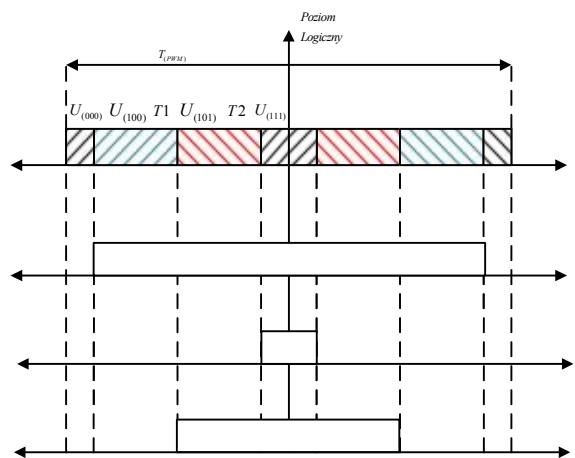
[Rys 3.16] Rozmieszczenie wektorów sektor 3



[Rys 3.17] Rozmieszczenie wektorów sektor 4



[Rys 3.18] Rozmieszczenie wektorów sektor 5



[Rys 3.19] Rozmieszczenie wektorów sektor 6

Z równań wynika że każdy z wektorów powinien trwać określoną liczbę czasu tj  $T1, T2, T0$ , w projekcie zostanie wykorzystany algorytm (SPVM2). Algorytm ten określa położenie bliźniaczych wektorów względem siebie, miejsce wektorów zerowych oraz wektorów w danym sektorze.

Wykorzystywana wersja algorytmu (2) zapewni najmniejszą liczbę przełączeń podczas jednego okresu. Podczas komutacji z sąsiednim wektorem zmieniana jest tylko jedna para przełączeń, zapewniając THD na poziomie około 4%.

Konfiguracja wektorów jest dla każdego sektora różna, więc położenie wału silnika jest sprawą determinującą działanie algorytmu.

Przykładowo dla sektora pierwszego zgodnie z [Rys 3.9] Wyznaczanie czasów T1, T2 do „dyspozycji” są dwa wektory  $U_{100}, U_{110}$  aktywne oraz dwa zerowe  $U_{111}, U_{000}$ . Według algorytmu SPVM najlepiej, aby wektory „zerowe” były umieszczone w środku, oraz na zewnątrz.

Zgodnie z [Rys 3.14] możemy zapisać że:

$$2t_0 + t1 + t2 = t_{PWM} \quad / \div t_{PWM} \quad Eq 3.71$$

$$\text{Oraz uwzględniając } t_{PWM} = t_{max} \quad \frac{t_1}{t_{max}} = T1, \quad \frac{t_2}{t_{max}} = T2, \quad \frac{t_{0_{111}}}{t_{max}} = T0_{111}$$

$$2T_0 + T1 + T2 = 1 \quad Eq 3.72$$

Zatem:

$$T_0 = \frac{1 - T1 - T2}{2} \quad Eq 3.73$$

Czas zerowy -  $T_0$  jest dzielony po równo pomiędzy dwa wektory zerowe.

Ponownie korzystając z [Rys 3.14] możliwe jest wyznaczenie kolejnych wartości referencyjnych.

Podstawiając za  $x = t_1 + t_2 + t_{0_{111}}$  o równania Eq 3.70:

$$Ta = \left( \left( -\frac{1}{t_{max}} \right) * (t_1 + t_2 + t_{0_{111}}) + 1 \right) compTref_{max} \quad Eq 3.74$$

$$\text{Korzystając z faktu że } \frac{t_1}{t_{max}} = T1, \quad \frac{t_2}{t_{max}} = T2, \quad \frac{t_{0_{111}}}{t_{max}} = T0_{111}$$

$$Ta = (-(T1 + T2 + T0_{111}) + 1) compTref_{max} \quad Eq 3.75$$

$$\text{Podstawiając w miejsce } T0_{111} = \frac{1-T1-T2}{2}$$

$$Ta = \left( -(T1 + T2 + \frac{1 - T1 - T2}{2}) + 1 \right) compTref_{max} \quad Eq 3.76$$

$$Ta = \left( -(\frac{2T1}{2} + \frac{2T2}{2} + \frac{1 - T1 - T2}{2}) + \frac{2}{2} \right) compTref_{max} \quad Eq 3.77$$

$$compTa = \left( \frac{1 - T1 - T2}{2} \right) compTref_{max} = Ta \quad Eq 3.78$$

Dla kolejnej fazy wartość może być wyznaczona następująco:

$$Tb = -(T2 + T0_{111}) + 1) compTref_{max} \quad Eq 3.79$$

$$Tb = \left( -\left( T2 + \frac{1 - T1 - T2}{2} \right) + 1 \right) compTref_{max} \quad Eq 3.80$$

$$Tb = \left( -\left( \frac{2T2}{2} + \frac{1 - T1 - T2}{2} \right) + 1 \right) compTref_{max} \quad Eq 3.81$$

$$Tb = \left( -\left( \frac{1 - T1 + T2}{2} \right) + 1 \right) compTref_{max} \quad Eq 3.82$$

Rozpisując:

$$Tb = \left( -\frac{1}{2} + \frac{T1}{2} - \frac{T2}{2} + 1 \right) compTref_{max} \quad Eq 3.83$$

$$Tb = \left( \frac{1}{2} + \frac{T1}{2} - \frac{T2}{2} \right) compTref_{max} \quad Eq 3.84$$

Dodając do równania Eq 3.85  $\frac{T1}{2} - \frac{T1}{2} = 0$

$$Tb = \left( \frac{1}{2} + \frac{T1}{2} + \frac{\textcolor{red}{T1}}{2} - \frac{\textcolor{red}{T1}}{2} - \frac{T2}{2} \right) compTref_{max} \quad Eq 3.85$$

Porządkując:

$$Tb = \left( \frac{1 - \textcolor{red}{T1} - T2}{2} + \frac{\textcolor{red}{T1}}{2} + \frac{T1}{2} \right) compTref_{max} \quad Eq 3.86$$

$$Tb = \left( \frac{1 - \textcolor{red}{T1} - T2}{2} + \textcolor{red}{T1} \right) compTref_{max} \quad Eq 3.87$$

$$compTb = \textcolor{red}{Ta} + T1 * compTref_{max} = Tb \quad Eq 3.88$$

Podobnie można wyznaczyć wartość dla fazy 3 która przyjmuje następującą postać:

$$compTc = Tb + T2 * compTref_{max} \quad Eq 3.89$$

Podsumowuję

$$compTa = \left( \frac{1 - T1 - T2}{2} \right) compTref_{max} = Ta \quad Eq 3.90$$

$$compTb = \textcolor{red}{Ta} + T1 * compTref_{max} = Tb$$

$$compTc = Tb + T2 * compTref_{max}$$

Takie uproszczenie przyspiesza wykonywanie algorytmu, procesor wykorzystuje wcześniej obliczone dane.

Jak widać na [Rys 3.14]-[Rys 3.19] każdy z sektorów korzysta z tych samych wartości referencyjnych jednakże w każdym z nich przypisane są do różnych faz (rejestrów komparatora).

Tabela 3-1 Wartości referencyjne w sektorach

	Sektor 1	Sektor 2	Sektor 3	Sektor 4	Sektor 5	Sektor 6
<i>compTa</i>	<i>Ta</i>	<i>Tb</i>	<i>Tc</i>	<i>Tc</i>	<i>Tb</i>	<i>Ta</i>
<i>compTb</i>	<i>Tb</i>	<i>Ta</i>	<i>Ta</i>	<i>Tb</i>	<i>Tc</i>	<i>Tc</i>
<i>compTc</i>	<i>Tc</i>	<i>Tc</i>	<i>Tb</i>	<i>Ta</i>	<i>Ta</i>	<i>Tb</i>

### 3.2.1 Przykładowy przebieg działania algorytmu

Algorytm modulatora zostanie przedstawiony na przykładzie jednego wektora zadanego. Założymy, że wektor zadany jest zdefiniowany następująco:

$$U_o(\theta) = 288.675e^{j\theta} \approx \frac{1}{\sqrt{3}}500e^{j\theta} \quad Eq\ 3.91$$

Gdzie  $\theta$  – kąt w stopniach,  $\theta \in \mathcal{R}(0 \div 360[^{\circ}])$

Zmierzone napięcie w układzie pośredniczącym to  $U_{DC} = 600[V]$  maksymalny wektor jaki falownik jest w stanie uzyskać przy zachowaniu kołowego hodografu napięcia to  $|U_{o_{max}}| = \frac{1}{\sqrt{3}}U_{DC} = \frac{1}{\sqrt{3}}600$ , aby zabezpieczyć układ modulatora przed przekroczeniem wartości dozwolonej wprowadza się tak zwany *współczynnik głębokości modulacji*, określający stosunek modułów wektora maksymalnego oraz zadanego:

$$Ku = \frac{\frac{1}{\sqrt{3}}U_{DC}}{\sqrt{Re\{U_o(\theta)\}^2 + Im\{U_o(\theta)\}^2}} \quad Eq\ 3.92$$

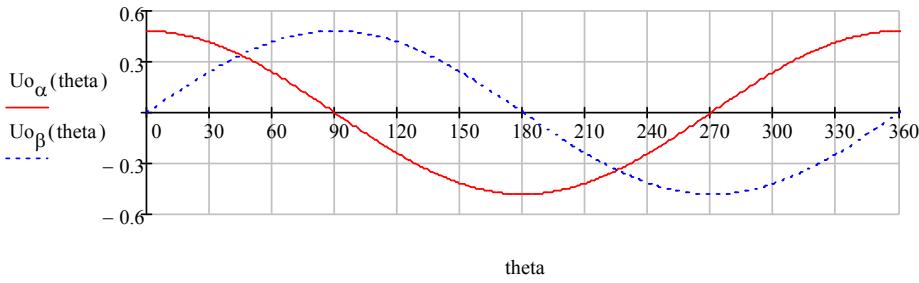
Dla tego przykładu wynosi on  $Ku = 1.2$

Algorytm układ modulatora sprawdza w każdym okresie trwania PWM czy wartość  $Ku \geq 1$ , w takim przypadku nie musi być ograniczona, w przeciwnym razie zostanie ona pomniejszona o współczynnik  $Ku$ .

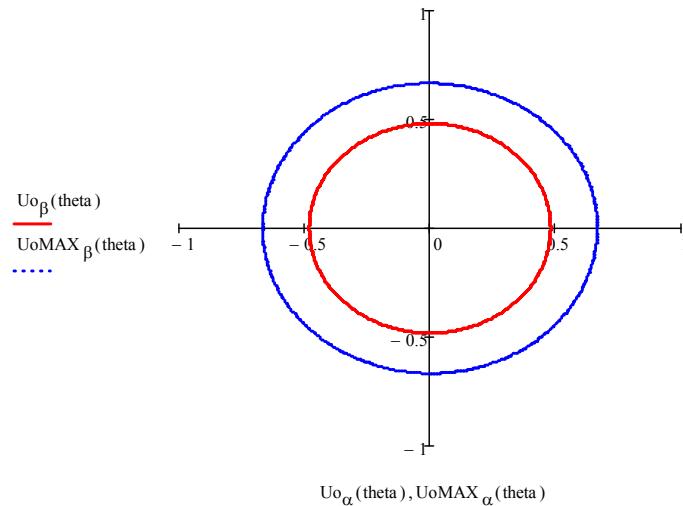
Wartości otrzymane wygodnie jest odnieść do napięcia pośredniczącego oraz rozpisać na składowe:

$$U_{o_\alpha}(\theta) = \frac{Re\{U_o(\theta)\}}{U_{DC}} \quad Eq\ 3.93$$

$$U_{o_\beta}(\theta) = \frac{Im\{U_o(\theta)\}}{U_{DC}} \quad Eq\ 3.94$$



[Rys 3.20] Składowe wektora zadanego



[Rys 3.21] Hodografia wektora

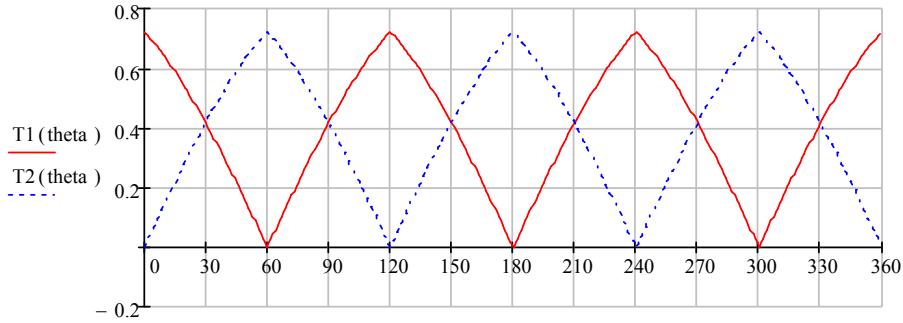
Korzystając z zależności Eq 3.66, oraz z rysunku [Rys 3.9] możemy wyznaczyć czasy T1 oraz T2 dla każdego z kąta:

$$Y(\theta) := \begin{cases} \begin{pmatrix} 2 & 1 \\ 3 & 3 \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{pmatrix}^{-1} \cdot \begin{pmatrix} U_{o\alpha}(\theta) \\ U_{o\beta}(\theta) \end{pmatrix} & \text{if } (0 \leq \theta < 60) \\ \begin{pmatrix} -1 & 1 \\ 3 & 3 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{pmatrix}^{-1} \cdot \begin{pmatrix} U_{o\alpha}(\theta) \\ U_{o\beta}(\theta) \end{pmatrix} & \text{if } (60 \leq \theta < 120) \\ \begin{pmatrix} -1 & -2 \\ 3 & 3 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & 0 \end{pmatrix}^{-1} \cdot \begin{pmatrix} U_{o\alpha}(\theta) \\ U_{o\beta}(\theta) \end{pmatrix} & \text{if } (120 \leq \theta < 180) \\ \begin{pmatrix} -1 & -2 \\ 3 & 3 \\ -\frac{1}{\sqrt{3}} & 0 \end{pmatrix}^{-1} \cdot \begin{pmatrix} U_{o\alpha}(\theta) \\ U_{o\beta}(\theta) \end{pmatrix} & \text{if } (180 \leq \theta < 240) \\ \begin{pmatrix} -1 & 1 \\ 3 & 3 \\ -\frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{pmatrix}^{-1} \cdot \begin{pmatrix} U_{o\alpha}(\theta) \\ U_{o\beta}(\theta) \end{pmatrix} & \text{if } (240 \leq \theta < 300) \\ \begin{pmatrix} 2 & 1 \\ 3 & 3 \\ 0 & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{pmatrix}^{-1} \cdot \begin{pmatrix} U_{o\alpha}(\theta) \\ U_{o\beta}(\theta) \end{pmatrix} & \text{if } (300 \leq \theta < 360) \end{cases}$$

[Rys 3.22] Tablica funkcji obliczających czasy względne

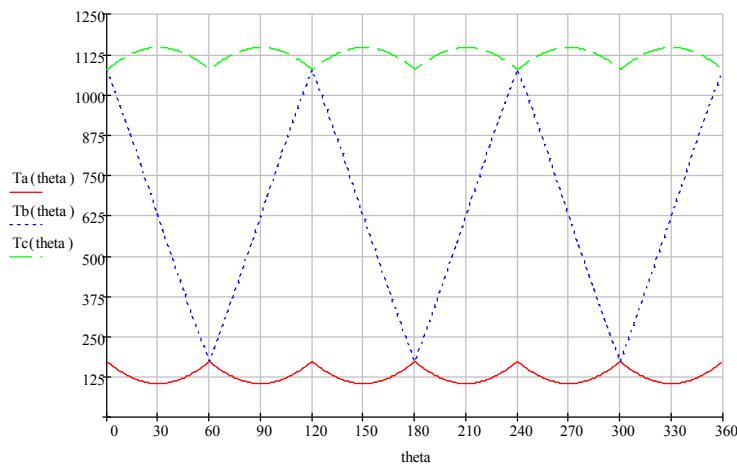
Po czym podstawić wartości:

$$T2(\theta) := Y(\theta)_1 \quad T1(\theta) := Y(\theta)_0$$



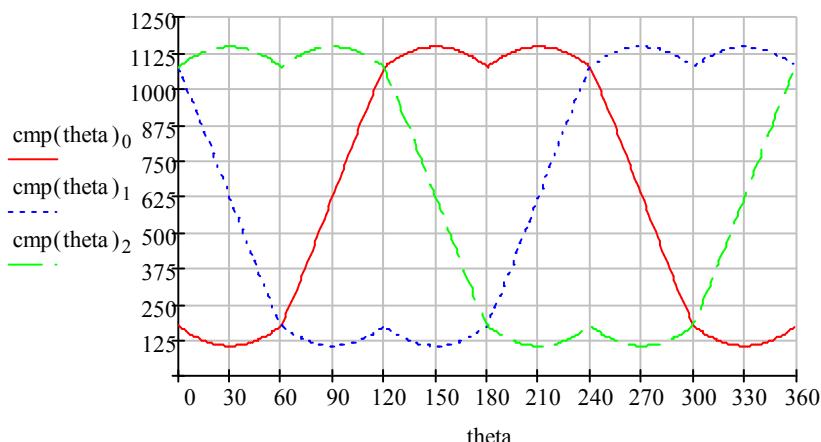
[Rys 3.23] Wartości czasów wyznaczonych dla każdej wartości  $\theta$

Następnie podstawiając do równań: Eq 3.78 Eq 3.88 Eq 3.89 dla każdej wartości  $\theta$ . otrzymamy:



[Rys 3.24] Wartości referencyjne

Na [Rys 3.24] wyraźnie widać że wartości zostały dobrze wyznaczone jednak, dla każdego sektora wartości referencyjne powtarzają się – nie zmieniają się w pełnym zakresie. Po skorzystaniu z zależności w tabeli *Tabela 3-1*



[Rys 3.25] Wartości referencyjne

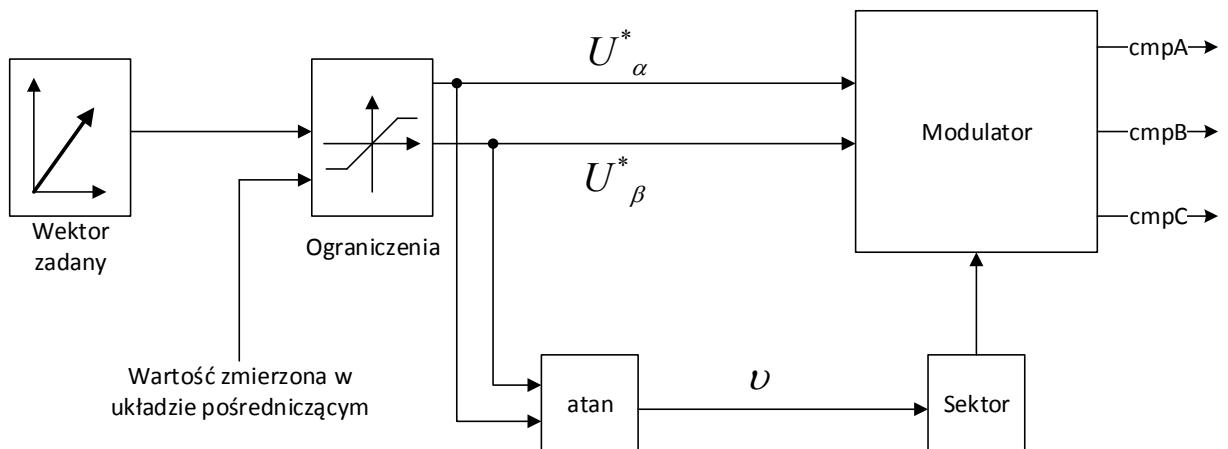
### 3.2.2 Implementacja programowa algorytmu.

Wdrożenie algorytmu polega na stworzeniu instancji (egzemplarza) struktury, która będzie, wykonywała odpowiednie operacje na swoich polach.

Do poprawnej pracy algorytmu, potrzebna jest informacja o:

- Napięciu mierzonym w układzie pośredniczącym- determinujące granice generowanego wektora
- Składowe wektora zadanego
- Wartości graniczne sektorów
- Poprawnie obliczany kąt wektora

Na wyjściu bloku otrzymamy 3 wartości referencyjne dla każdego z 3 faz komparatorów.



[Rys 3.26] Schemat blokowy modulatora

Schemat z [Rys 3.26] przedstawia logiczną strukturę, przepływ sygnałów, oraz wartości wyjściowe, na jego podstawie została zdefiniowana struktura.

```
typedef struct{
    float32 sectors[6][2][2];//1
    Uint16 ActualSector;
    Uint16 PWMperiodValue;
    float32 freqOfSaw;
    float32 sawOutput;
    VECTOR *InputVoltage;
    COMPARATORE_TIME *timeTab;
    void (*init)();
    void (*saw)();
    void (*calc)();
    void (*sector)();
}SPVM;
typedef SPVM *SPVM_h;
```

Listing 3-1 Struktura SPVM – Space Vector Modulation

Tabela 3-2 Pola struktury SPVM

<code>float32 sectors[6][2][2];</code>	Tablica macierzy odwrotnych, zdefiniowana dla każdego sektora [Rys 3.9]
<code>int16 ActualSector;</code>	Aktualny sektor wektora zadaneego
<code>Uint16 PWMperiodValue;</code>	Maksymalna wartość referencyjna (PWM)
<code>float32 freqOfSaw;</code>	Częstotliwość piły
<code>float32 sawOutput;</code>	Zmienna przechowująca wartość chwilową generowanej piły
<code>VECTOR *InputVoltage;</code>	Wskaźnik na obiekt typu <code>VECTOR</code>
<code>COMPARATORE_TIME *timeTab;</code>	Wskaźnika na obiekt typu <code>COMPARATORE_TIME</code>
<code>void (*init)();</code>	Wskaźnik na funkcję inicjalizującą
<code>void (*saw)();</code>	Wskaźnik na funkcję „generacji piły”
<code>void (*calc)();</code>	Wskaźnik na funkcję obliczającą
<code>void (*sector)();</code>	Wskaźnik na funkcję wyznaczającą sektor

Sposób, w jaki została stworzona struktura, przypomina klasę znaną z programowania zorientowanego obiektowo. Jest jednak o wiele bardziej ograniczona, jednakże wystarczająca na potrzeby implementacji algorytmu.

Podejście obiektowe pozwala na skupieniu się na wzajemnych relacjach obiektów. Instancja czyli egzemplarz klasy pozwala na łatwiejszą manipulację danymi oraz ich przekazywanie do funkcji wykonującej (metody). Aby jednak funkcję mogły być wykonywane z wnętrza struktury, należało się posłużyć wskaźnikami na funkcje, która w momencie tworzenia obiektu zostaną przypisane (zarejestrowana).

```
#define SPVM_default \
    {InvertedArray,1,1250,0,0,0,0, \
     (void(*)(long))SPVM_Init, \
     (void(*)(long))SPVM_Saw, \
     (void(*)(long))SPVM_Calc, \
     (void(*)(long))SPVM_Sector}

(...)

SPVM SpvmObj=SPVM_default; //tworzenie globalnego egzemplarza struktury(klasy)
```

Listing 3-2 Definicja obiektu.

Każda z metod wykonuje operację na przekazanej referencji, unika się w ten sposób duplikowania zmiennych, skraca kod oraz przyspiesza działanie algorytmu.

```

void SPVM_Saw(SPVM *spvm_ptr)
{
float32 delta_y;
// z proporcji : delta_y/delta_t=2*PI/1 szukamy delta_y

delta_y=(0.000628318530717959)*spvm_ptr->freqOfSaw;
spvm_ptr->sawOutput=(spvm_ptr->sawOutput+delta_y);
//generator piły
if (spvm_ptr->sawOutput>2*PI) spvm_ptr->sawOutput=spvm_ptr->sawOutput-2*PI;
if (spvm_ptr->sawOutput<0) spvm_ptr->sawOutput=spvm_ptr->sawOutput+2*PI;
}

```

*Listing 3-3 SPVM\_Saw Metoda generująca przebieg piły narastającej*

Metoda ta pełni funkcję testującą, jest przydatna przy wielorakich testach modulatora, można dzięki niej uruchomić układ w pętli otwartej. Jej zadaniem jest wygenerowanie sygnału piłokształtnego.

Wartości chwilowe generowanego przebiegu znajdują się również wewnątrz struktury. (`spvm_ptr->sawOutput`) (Tabela 3-2)

```

void SPVM_Calc(SPVM *spvm_ptr){
float32 taon, tbon, tcon;
#define BETA spvm_ptr->InputVoltage->Beta
#define ALPHA spvm_ptr->InputVoltage->Alpha
#define SECTOR00 spvm_ptr->sectors[spvm_ptr->ActualSector][0][0] //makro tablicy odwrotnej
#define SECTOR01 spvm_ptr->sectors[spvm_ptr->ActualSector][0][1]
#define SECTOR10 spvm_ptr->sectors[spvm_ptr->ActualSector][1][0]
#define SECTOR11 spvm_ptr->sectors[spvm_ptr->ActualSector][1][1]
spvm_ptr->timeTab->T1=ALPHA*SECTOR00+BETA*SECTOR01; //równanie macierzowe Eq 3.66
spvm_ptr->timeTab->T2=ALPHA*SECTOR10+BETA*SECTOR11;

taon=(1-spvm_ptr->timeTab->T1-spvm_ptr->timeTab->T2)*0.5*1250; //obliczanie wartości referencyjnych
tbon=taon+spvm_ptr->timeTab->T1*1250; //równanie Eq 3.90
tcon=tbon+spvm_ptr->timeTab->T2*1250;

switch((spvm_ptr->ActualSector)){ //przyporządkowanie wartości referencyjnych do
//odpowiednich faz
    case 0: spvm_ptr->timeTab->compTa = taon;
    spvm_ptr->timeTab->compTb = tbon;
    spvm_ptr->timeTab->compTc = tcon; break; // sektor 1

    case 1: spvm_ptr->timeTab->compTa = tbon;
    spvm_ptr->timeTab->compTb = taon;
    spvm_ptr->timeTab->compTc = tcon; break; // sektor 2

    case 2: spvm_ptr->timeTab->compTa = tcon;
    spvm_ptr->timeTab->compTb = taon;
    spvm_ptr->timeTab->compTc = tbon; break; // sektor 3

    case 3: spvm_ptr->timeTab->compTa = tcon;
    spvm_ptr->timeTab->compTb = tbon;
    spvm_ptr->timeTab->compTc = taon; break; // sektor 4

    case 4: spvm_ptr->timeTab->compTa = tbon;
    spvm_ptr->timeTab->compTb = tcon;
    spvm_ptr->timeTab->compTc = taon; break; // sektor 5

    case 5: spvm_ptr->timeTab->compTa = taon;
    spvm_ptr->timeTab->compTb = tcon;
    spvm_ptr->timeTab->compTc = tbon; break; // sektor 6
}
}

```

*Listing 3-4 Metoda obliczająca algorytm SVM*

Funkcja obliczająca powstała w całości na podstawie obliczeń przytoczonych w rozdziale 3.1.3. Na początku funkcji deklarowane są zmienne lokalne, tymczasowe, przetrzymujące wartości

referencyjne poszczególnych faz. Na końcu przypisując te wartości do odpowiednich pól struktury

```
COMPARATORE_TIME *timeTab;
```

```
void SPVM_Sector(SPVM *spvm_ptr){  
    #define THETA spvm_ptr->InputVoltage->theta//MAKRO pomocnicze  
    if(THETA>=0 && THETA<=1.047) spvm_ptr->ActualSector=1;//60*pi/180  
    if(THETA>=1.047 && THETA<=2.094) spvm_ptr->ActualSector=2;  
    if(THETA>=2.094 && THETA<=PI) spvm_ptr->ActualSector=3;  
    if(THETA>=-PI && THETA<=-2.094) spvm_ptr->ActualSector=4;  
    if(THETA>=-2.094 && THETA<=-1.047) spvm_ptr->ActualSector=5;  
    if(THETA>=-1.047 && THETA<=0) spvm_ptr->ActualSector=6;  
    spvm_ptr->ActualSector-=1;  
}
```

*Listing 3-5 Metoda wyznaczająca sektor, w, którym znajduje się wektor zadany*

Na każdy sektor przypada 60 stopni funkcja zwraca aktualny sektor. (Wartość pomniejszona jest o 1 ze względu sposób numeracji tablicy. Makro tablicy przechowujące wartości macierzy odwrotnych dla poszczególnych sektorów wygląda następująco:

```
#define InvertedArray { {{ 1.5,-0.866 }, \  
    { 0, 1.732 }}, \  
    {{ -1.5,0.866 }, \  
    { 1.5, 0.866 }}, \  
    {{ 0, 1.732 }, \  
    { -1.5,-0.866 }}, \  
    {{ 0,-1.732 }, \  
    { -1.5, 0.866 }}, \  
    {{ -1.5,-0.866 }, \  
    { 1.5,-0.866 }}, \  
    {{ 1.5,0.866 }, \  
    { 0,-1.732 }} }
```

*Listing 3-6 Makro definiujące tablice z macierzami odwrotnymi.*

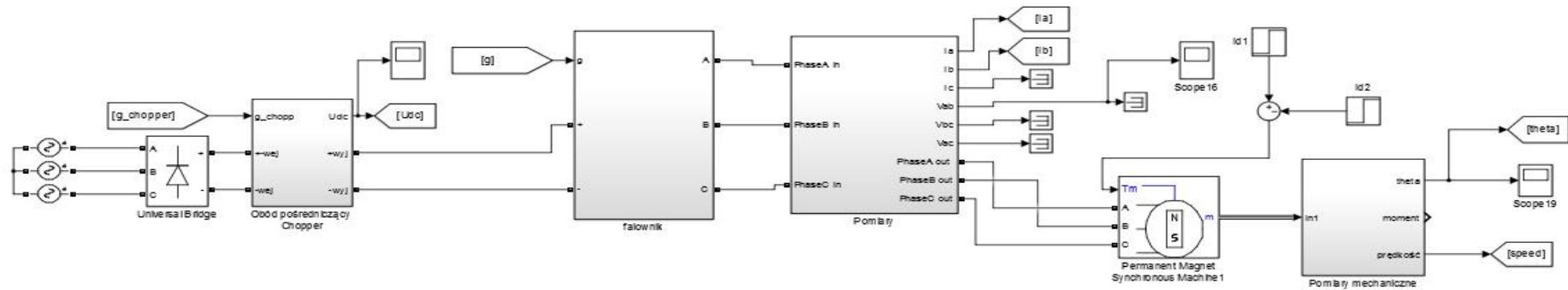
## 4 Symulacja komputerowa

Symulacja komputerowa będzie obejmować pełny układ regulacji, z silnikiem PMSM zaimplementowanym w środowisku MATLAB z pakietem Simscape. Podejście takie pozwoli zapoznać się algorytmem, swobodnie go przetestować, oraz ułatwi budowę układu rzeczywistego.

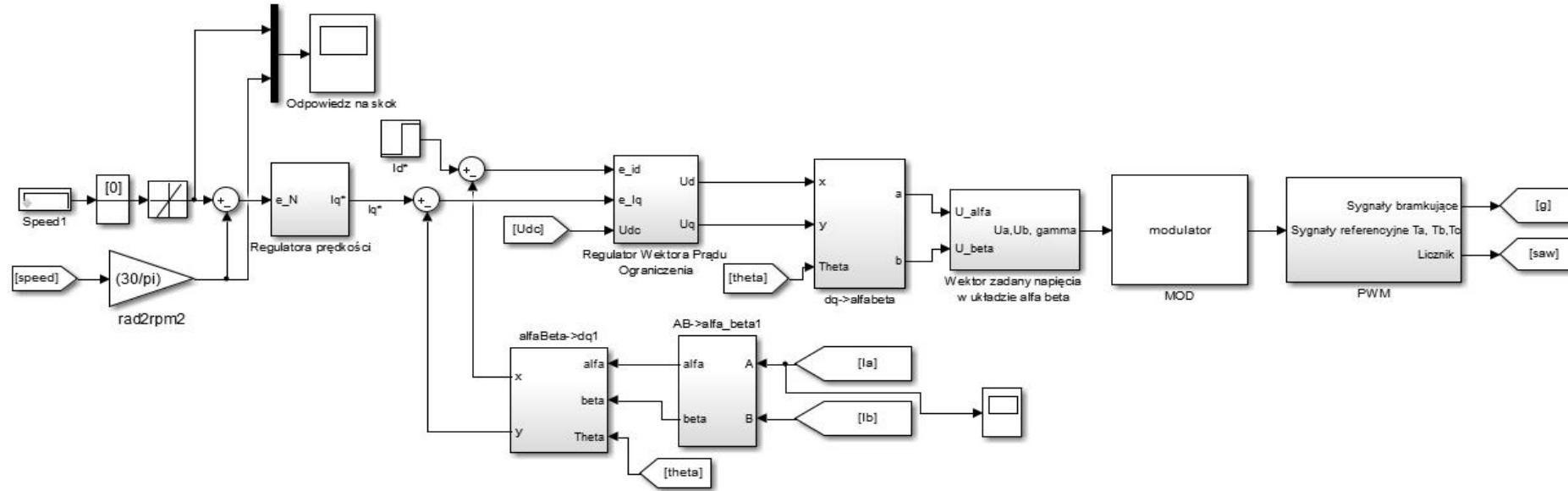
Język stosowany w MATLABIE ma charakter skryptowego języka programowania, daje to możliwość łatwego wdrożenie funkcji i procedur algorytmu, które później z powodzeniem mogą być przeniesione na platformę sprzętową (mikrokontroler). Kolejną zaletą jest usystematyzowanie i rozplanowanie programu, MATLAB oraz Simulink dają możliwość zastosowania warstwy abstrakcyjnej, która polega na reprezentacji układów sterowania w postaci blokowej podobnej jak ma to miejsce np. na [Rys 2.3].

Model silnika PMSM opiera się na tym samym modelu, który został wyprowadzony w rozdziale [2], parametry silnika, jego wartości znamionowe, odpowiadają rzeczywistemu silnikowi PMSM.

Parametry symulacji zostały dobrane w taki sposób, aby odpowiadały układowi rzeczywistemu. Czas kroku symulacji został ustawiony na  $T_s = 0.00001[s]$  z stałym krokiem, z algorytmem całkowania *ode3 (Bogacki – Shampine)*. W blokach związanych z biblioteką SimScape czas kroku symulacji ustalono równy  $T_s$ , typ Dyskretny z Solverem typu *Tustin*, czyli całkowanie metodą trapezów.



[Rys 4.1] Schemat modelu układu napędowego silnika z magnesami trwałymi. Sterowanie polowo zorientowane. Część silnoprądowa.



[Rys 4.2] Schemat modelu układu napędowego silnika z magnesami trwałymi. Sterowanie polowo zorientowane. Część układu sterującego.

#### **4.1 Opis schematu sygnałów wejść wyjść, oraz funkcjonalności bloków.**

Na rysunkach [Rys 4.1]/[Rys 4.2], widoczny jest układ modelu napędu zaproponowany w podrozdziale 2.3.2. Układ został rozbudowany o podukłady pomiarów – napięcia, prądów, bloki sterujące, oraz dołączono obwód stałoprądowy z prostownikiem oraz zasilaniem sieciowym, w ten sposób można zbliżyć symulację do układu rzeczywistego.

Korzystną cechą pakietu MATLAB jest czytelna prezentacja układu automatyki, dzięki zastosowaniu funkcji tworzenie podukładów (*Submodułów*), algorytm można podzielić na logiczne części, które spełniają odpowiednie funkcje. Dodatkowo stosunkowo łatwo zidentyfikować kolejne bloki algorytmu FOC. Kolejną zaletą, która ułatwia prezentację układu automatyki jest sposób transmisji sygnałów, otóż nie jest konieczne bezpośrednie łączenie wszystkich bloków w standardowy sposób za pomocą linii, można ustawić tak zwane terminale *Goto->From*. Zabieg ten pozwoli na uzyskanie przejrzystości, bez płatniny przewodów sygnałowych.

Układ sterowania napędem, został podzielony na części *silnoprądową* składającą się przede wszystkich z elementów mocy takimi jak:

- Źródło zasilania
- Prostownika sieciowy
- Układ pośredniczący DC
- Chopper
- Falownik
- Układ pomiarowy
- Silnik PMSM

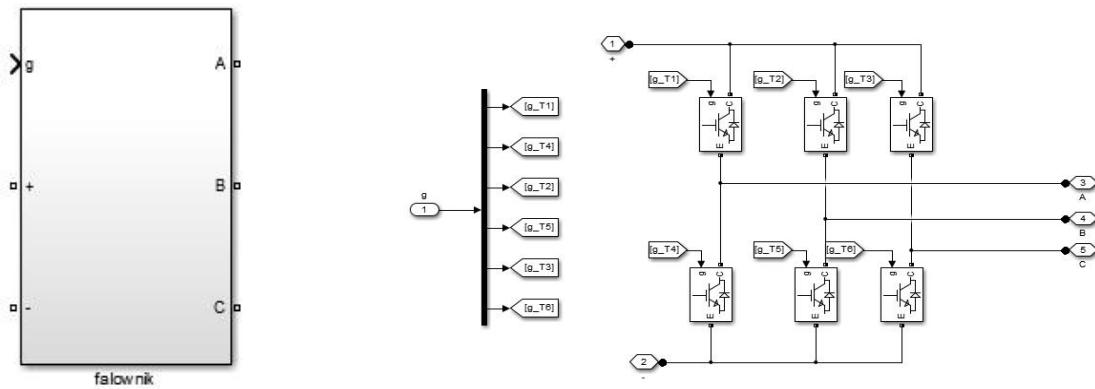
Część układu *sterującego* obejmują, podukłady znane z automatyki oraz przetwarzania sygnału cyfrowego. W układzie rzeczywistym będzie to część znajdująca się na mikrokontrolerze.

- Układy pętli sprzężenia zwrotnego (blok sumacyjny)
- Regulator prędkości
- Regulator wektora prądu
- Ograniczenia wektora napięcia, prądu referencyjnego

- Rampa prędkościowa
- Układy transformacji prądów Clarka Parka, oraz odwrotnych
- Układ modulatora wraz detekcją sektora
- Generator PWM
- Regulator napięcia w układzie DC – układ sterowania Chopperem

#### 4.1.1 Blok Falownika

Głównym układem w części silnoprądowej jest *Falownik* oraz *Silnik PMSM*. Falownik składa się z 6 tranzystorów IGBT pozwalających na wygenerowanie zadanego wektora. Model falownika został przedstawiony w rozdziale 3.2. Układ w Matlabie prezentuje się identycznie.

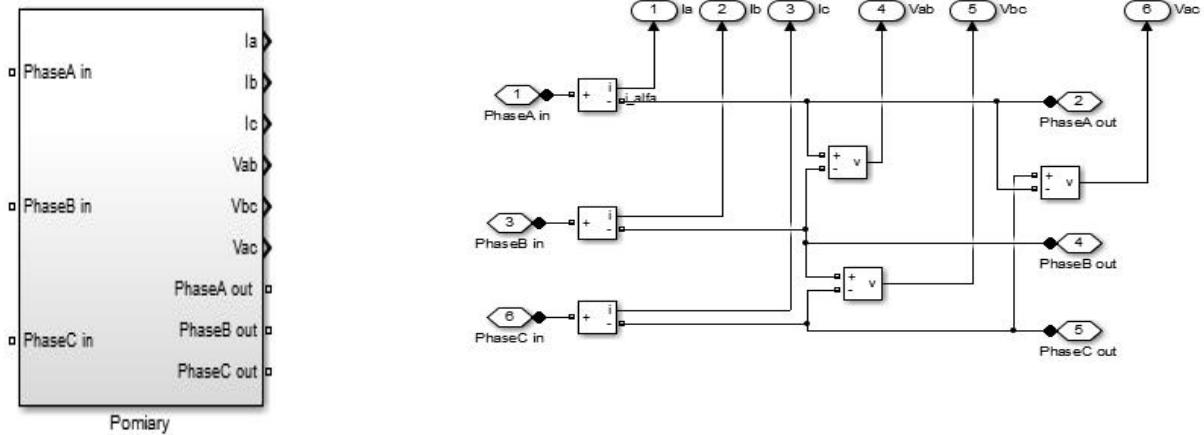


[Rys 4.3] Blok falownika wraz z wewnętrznym połączeniem tranzystorów

Blok falownika na wejściu wymaga 6 sygnałów sterujących (bramkujących), oraz zasilania staalonapięciowego. Na wyjściu falownika generowane są przebiegi pozwalające na ruch silnika.

#### 4.1.2 Blok pomiarowy

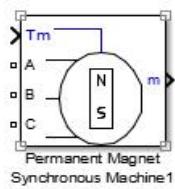
Sygnał napięcia przed trafieniem na silnik PMSM poddawany jest pomiarom niezbędnych do utworzenia pętli sprzężenia zwrotnego. Sygnał z wejścia trafia niezmieniony na wyjście gdyż przyjęte układy pomiarowe uważane są, jako idealne.



[Rys 4.4] Blok układu pomiarowego

#### 4.1.3 Model silnika PMSM

Blok silnika jest układem zaczerpniętym z biblioteki Simscape. Jego parametry, zostały zdefiniowane wewnątrz bloku, z rzeczywistych wartości znamionowych silnika PMSM użytego później do modelu rzeczywistego.



Parametry:

- Siła elektromotoryczna ma kształt sinusoidalny (EMF)
- Typ wirnika: Zagłębione magnesy trwałe
- Liczba faz: 3
- Rezystancja stojana:  $R_s = 0.87[\Omega]$
- Indukcyjności:  $L_d = 0.0826 + 0.003227 [H]$  oraz  
 $L_q = 0.0179 + 0.003227$
- Strumień z magnesów trwałych:  $\lambda = 0.44383 [Wb]$
- Moment bezwładności  $J = 0.1[Nm]$ :
- Tarcie:  $0.005[Nms]$
- Liczba par biegunów:  $p_b = 2$
- Moc:  $P = 4 [kW]$
- Prędkość znamionowa:  $\omega_n = 1500 [\frac{obr}{min}]$

[Rys 4.5] Blok silnika z magnesami trwałymi

Parametry związane z obwodem stojana  $R_s, L_d, L_q$  zostały dostarczone przez instytut napędów i maszyn elektrycznych Komel [14], który zajmuje się projektowaniem, oraz produkcją silników na zamówienie.

Strumień z magnesów trwałych  $\lambda$  uzyskany jest na zasadzie szacowania, aby wyznaczyć tą wartość należy silnik rozpedzić do prędkości  $\omega = 1000[\frac{obr}{min}]$  po czym zmierzyć napięcie miedzy fazowe stojana. Korzystając z wzoru Eq 2.59, oraz rozpisując strumienie, otrzymujemy wektor napięcia.

$$\vec{U}_s = \begin{cases} R_S I_d + \frac{d}{dt} I_d L_d + \frac{d}{dt} \lambda - p_b \omega_m I_q L_q \\ R_S I_q + \frac{d}{dt} I_q L_q + p_b \omega_m I_d L_d + p_b \omega_m \lambda \end{cases} \quad Eq\ 4.1$$

Jeżeli teraz przyjmiemy, że silnik z magnesami trwałymi działa jako prądnica do tego nie obciążona ( $I_q = 0$  oraz  $I_d = 0$ ), przyjmując że strumień z magnesów trwałych jest stały  $\lambda = const$ , zatem  $\frac{d}{dt} \lambda = 0$  otrzymujemy:

$$\vec{U}_s = \begin{cases} U_d = 0 \\ U_q = p_b \omega_m \lambda \end{cases} \quad Eq\ 4.2$$

Z zależności Eq 4.2 wynika że podczas biegu jałowego maszyny z magnesami trwałymi napięcie jest proporcjonalne do prędkości elektrycznej  $\omega_e = p_b \omega_m$  oraz strumienia z magnesów trwałych  $\lambda$ .

Strumień z magnesów trwałych, można oszacować na podstawie zależności:

$$\vec{U}_s = \begin{cases} U_d = 0 \\ \lambda = \frac{U_q}{p_b \omega_m} \end{cases} \quad Eq\ 4.3$$

Zmierzone napięcie międzyfazowe przy prędkości  $\omega_m = 1000[\frac{obr}{min}]$ .

$$U_{LL}(\omega_m = 1000 \frac{obr}{min}) = 161[V] \quad Eq\ 4.4$$

Zgodnie z Eq 4.3 zmierzone napięcie:

$$\vec{U}_s = |U_q| - jest\ wskazem\ fazowym \quad Eq\ 4.5$$

Natomiast w układzie 3 fazowym zmierzona wartość jest międzyfazową, zatem:

$$\frac{U_{LL}}{\sqrt{3}} = |U_q| \quad Eq\ 4.6$$

Prędkość obrotowa powinna być wyrażona w jednostkach układu SI.

$$\omega_m = 1000 \frac{obr}{min} \frac{\frac{rad}{s}}{60} \frac{1000}{60} * 2\pi = 104.7198 [\frac{rad}{s}] \quad Eq \ 4.7$$

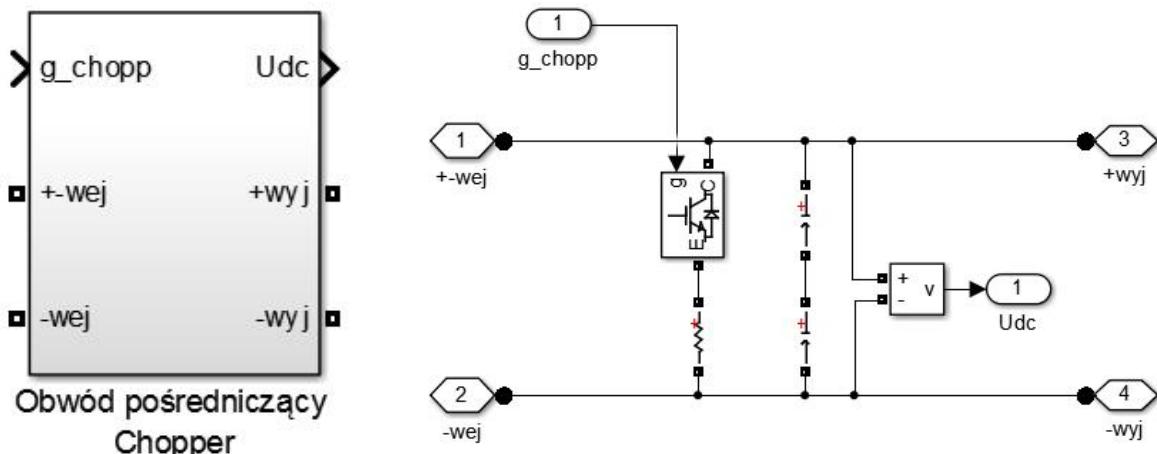
Podsumowując:

$$\frac{U_q}{p_b \omega_m} = \lambda \quad Eq \ 4.8$$

$$\frac{92.9562}{2 * 104.7198} = 0.4438 [Wb]$$

Na wejściu bloku silnika wymagane są 3 fazy zasilające, oprócz tego możliwe jest podłączenie momentu na wał. Na wyjściu otrzymywane są wielkości skonfigurowane przez użytkownika.

#### 4.1.4 Obwód pośredniczący

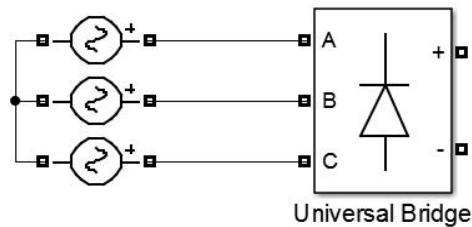


[Rys 4.6] Blok obwodu pośredniczącego

Blok obwodu pośredniczącego pełni rolę buforową napięcia stałego, pomiędzy prostownikiem, a falownikiem. Podczas dużych zmian obciążenia falownika napięcie  $U_{DC}$  mogłoby spaść, a falownik posiadałby w tym momencie ograniczone możliwości sterowania (wyznaczanie wektora zadanego ściśle zależy od napięcia w układzie  $U_{DC}$ ) stąd konieczność zastosowania kondensatorów o dużej pojemności. W układzie rzeczywistym napięcie znamionowe kondensatora wynosi 450[V], z kolei napięcie w układzie  $U_{DC}$  wynosi więcej [Rys 6.9] zatem zostały zastosowane dwa kondensatory połączone szeregowo o takiej samej pojemności oraz napięciu znamionowemu.

Przy pracy generatorowej (podczas hamowania), przepływ energii jest odwrotny tzn. od silnika poprzez stojan, falownik (diody na tranzystorach IGBT) , do układu pośredniczącego doładowując kondensatory, związku z tym istnieje niebezpieczeństwo wygenerowania zbyt dużego napięcia i uszkodzeniem kondensatorów. Aby temu zaradzić zastosowano układ przerywacza redukującego nadmiar napięcia. Chopper zaczyna działać tylko w momencie przekroczenia skonfigurowanej wartości napięcia.

#### 4.1.5 Zasilanie wraz z prostownikiem 3 fazowym



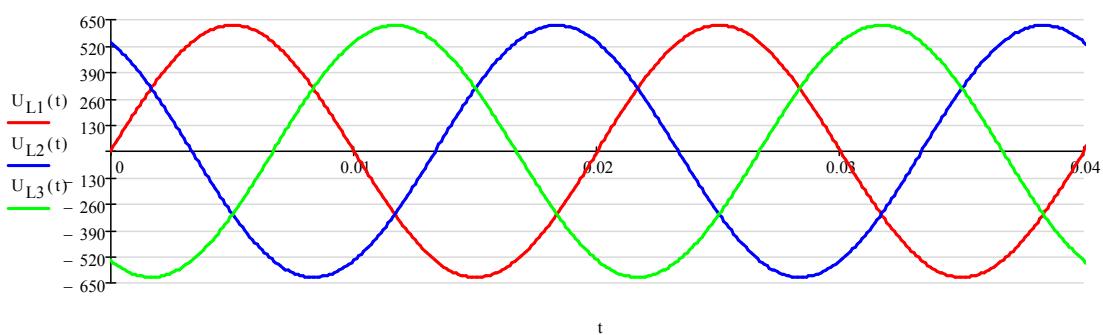
[Rys 4.7] Blok zasilania wraz z prostownikiem trójfazowym

Zasilanie zostało zdefiniowane w taki sam sposób jak w 6.2.1

$$U_{L1} = 230\sqrt{2} \sin(2\pi 50 + 0)$$

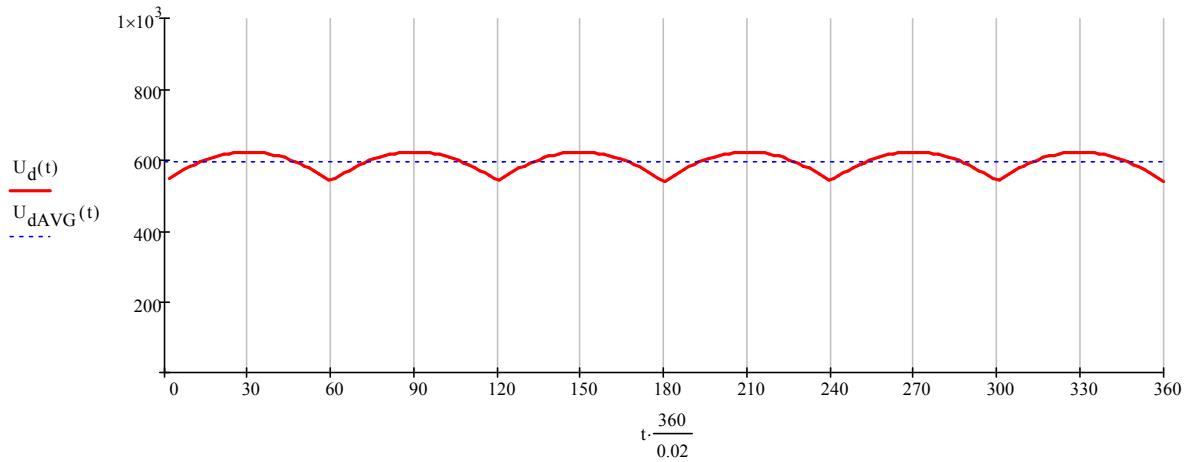
$$U_{L2} = 230\sqrt{2} \sin\left(2\pi 50 + \frac{2}{3}\pi\right) \quad Eq\ 4.9$$

$$U_{L3} = 230\sqrt{2} \sin\left(2\pi 50 + \frac{4}{3}\pi\right)$$



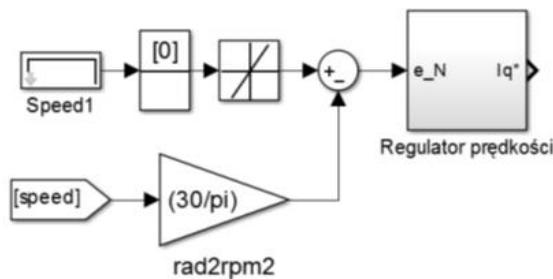
[Rys 4.8] Napięcia zasilania prostownika

Na wyjściu prostownika otrzymujemy napięcie stałe (pozbawione tętnień za sprawą dużej pojemności w układzie pośredniczącym).

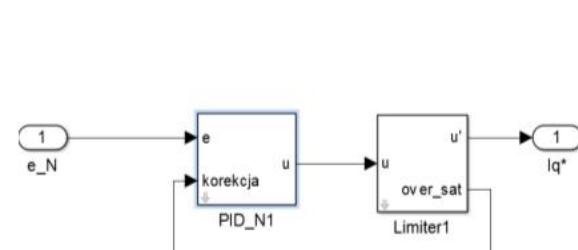


[Rys 4.9] Napięcie na wyjściu prostownika, niepodłączone do układu pośredniczącego (czerwony), oraz podłączony(niebieski)

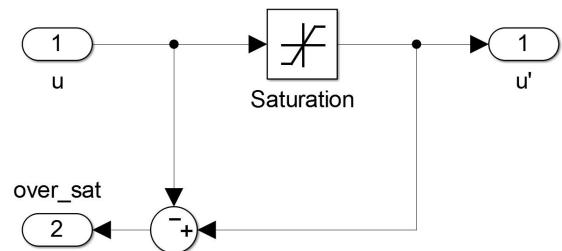
#### 4.1.6 Pętla sprzężenia prędkościowego wraz z regulatorem PI



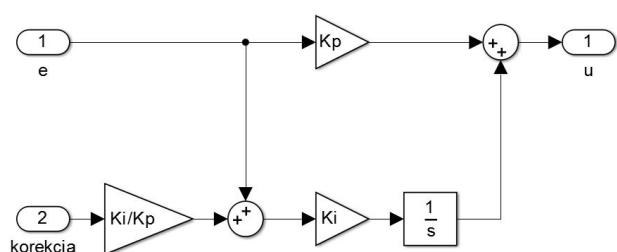
Regulator Prędkości



Regulator Prędkości



Ograniczenie momentu(prądu  $I_q$ )



Regulator PI plus korekcja Antywinding-up

[Rys 4.10] Blok, oraz podbloki układu regulacji prędkości

Układ regulacji prędkości składa się z kaskadowego układu regulacji automatycznej.

Połączenie takie charakteryzuje się obecnością dwóch pętli sprzężenia zwrotnego wraz z dwoma regulatorami. Jedna pętla obejmuje proces regulacji, którego układ opisywany jest większymi stałymi czasowymi. Regulator nazywany jest nadzorowanym jego zadaniem jest wypracowanie sygnału referencyjnego do podzialej pętli sprzężenia zwrotnego.

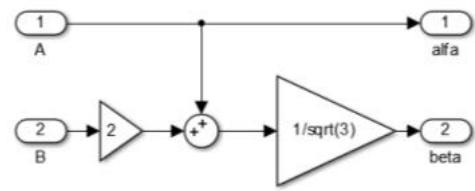
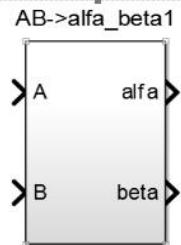
Na bloku sumacyjnym [Rys 4.10], odejmowana jest wartość zadana od wartości pomierzonej. Uchyb powstają w wyniku odejmowania trafia na blok regulatora PI, posiadający obwód P-proporcjonalny oraz I-całkujący. Dodatkowo układ regulatora wzbogacony jest o podkład kompensacji – *Antyw wind-up*.

Wypracowana wartość sterująca ograniczona jest przez zdefiniowaną liczbę, uniemożliwiającą przekroczenie dopuszczalnej wartości prądu, chroniącą układ przed zbyt dużymi szarpnięciami w stanach dynamicznych- w szczególności przy rozruchu, kiedy estymowana może posiadać względnie dużą wartość błędu. Limit prądu chroni układ przed przekroczeniem dopuszczalnej wartości prądu, która mogłaby uszkodzić silnik.

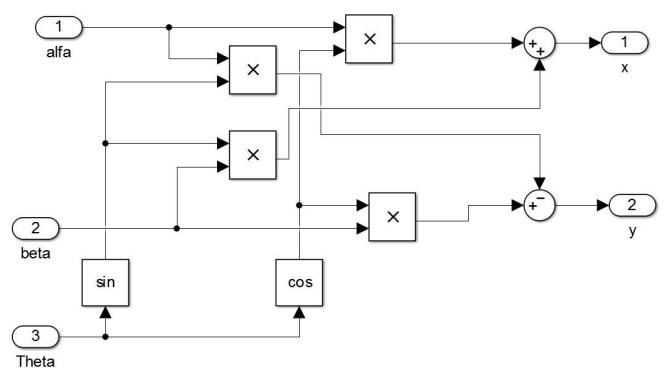
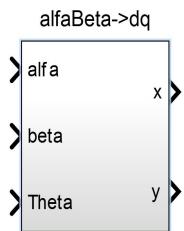
W momencie ograniczania wartości sterującej (układ wchodzi w nasycenie), jeżeli uchyb nie będzie sprowadzony do 0, na wejście regulatora PI dalej będzie podawana wartość która w konsekwencji będzie całkowana przez część całkującą. Następnie w momencie wyjścia układu regulacji z nasycenia wartość zakumulowana w części całkujączej, może być dużej wartości oraz nieprawidłowe działanie, będzie to opisane szerzej w opisie symulacji.

Nastawy regulatora były dobierane w sposób eksperymentalny gdyż proces analitycznego ich wyznaczenie wykracza poza ramy projektu. Dobierając nastawy regulatora na początku wyłączana jest całkowicie część całkującą, aby sprawdzić jakiego rzędu uzyskany zostanie uchyb statyczny, jeżeli wartość jest zbyt duża należy zwiększać część proporcjonalną do momentu uzyskania satysfakcyjnej odpowiedzi na skok, zwracając uwagę na pojawienie się pewnych oscylacji przy zbyt dużej jej wartości. Następnym etapem jest podłączenie części całkujączej, która powinna sprowadzić uchyb do 0, przy doborze tej nastawy stopniowo była zwiększana wartość wzmacnienia, do momentu uzyskania odpowiedniej dynamiki, przy braku znaczących przeregulowań.

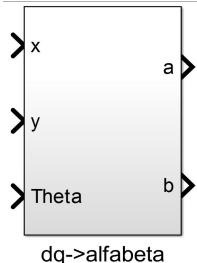
#### 4.1.7 Bloki transformat $\alpha\beta, dq$



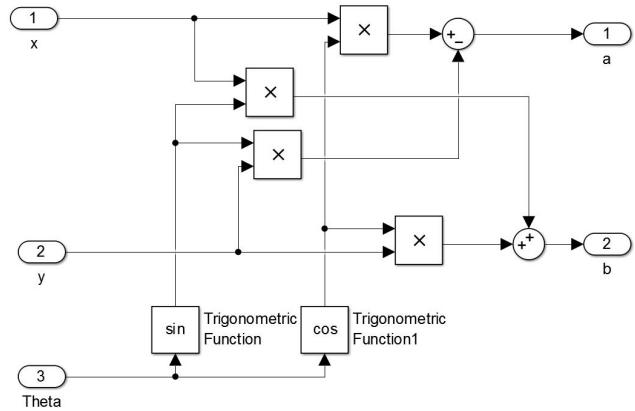
Transformacja Clark'a



Blok transformacji Parka



Wnętrze bloku transformacji Parka



Odwrotna transformacja Parka

Wnętrze bloku odwrotnej transformacji Parka

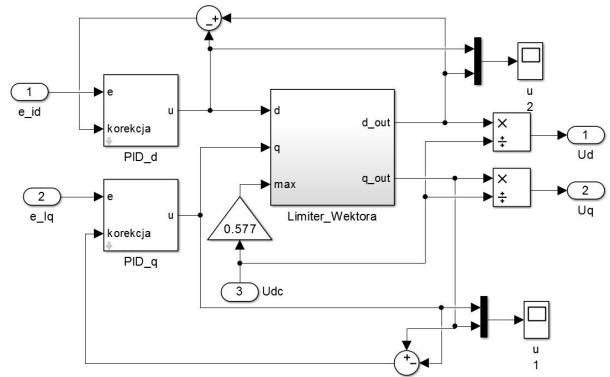
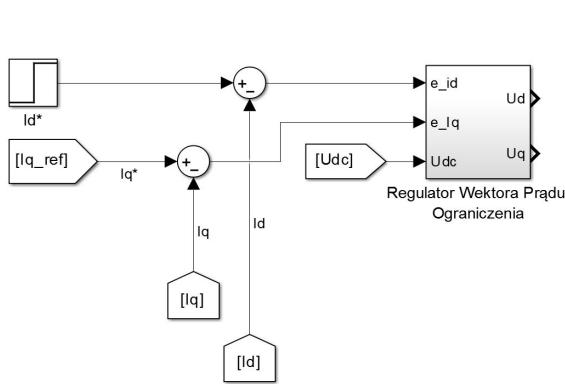
[Rys 4.11] Bloki transformat układów współrzędnych

Układy transformacji układów współrzędnych, są charakterystycznym układem związanym z układem sterowania wektorowego. Zadaniem bloków jest sprowadzenie wirującego układu współrzędnych względem stojana do nieruchomego względem wirnika.

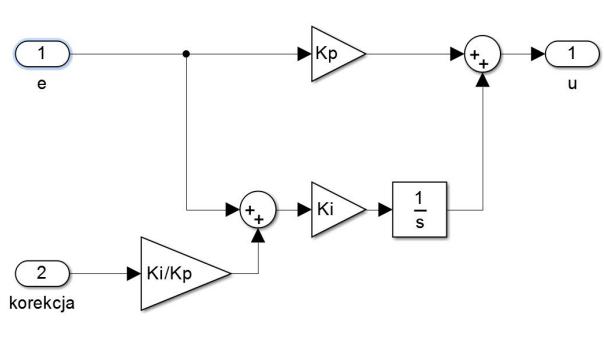
Transformacje te pozwolą na uzyskanie przebiegów wolno zmiennych, które pozwolą na sterowanie silnikiem zgodnie z modelem wektorowym.

Równania transformacji zostały wyprowadzone w punkcie: [3.1] równania: *Eq 3.11, Eq 3.26* wszystkie jej odmiany zastosowane są dla inwariantności amplitud. Transformacja odwrotna Parka polega tylko na odwróceniu kierunku wirowania (zmiana znaku w wyjściowych blokach sumacyjnych [Rys 4.11]).

#### 4.1.8 Pętle sprzężeń prądowych $I_d, I_q$ oraz regulatory.

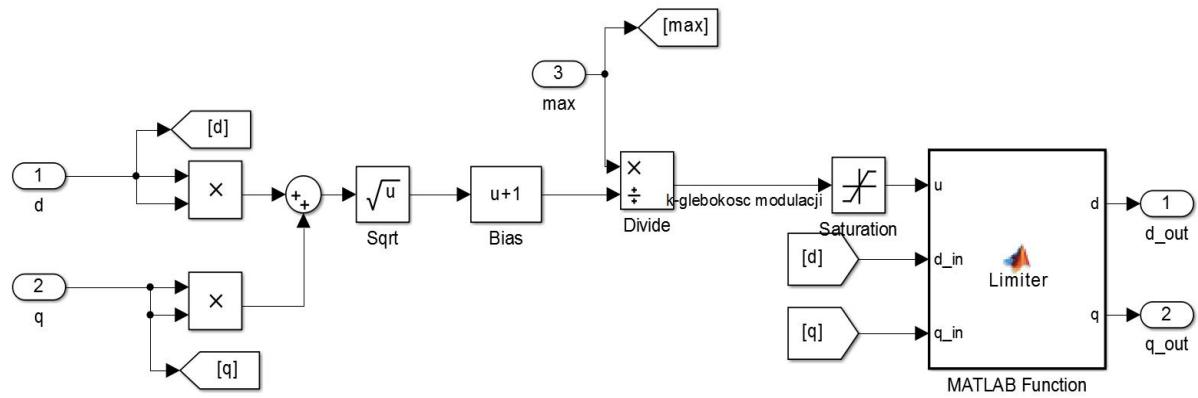


Blok sprzężenia zwrotnego prądów



Wnętrze regulatora wektorowego

Regulator PI wraz z kompensacją części całkującej



Wnętrze bloku ograniczającego zadany wektor napięcia

[Rys 4.12] Układ pętli sprzężenia zwrotnego prądu wraz z regulatorami prądu oraz ograniem wektora zadanego.

Na [Rys 4.12] przedstawione zostały bloki wraz podblokami podrzędnego układu regulacji automatycznej. Składowe prądu regulowane są w taki sposób, aby na wyjściu całego boku wyznaczony został wektor zadany napięcia, który pozwoli na sterowanie metodą polową zorientowaną.

W pętlach sprzężeń zwrotnych prądy mierzone porównywane są z prądami zadanymi, prąd  $I_d$  przyjmuje się równy 0 dla pierwszej strefy sterowania napędem. Z kolei składowa prądu  $I_q$  może być zadana, oraz ma charakter zgodnie z Eq 2.60 proporcjonalny do momentu elektromagnetycznego. W przypadku sterowania prędkościowego wartość składowej prądu wypracowana jest przez regulator nadrzędny (prędkościowy) 4.1.6.

Nastawy regulatora prądu zostały dobrane w podobny sposób, co regulatora prędkości, czyli eksperymentalne dobieranie wzmacnień do momentu uzyskania satysfakcyjującego kształtu prądu oraz dynamiki momentu.

Wartość sterującą wypracowana przez regulatory prądu mają charakter napięcia, mogą one przekroczyć wartość wektora, który może zostać faktycznie wygenerowany przy zachowaniu kołowego kształtu wektora wyjściowego. Związek z tym należy ograniczyć składowe napięcia trafiającego na blok modulatora. Podobnie jak w 3.2 oraz [Rys 3.10] należy ograniczyć wartość sterującą, aby moduł wektora nie był większy od  $\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}$ . We wnętrzu bloku obliczany jest moduł wektora sterującego z składowych wyjściowych regulatora.

$$\sqrt{{U_d^*}^2 + {U_q^*}^2} = |U^*| \quad Eq\ 4.10$$

Następnie obliczany jest maksymalny wektor napięcia, jaki może zostać wygenerowany.

$$\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} = U_{DC} * 0.577 \quad Eq\ 4.11$$

Kolejno definiowany jest *współczynnik głębokości modulacji*

$$\frac{U_{DC} 0.577}{|U^*|} = k \quad Eq\ 4.12$$

Wielkość ta określa jak duży zapas napięcia jest momencie wygenerowania wektora zadanego. Wartość trafia na funkcję limitera, która może zostać zapisana następująco:

$$\overrightarrow{U_s^*} = \begin{cases} if \ k < 1 \begin{cases} U_d^{*' } = k U_d^* \\ U_q^{*' } = k U_q^* \end{cases} \\ otherwise \begin{cases} U_d^{*' } = U_d^* \\ U_q^{*' } = U_q^* \end{cases} \end{cases} \quad Eq \ 4.13$$

Co w MatLabie można opisać funkcją:

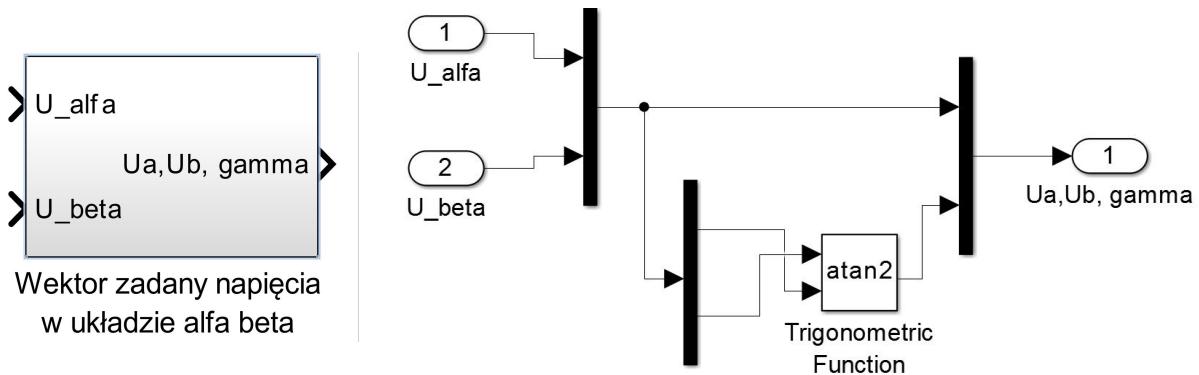
```
function [d,q] = Limiter(u,d_in, q_in)

if(u<1)
    d=u*d_in;
    q=u*q_in;
else
    d=d_in;
    q=q_in;
end
```

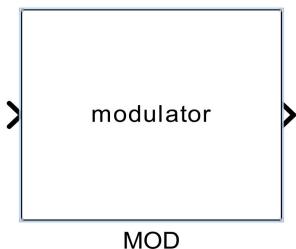
*Listing 4-1 Funkcja „Limiter” wyznaczająca składowe wektora na podstawie współczynnika głębokości modulacji*

Na wyjściu bloku „Limiter” otrzymane wartości zostaną wyrażone w stosunku do całego napięcia w obwodzie pośredniczących, następnie trafią one na blok *odwrotnej transformaty Parka* [Rys 4.2] zgodnie z algorytmem 2.3.2.

#### 4.1.9 Blok modulatora



*Blok grupujący, wraz z blokiem obliczającym kąt  $\gamma$*



*[Rys 4.13] Blok algorytmu modulatora wektorowego, wraz z interfejsem przygotowującym sygnał*

Cały algorytm dotyczący generowania wektora zadanego, oraz wyznaczania sektora, w którym się znajduje opisany jest w bloku „MOD”, kod programu jest podobny do tego który został napisany dla mikrokontrolera (*Listing 3-4 Metoda obliczająca algorytm SVM*), różnice polegają głównie na różnej składni języków programowania.

```

Sector=0; %resetowanie bieżacego sektora
T1=0; %resetowanie czasów
T2=0;

compTa=0;%resetowanie wartosci referencyjnych
compTb=0;
compTc=0;

%MACIERZE ODWROTNE sektorów 1-6
Sec{1}=[ 1.5 -0.866; 0 1.732];
Sec{2}=[ -1.5 0.866; 1.5 0.866 ];
Sec{3}=[0 1.732;-1.5 -0.866 ];
Sec{4}=[0 -1.732; -1.5, 0.866];
Sec{5}=[-1.5 -0.866; 1.5 -0.866];
Sec{6}=[1.5 0.866; 0 -1.732];

theta=u(3);%przypisaniu wejscia zmiennej oraz konwersja na stopnie
[deg]
theta=theta*pi;

%wyznaczenie sektora
if theta>=0 && theta<=60
Sector=1;
elseif theta>=60 && theta<120
Sector=2;
elseif theta>=120 && theta<180
Sector=3;
elseif theta>=-180 && theta<-120
Sector=4;
elseif theta>=-120 && theta<-60
Sector=5;
elseif theta>=-60 && theta<0
Sector=6;
end

%przypisanie składowych
alfa=u(1);
beta=u(2);

%obliczenie czasow sektorów
T1=alfa* Sec{Sector}(1,1)+beta*Sec{Sector}(1,2);
T2=alfa*Sec{Sector}(2,1)+beta*Sec{Sector}(2,2);

%obliczenie wartosci czasów referencyjnych
taon=(1-T1-T2)*0.5;
tbon=taon+T1;
tcon=tbon+T2;

%przypisanie czasów w zależności od sektora
switch (Sector)

```

```

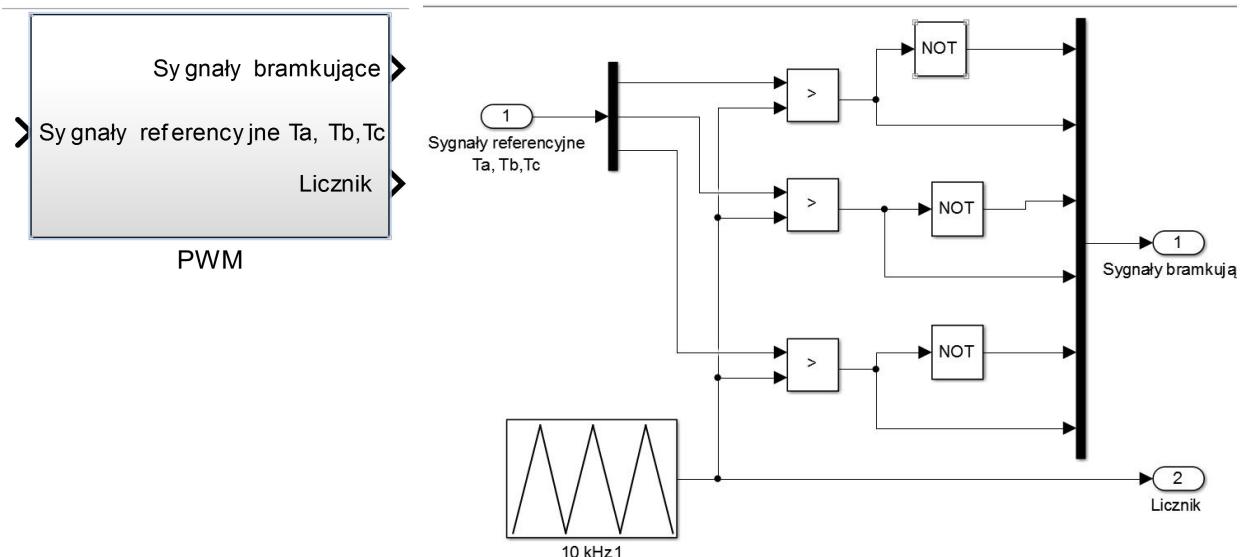
case 1
compTa = taon;
compTb = tbon;
compTc = tcon ;
case 2
compTa = tbon;
compTb = taon ;
compTc = tcon ;
case 3
compTa = tcon ;
compTb = taon;
compTc = tbon;
case 4
compTa = tcon ;
compTb = tbon ;
compTc = taon;
case 5
compTa = tbon;
compTb = tcon;
compTc = taon;
case 6
compTa = taon ;
compTb = tcon ;
compTc = tbon ;
end;
%wyjscie układu modulatora
sys(1) = compTa*1250;
sys(2) = compTb*1250;
sys(3) = compTc*1250;

```

*Listing 4-2 Algorytm SVM zrealizowany w języku pakietu MatLab*

Otrzymane wartości wyjściowe trafiają na bloki PWM.

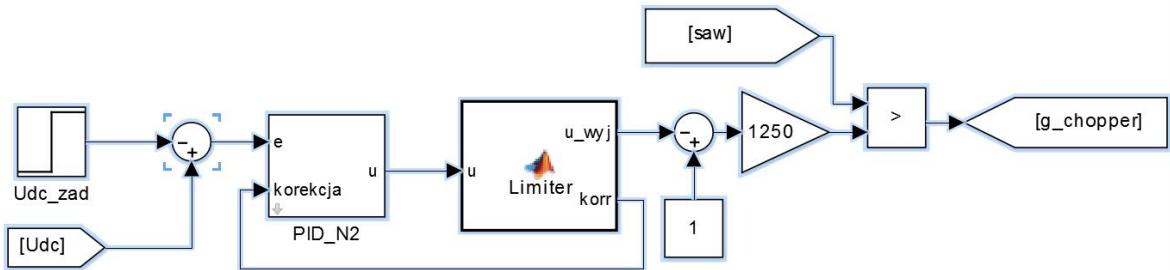
#### 4.1.10 Blok PWM



[Rys 4.14] Blok PWM wraz z wnętrzem podbloku

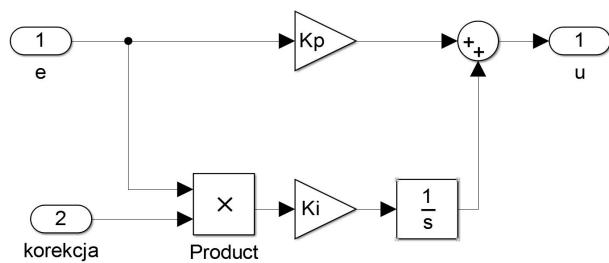
Rolą bloku PWM jest wygenerowanie odpowiednich sygnałów bramkujących sterującymi tranzystorami. Sygnał piły został zaimplementowany dokładnie w taki sposób w jak w mikroprocesorze. Wartości referencyjne porównywane są z przebiegiem piły symetrycznej. Każda z gałęzi falownika wymaga dwóch sygnałów – dla dolnego oraz górnego tranzystora, stąd sygnał dla każdego z kanałów jest również w postaci zanegowanej, dodatkowo chroni to układ przed wystąpieniem zwarcia w jednej z gałęzi.

#### 4.1.11 Układ regulacji napięcia w układzie pośredniczącym



[Rys 4.15] Układ główny sterowania przerywaczem

```
function [u_wyj, korr] = Limiter(u)
if (u>1)
    u_wyj=1;
    korr=0;
else
    u_wyj=u;
    korr=1;
end
```



Listing 4-3 Funkcja „Limiter”

[Rys 4.16] Regulator PI

Rolą układu regulacji napięcia  $U_{DC}$  jest takie wygenerowanie sygnałów bramkujących, na podstawie wypracowanych sygnałów referencyjnych, aby nie dopuścić do wzrostu napięcia powyżej zadanej. Wartość napięcia zadanego odejmowana jest od wartości pomierzonej, powstały w bloku sumacyjnym uchyb podawany jest na blok regulatora PI. Regulator podobnie jak w przypadku [4.1.6] chroni układ przed efektem *Wind up*. Rozwiążanie zastosowane do tego celu jest jednak różne, polega na wyłączeniu części całkującej poprzez pomnożenie wartości

całkowanej przez 0. Funkcja *Limiter* ma za zadanie wygenerowanie impulsu, wyłączającego część całkującą, dzieje się tak w momencie przekroczenia wartości 1.

Wartość referencyjna obliczana jest z następującego wzoru:

$$T_{chopp} = (D - 1)1250 \quad Eq\ 4.14$$

Wartość wyjściowa z bloku *Limiter* ma charakter *współczynnika wypełnienia* (ang. *Duty* ).

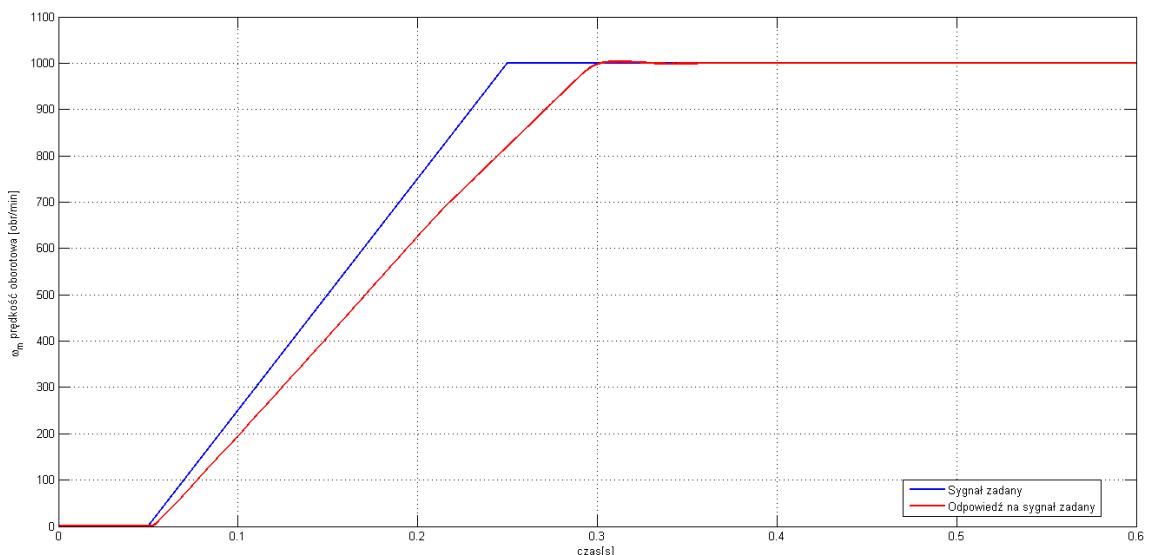
Sygnał bramkowy trafia na tranzystor z układu silnoprądowej [4.1.4] załączając tranzystor obwodu pośredniczącego, powodujący przepływ prądu do rezystora hamującego, zbijając nadwyżkę napięcia.

## 4.2 Symulacja układu, opis przebiegów

### 4.2.1 Odpowiedź na skok jednostkowy

Podstawowymi zadaniami, z jakimi układ napędowy powinien sprostać to stabilna praca przy zadanej prędkości lub momencie. Najkorzystniej, jeżeli odpowiedź na skok jednostkowy jest szybka na ile to możliwe, nie powodująca oscylacji, o niewielkim przeregulowaniu. W praktyce szybkość narastania wygenerowanej funkcji skoku jednostkowego jest ograniczana, głównym powodem jest fakt dużej inertji układu napędowego (szczególnie przy dużych silnikach), co mogłoby wygenerować duży uchyb, a w konsekwencji znaczne wartości sterujące, szarpięcia w początkowej fazie rozruchu, w najgorszym przypadku wyzwolenie zabezpieczeń (za sprawą zbyt dużej wartości prądu).

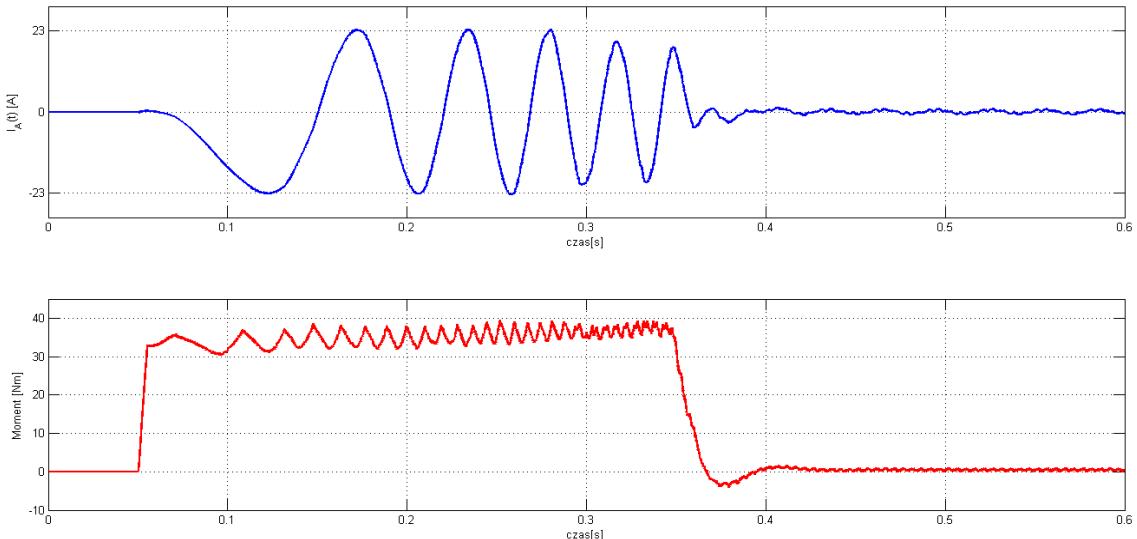
W związku powyższymi zastosowano rampę prędkościową, która ma za zadanie ograniczyć szybkość narastania wartości zadanej.



[Rys 4.17] Wykres odpowiedzi na skok przy prędkości zadanej 1000[obr/min]

Na [Rys 4.17] przedstawiono proces rozruchu silnika z magnesami trwałymi do prędkości  $\omega_m = 1000 \frac{\text{obr}}{\text{min}}$ . Widoczne wymuszenie ma charakter rampy tj. sygnał narasta proporcjonalnie do czasu, aż do momentu osiągnięcia pożądanego wymuszenia. Odpowiedź na skok układ jest płynna, układ pewnie „dochodzi” do wartości zadanej. Widoczne jest nieznaczne przeregulowanie, oraz oscylacje, które szybko zanikają. Widoczny tutaj przebieg rampy nie ogranicza silnika, inne limity powodują spowolnienie rozruchu, przede wszystkim *Limiter* ograniczający prąd referencyjny  $I_q^*$ . Powodując tym samym ograniczenie maksymalnego

momentu rozwijanego przez silnik, co z kolei bezpośrednio przekłada się na przyspieszenie ( $J \frac{d\omega}{dt} = M_e - M_o$ ).



[Rys 4.18] Prąd fazy A silnika, oraz moment wytwarzany przez silnik

Wykresy powyżej przedstawiają prąd fazy silnika podczas rozruchu. Na początku widoczne są duże wartości prądu, które wraz z prędkością silnika zaczynają zwiększać również swoją częstotliwość. W chwili osiągnięcia silnika oczekiwanej prędkości wartości prądu oraz momentu praktycznie zanikają, generowane są tylko na potrzebny pokrycia strat własnych (przy biegu jałowym).

Wartość maksymalna prądu podczas rozruchu to 23[A], a momentu 40[Nm]

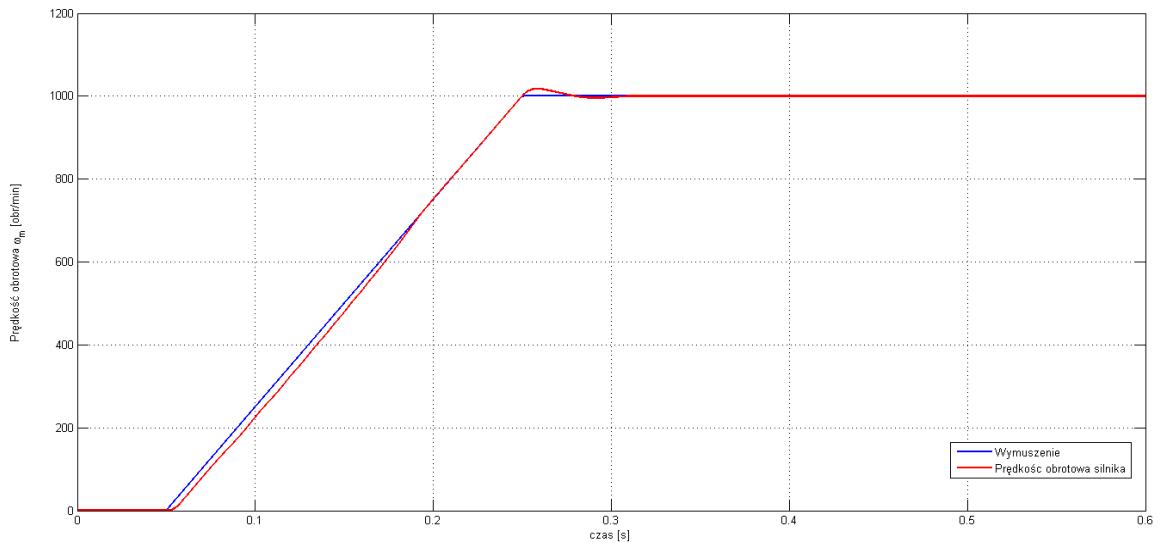
#### 4.2.2 Reakcja na zmianę ograniczenia prądu.

W pierwszym podpunkcie rozdziału zaprezentowany był rozruch bezpośredni, bez obciążenia, jak zostało powiedziane głównym czynnikiem ograniczającym prędkość rozruchu jest maksymalna wielkość prądu jaką może być wygenerowana. W bloku ograniczania prądu [Rys 4.10] zdefiniowano tak zwany *współczynnik przeciążalności*.

$$I_N\sqrt{2} * 2.4 \quad Eq\ 4.15$$

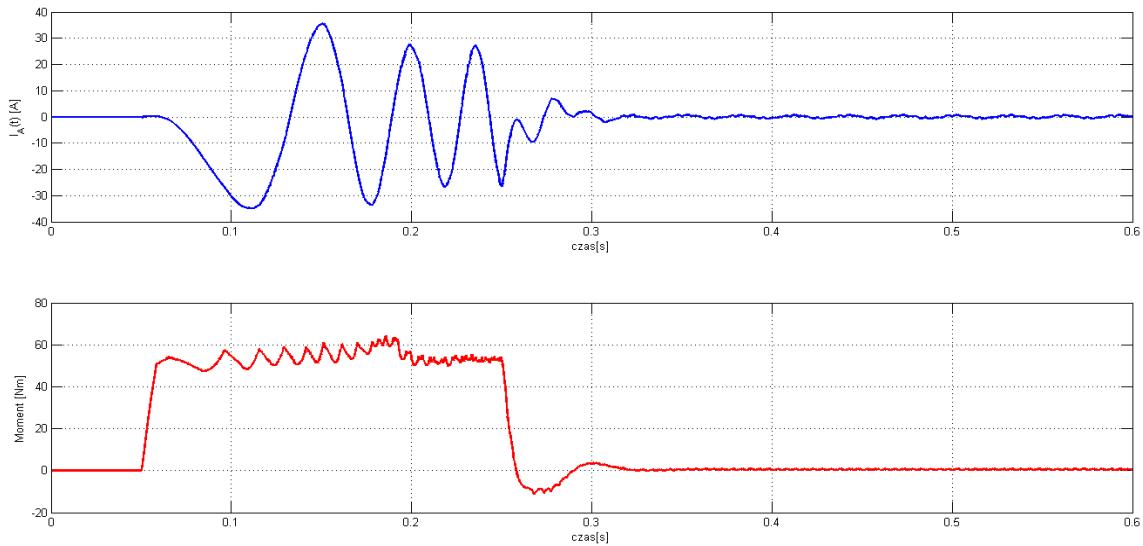
Współczynnik ten ustawiony jest eksperymentalnie i jest związany ze stanami dynamicznymi silnika, nie należałoby przeciążać silnika długotrwałe prądem prawie 2.5-krotnie większym niż prąd znamionowy. W układzie rzeczywistym należy zmniejszyć tą wartość, aby uniknąć zbyt

dużych uderzeń prądu. Na potrzeby symulacji współczynnik zostanie zwiększyły do wartości 3.5.



[Rys 4.19] Odpowiedź na wymuszenie, współczynnik przeciążalności 3.5 prędkość zadana 1000 [obr/min]

Widoczna jest szybsza odpowiedź na wymuszenie niż to miało poprzednio, jednakże kosztem przeregulowania, oraz dużej wartości prądu rozruchowego. Silnik bez zarzutów utrzymuje zadaną prędkość.



[Rys 4.20] Prąd fazy A silnika, oraz moment wytwarzany przez silnik, współczynnik przeciążalności 3.5

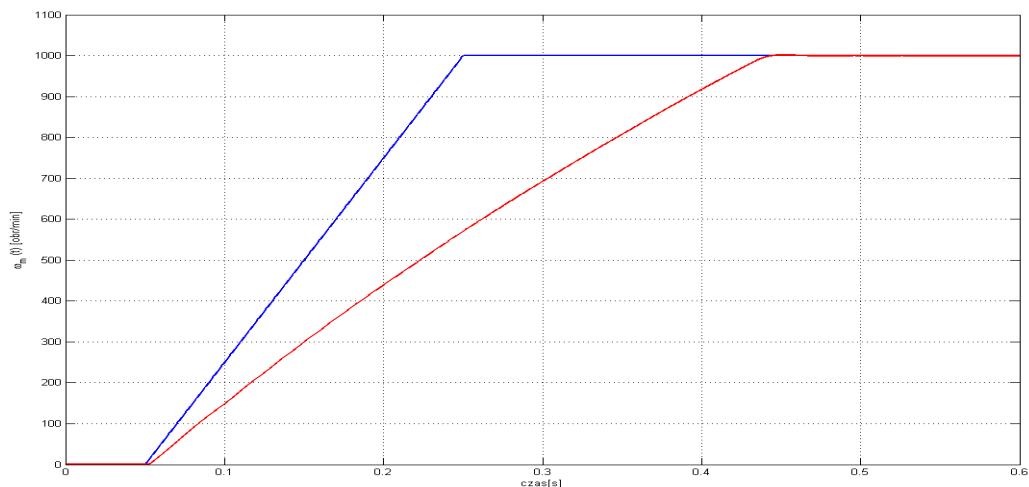
Na [Rys 4.20] widoczne są przebiegi po dokonaniu zmian, pierwszym aspektem jest krótszy czas trwania rozruchu, zatem moment rozruchowy oraz prąd trwają krócej, co z kolei przekłada się na ich wartość. Maksymalny wartość chwilowa prądu to 35 [A], a momentu około 60[Nm]

#### 4.2.3 Rozruch z momentem liniowym

Rozruch z momentem liniowym polega na podłączeniu, takiego momentu na wał który będzie zwiększany wraz z prędkością wirowania. Wartość współczynnika  $\alpha$  musi być dobra do wartości mocy oraz prędkości znamionowej. Prędkość znamionowa silnika to 1500 [obr/min], moc 4[kW].

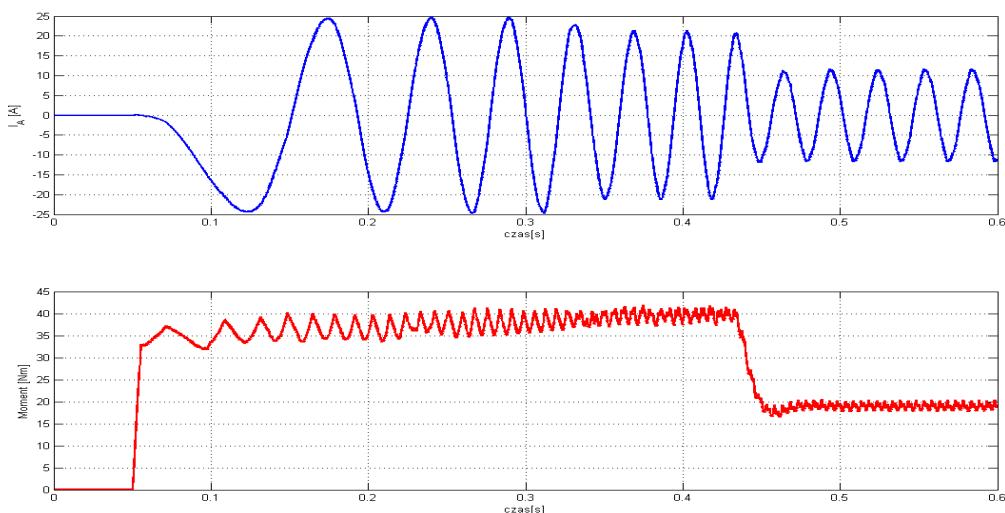
$$\alpha = \frac{4000}{157^2} = \frac{P}{\omega^2} \quad Eq\ 4.16$$

$$M_o = \alpha \omega \quad Eq\ 4.17$$



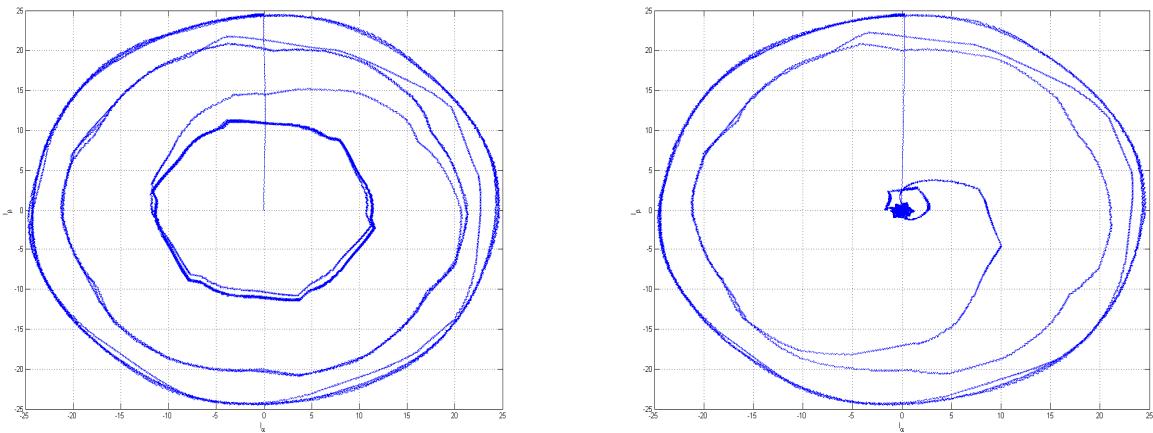
[Rys 4.21] Odpowiedź na wymuszenie przy liniowym obciążaniu

Moment liniowy spowolnił reakcję prędkościową silnika, powodując spowolnienie rozruchu, jednakże odpowiedź w dalszym ciągu jest pewna, bez oscylacji oraz przeregulowań.



[Rys 4.22] Odpowiedzi prądu oraz momentu

Na przebiegach powyżej można zaobserwować wolniejszy rozruch silnika, ze względu na podłączony moment liniowy na wał. Gdy napęd osiągnie zadaną prędkość na wale ciągle występuje moment obciążenia (związany w tym przypadku z prędkością).



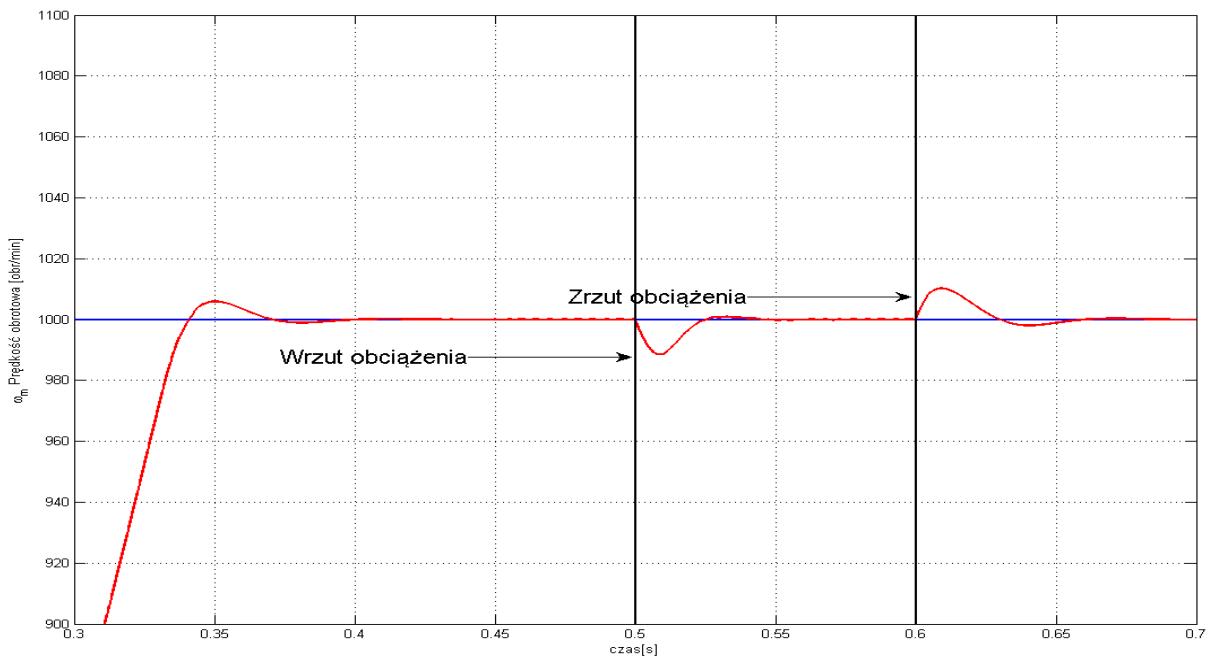
[Rys 4.23] Porównanie prądów przy rozruchu liniowym (lewy) oraz bez obciążenia (prawy)

Prądy fazowe płynące w obwodzie silnika mogą zostać zaprezentowane w postaci wektora o składowych  $\alpha\beta$ . Wektor zmieniający się w czasie tworzy hodograf. Na początku rozruchu widoczna jest maksymalna wartość prądów składowych, podczas przyspieszania prąd zaczyna stopniowo maleć i wektor prądu zatacza coraz mniejsze kręgi. Na [Rys 4.23] widoczna jest różnica przy rozruchu z momentem liniowym, oraz bez obciążenia, wyraźnie widoczny wolniejszy rozruch oraz większa wartość wektora prądu po dojściu do zadanej prędkości obrotowej.

#### 4.2.4 Wrzut zrzut obciążenia

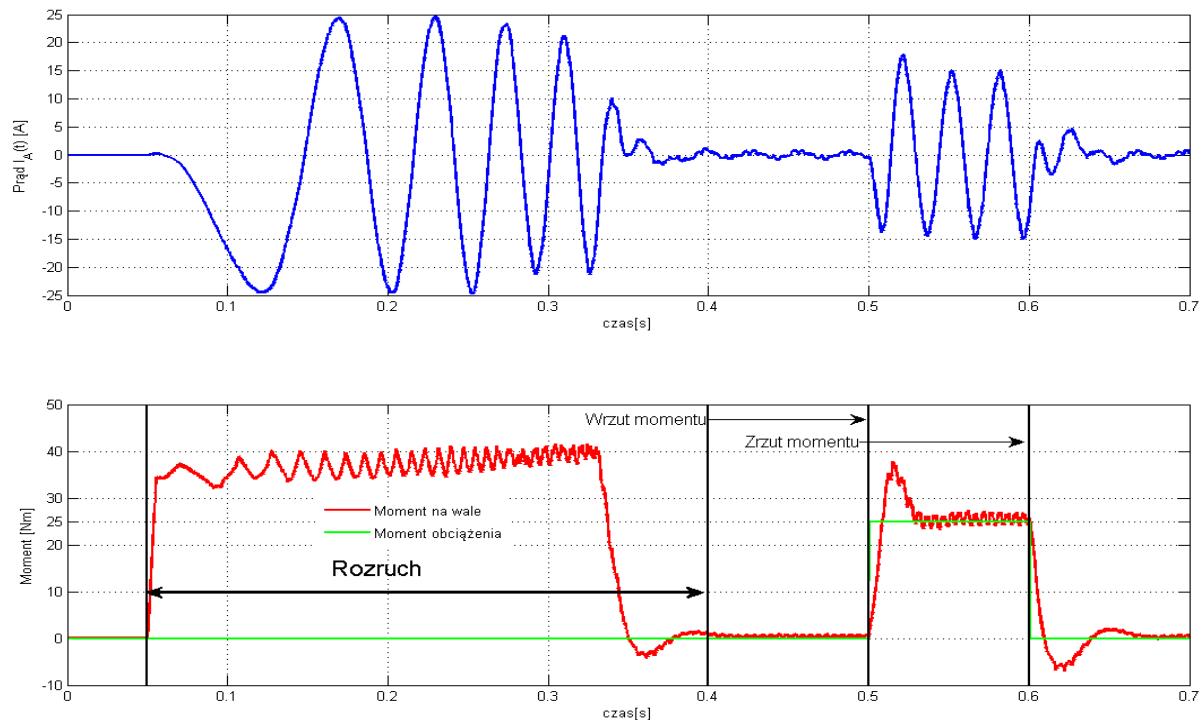
Kolejny z testów układu napędowego ukazuje prace w stanach dynamicznych, tj. w momencie podłączenia obciążenia w sposób skokowy, oraz po pewnym czasie jego odłączeniu. Silnik z prędkością pętlą sprzężenia zwrotnego powinien utrzymać prędkość zadaną oraz sprowadzić uchyb do zera w jak najkrótszym czasie bez przeregulowań, oscylacji.

Głównym czynnikiem wpływającym na kształt odpowiedzi prędkościowej (biorąc pod uwagę daną konfigurację układu napędowego) w stanach dynamicznych są nastawy regulatorów: prądu, prędkości. Odpowiedni ich dobór zapewnia stałą pracę układu, krótkie stany przejściowe, oraz sprowadzenie uchybu do 0.



[Rys 4.24] Wrzut zrzut obciążenia

Na rysunku [Rys 4.24] widoczny jest test układu napędowego, podawany jest skokowemu załączeniu oraz wyłączeniu momentu obciążenia 25[Nm]. Reakcja silnika jest poprawna, wartość wyregulowana jest szybko i bez widocznych oscylacji.



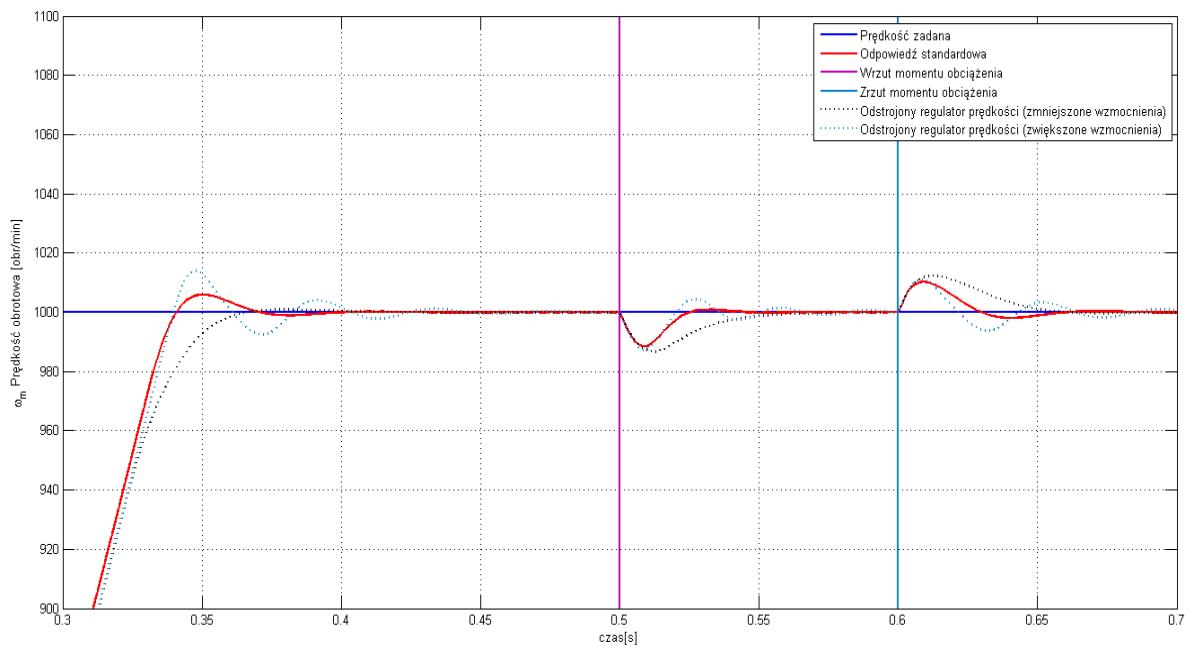
[Rys 4.25] Prąd oraz moment podczas wrzutu, zrzutu obciążenia

W momencie wrzutu momentu ([Rys 4.25]) układ stara się wyregulować moment, aby doprowadzić do stanu równowagi, wiąże się to z wygenerowaniem większego prądu podczas

trwania obciążenia czas 0.4 do 0.5. Wartość momentu zbiega się z wartością na wale, towarzyszy temu przeregulowanie. Ewentualne oscylacje momentu spowodowane są przede wszystkim sygnałem z nadzędnej pętli regulacyjnej - prędkościowej.

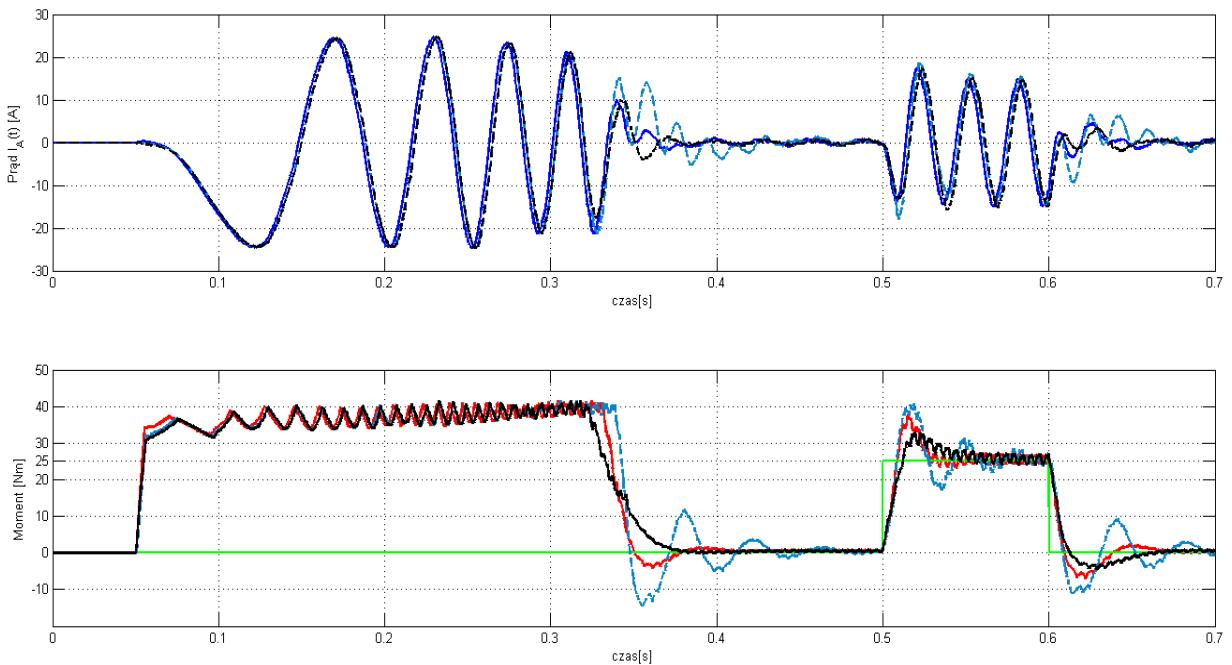
#### 4.2.5 Reakcja układu napędowego na zmianę nastaw regulatora prędkościowego.

W podpunkcie tym regulator prędkości został rozstrojony, aby ukazać reakcje układu napędowego.



[Rys 4.26] Stany dynamiczne przy różnych nastawach regulatora prędkości

Standardowe nastawy regulatora prędkości to  $K_p = 1$ ,  $K_i = 120$  duża wartość części całkującej wynika z faktu występowania korekcji tak zwanego *Anti-windup*, wzmacnienie części korekcyjnej zostało dobrane z wzoru  $K_c = \frac{K_i}{K_p}$ . Szerzej problem *wind-up* zostanie omówione w kolejnym podrozdziale. Na [Rys 4.26] przedstawiono 3 odpowiedzi na obciążenie przy zadanym stałej prędkości, podobnie jak to miało miejsce w podpunkcie poprzednim. [4.2.4]. Odstrojenie układu polegało na zmianie nastaw regulatora prędkości. W pierwszej próbie nastawy zostały zwiększone  $K_p = 0.5$   $K_i = 200$  spowodowało zwiększenie dynamiki odpowiedzi, jednakże kosztem oscylacji i przeregulowań. Próba druga polegała na zmniejszeniu wartości nastaw regulatora  $K_p = 0.5$   $K_i = 50$ . Odpowiedź układu na wymuszenie prędkościowe praktycznie całkowicie była pozbawiona przeregulowań, jednak był wolniejsza od pozostałych wersji. Zmniejszenie części całkującej spowodowało na gorszą reakcję na zakłócenie zewnętrzne (wrzut, zrzut momentu).



[Rys 4.27] Reakcje prądu fazowego, oraz momentu na wale, po odstrojeniu (jasno niebieski - zwiększenie wzmocnienia, czarny - zmniejszenie)

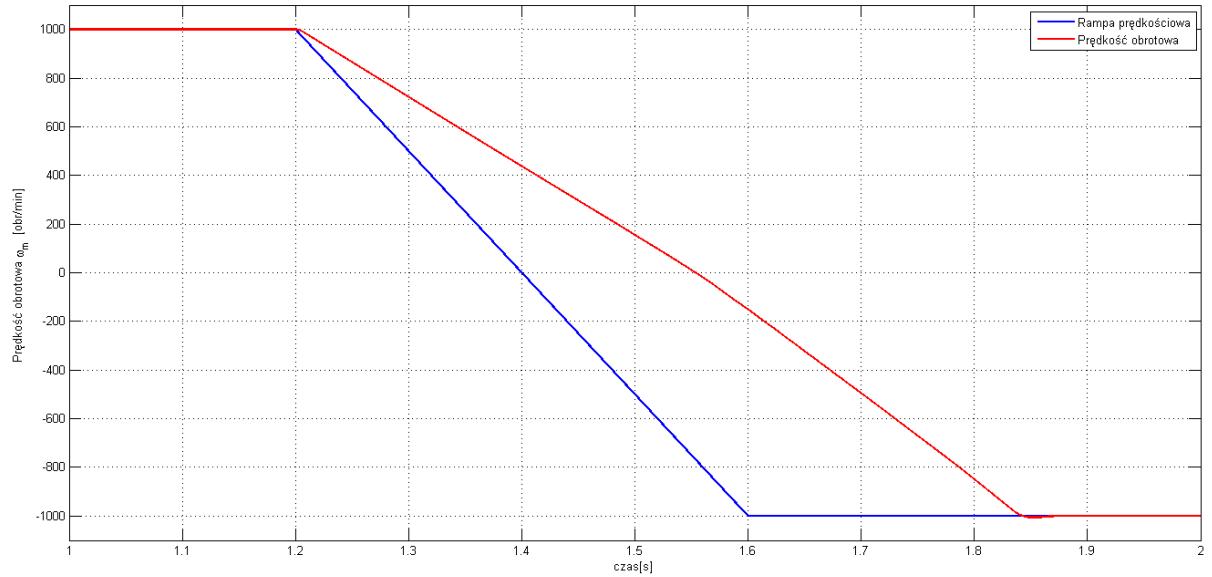
Rysunek [Rys 4.27] pokazuje jak istotne dla układu napędowego są nastawy regulatora.

Podobnie jak to miało miejsce przy przebiegach prędkościowych, zwiększenie nastaw powoduje zwiększenie stromości odpowiedzi momentu oraz prądu, jednakże powodując oscylację. Z kolei zmniejszenie nastaw spowoduje płynniejszą odpowiedź bez oscylacji jednakże regulacja przebiega wolniej.

#### 4.2.6 Nawrót układu napędowego

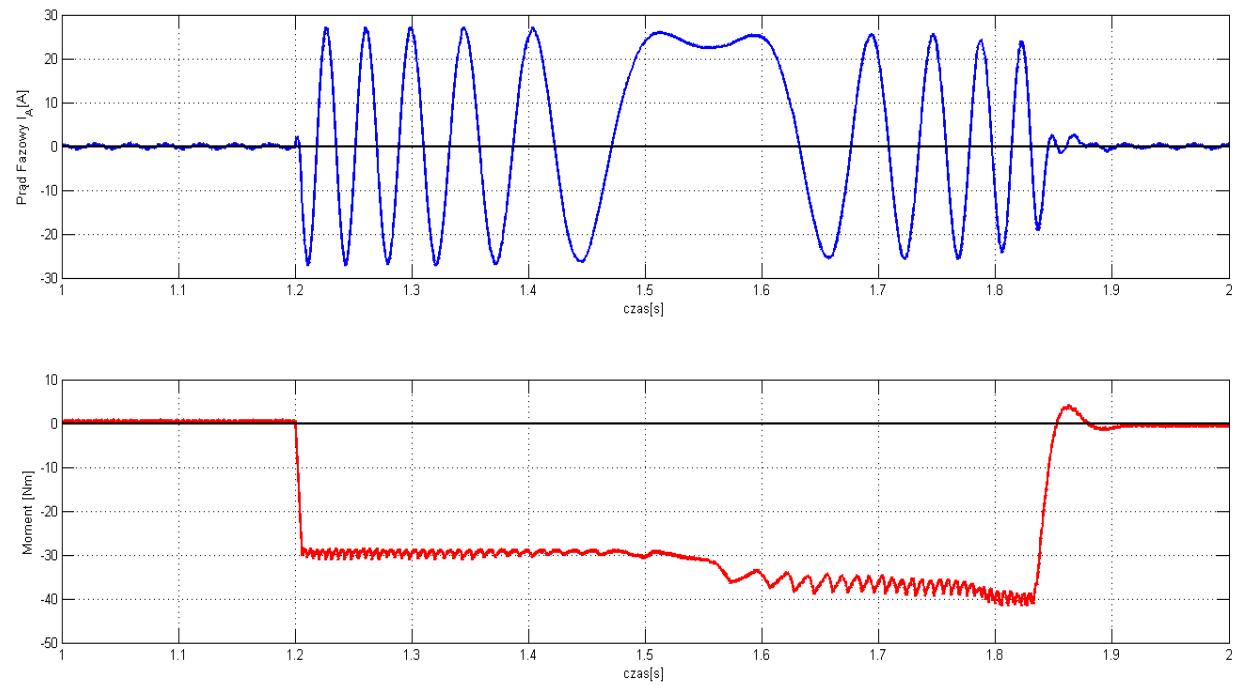
W wielu dziedzinach wykorzystujących napęd elektryczny istotną sprawą jest możliwość nawrotu z dowolnej prędkości. Napędy posiadające zdolność do szybkiego nawrotu są najbardziej pożądane przez przemysł okrętowy, samochodowy, włókienniczy czy górniczy.

Podczas nawrotu napędu, towarzyszy hamowanie elektryczne, oznacza to wytworzenie to możliwe dużego momentu elektromagnetycznego(hamującego) o przeciwnym znaku. Pociąga to za sobą zwiększenie prądu płynącego w uzwojeniach silnika, dlatego bezwzględnie należy stosować ograniczenie momentu oraz, rampę prędkościową, aby uchronić silnik przed przegrzaniem lub w skrajnych przypadku uszkodzeniem.



[Rys 4.28] Nawrót napędu prędkość 1000 -1000

Na [Rys 4.28] widoczny jest nawrót z prędkości 1000 do -1000, głównym powodem, dla którego prędkość obrotowa nie podąża za rampą (ma wolniejszą odpowiedź niż rampa), jest fakt ograniczenia momentu. Moment hamowania ma znak przeciwny, zatem do wytworzenia momentu zapewniającego szybką odpowiedź potrzebny jest dwukrotnie większy moment przy nawrocie niż przy rozruchu.



[Rys 4.29] Przebiegi prądu oraz momentu podczas nawrotu napędu

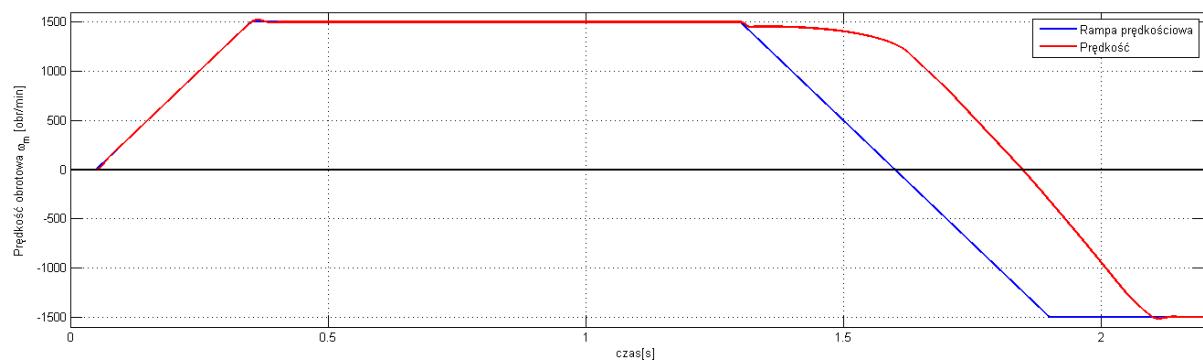
W momencie  $T = 1.2[s]$  na rysunku [Rys 4.29] dokonywany jest nawrót napędu. Regulator prędkościowy wypracowuje moment referencyjny o znaku przeciwnym, natychmiast

wchodząc w nasycenie. Jak zostało wspomniane układ stara się wytworzyć maksymalnie duży moment hamujący, pociąga to za sobą wzrost prądu ze względu zachodzącego hamowania elektrycznego. W chwili zatrzymania się silnika  $T = 1.55[s]$  dokonywany jest natychmiastowy rozruch w dugą stronę, kończy się proces hamowania elektrycznego, silnik zaczyna proces rozruchu. W chwili przejścia z stanu hamowania do stanu rozruchu towarzyszy charakterystyczny przepływ prądu stałego widoczny na rysunku [Rys 4.29]. W tym samym czasie moment o tej samej wartości, przestaje być momentem hamującym, a staje się momentem rozruchowym.

#### 4.2.7 Antywind-up

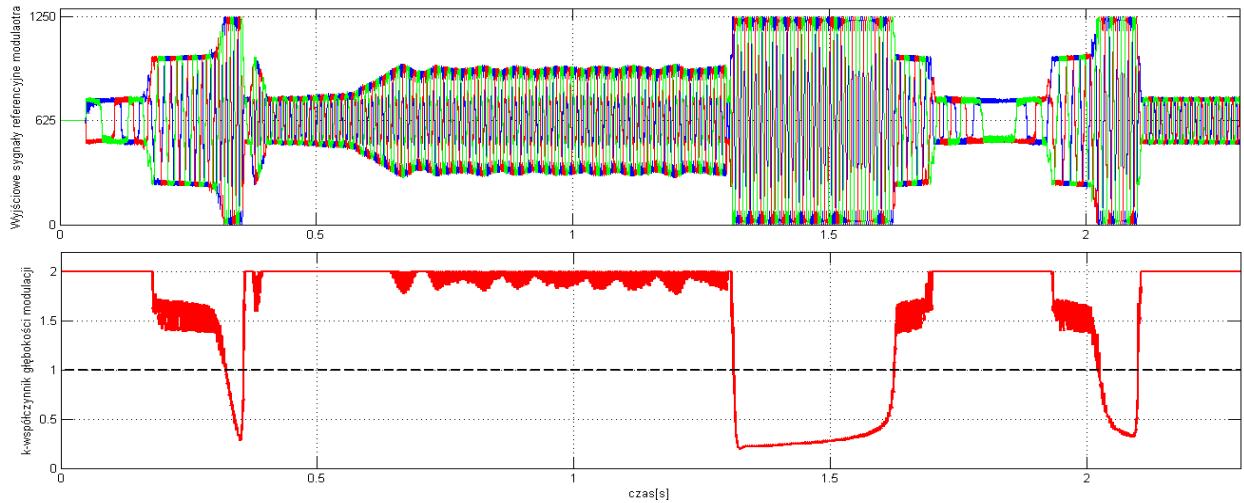
Zjawisko *wind-up* czyli „*nawijania*”, polega na akumulacji wartości części całkującej w momencie wejścia układu w ograniczenie. W układzie taki sytuacja może mieć miejsca bardzo często podczas stanów dynamicznych, rozruchu, nawrocie lub przy zbyt dużym obciążeniu. Sam okres czasu narastania wartości całkującej jest nieszkodliwy, jednakże po wyjściu z nasycenia układu regulacji wartość zgromadzona w części całkującej może doprowadzić do powstania oscylacji, lub niestabilnego zachowania się układu.

Łatwo to zaobserwować w stanach dynamicznych, szczególnie gdy silnik działa z prędkością znamionową, i spowodowany jest nawrót, przy stosunkowo stromej rampie prędkościowej, z dużym współczynnikiem przeciążalności 5.5. Podczas takiego hamowania układ zasilający silnik nie będzie posiadał dostatecznie dużego napięcia żeby szybko przeciwdziałać siłę elektromotoryczną, będzie to skutkowało „odejściem” od rampy, oraz głęboką modulacją.



[Rys 4.30] Nawrót z prędkości znamionowej, przy stromej rampie prędkościowej, z dużą wartością współczynnika przeciążalności  $5.5I_N$

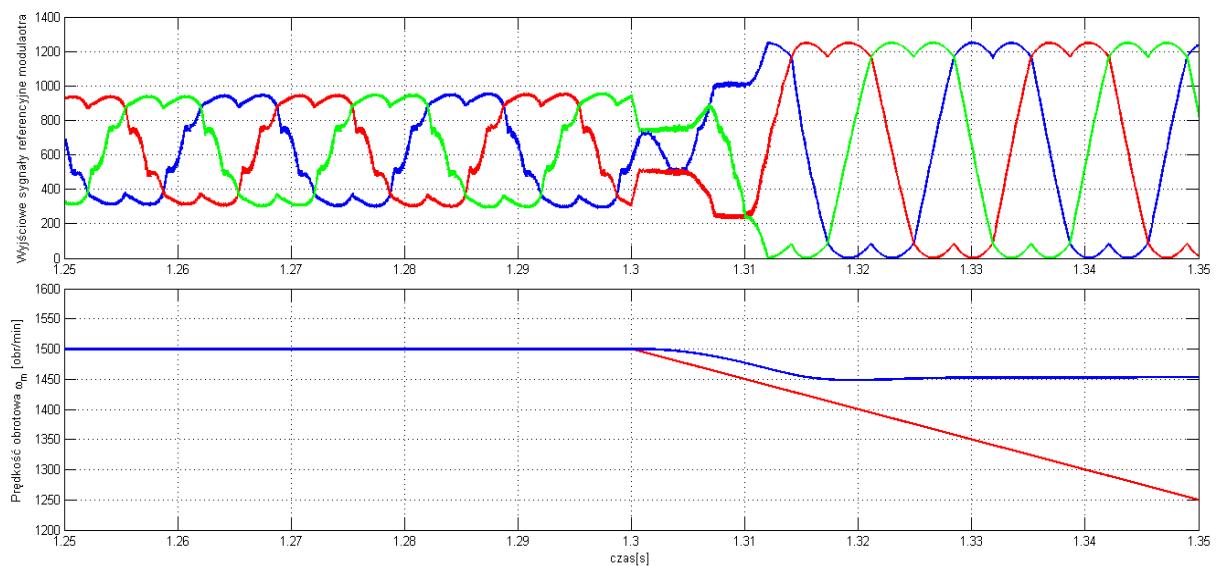
Układ w momencie hamowania nie ma dostatecznie dużego napięcia w układzie pośredniczącym, dlatego wchodzi w zakres ograniczenia wektora napięcia, określonego współczynnikiem głębokością modulacji.



[Rys 4.31] Wyjściowy sygnał referencyjny oraz współczynnik głębokości modulacji

Dokładnie widać na przebiegach kiedy modulator wysterowany jest maksymalnie, dzieje się to dokładnie wtedy kiedy współczynnik głębokości modulacji jest mniejszy od 1 czyli w chwili nawrotu układu. Wartość współczynnika  $k$  można interpretować następująco: *Jak duży zapas napięcia posiada układ pośredniczący przy wysterowaniu zadanym wektorze napięcia.*

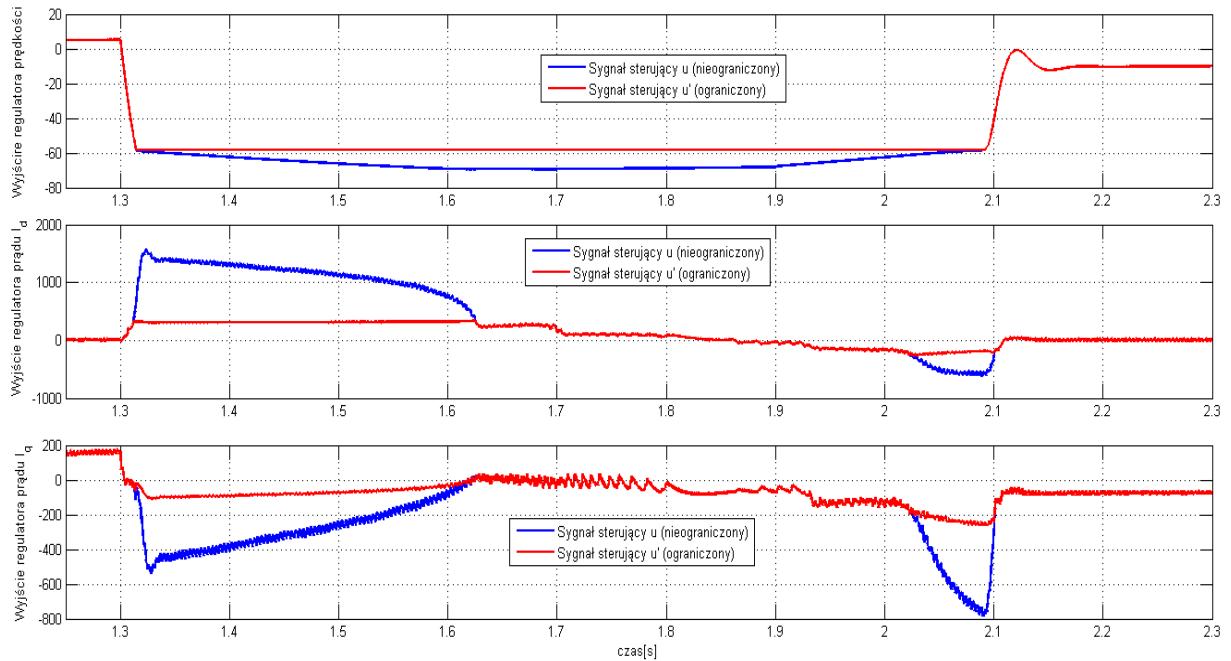
Interesującą kwestią jest fakt zadania wektora o przeciwnym zwrocie, szczególnie dobrze widoczne na rysunku [Rys 4.23]



[Rys 4.32] Wartości referencyjne na wyjściu modulatora podczas nawrotu

Ważna cechą tego układ regulacji automatycznej jest fakt, że pomimo wejścia układu w nasycenie po pewnym czasie układ zdoła uzyskać wartość zadaną, bez przeregulowań.

Odpowiedzialne jest za to sprzężenie zwrotne wraz z wzmacnieniem, która proporcjonalnie do błędu powodowanym wejściem w nasycenie.



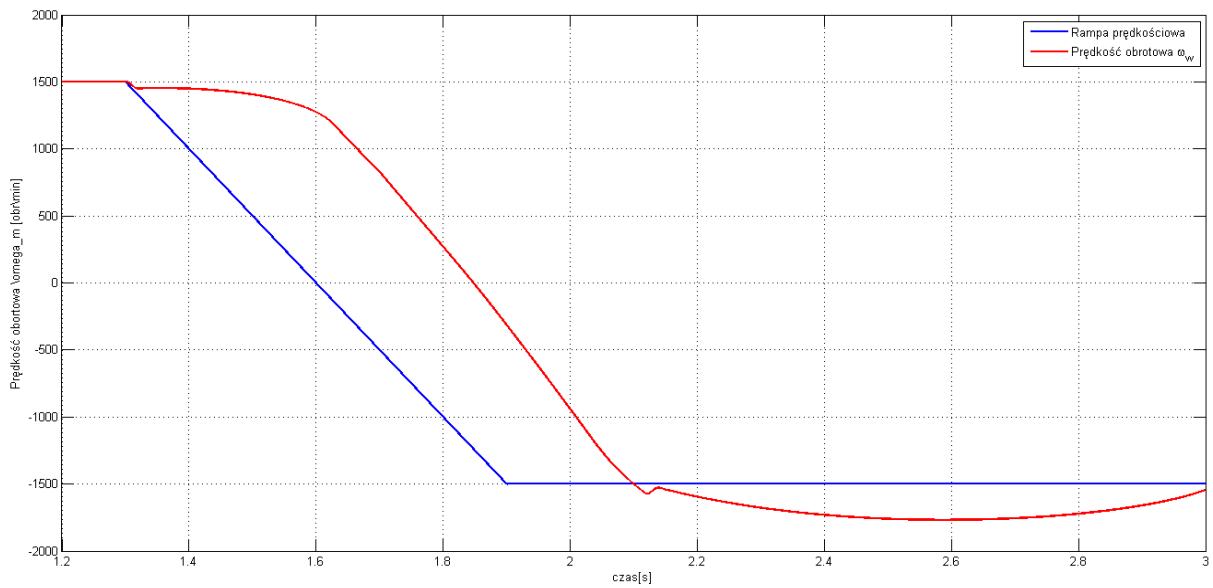
[Rys 4.33] Wyjścia sterujące z regulatorów podczas nawrotu: prędkościowy, prądu w osi  $d$ , oraz w osi  $q$

W chwili nawrotu regulator prędkościowy wypracowuje maksymalny dopuszczalny prąd  $I_q$ , wartość ta trafia na regulator prądu. Wartość regulatora prądu jest ograniczona maksymalnym wektorem napięcia, jaki można wytworzyć zachowując kołowy hodograf prądu.

Widać tutaj, że wyjście jest ograniczone, oznacza to że w układzie pośredniczącym jest niedostatek napięcia, które mogłoby przyspieszyć hamowanie. Pomimo tego układ regulacji zachowuje się poprawnie po wyjściu układu z nasycenia wartość nie powoduje przeregulowań lub przeskoków, wchodzi w obszar liniowy pracy regulatora.

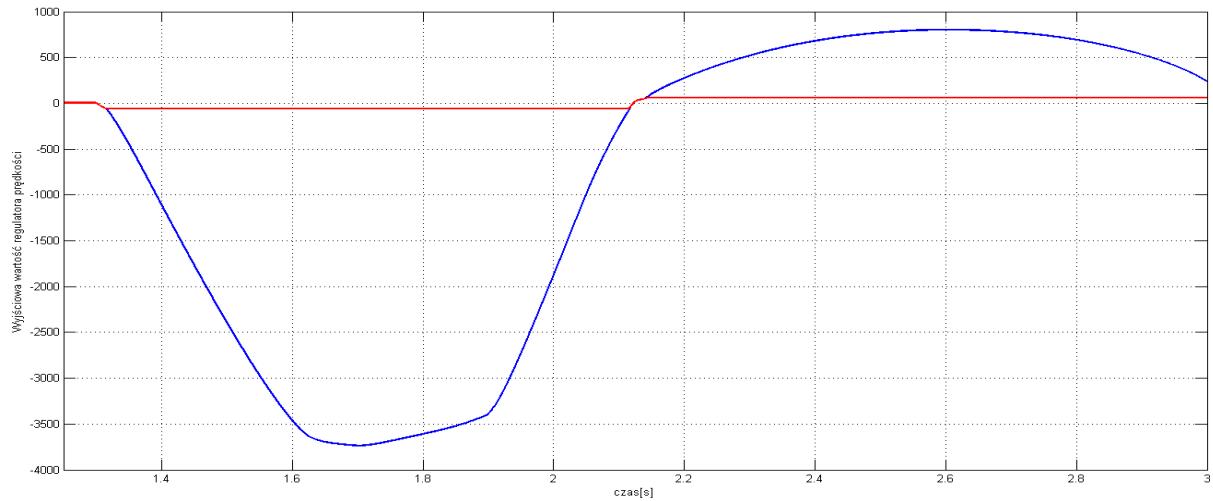
#### 4.2.8 Odstrojenie układu kompensacji *widn-up*

Wartość wzmacnienia korekcyjnego ustawniona jest proporcjonalnie do nastaw regulatora, i posiada wartość zdefiniowaną  $K_c = \frac{K_i}{K_p}$ , wartość ta pozwoli na poprawną pracę układu regulatora. Odstrojenie polegać będzie na pomniejszeniu wartość wzmacnienia korekcyjnego  $K_c * 0.003$ .



[Rys 4.34] Nawrót układu napędowego po odstrojeniu wzmacnienia korekcyjnego przy regulatorze prędkościowym

Na rysunku [Rys 4.34] widoczny jest nawrót ze znacznym przeregulowaniem spowodowanym niedostatecznym skompensowaniem części całkującej podczas pracy w części nieliniowej regulatora prędkości. Zakumulowana wartość całki nie zdążyła być dostatecznie skompensowana, powodując przeregulowanie.



[Rys 4.35] Wartość wyjściowa regulatora prędkości ograniczona oraz nieograniczona

### **4.3 Podsumowanie**

Zamodelowany układ napędu elektrycznego z silnikiem, pozwala na skupieniu się na naturze problemu sterowania, uproszczając zależności, które spotyka się w praktyce. Widoczne wyniki oraz przebiegi mogą różnić się od tych, które zostaną zarejestrowane podczas prób z rzeczywistym układzie, pomimo tego wersja symulacyjna jest bardzo przydatna.

Struktura programu sterującego w pakiecie MatLAB pozwala na szybkie wdrożenie skryptów, sprawdzenia zależności, algorytmów, może również uchronić przed błędami spowodowanymi ich błędem.

Podobieństwo schematów blokowych pozwala na uzyskać „*punkt odniesienia*”, usystematyzować oraz zaplanować przyszłe prace implementacyjne, oraz konstrukcyjne.

Na podstawie wyników z symulacji można stwierdzić, że układ napędowy jest bardzo obiecującym układem napędowym – jest odporny na obciążenie, bardzo dynamiczny, a przy tym stabilny.

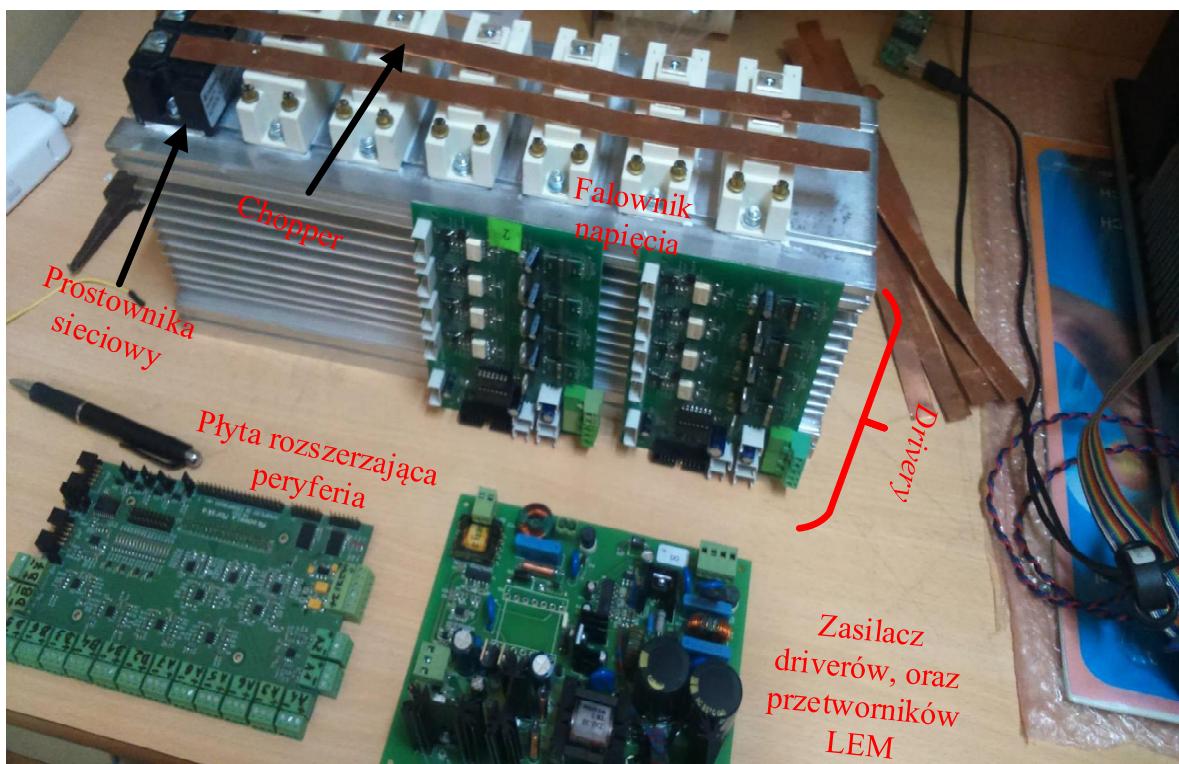
## 5 Model rzeczywisty układu napędowego

Budowa elektrycznego układu napędowego, złożona jest z modułów pełniących określone funkcje. Każdy moduł składa się z mniejszych podmodułów.

Jako moduły główne można wymienić:

### Falownik

Budowa modelu falownika obejmuje połączenie prostownika napięcia, układu pośredniczącego wraz z sześcioma tranzystorami stanowiącymi przemiennik częstotliwości. Do grupy sterującej należy zaliczyć *drivery*, generujące odpowiednie sygnały bramkujące na podstawie sygnałów z mikroprocesora.



[Rys 5.1] Moduł falownika w trakcie budowy

### Silnik PMSM

Silnik z magnesami trwałymi, pełniący rolę obiektu sterowanego, silnik, podłączony jest poprzez przewody z *falownikiem napięcia* oraz poprzez wał z *enkoderem inkrementalnym* opisany w rozdziale 8.



[Rys 5.2] Silnik synchroniczny z magnesami trwałymi

Silnik synchroniczny podczas wszystkich testów podłączony był do maszyny prądu stałego, w zależności od próby maszyna ta pełniła rolę obciążenia, bądź silnika napędzającego.

### Mikrokontroler wraz z peryferiami

Moduł układu mikrokontroler jest jądrem układu sterującego, składa on się z układu wejścia wyjścia takimi jak:

- ADC
- ePWM
- eQEP
- Układy sterujące GPIO

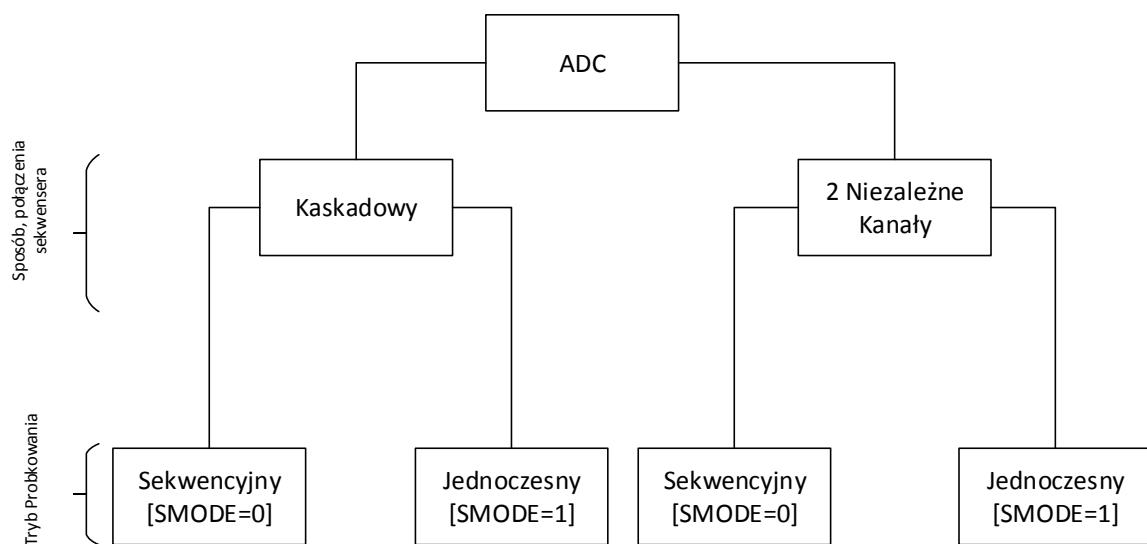


[Rys 5.3] Mikrokontroler TMS320F28335

## 6 Przetwornik ADC

### 6.1 Podział konfiguracji przetwornika ze względu na tryb działania.

Przetwornik ADC jest wbudowanym podukładem rdzenia TMS320F28335 rodziny C2000 układów DSC. Posiada on 16 kanałów, które można skonfigurować w dwa niezależne moduły 8 kanałowe. Należy jednak zaznaczyć że wejścia są multipleksowane, związku z tym istnieje tylko jedno jądro zapewniające konwersje, oraz po dwa podukłady S/H (sample and hold) po jeden na każdy grupę kanałów.



[Rys 6.1] Podział konfiguracji przetwornika ADC

Funkcjonalność przetwornika ADC: [15]:

- 12 bitowy ADC z wbudowanym podwójnym sample-and-hold (S/H)
- Jednoczesny lub sekwencyjny tryb próbkowania
- Wejście analogowe: 0V – 3V
- Szybka konwersja przy 12.5 MHz, zegar ADC, lub 6.25MSPS
- 16 kanałowe, wejście multipleksowane
- Możliwość ustawienia, auto-sekwencji, pojedynczej sesji, każda z sekwencji może być zaprogramowana i wybrana z jednego z 16 kanałów.
- Sekwenser może być skonfigurowany w dwa niezależne 8 stanowe sekwensery lub jako jeden duży 16 stanowy sekwenser.

- Wartości zapisywane są w jednym z 16 rejestrów (ADCRESULTx), który może być indywidualnie adresowany.
- Konwersja polega na porównaniu wartości podłączonej do wejścia układu z wewnętrznym napięciem referencyjnym.
- Sposób obliczania:

*Wartość cyfrowa = 0*

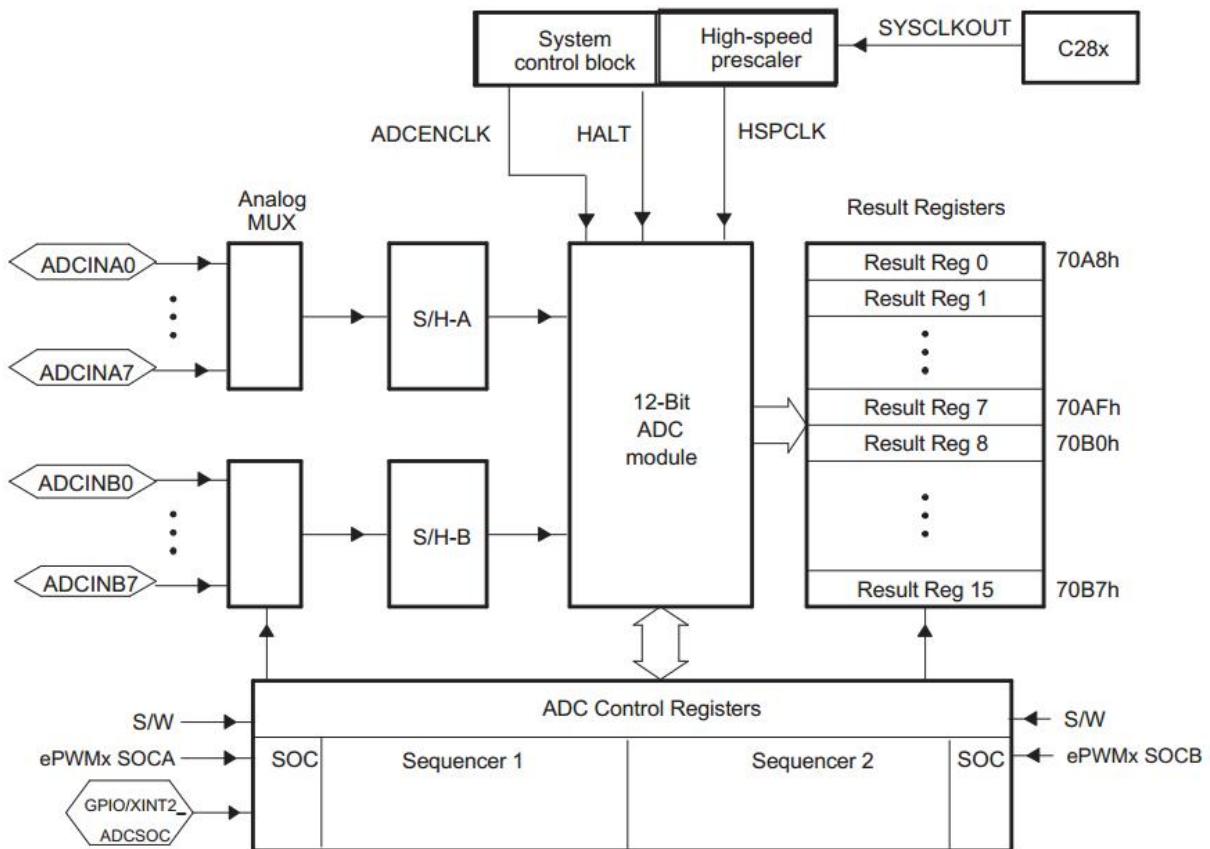
*Wejście ≤ 0V*

$$\text{Wartość cyfrowa} = 4096 * \frac{\text{Wartość analogowa}}{3} \quad 0 \leq \text{Wejście} < 3V$$

*Wartość cyfrowa = 4095*

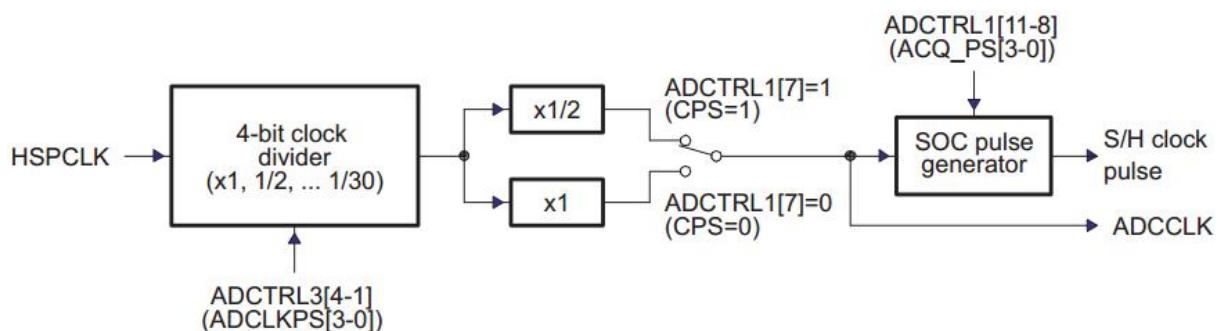
*Wejście ≤ 0V*

- W przypadku obliczania napięć sieciowych międzyfazowych należy uwzględnić fakt, że napięcie będzie posiadało wartość  $U_{DC} = 400\sqrt{2}[V]$ , oraz że będą występować napięcia z biegunowością ujemną.
- Mnogość źródeł wyzwalania SOC („Startu konwersji”)
  - Programowe startowanie
  - ePWM 1-6,
  - GPIO XINT2,
- Elastyczna kontrola przerwania w momencie EOS („End-Of-Sequence”) – koniec konwersji,
- Możliwość niezależnego wyzwalania konwersji w trybie „dual-sequencer”, za pośrednictwem modułu ePWM,
- Oddzielny podzielnik zegara pozwalający na kontrolę czasu okna akwizycji dla Sample and Hold (S/H)



[Rys 6.2] Organizacja modułów, oraz podmodułów przetwornika ADC [14]

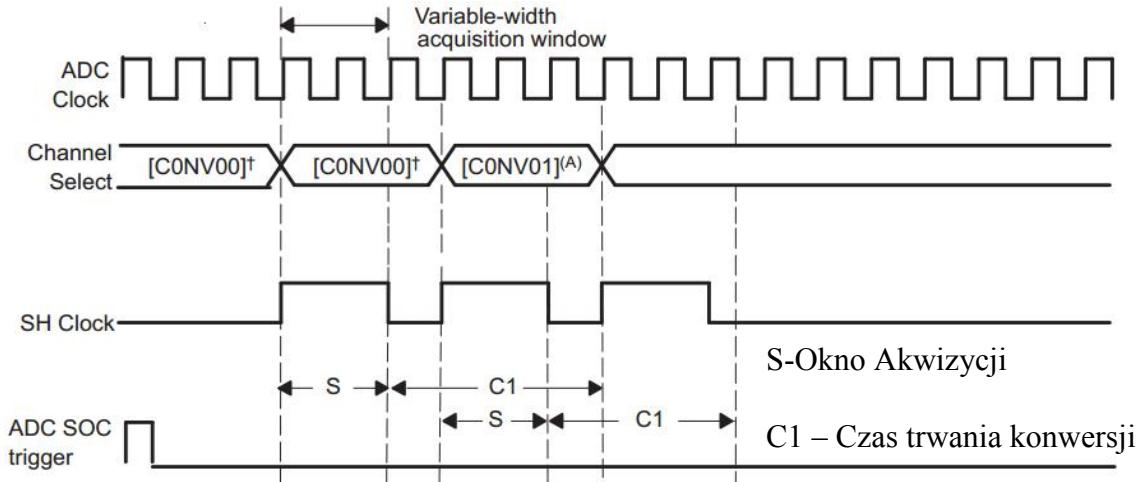
Na [Rys 6.2] przedstawiono sygnały, które docierają do poszczególnych modułów. Rdzeń C28x jest źródłem sygnału zegarowego, sygnał ten trafia na podukład dzielnika (HSPCLK), który pomniejsza częstotliwość systemową o zaprogramowaną wartość.



[Rys 6.3] Schemat blokowy konfiguracji zegara dla podkładu ekstrapolatora zerowego rzędu (S/H) [14].

Częstotliwość, z jaką pracuje moduł S/H jest kluczowa - musi być odpowiednio dłuża, aby sygnał wejściowy (ADCINAx, ADCINBx) mógł zostać poprawnie spróbkowany oraz przetworzony.

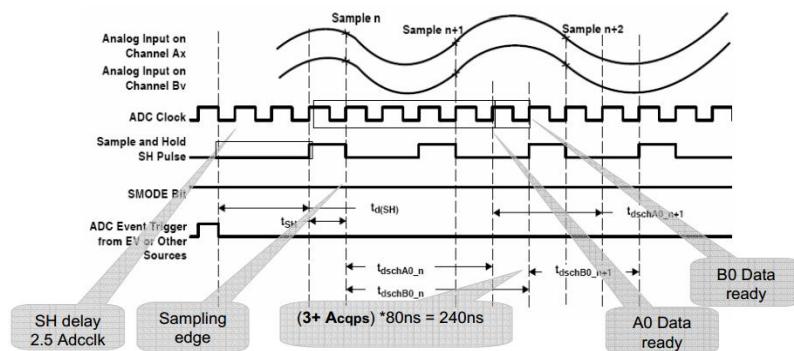
Sekwensery [Rys 6.3] pozwalają na odpowiednie skonfigurowanie kolejności konwersji. W bloku *ACD Control Register* zdefiniowane są adresy, pod którymi znajdują się wartości zaprogramowane przez użytkownika. W każdej przebiegu sekwencji wartość ta wysyłana jest na blok multipleksera lub multiplekserów wejściowych, po czym wartość



[Rys 6.4] Przykładowy przebieg dla : Sekwencyjnego trybu przetwarzania [14]

wskaznika zwiększana jest o 1. Wskazujący tym samym na kolejny adres *ADC Control Register* aż do momentu osiągnięcia wartości maksymalnej definiującej koniec całej konwersji. W przypadku *Kaskady, bądź 2 niezależnych grup kanałów* możliwe jest stosowanie dwóch trybów próbkowania zgodnie z [Rys 6.4].

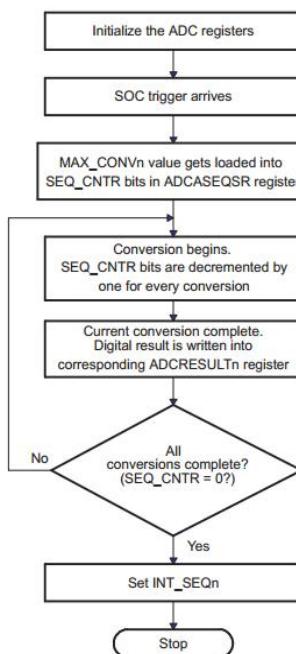
W trybie „*Sequential Sampling Mode*” (Sekwencyjny) w sekvenserze znajdują się wartości kolejnych wejść, które mają być załączone w kolejnych konwersjach, przy czym konwersja następnego zacznie się dopiero w momencie zakończenia poprzedniej konwersji. Należy zwrócić uwagę, że podczas trwania próbkowania w konwersji nr 01 są dostępne dane z poprzedniego próbkowania w rejestrze *ADCRESULTx*. W przypadku jednoczesnego trybu konwersji układ ADC zajęty jest początkowo konwersją kanału Ax, a następnie Bx. W momencie próbkowania pierwszej próbki A0 oraz B0 następuje jednocześnie, jednakże ich



[Rys 6.5] Przebiegi czasów konwersji, oraz sposób próbkowania w trybie jednoczesnym

konwersja w przetworniku jest sekwencyjna, gdyż przetwornik jest tylko jeden. Konwersja ta nie zajmuje znaczącego czasu, gdy zegar ADC jest skonfigurowany na dużą prędkość. Za szybkość przetwarzania odpowiada rejestr konfigurujący szerokość okna akwizycji. [Rys 6.5]

Gotowe wartości zapisywane są w odpowiednich rejestrach ADCRESULT<sub>x</sub> (0-15). Z punktu widzenia użytkownika, aby mieć pewność, że próbki otrzymane podczas danej sekwencji są odświeżone, poprawnie należy ustawić przerwanie tak, aby zostało wyzwalane w momencie EOS (end of sequence), jest to moment, w którym wcześniej wspomniany wskaźnik wskazujący na kolejne numery konwersji osiąga minimalną wartość (w każdym przejściu pętli wartość jest dekrementowana).



[Rys 6.6] Algorytm działania auto sekvensera

## 6.2 Konfiguracja sprzętowa ADC.

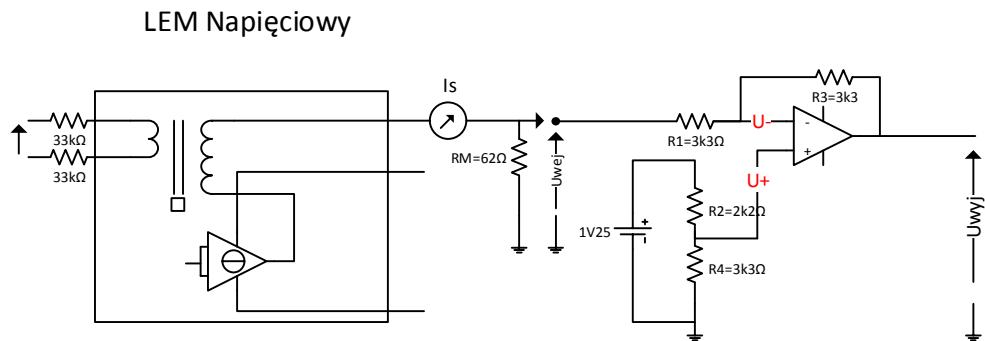
Przy sterowaniu układem napędowym z zastosowaniem algorytmu FOC (Polowej orientacji wektora strumienia wirnika), konieczne jest posiadanie szeregu informacji zwrotnych. Jedne z podstawowych to:

- Prądy  $I_A, I_B$  – fazowe wyjściowe falownika (mierzące obciążenie)
- Napięcie  $U_{DC}$  w układzie pośredniczącym

Prądy i napięcia falownika będą mierzone za pośrednictwem układów LEM LV25-P [16] dla pomiarów napięć, oraz LEM LA55-P/SP1 dla pomiarów prądów. Przy pomiarach prądów i napięć na wyjściu falownika, spodziewanym przebiegiem będzie sygnał okresowy bipolarny. W związku z tym sygnał wyjściowy z układów pomiarowych LEM należy odpowiednio przekształcić, tak żeby maksymalna przyjęta wartość mieściła się w zakresie pomiarowym przetwornika 0-3[V].

### 6.2.1 Obwód pomiarów napięć:

W przypadku pomiarów napięcia w układzie pośredniczącym pierwszym krokiem dostosowującym napięcie mierzone do zakresu ADC mikroprocesora będzie układ przetwornika LEM. Wejście (strona pierwotna) podłączone jest za pośrednictwem rezystorów dobranych w taki sposób, aby układ pracował w dopuszczalnym zakresie prądowym LEMa, opisanego w dokumentacji [16].



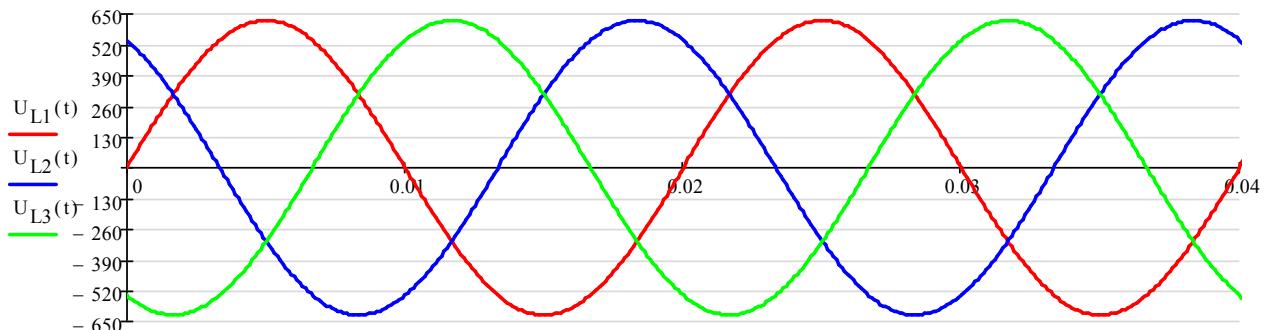
[Rys 6.7] Schemat pomiarów napięć w obwodzie pośredniczącym

Układ pośredniczący zasilany jest z prostownika 3 fazowego podłączonego do sieci 3 fazowej  $\omega = 2\pi 50 \frac{rad}{s}$ :

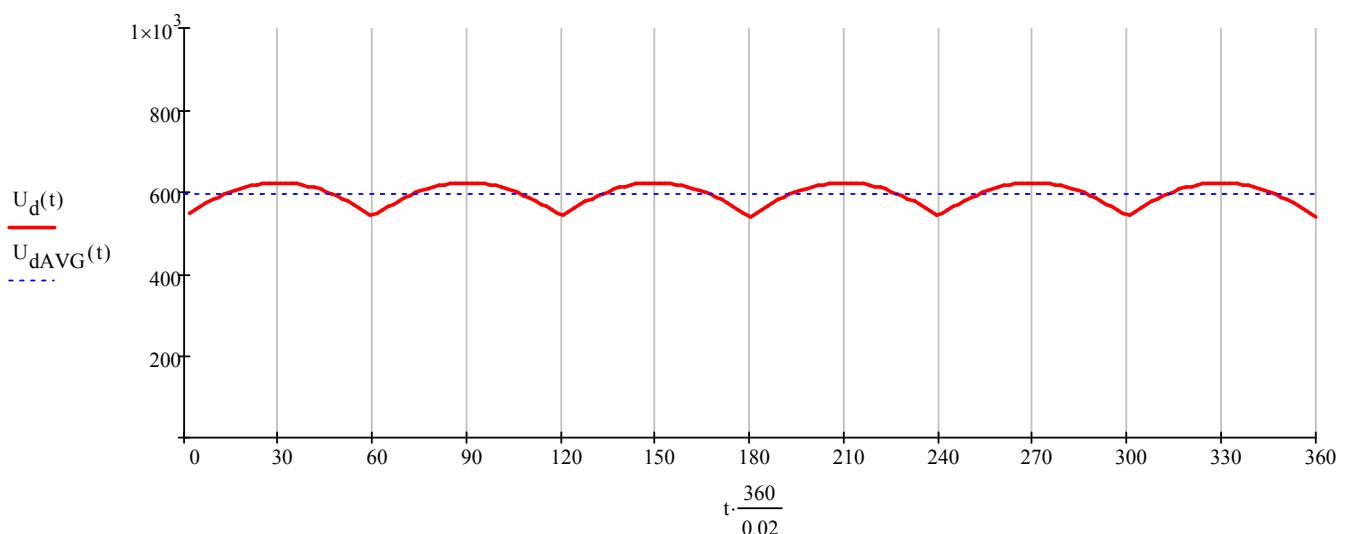
$$U_{L1}(t) = \frac{440}{\sqrt{3}} \sqrt{2} * \sin(\omega t) \quad Eq \ 6.1$$

$$U_{L2}(t) = \frac{440}{\sqrt{3}} \sqrt{2} * \sin(\omega t + \frac{2}{3} * \pi) \quad Eq \ 6.2$$

$$U_{L3}(t) = \frac{440}{\sqrt{3}} \sqrt{2} * \sin(\omega t + \frac{4}{3} * \pi) \quad Eq \ 6.3$$



[Rys 6.8] Przebieg napięć zasilających prostownik



[Rys 6.9] Wyjście z układu prostownika- napięcie w układzie pośredniczącym

Na wyjściu prostownika napięcie średnie będzie równe:

$$U_{dAVG} = \frac{\int_0^T U_d(t) dt}{T} = \frac{\int_0^{0.02} U_d(t) dt}{0.02} = 594.209 \quad Eq \ 6.4$$

Jest to napięcie, które znajduje się w układzie pośredniczącym stanowi ono źródło dla falownika dwupoziomowego sterowanego za pomocą modulatora.

Analizę układu pomiarowego wygodnie jest zacząć od wyjścia wzmacniacza, (wejścia ADCINx). Zgodnie z tym, co zostało wcześniej powiedziane zakres napięcia, jakie może się znaleźć to 0-3 [V].

Mając na uwadze konfigurację, w jakiej pracuje wzmacniacz operacyjny możemy zapisać:

$$U_+ = U_{ref} * \frac{R_4}{R_2 + R_4} \quad Eq\ 6.5$$

$$\frac{U_{wej} - U_-}{R_1} = \frac{U_- - U_{wyj}}{R_3} /* R_1 \quad Eq\ 6.6$$

$$U_{wej} - U_- = \frac{R_1 U_- - R_1 U_{wyj}}{R_3} / R_3 \quad Eq\ 6.7$$

$$R_3 U_{wej} - R_3 U_- = R_1 U_- - R_1 U_{wyj} \quad Eq\ 6.8$$

$$R_3 U_{wej} + R_1 U_{wyj} = R_1 U_- + R_3 U_- \quad Eq\ 6.9$$

$$U_-(R_1 + R_3) = R_3 U_{wej} + R_1 U_{wyj} \quad Eq\ 6.10$$

$$U_- = \frac{(R_3 U_{wej} + R_1 U_{wyj})}{R_1 + R_3} \quad Eq\ 6.11$$

Biorąc pod uwagę, że wzmacnienie wzmacniacza operacyjnego jest bardzo duże rzędu milionów, można przyjąć, że napięcie  $U_d$  dąży do 0 (masa wirtualna  $U_d = \frac{U_{wyj}}{K}$ ), upraszczając:

$$u_d = 0 = U_+ - U_- \quad Eq\ 6.12$$

Podstawiając: (Eq 6.5), (Eq 6.11) do (Eq 6.12) można zapisać:

$$U_{ref} * \frac{R_4}{R_2 + R_4} - \frac{(R_3 U_{wej} + R_1 U_{wyj})}{R_1 + R_3} = 0 /* (R_1 + R_3) \quad Eq\ 6.13$$

$$U_{ref} * \frac{R_4(R_1 + R_3)}{R_2 + R_4} - (R_3 U_{wej} + R_1 U_{wyj}) = 0 \quad Eq\ 6.14$$

$$U_{ref} * \frac{R_4(R_1 + R_3)}{R_2 + R_4} = (R_3 U_{wej} + R_1 U_{wyj}) \quad Eq\ 6.15$$

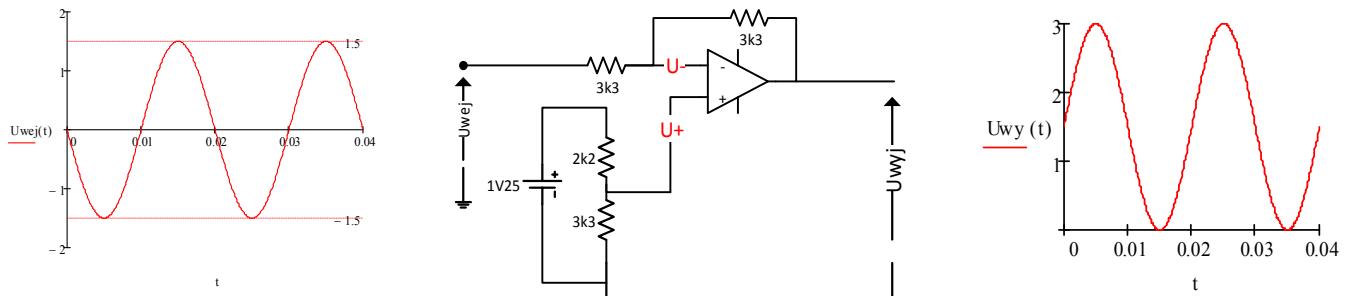
$$U_{ref} * \frac{R_4(R_1 + R_3)}{R_1(R_2 + R_4)} - \frac{R_3}{R_1} U_{wej} = U_{wyj} \quad Eq\ 6.16$$

Jeżeli tak uwzględnimy wartości z *Rys 1.7* oraz dopuszczalny zakres:

$$\frac{R_1}{R_3} [U_{ref} * \frac{R_4(R_1 + R_3)}{R_1(R_2 + R_4)} - U_{wyj}] = U_{wej} \quad Eq\ 6.17$$

Wartości kolejnych rezystancji to:

$$R1 = 3300 [\Omega] \ R2 = 2200 [\Omega] \ R3 = R4 = R1$$



[Rys 6.10] Przesunięcie poziomu napięć na wzmacniaczu operacyjnym

Dopuszczalnym zakresem dla przetwornika ADC jest zakres 0-3 [V], (jego przekroczenie może spowodować uszkodzenie układu). Związku z koniecznością pomiarów napięć i prądów, o przebiegach zmiennych, należy uwzględnić odpowiednie przesunięcie poziomu napięć dopasowujących.

$$\frac{R_1}{R_3} [U_{ref} * \frac{R_4(R_1 + R_3)}{R_1(R_2 + R_4)} - U_{wyj}] = U_{wej} \quad Eq\ 6.18$$

$$\frac{3300}{3300} \left[ 1.25 * \frac{3300(3300 + 3300)}{3300(2200 + 3300)} - 3 \right] = -1.5 \quad Eq\ 6.19$$

$$\frac{3300}{3300} \left[ 1.25 * \frac{3300(3300 + 3300)}{3300(2200 + 3300)} - 0 \right] = 1.5 \quad Eq\ 6.20$$

W konsekwencji na wejściu przyjęto zakres napięć od -1.5 do 1.5 V. Według *Rys 6.7*/oraz obliczeniach *Eq 6.18 - Eq 6.20*. Napięcie to odkłada się na rezystorze pomiarowym  $R_M = 62\Omega$ , na podstawie, czego zostanie obliczony prąd uzwojenia wtórnego przetwornika LEM.

$$I_s = \frac{1.5 [V]}{62[\Omega]} = 0.024 [A]$$

Eq 6.21

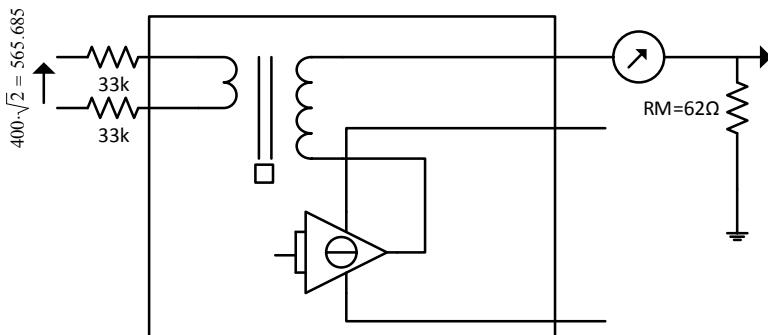
Przekładnia przetwornika wynosi 1000:2500 przy czym znamionowy prąd strony pierwotnej wynosi  $10mA$ , a strony wtórnej  $25mA$ . Dzięki czemu można obliczyć z proporcji:

$$\frac{0.01}{x} = \frac{0.025}{0.024} \Rightarrow x = (0.024 * 0.01) / 0.025$$

$$x = 0.0096[A] = 9.6[mA] \quad Eq\ 6.23$$

Jeżeli prąd ten płynie w obwodzie pierwotnym, to na rezystorach będzie się odkładać napięcie wejściowe mierzone po stronie wtórnej przetwornika napięciowego.

### LEM Napięciowy



[Rys 6.11] LEM napięciowy wraz z rezystorami pomiarowymi

$$V_{pmax} = 0.0096[A] * 2 * 33000 = 633.6[V]$$

Eq 6.24

Na podstawie rachunków obliczeniowych stwierdzono, że przy 3 V, które mogłyby pojawić się na wejściu ADCIN procesora odpowiadałoby to  $633.6V$  w niniejszym projekcie nie zostanie wykorzystany pełen zakres napięciowy ADC, ze względu na to, że w razie wzrostu napięcia podczas hamowania silnika, napięcie  $U_{dc}$  będzie sukcesywnie redukowane przez układ przerywacza.

## 6.2.2 Obwód pomiarów prądów

Podobnie jak to miało miejsce w rozdziale 6.2.1, głównym czynnikiem determinującym układ pomiarowy jest fakt ograniczonego zakresu napięcia wejściowego przetwornika

analogowo cyfrowego. Kolejny raz wykorzystano przetworniki firmy LEM z tą różnicą, że w przypadku pomiarów prądów zastosowane zostały przetworniki prądowe.



[Rys 6.12] Przetworniki LEM

Układy te charakteryzują się możliwością skokowej zmiany zakresu pomiarowego, poprzez stosowanie pętli wokół otworów [Rys 6.12], daje to większe możliwości dostosowania układu do wymaganego zakresu, przy niezmienionej konfiguracji strony wtórnej.

Dla przetwornika prądowego układ dostosowania napięcia (po stronie wtórnej) wygląda identycznie jak dla przetwornika napięciowego [Rys 6.10]. Na podstawie dokumentacji [6] odczytane zostało ratio, które wynosi:  $K_N = 1: 2000$ . Przekładnia zdefiniowana jest jako:

$$K_N = \frac{I_P}{I_S} \quad Eq\ 6.25$$

$I_P$  – prąd po stronie pierwotnej  $I_S$  – prąd po stronie wtórnej

Do przekładni zostanie uwzględniony wcześniej wspomniany współczynnik, odpowiadający ilości przejścia przewodu roboczego przez otwór przetwornika.

$$K_N * k = \frac{I_S}{I_P} \quad Eq\ 6.26$$

Jeżeli po stronie wtórnej prąd  $I_S$  będzie posiadał wartość, która spowoduje spadek napięcia na rezystorze pomiarowym  $R_M = 62$  równą  $U_{we} = 1.5$  lub  $-1.5$  [V], sytuacja odpowiadałaby maksymalnemu napięciu dopuszczalnego dla zakresu ADC  $[0 \div 3V]$

$$U_{ref} * \frac{R_4(R1 + R3)}{R1(R_1 + R_4)} - \frac{R_3}{R1} * (1.5) = U_{wyj} \quad Eq\ 6.27$$

$$R1 = 3300 [\Omega] \quad R2 = 2200 [\Omega] \quad R3 = 3300 [\Omega] \quad R4 = R1 = 3300 [\Omega]$$

$$1.25 * \frac{3300(3300 + 3300)}{3300(3300 + 3300)} - \frac{3300}{3300} * (1.5) = 3V \quad Eq\ 6.28$$

Po wyliczeniu wartości wyjściowych otrzymujemy zakres napięć odpowiadającym maksymalnym mierzonym prądzie w układzie roboczym.

Uwzględniając zależności Eq 6.27 oraz Eq 6.28 został obliczony prąd maksymalny strony wtórnej:

$$I_{smax} = \frac{U_{we} max}{R_M} = \frac{3}{62} = 0.024 [A] \quad Eq\ 6.29$$

Wstawiając Eq 6.29 do Eq 6.26 oraz podstawiając  $k = 2$  (dwukrotne przejście przewodu przez otwór LEM).

$$K_N * k = \frac{I_S}{I_P} \rightarrow I_P max = \frac{0.024}{\frac{1}{2000} * 2} = 24 [A] \quad Eq\ 6.30$$

Zatem w układzie napędowym dopuszczalny prąd wygenerowany przez falownik nie powinien mieć wartości amplitudy większej niż 24 [A], przekroczenie tej wartości może spowodować uszkodzeniem procesora lub nieprawidłowym działaniem.

Przy projektowaniu układu pomiarowego prądów i napięć kierowano się głównie niezawodnością, liniową charakterystyką oraz praktycznie bezinerycyjną odpowiedzią, jaką są wstanie zapewnić przetworniki pomiarowe LEM. Jego zalety będą miały krytyczne znaczenie podczas estymacji położenia początkowego wirnika, gdzie poprawność oraz możliwość pomiarów szybkich sygnałów impulsowych jest kluczowa do zadziałania algorytmu.

## 6.3 Konfiguracja programowa ADC.

Kolejnym etapem konfiguracji przetwornika jest jego odpowiednie oprogramowanie, sprowadza się to do zdeklarowaniu wartości rejestrów wewnętrznych, a następnie odpowiednia obsługa wartości przetworzonej – otrzymanej w rejestrze wynikowym.

### 6.3.1 Deklaracja rejestrów konfiguracyjnych

```
void ADC_Init(){

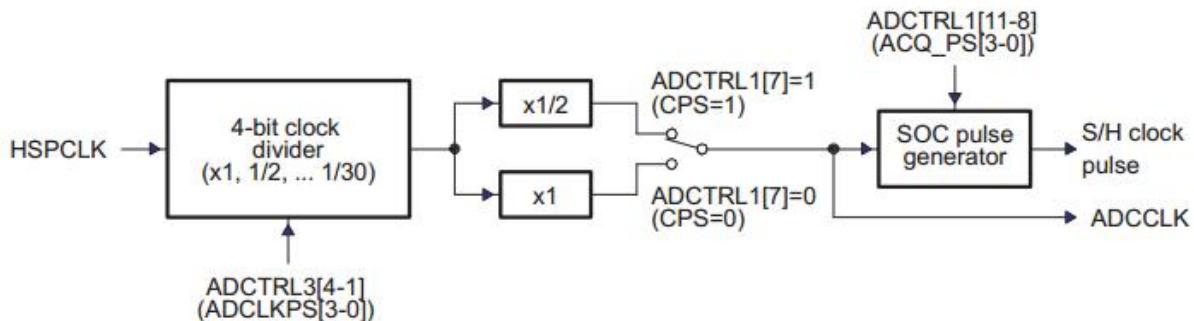
    AdcRegs.ADCTRL3.bit.SMODE_SEL=0x1;           //tryb jednoczesnego prókowania
    AdcRegs.ADCMAXCONV.bit.MAX_CONV1=1; //będą dwie konwersje w jednej 2 kanały
    AdcRegs.ADCMAXCONV.bit.MAX_CONV2=1;

    AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV00 = 0x0; // Ustaw pierwszą konwersję na kanały A0 B0
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV01 = 0x1; // Ustaw drugą konwersję na kanały A1 B1

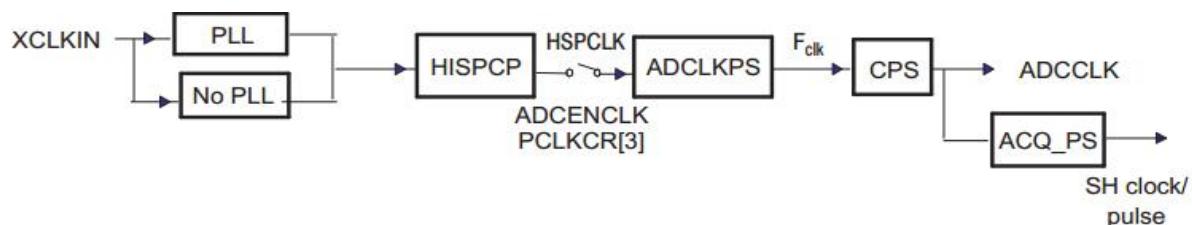
    AdcRegs.ADCTRL2.bit.EPWM_SOCSEQ1 = 1; // Włącz wyzwalanie SOCA(Start Konwersji kanału A) z ePWM
    AdcRegs.ADCTRL2.bit.INT_ENA_SEQ1 = 1; // Włącz przerwanie co "zakończona sekwencja" (EOS)
    AdcRegs.ADCTRL3.bit.ADCLKPS=0;          // Wyłącz dzielnik częstotliwości
    AdcRegs.ADCTRL1.bit.CPS=0;              //ADCCCLK=HSPCLK/1
    AdcRegs.ADCTRL1.bit.ACQ_PS=8;           //ustaw rejestr akwizycji (okna pomiarowego) na 8x okres ADCLK
}
```

Listing 6-1 Deklaracja rejestrów Adc

Funkcja inicjalizująca przetwornik ADC wykonywana jest tylko raz, na początku programu. Konfiguracja polega na odpowiednim przypisaniu zmiennych odpowiadających za sposób działania przetwornika. W projekcie układ został zdefiniowany na pobieraniu próbek z 4 wejść, jak zostało napisane ich próbkowanie będzie odbywała się równolegle, a konwersja szeregowo. Aby układ działał prawidłowo kluczowym aspektem jest zapewnienie odpowiedniego źródła sygnału taktującego.



[Rys 6.13] Zegar dla układu Sample and Hold [15]



[Rys 6.14] Rejestry konfiguracyjne zegarów ADC

Po wywołaniu funkcji *ADC\_Init* „łańcuch” zegarów wygląda następująco:

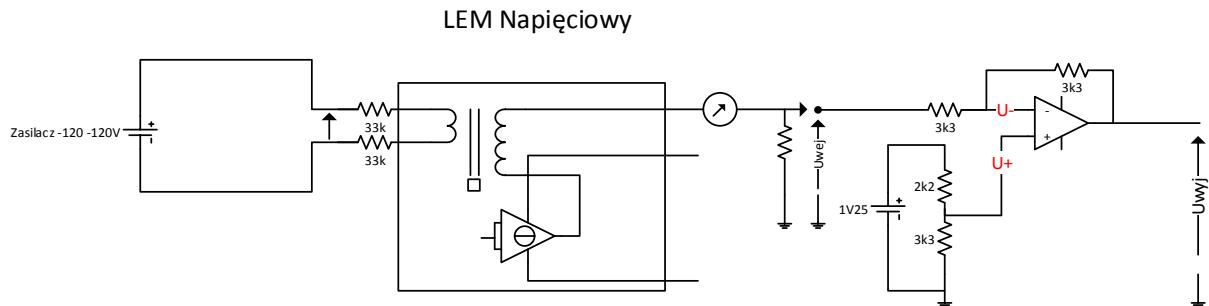
*Tabela 6-1 Rejestry konfigurujące zegar taktujące podukłady ADC*

XCLKIN	SYSCLOUT	HISPCLK	ADCTRL3[4-1]	ADCTRL1[7]	ADCCLK	ADCTRL1[11-8]	SH Width
30MHz	150 MHz	<b>HISPCZ =3</b> 150 MHz/2*3 = 25 MHz	<b>ADCCLKPS=0</b>	<b>CPS=0</b>	25 Mhz	<b>ACQ_PS=8</b>	(8+1)/25MHz 360 ns

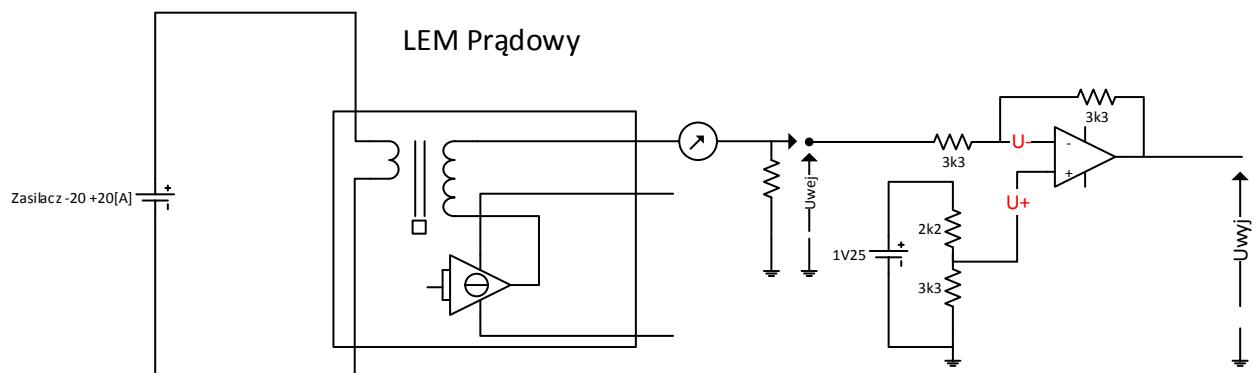
Prędkość, z jaką będzie pracował układ przetwornika daje wystarczającą rozdzielcość oraz dokładność pomiaru.

### 6.3.2 Kalibracja wstępna

Wartości odczytane z przetwornika mają charakter binarny a zakres zdefiniowany jest w przedziale  $0 \div 4095$  wygodniej jednak operować na wartościach rzeczywistych, dlatego konieczne jest ich przeskalowanie. W celu kalibracji, oraz wyznaczenia współczynników podłączono zasilacz do przewodów roboczych zgodnie z [Rys 6.15]

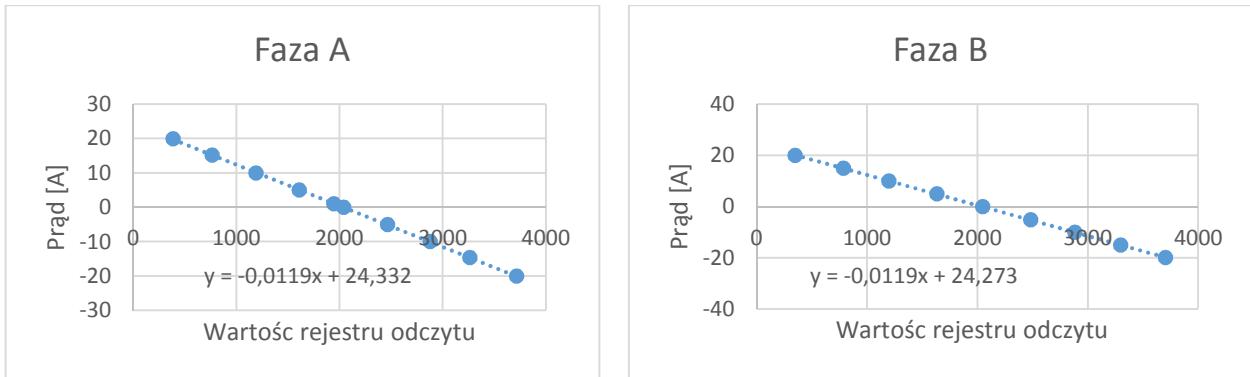


[Rys 6.15] Układ pomiarowy do zdejmowania charakterystyki przetwornika napięciowego.

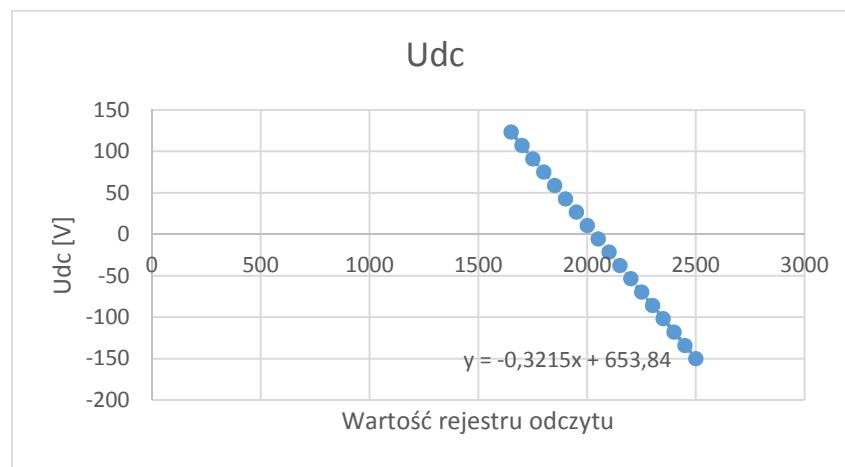


[Rys 6.16] Układ pomiarowy do zdejmowania charakterystyki przetwornika prądowego.

Kalibracja polegała na zdjęciu charakterystyki przetwornika wraz z wyznaczeniem współczynnika skalującego oraz przesunięcia, względem środka układu współrzędnych.



[Rys 6.17] Wyznaczanie graficzne współczynnika skalującego oraz przesunięcia względem '0' dla Fazy A oraz B



[Rys 6.18] Kalibracja Przetwornika napięciowego

Wyznaczone parametry przetwornika zostaną przeniesione do programu w formie funkcji, która będzie wywoływana każdorazowo podczas przerwania.

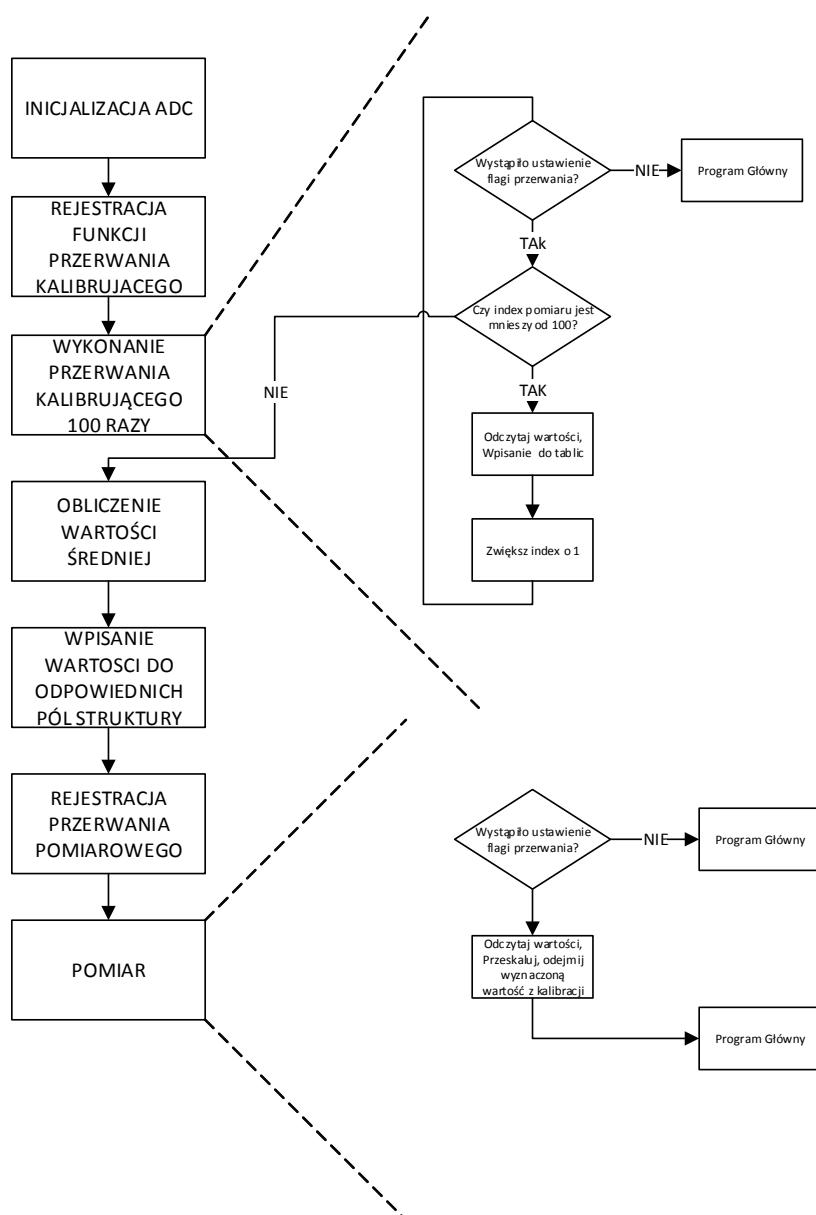
```
void ADC_Convert(ADC_INFO *AdcInfo){
    AdcInfo->Ia=AdcInfo->AdcRegHandle->ADCRESULT0>>4; //wyrownanie do prawej strony - przesuń wynik o 4 bity
    AdcInfo->Ib=AdcInfo->AdcRegHandle->ADCRESULT1>>4;
    AdcInfo->Udc=AdcInfo->AdcRegHandle->ADCRESULT2>>4;
    AdcInfo->Pusty=AdcInfo->AdcRegHandle->ADCRESULT3>>4;
    // przeliczenie wartości z rejestru na rzeczywista
    //PRĄDY
    AdcInfo->Ia=-0.0119*AdcInfo->Ia+(24.332)-AdcInfo->CalibA;
    AdcInfo->Ib=-0.0119*AdcInfo->Ib+(24.273)-AdcInfo->CalibB;
    //NAPIĘCIE
    AdcInfo->Udc=-0.3214599609375*AdcInfo->Udc+653.8358;
}
```

Listing 6-2 Deklaracja rejestrów Adc

W funkcji wykorzystywana jest referencja do struktury, która posiada wartość wskazującą na adres zdefiniowanych rejestrów przetwornika **AdcRegHandle** za jej pomocą przechwytywane są kolejne odczytane wartości. Dodatkowo funkcja przy każdym odczycie odejmuje wcześniej wyznaczoną wartość kalibrującą.

### 6.3.3 Kalibracja programowa

Każdorazowo podczas uruchomienia programu rejestrowana jest funkcja kalibrująca, w miejscu wystąpienia przerwania wykonywane jest jej wnętrze do momentu ustawienia `AdcInfo->CalibFlag=true`. W obsłudze przerwania kalibrującego wykonywane są odczyty płynących prądów, następnie zapis wartości do tablicy, oraz zwiększenie indeksu bieżącego. Flaga ustawiona jest, w momencie zapełnienia tablicy 100 elementowej, oraz obliczona wartość średnia. W konsekwencji, gdy w układzie główny (falownika) nie płyną żadne prądy, zmierzone wartości odpowiadają błędowi przesunięcia, wynikającymi z niedokładności pomiarów wykonywanej podczas kalibracji wstępnej. Wartości te będą przetrzymywane w polu struktury a następnie odejmowane przy każdym przeliczeniu w pętli przerwania pomiarowego.



[Rys 6.19] Algorytm kalibracji programowej ADC

```

void ADC_Calib(ADC_INFO *AdcInfo){

    if(AdcInfo->index<100){ //Jezeli indeks jest mniejszy od 100
        AdcInfo->Ia=AdcInfo->AdcRegHandle->ADCRESULT0>>4; //Odczytaj wartosc
        AdcInfo->Ib=AdcInfo->AdcRegHandle->ADCRESULT1>>4;
        AdcInfo->CalibArray_A[AdcInfo->index]=-0.0119*AdcInfo->Ia+(24.332); //Przelicz na wartosc rzeczywista
        AdcInfo->CalibArray_B[AdcInfo->index]=-0.0119*AdcInfo->Ib+(24.273);
        AdcInfo->index++; //zwiększa indeks o 1
    }
    else{ //w przeciwnym przypadku
        AdcInfo->index=0; // indeks jest równy 1
        //WYZNACZENIE WARTOŚCI ŚREDNIEJ:
        for(AdcInfo->index=0; AdcInfo->index<100; AdcInfo->index++){ //Wykonaj petle 100 razy

            AdcInfo->CalibA=AdcInfo->CalibArray_A[AdcInfo->index]+AdcInfo->CalibA; // dodaj do siebie całą tablice
            AdcInfo->CalibB=AdcInfo->CalibArray_B[AdcInfo->index]+AdcInfo->CalibB;

        }

        AdcInfo->CalibA/=100; //nastepnie podziel ja przez liczbe elementow
        AdcInfo->CalibB/=100;
        AdcInfo->CalibFlag=true; //ustaw flagę skalibrowania

        EALLOW;
        PieVectTable.ADCINT = &adc_isr; //przestaw funkcje obslugi przerwania z kalibracj na pomiar
        EDIS;
    }
}

```

*Listing 6-3 Wnętrze funkcji programowej*

Podobnie jak przy funkcji pomiarowej **ADC\_Convert** tutaj również do uruchomienia funkcji potrzebna jest referencja do obiektu typu strukturalnego, przy czym jest to ta sama instancja (egzemplarz) struktury, co w przypadku wywołania funkcji pomiaru - **ADC\_Convert**.

Podejście takie zapewni wykonywanie wszelkich operacji na jednym obiekcie, bez konieczności powielania zmiennych.

## 7 Moduł ePWM

Układ modułu ePWM jest kompletnym podukładem sprzętowym pozwalającym na hardwarową konfigurację oraz obsługę układu PWM. Zastosowanie takiego układu jest kluczowe przy kontrolowaniu układów mocy, takich jak UPC, falowniki, czy układy DC-DC. Autonomiczność układu pozwala na odciążenie procesora głównego od wykonywania porównań, obsługi liczników, dead timów, dając możliwość zastosowania złożonych algorytmów obliczeniowych. W niniejszej pracy ePWM będzie spełniał następujące zadania:

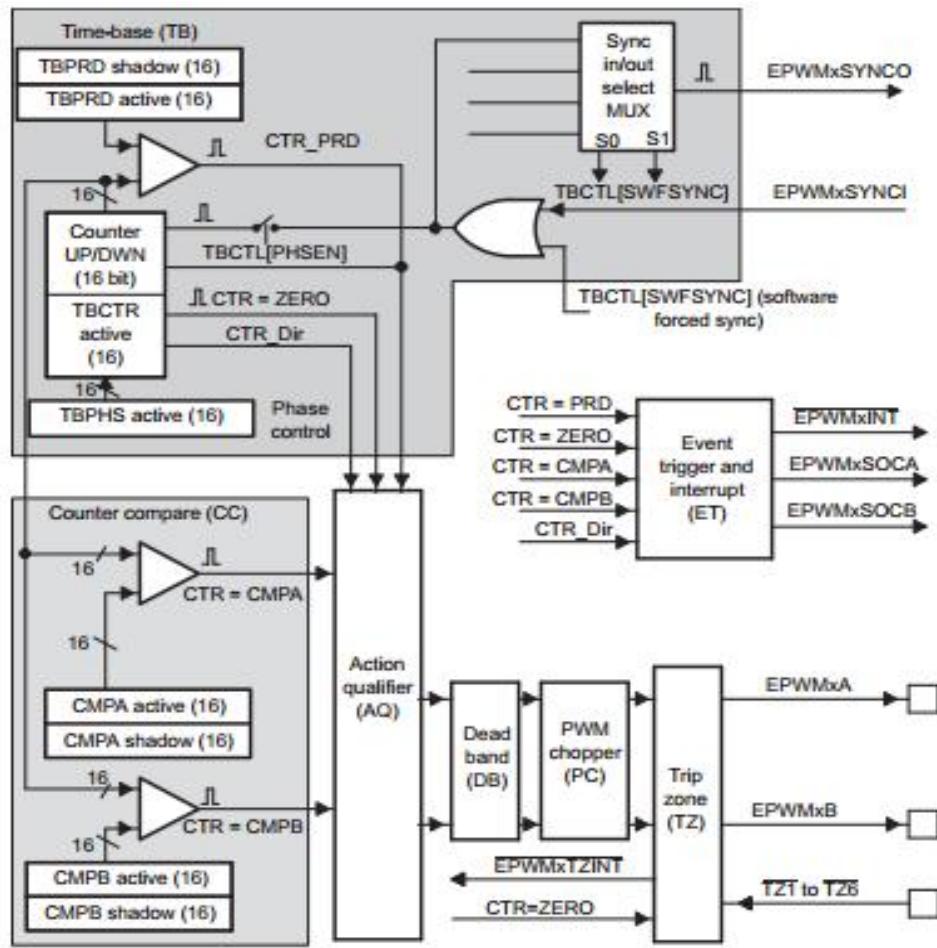
- kontroli falownika głównego i generowaniu odpowiedniego wektora napięcia,
- kontroli przerywacza obniżającego napięcie w układzie pośredniczącym zapobiegającym wzrostowi wartości przy hamowaniu,
- generacja impulsu wyzwalającego przetwornik, pozwalający synchronizację algorytmu pomiarowo-kontrolnego,
- generacji przerwania dla wykonywania algorytmu głównego

Podczas inicjalizacji programu zostanie zladenowa konfiguracja ePWM odpowiadająca licznikowi o symetrycznym trybie działania (liczenie w górę oraz w dół). Tryb będzie wykorzystywany w procesie estymacji początkowej położenia wirnika jak i w algorytmie modulatora wektora przestrzennego (SVM)

### 7.1 Konfiguracja sprzętowa

Konfiguracja sprzętowa opiera się na wpisaniu wartości do rejestrów konfiguracyjnych odpowiadających, za poszczególne czlonki modułu. Układ opiera się w głównej mierze na licznikach oraz układach porównujących. Dodatkowe moduły to układy generujące przerwania główne, globalne, oraz wyzwalające sekwencję przetwarzania ADC.

Kluczowym aspektem jest wybranie czasu okresu PWM, gdyż wartość ta będzie determinowała: wybór preskalerów w konfiguracji liczników, czas trwania przerwania głównego, oraz ograniczenie, jakie ze sobą niesie - maksymalny czas wykonywania algorytmu w jednym przerwaniu. Podniesienie częstotliwości kluczowania jest korzystne ze względu na polepszenie, jakości generowanej energii, jednakże algorytm musi być zoptymalizowany w większym stopniu, aby mógł być wykonany w czasie trwania jednego okresu. Ponadto komponenty sterowniki oraz tranzystory muszą posiadać odpowiednią szybkość przełączania.



[Rys 7.1] Schemat modułu ePWM [17]

Jako częstotliwość modulującą przyjęto 10kHz, pozwoli to na poprawną pracę algorytmu obliczeniowego, oraz prawidłowe formowanie kształtu prądu.

### 7.1.1 Konfiguracja sygnału zegarowego

Źródłem sygnału zegarowego (TBCLK – Time Base Clock) jest zegar systemowy (SYSCLKOUT) pracujący z prędkością 150Mhz, aby dostosować prędkość PWM i uzyskać założoną wartość, należy skonfigurować rejesty dzielników TBCTL.CLKDIV oraz TBCTL.HSPCLKDIV [17]. Które definiują podstawę czasu PWM.

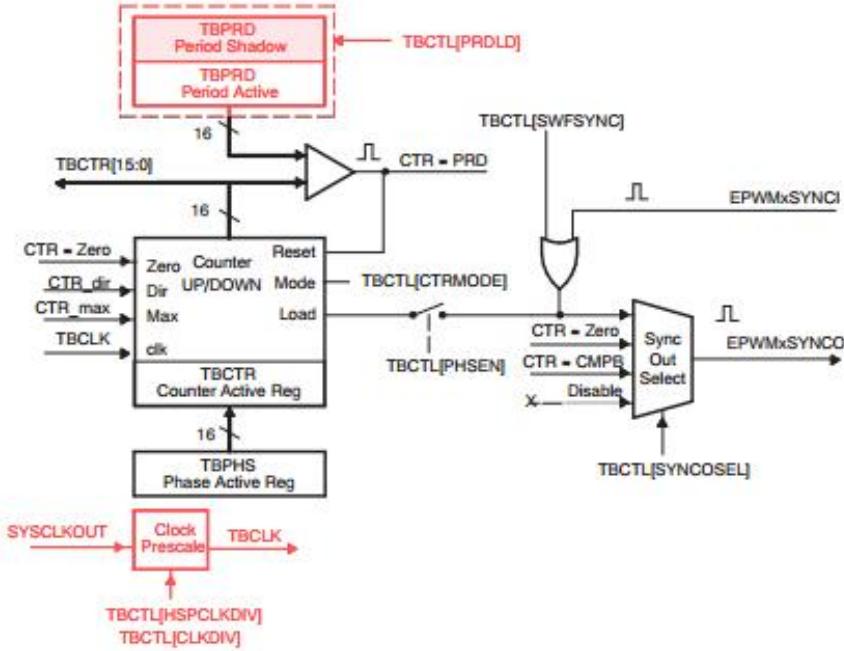
$$TBCLK = \frac{SYSCLKOUT}{HSPCLKDIV * CLKDIV} = \frac{1500000000}{6 * 1} = 25000000 \text{ Hz} \quad Eq 7.1$$

Przy generowaniu sygnału „piły opadającej” należy wpisać do układu wartość okresu 2500.

$$F_{PWM} = \frac{TBCLK}{TBPRD} = \frac{25000000}{2500} = 10\ 000 \text{ Hz} \quad Eq 7.2$$

Z kolei przy pилie symetrycznej (wartość odpowiada pół okresu)

$$F_{PWM} = \frac{TBCLK}{TBPRD} = \frac{25000000}{1250} = 20\ 000\text{Hz} \quad Eq\ 7.3$$



[Rys 7.2] Rejestry konfigurujące podstawę czasu PWM

Następnym korkiem jest zdefiniowanie:

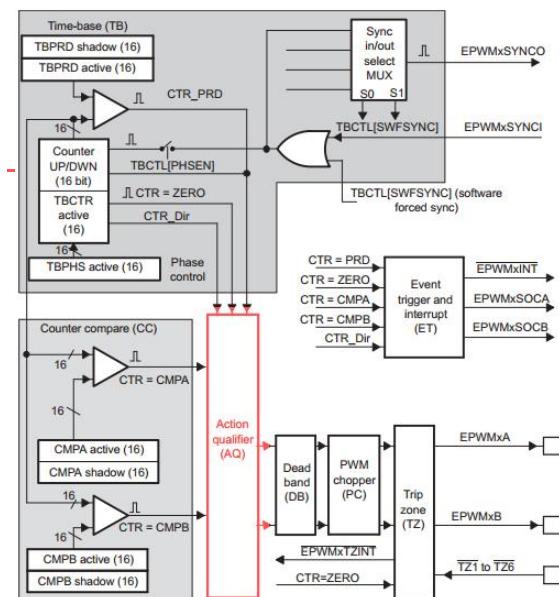
- sposobu zliczania
- początkowej wartości rejestrów komparatora
- przesunięcia fazowego
- wyzerowanie licznika

Cały proces konfiguracyjny powinien odbywać się przy wyłączonej synchronizacji (**TBCLKSYNC = 0**). Dopiero kompletne ustawienie rejestrów wszystkich 3 układów PWM oraz załączenie (**TBCLKSYNC = 1**), spowoduje poprawną synchronizację wszystkich 3 liczników.

### 7.1.2 Kwalifikator Akcji

Podkład kwalifikatora odpowiada za akcję wykonywaną przy określonych zdarzeniach związanych z wartością aktualną licznika. Przykładowe zdarzenia to:

- Wartość licznika =0
- Wartość Komparatora A=Wartość Licznika
- Wartość Komparatora B=Wartość Licznika
- Wartość licznika = wartości maksymalnej (okresowej)



[Rys 7.3] Kwalifikator Akcji

Po wystąpieniu zdarzenia kwalifikator może wygenerować następujące akcje:

- nie wykonać żadnej akcji
- ustawić niski
- ustawić wysoki
- przełączyć na przeciwny

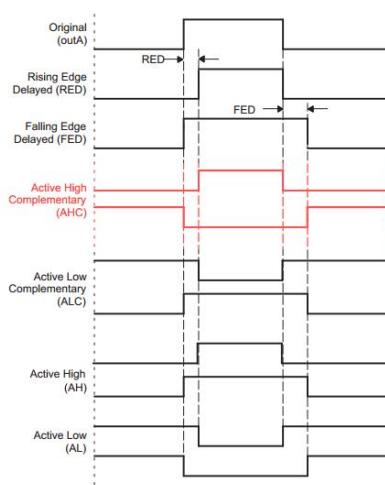
Wyjście A i B mogą być konfigurowane oddzielnie, lecz wygodniej z punktu widzenia obsługi posłużyć się kolejnym podkładem – Dead Band.

### 7.1.3 Dead Band – generator czasu martwego

Rolą podukładu jest zapewnienie odpowiedniego odstępu pomiędzy czasowego pomiędzy przełączeniem tranzystorów w tej samej gałęzi. Zapewni to poprawną pracę układu falownika, niwelując ryzyko zwarcia, które może wystąpić na skutek dużej indukcyjności w gałęzi falownika, opóźnień sterownika tranzystorów oraz czasów własnych propagacji,  $t_{on}, t_{off}$  – czasów własnych: wyłączenia i włączenia modułów tranzystorowych. Istotnym czynnikiem jest również fakt, że czasy  $t_{on}, t_{off}$  mogą być różne [18]. Z punktu widzenia kontroli wygodnie jest zlecić sprzętową obsługę negacji jednego tranzystora, konfigurując wyjście, jako komplementarne.

Konfiguracja podmodułu polega na zdefiniowaniu trybu pracy ,z których można wybrać następujące:

- Bez opóźnień
  - Komplementarny – aktywny wysoki
  - Komplementarny- aktywny niski
  - Aktywny wysoki
  - Aktywny niski



[Rys 7.4] Graficzna interpretacja możliwych konfiguracji (zaznaczono wybraną konfigurację)

Na [Rys 7.4] możliwe warianty konfiguracyjne komplementarnych wyjść PWM, z pośród możliwych, zastał wybrany *Active High Complementary*.

Kiedy na blok generatora czasu martwego podany zostanie sygnał o przebiegu prostokątnym wyzwalane są dwa pomocnicze impulsy na podstawie, których możliwe jest

wygenerowanie nowych wyjściowych sygnałów bramkujących. Zasadniczo do skonfigurowania oprócz trybu działania, należy dostosować długość czasów narastania (RED) oraz opadania (FED). Czasy opóźnień korzystają z tego samego sygnału zegarowego, co podmoduł ePWM (TBCLK), do pamięci rejestrów wpisywana jest krotność tego czasu.

## 7.2 Konfiguracja programowa

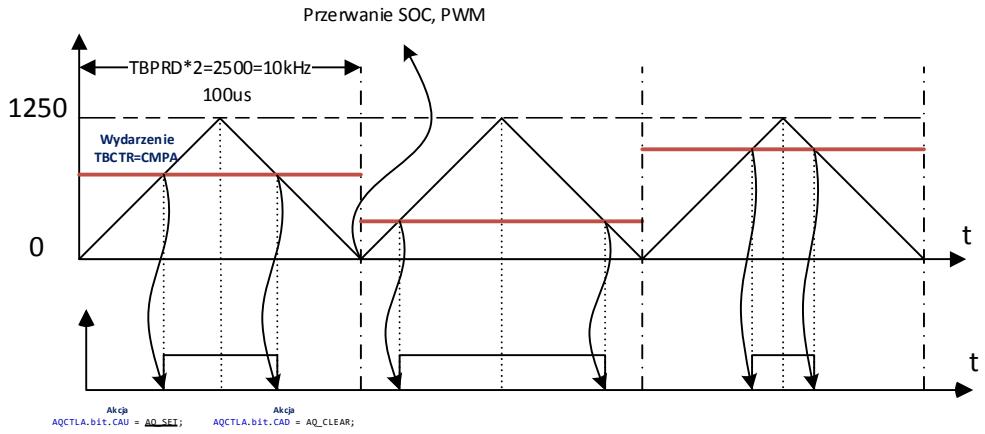
### 7.2.1 PWM symetryczny

PWM z symetryczną piłą będzie wykorzystywany w stanie estymacji początkowej położenia wirnika, oraz w algorytmie głównym – FOC. Licznik powinien zliczać „w górę” do momentu pojawiienia się stanu 1250 licznika, po czym zliczać „w dół” do 0, następnie cykl zostanie ponowiony. Ustawienia podmodułu *Dead Band Generator* zostają ustawione na:  
 $RED = 2 \mu s$   $FED = 2 \mu s$ .

```
void symmetricInitPWM(){
    EALLOW;
    SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 0; // wyłącza na czas inicjalizacji
    EDIS;
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Tryb symetryczny
    EPwm1Regs.TBPRD = EPWM1_TIMER_TBPRD; // Ustaw czas jednego okresu 1250
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE; // Wyłącza przesunięcie fazowe
    EPwm1Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0x0000; // Ustaw 0 przesunięcie
    EPwm1Regs.TBCTR = 0x0000; // Wczytaj początkowy stan licznika =0
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV6; // Ustaw preskaler SYSCLKOUT
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1; // Ustaw preskaler SYSCLKOUT
    EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHADOWMODE = CC_SHADOW; // Ustaw ukryty rejestr dla A
    EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDBMOMDE = CC_SHADOW; // Ustaw ukryty rejestr dla B
    EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO; // Ustaw moment wczytania
    EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;
    EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = EPWM1_MIN_CMPA; // Ustaw początkowy stan rejestrów porównującego dla kanału A
    EPwm1Regs.CMPB = EPWM1_MIN_CMPB; // Ustaw początkowy stan rejestrów porównującego dla kanału B
    // Ustawienia klasyfikatora akcji
    EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET; // Ustaw stan 1 PWM1A kiedy wartość rejestrów CMPA = TBCTR, kiedy liczy w góre
    EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_CLEAR; // Ustaw stan 1 PWM1A kiedy wartość rejestrów CMPA = TBCTR, kiedy liczy w dół
    EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCACN = 1; // Włącza „Start of Conversion” (SOC)
    EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCASEL = 1; // Ustaw moment wyzwolenia SOC na TBCLK=0;
    EPwm1Regs.ETPS.bit.SOCAPRD = 1; // Generate pulse on 1st event
    EPwm1Regs.ETSEL.bit.INTSEL = 1; // Ustaw moment wyzwolenia przerwania dla obsługi PWM
    EPwm1Regs.ETSEL.bit.INTEN = 1; // Włącza przerwanie
    EPwm1Regs.ETPS.bit.INTPRD = ET_1ST; // Kądziorazowe przerwanie
    EPwm1Regs.DBCTL.bit.POLSEL=0x02; // Ustaw polaryzację wyjść
    EPwm1Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE=0x03; // Ustaw tryb komplementarności (High Active Complementary)
    EPwm1Regs.DBFED=50; // Ustaw mnożnik dead bandu dla opóźnienia opadającego
    EPwm1Regs.DBRED=50; // Ustaw mnożnik dead bandu dla opóźnienia rosnącego
    EALLOW;
    EPwm1Regs.TZCTL.bit.TZA = 2; // Ustaw rejestr konfiguracyjny dla Trip zona dla wyjścia A
    EPwm1Regs.TZCTL.bit.TZB = 2; // Ustaw rejestr konfiguracyjny dla Trip zona dla wyjścia B
    EPwm1Regs.TZFC.bit.OST = 1; // Pojedyncze wywołanie Tripla
    EDIS;
    epwm1_info.EPwm_CMPA_Direction = EPWM_CMP_UP; // Start by increasing CMPA & CMPB
    epwm1_info.EPwm_CMPB_Direction = EPWM_CMP_UP;
    epwm1_info.EPwmTimerIntCount = 0; // Zero the interrupt counter
    epwm1_info.EPwmRegHandle = &EPwm1Regs; // Set the pointer to the ePWM module
    epwm1_info.EPwmMaxCMPA = EPWM1_MAX_CMPA; // Setup min/max CMPA/CMPB values
    epwm1_info.EPwmMinCMPA = EPWM1_MIN_CMPA;
    epwm1_info.EPwmMaxCMPB = EPWM1_MAX_CMPB;
    epwm1_info.EPwmMinCMPB = EPWM1_MIN_CMPB;
    (...)

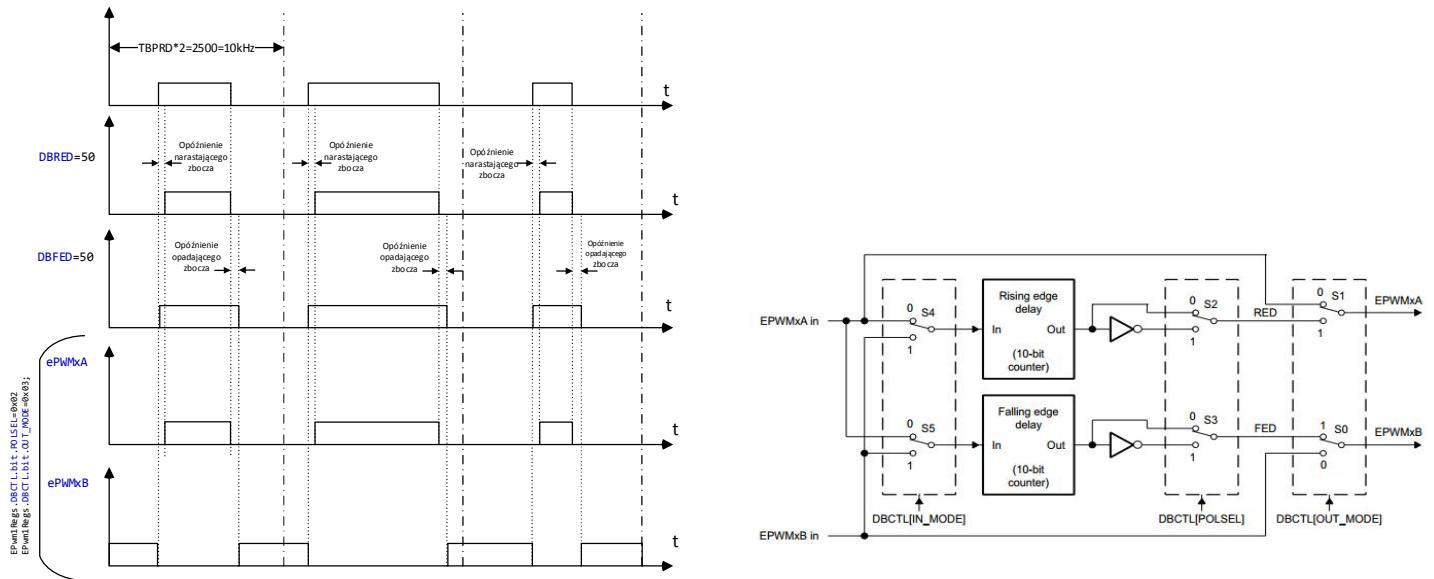
    EALLOW;
    SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 1;
    EDIS;
}
```

*Listing 7-1 Deklaracja rejestrów ePWM dla jednej gałęzi falownika*



[Rys 7.5] Konfiguracja ePWM w trybie symetrycznym

Na [Rys 7.5] przedstawiono graficzną postać konfiguracji wraz z przykładowymi przebiegami. Licznik zaczyna liczyć od wartości ‘0’ do maksymalnej ustawionej w rejestrze EPwm1Regs.TBPRD = 1250, następnie licznik zaczyna odliczanie do wartości 0. Proces powtarza się cyklicznie generując tym samym przerwanie. Każdorazowo obsługa przerwania przetwarza obliczone dane i wykonuje algorytm wyznaczający nową wartość wpisywaną do rejestru porównania **CMPA.half.CMPA**. Obliczona wartość porównywana jest z bieżącą wartością licznika. Następnie układ klasyfikatora wyzwala skonfigurowaną akcję tworząc na wyjściu swojego bloku *sygnał A* [Rys 7.5]. Impuls wzorcowy trafia na kolejny podkład (Dead Band Generator) [Rys 7.4]/[Rys 7.6] pełniący funkcję generacji opóźnień, oraz komplementarności wyjść.



[Rys 7.6] Przykładowe przebiegi podkładu Dead Band

## 8 Enkoder

Enkoder jest to urządzenie przetwarzające ruch obrotowy na sygnał elektryczny. Charakterystyczne dla enkoderów jest stała ilość impulsów na obrót, oznacza to, że po jednym pełnym obrocie wału, na którym jest umieszczony przetwornika zliczona ilość impulsów wynosiłaby np. 500.

Ideą działania enkodera jest wytwarzanie sygnału wyjściowego (elektrycznego), przez układ optyczny, lub magnetyczny. Układ składa się z nadajnika oraz odbiornika, oraz obracającej się tarczy. Obrót wału powoduje jednoczesny obrót tarczy. Jeżeli odbiornik natrafi na sygnał nadajnika wytworzy odpowiedni sygnał na wyjściu, który następnie należałoby poddać obróbce.

Do najbardziej popularnych enkoderów, jakie można spotkać w przemyśle to:

- 1 Enkoder optyczny obrotowy
- 2 Enkoder liniowy
- 3 Enkoder inkrementalny
- 4 Enkoder absolutny

### 8.1 Enkoder inkrementalny

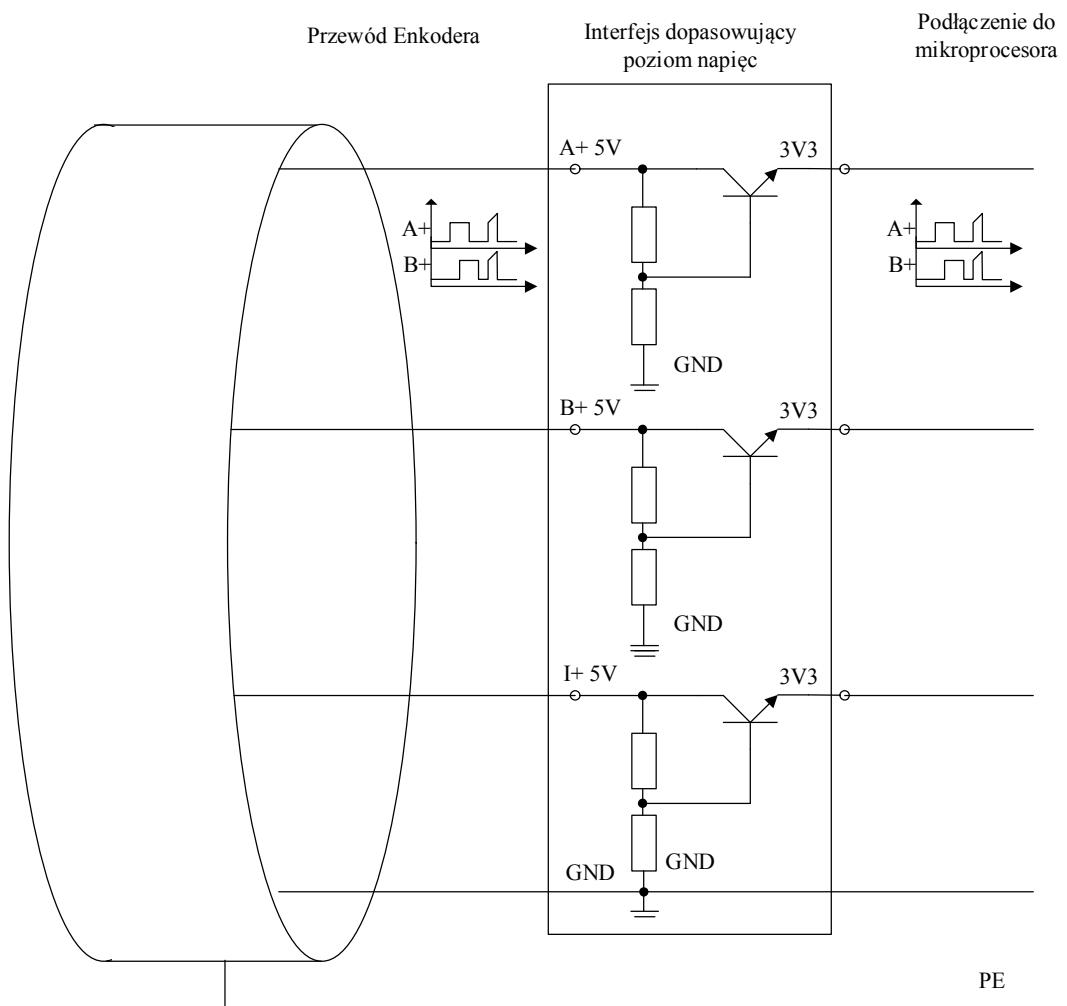
Do projektu wykorzystano enkoder inkrementalny firmy *Kubler*. Enkoder ten jest przetwornikiem optycznym. Producent zapewnia wysoką odporność na ewentualne wibracje, zewnętrzne pole magnetyczne, odwrotną polaryzację, możliwe jest również zamówienie enkodera w technologii iskrobezpiecznej lub morskiej.



[Rys 8.1] Enkoder Inkrementalny firmy Kubler [19]

Producent w swojej ofercie posiada cały wachlarz różnych typów enkodera, w zależności od wielkości wału, ilości impulsów czy interfejsu wyjściowego. W przypadku przetwornika wykorzystanego do tego projektu wykorzystano enkoder z układem wyjściowym zgodnym z

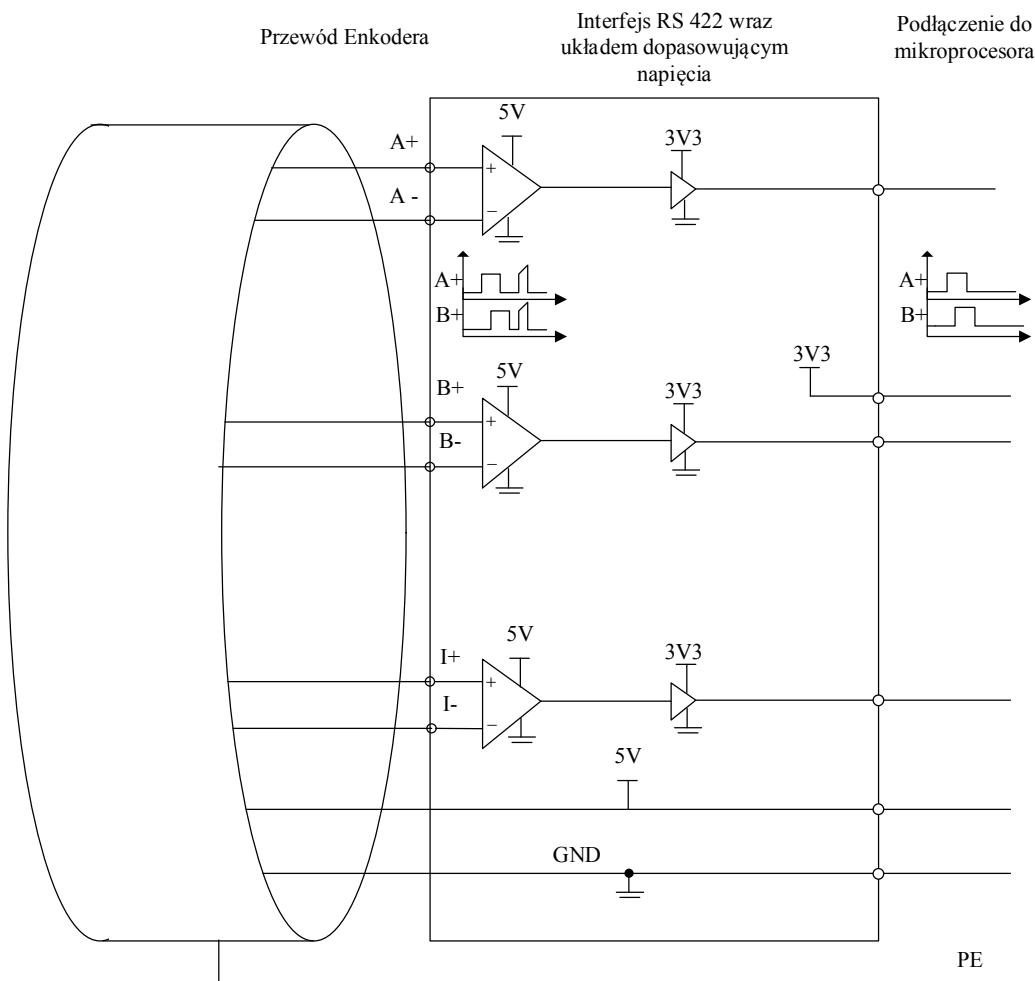
interfejsem *Push-Pull Rs422*. Interfejs ten charakteryzuje się tym, że jest znacznie bardziej odporny na zakłócenia podczas transmisji sygnału do mikroprocesora. Ma to kluczowe znaczenie podczas wykorzystywania algorytmu FOC, sygnał z dużymi zakłóceniami mógłby spowodować błędne naliczenie impulsów, a w konsekwencji błędne wyznaczenie kąta obrotu. Na wyjściu enkodera podłączone są linie A+, A-, B+, B-, I+, I-, 5V, GND, PE. Sygnał A+ oraz B+ są sygnałami z odbiorników, przy czym sygnały względem siebie są przesunięte o  $90^\circ$ , pozwala to na rozpoznanie kierunku obrotu. Sygnał I+ oznacza *index* enkodera, jest to miejsce referencyjne. *Index* służy głównie jako informacja o zakończonym obrocie wału, wykorzystywany do resetowania oraz synchronizacji licznika eQEP mikroprocesora. Każdy z sygnałów ma swój odpowiednik z negacją oznaczony znakiem " – ". Wyjście to wykorzystywane do interfejsu *Rs422 Push Pull*. Jeżeli podłączyć układ tak jak na rysunku: [Rys 8.2]. Sygnał przesyłany za pomocą interfejsu zgodnego z TTL 5V nie zapewni układowi ochrony przed zakłóceniami, gdyż układ jest tylko dopasowany do poziomu napięć mikroprocesora.



[Rys 8.2] Przykładowe podłączenie interfejsu w standardzie TTL 5+

W układzie napędowym odporność na zakłócenia ma kluczowe znaczenie, gdyż falownik podczas modulacji emisuje szerokie pasmo harmonicznych, które mogą oddziaływać na przewód działający jak *antena*. Warto zwrócić uwagę, że powłoka ochrona podłączona do uziemienia może być ochroną niedostateczną.

W projekcie zaprojektowany prosty układ, wykorzystujący driver interfejsu RS422. Jego zasada działania polega na podłączeniu dwóch sygnałów z czego jeden jest negacją drugiego do wzmacniacza operacyjnego.



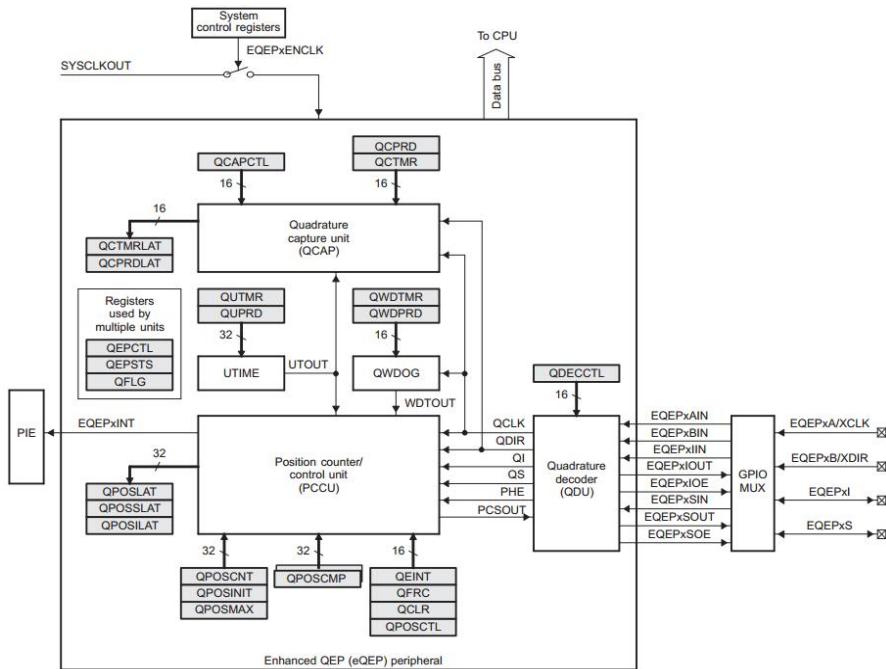
[Rys 8.3] Podłączenie w standardzie RS 422 wraz z dopasowaniem poziomu napięcia

Wykorzystanie wzmacniacza operacyjnego w roli układu wzmacniacza różnicowego, posiada tą zaletę, że układ silnie tłumii sygnał wspólny, a wzmacnia różnicę sygnałów. W chwili powstania zakłócenia na przewód enkodera, działa on na każdą linię sygnałową w ten sam sposób, dlatego po przejściu przez układ wzmacniacza zostanie on wy tłumiony. W roli układu dopasowującego zastosowano zintegrowany układ posiadający bramki buforowe, zasilanie takiego układu wynosi 3V3.

Istotną wadą enkodera inkrementalnego jest fakt, że każdorazowo wał maszyny może się znajdować w innym położeniu podczas rozruchu. Licznik początkowo jest resetowany, więc określenie początkowego położenia wirnika może być trudne. Najdogodniej byłoby gdyby wartość licznika była zgodna z offsetem związanego z różnicą jego położenia, a fazą A silnika. Jest to konieczne, aby algorytm FOC działał prawidłowo. Wartość tą można wyznaczyć np.. jednorazowo np. podczas rozruchu synchronicznego, polegającego na powolnym zwiększaniu napięcia i częstotliwości zasilania zgodnie z metodą skalarna  $\frac{U}{f} = const$ , a wyznaczoną wartość zapisać do pamięci EEPROM. Nowocześniejszą metodą wyznaczania początkowego położenia wirnika jest jego estymacja, która została zastosowana w tej pracy.

## 8.2 eQEP

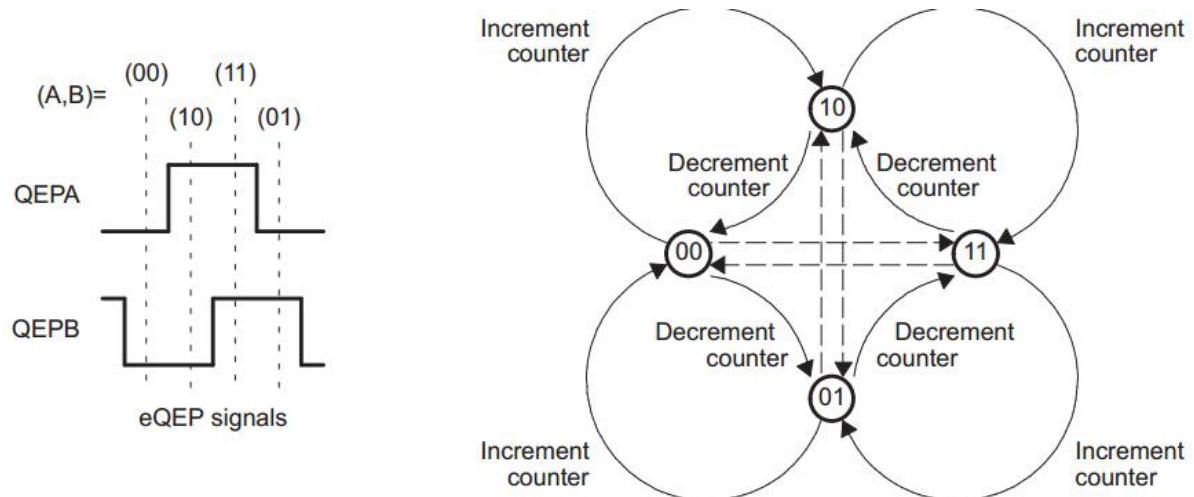
*eQEP* jest wewnętrzny sprzętowy podmodułem mikrokontrolera TMS320F28335, jego rolą jest wyznaczanie bieżącej pozycji, kierunku, oraz prędkości.



[Rys 8.4] Budowa wewnętrza podmodułu *eQEP* [17]

Standardowo budowa wewnętrzna podmodułu została podzielona na bloki funkcjonalne, główne z nich to *QDU* czyli dekoder kwadraturowy, kolejne to *PCCU* – główny licznik, *QCAP* – układ przechwytywania zdarzeń.

Sposób działania podmodułu polega na zdekodowaniu pary sygnałów AB na tak zwany sygnał *kwadraturowy*.



[Rys 8.5] Maszyna stanów dekodera [17]

Na rysunku [Rys 8.5] przedstawiono maszynę stanów, która wejściowy sygnał przedstawiony w [8.1], zamienia na wartość cyfrową zliczonych zdarzeń. Każda zmiana stanu zgodna z systemem Gray (zmiana stanu logicznego tylko na pojedynczym bicie), powoduje zwiększenie lub zmniejszenie stanu licznika.

Dla przykładu z [Rys 8.5] Maszyna stanów dekodera[Rys 8.5] przejście ze stanu *00* do stanu *10* powoduje zgodnie z maszyną stanu zmniejszenie licznika. Na tej samej podstawie można określić kierunek obrotu.

### 8.2.1 Konfiguracja programowa

W pierwszej kolejności należy zdefiniować porty GPIO jak wejściowe w trypie *pull-up*, podłączone do modułu eQEP.

```
EALLOW;
GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO20 = 0; // Enable pull-up on GPIO20 (EQEP1A)
GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO21 = 0; // Enable pull-up on GPIO21 (EQEP1B)
GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO22 = 0; // Enable pull-up on GPIO22 (EQEP1S)
GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO23 = 0; // Enable pull-up on GPIO23 (EQEP1I)

(...)
```

*Listing 8-1 Konfiguracja GPIO*

Synchronizowani wejścia z sygnałem zegarowym *SYSCLKOUT*.

```
GpioCtrlRegs.GPAQSEL2.bit.GPIO20 = 0; // Sync to SYSCLKOUT GPIO20 (EQEP1A)
GpioCtrlRegs.GPAQSEL2.bit.GPIO21 = 0; // Sync to SYSCLKOUT GPIO21 (EQEP1B)
GpioCtrlRegs.GPAQSEL2.bit.GPIO22 = 0; // Sync to SYSCLKOUT GPIO22 (EQEP1S)
GpioCtrlRegs.GPAQSEL2.bit.GPIO23 = 0; // Sync to SYSCLKOUT GPIO23 (EQEP1I)

(...)
```

*Listing 8-2 Synchronizacja wejść z zegarem*

Na końcu włączenie alternatywnej funkcji wejścia

```
GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO20 = 1; // Configure GPIO20 as EQEP1A
GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO21 = 1; // Configure GPIO21 as EQEP1B
GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO22 = 1; // Configure GPIO22 as EQEP1S
GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO23 = 1; // Configure GPIO23 as EQEP1I

EDIS;
```

*Listing 8-3 Konfiguracja funkcji alternatywnej*

Po wstępnej konfiguracji portów należy skonfigurować podmoduł eQEP.

```
void E_QEP_Init(void){
    #if (CPU_FRQ_150MHZ)
        EQep1Regs.QUPRD=1500000; // Unit Timer for 100Hz at 150 MHz SYSCLKOUT
    jest to zegar dla modułu eQEP
    #endif
    #if (CPU_FRQ_100MHZ)
        EQep1Regs.QUPRD=1000000; // Unit Timer for 100Hz at 100 MHz SYSCLKOUT
    #endif
    EQep1Regs.QDECCTL.bit.QSRC=00; // QEP tryb kwadraturowy 15 eQEP
    EQep1Regs.QEPCCTL.bit.FREE_SOFT=2;
    EQep1Regs.QEPCCTL.bit.PCRM=0x00; // resetowanie w chwili wystąpienia indexu
```

```

EQep1Regs.QEPCCTL.bit.UTE=1;           // Włącz jednostkę czasu
EQep1Regs.QEPCCTL.bit.QCLM=1;          //Zatrzask
EQep1Regs.QPOSMAX=2000;                //Maksymalna ilość pulsów
EQep1Regs.QEPCCTL.bit.QOPEN=1;          // włącz QEP
EQep1Regs.QDECCTL.bit.SWAP=1;           //zmień kierunek obrotów na przeciwny

EQep1Regs.QCAPCTL.bit.UPPS=0x3;         // co 8 puls zostanie wystąpienie flagi zdzarzec
EQep1Regs.QCAPCTL.bit.CCPS=7;           // preskaler 1/128
EQep1Regs.QCAPCTL.bit.CEN=1;             // Włącz podukład przechwytywania zdarzeń
}

```

*Listing 8-4 Konfiguracja modulu eQEP*

Skonfigurowany moduł jest gotowy do działania, sposób w jaki można go użyć polega na każdorazowym wywołaniu funkcji obliczającej, oraz wykorzystywanie odpowiednich rejestrów.

```

void E_QEP_calc(E_QEP *eqep_ptr)
{
float32 diff=0;
eqep_ptr->dir = EQep1Regs.QEPSTS.bit.QDF;//zdefiniowanie kierunku obrotu

eqep_ptr->pos[1]=eqep_ptr->eQEPRegHandle->QPOSCNT; // zdefiniowanie aktualnej pozycji
eqep_ptr->theta=((float32)(eqep_ptr->pos[1])*0.00314159265359)*2+eqep_ptr->cal_angle*0.00314159265359;
// obliczenie kata uwzględniając offset encodera
//eqep_ptr->theta_deg=eqep_ptr->theta*180/(2*PI);
eqep_ptr->theta_rad=fmod(eqep_ptr->theta, 2*PI); //dzielenie modulo w celu przedstawienia sygnału w postaci piły

if(eqep_ptr->eQEPRegHandle->QFLG.bit.IEL){//Wystąpiło przejście przez index
    eqep_ptr->cal_angle=2500; //wartość offsetu
}

eqep_ptr->pos[1]/=2000.0; //odniesienie pozycji do wartości maksymalnej impulsów
(...)
```

*Listing 8-5 Przeliczenia zliczonych impulsów na kąt obrotu(rad), kalibracja położenia początkowego*

Kolejnym krokiem jest obliczenie prędkości, w programie występują dwa algorytmy wyznaczania prędkości, jeden dla prędkości wolnych drugi dla prędkości szybkich.

```

(...)
if(eqep_ptr->eQEPRegHandle->QFLG.bit.UTO==1){//wystąpienia zdarzenia czasowego UTO
    if(eqep_ptr->dir==0){//jeżeli kierunek jest ujemny
        if((eqep_ptr->pos[1])>(eqep_ptr->pos[0])){//gdy pozycja aktualna jest większa od poprzedniej
            diff=-(1.0-eqep_ptr->pos[1]+eqep_ptr->pos[0]); //oblicz różnicę
        }
        else{
            diff=eqep_ptr->pos[1]-eqep_ptr->pos[0]; //oblicz różnicę
        }
    }
    else if(eqep_ptr->dir==1){//jeżeli kierunek jest dodatni
        if((eqep_ptr->pos[1])<(eqep_ptr->pos[0])){//gdy pozycja aktualna jest większa od poprzedniej
            diff=1.0+eqep_ptr->pos[1]-eqep_ptr->pos[0]; //oblicz różnicę
        }
        else{
            diff=eqep_ptr->pos[1]-eqep_ptr->pos[0]; //oblicz różnicę
        }
    }
    eqep_ptr->omega_fast=(diff/0.001)*60;//oblicz prędkość i wyraz ja w obr/min
    eqep_ptr->pos[0]=eqep_ptr->pos[1]; //pozycja aktualna staje się pozycja poprzednia
    eqep_ptr->eQEPRegHandle->QCLR.bit.UTO=1;//wyczyszc flagę UTO
} (...)
```

*Listing 8-6 Algorytm obliczania prędkości, duże prędkości*

Algorytm obliczający prędkość dla dużych prędkości polega na zliczaniu impulsów w danym przedziale czasu zdefiniowany w Listing 8-4 Konfiguracja modułu eQEP opisane również w [17]. Prędkość zdefiniowana jest następująco:

$$\frac{d\omega(k)}{dt} = \frac{\Delta\theta(k+1) - \Delta\theta(k)}{\Delta t} \text{ Dla dodatniego kierunku obrotów} \quad Eq 8.1$$

$$\frac{d\omega(k)}{dt} = \frac{\Delta\theta(k) - \Delta\theta(k+1)}{\Delta t} \text{ Dla ujemnego kierunku obrotów} \quad Eq 8.2$$

Według Listing 8-4 czas w którym zliczone są impulsy zdefiniowany jest na:

$$\Delta t = \left( \frac{150\ 000\ 000}{1\ 500\ 000} \right)^{-1} = 0.01 \rightarrow f = 100[\text{Hz}] \quad Eq 8.3$$

Z kolei

$$\Delta\theta(k+1) \rightarrow \text{eqep\_ptr}\rightarrow \text{pos}[0] \quad Eq 8.4$$

$$\Delta\theta(k) \rightarrow \text{eqep\_ptr}\rightarrow \text{pos}[1] \quad Eq 8.5$$

Algorytm obliczający prędkość dla małych wartości, polega na odmierzaniu czasu, w trakcie zliczania 8 impulsów.

```
if((eqep_ptr->eQEPRegHandle->QEPSTS.bit.UPEVNT)==1)//wystąpiął zdarzenie zliczeniu 8
pulsów
{
//GpioDataRegs.GPATOOGLE.bit.GPIO11=0x1;

//150000000/128=1171875[Hz] => 1/1171875=8.533e-07 CCPS=128 -> 1/128 for CAP clock
maksymalny czas jaki
//można zliczyć to 8.533e-07*2^16=0.05

if(eqep_ptr->dir==1){
eqep_ptr->omega_slow=(float32)((60*0.004)/(((float32)eqep_ptr->eQEPRegHandle-
>QPRDLAT)*0.0000008533));
}
else{
eqep_ptr->omega_slow=-(float32)((60*0.004)/(((float32)eqep_ptr->eQEPRegHandle-
>QPRDLAT)*0.0000008533));
}
eqep_ptr->eQEPRegHandle->QEPSTS.all=0x88; //wyczyszc falge zdarzenia
}
```

Prędkość zdefiniowana jest następująco

$$\frac{d\omega(k)}{dt} = \frac{\theta}{\Delta t} \quad Eq 8.6$$

$$\frac{150\ 000\ 000}{128} = 1171875[\text{Hz}] \rightarrow \frac{1}{1171875} = 0.0000008533 [\text{s}] \quad Eq 8.7$$

Wartość ta będzie podstawą jednostką odliczającą czas, w rejestrze `eqep_ptr->eQEPRegHandle->QCPRDLAT` umieszczona jest wartość zatrzaśnięta, w momencie zliczenia 8-ego impulsu. Liczba w rejestrze oznacza ile podstawowych jednostek (*Eq 8.7*) czasu upłynęło.

$$\theta = \frac{8}{2000} = 0.004 \quad Eq\ 8.8$$

$$\frac{d\omega(k)}{dt} = \frac{0.004}{0.0000008533 * \text{eqep}_{\text{ptr}} \rightarrow \text{eQEPRegHandle} \rightarrow \text{QCPRDLAT}} \left[ \frac{\text{obr}}{\text{s}} \right] \rightarrow \\ \frac{0.004 * 60}{0.0000008533 * \text{eqep}_{\text{ptr}} \rightarrow \text{eQEPRegHandle} \rightarrow \text{QCPRDLAT}} \left[ \frac{\text{obr}}{\text{min}} \right] \quad Eq\ 8.9$$

W praktycznym zastosowaniu zauważono niewielkie różnice w stosowaniu, oraz w prędkościach, w projekcie użyto głównej mierze algorytm dla wolnych prędkości ze względu szybszego liczenia, oraz odciążenia procesora.

## 9 Implementacja algorytmu *FOC* (*Field oriented control*)

### 9.1 Algorytm sterowania

Poprawne wdrożenie algorytmu sterowania jest kluczowe dla kontroli, całego procesu regulacji. Głównym wątkiem programu jest przerwanie wyzwalane przez przetwornik ePWM. Jak zostało opisane to w rozdziale [7] przerwanie to występuje w cyklach o częstotliwości 10kHz. Zgodnie z rysunkiem [Rys 7.5] licznik PWM wyzwala *SOC* czyli *Start of Conversion* oraz przerwanie PWM.

Istotna sprawą jest fakt kolejności przerwań, jakie następują gdyby próbki pomierzone podczas chwili  $k$  trafiały opóźnione o cykl czyli  $k+1$ , sterowanie mogłoby być błędne szczególnie w stanach dynamicznych. Dlatego w projekcie w pierwszej chwili wystąpienia przerwania wyzwalany jest przetwornik analogowo cyfrowy, dopiero po przetworzeniu informacji trafiają one do wątku obsługującego proces sterowania.

Zastosowano tutaj technikę zwaną *Nested interrupt* czyli *kolejkowaniem przerwań*. Polega ona maskowaniu przerwania o niższym priorytecie, w tym przypadku wątku odpowiadającego algorytmowi sterowania.

```
(...)
EALLOW; // This is needed to write to EALLOW protected registers
PieVectTable.ADCINT = &adc_calib_isr; //zdeklarowanie funkcji obługującej przerwanie
PieVectTable.EPWM1_INT = &Estimate_algoritm_isr
EDIS;
(...)

IER |= M_INT1; //włączenie zgłaszania przerwan dla grupy 1 i 3
IER |= M_INT3;
```

Listing 9-1 Przyporządkowaniu funkcji będących wywołanych w momencie przerwania, oraz włączeniu zgłaszania przerwań

```
(...)
PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx6 = 1; // włączenie przerwania dla ADC
//PieCtrlRegs.PIEIER3.bit.INTx1 = 1; //nie jest włączony teraz, będzie włączony dopiero
po funkcji obsługi przerwania ADC
(...)
```

Listing 9-2 Włączenie obsługi przerwań dla ADC

```
interrupt void adc_isr(){
    AdcInfoObj.convert(&AdcInfoObj);
    AdcRegs.ADCTRL2.bit.RST_SEQ1 = 1;           // Zresetuj SEQ1
    AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1_CLR = 1;          // Wczyść INT SEQ1 bit
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1; // Potwierdź przerwanie od PIE
    PieCtrlRegs.PIEIER3.bit.INTx1 = 1; //włączenie przerwania dla PWM
    //(dopiero po kalibracji i pomiarach następuje wykonanie przerwania dla PWM)
}
```

Listing 9-3 Obsługa przerwania przetwornika Analogowo Cyfrowego

Program został zaimplementowany z podejściem z tak zwanych *Abstrakcyjnych Typów Danych*, znanych np. z książki [20]. Podejście takie zapewnia pseudoobiektowe podejście do programowania, zapewniając większą przejrzystość kodu, uniwersalność oraz elastyczność, znana z między innymi języka C++.

Korzystając ze struktur danych, można tworzyć obiekty realizujące, posiadające cechy, wejście, wyjście układu. Blokowy charakter układu sterowania z rysunku [Rys 2.8] nijako naturalnie narzuca, w jaki sposób powinny wyglądać obiekty(struktury) zaimplementowane w programie.

```

interrupt void FOC_algorithm_isr(void)
{
//Ustawienie wskaźnika bufora na adres pomiaru momentu oraz
//prędkoci buf2h może być zdefiniowany podczas działającego programu
ControlerObj.buf1h=&tourqe;
ControlerObj.buf3h=&EncoderObj.omega_slow;

//POMIARY: -----
//Podłączenie do bloku transformaty Clarka pomiaru prądu
Iabc2alphaBeta.Xa=ControlerObj.adc_info->Ia;
Iabc2alphaBeta.Xb=ControlerObj.adc_info->Ib;
Iabc2alphaBeta.calc(&Iabc2alphaBeta);

EncoderObj.calc(&EncoderObj); //obliczony kąt bieżący maszyny oraz prędkosc
tourqe=3*0.4438*Iab_dq.q; //wyznaczenie momentu
//Obliczanie wartości ograniczającej modułu wektora prądu
M=(float32)sqrt(Iab_dq.Xalfa*Iab_dq.Xalfa+Iab_dq.Xbeta*Iab_dq.Xbeta);
if(M>20.0){
    blk=0;
}
//POMIARY: -----
//Podłączenie do bloku transformaty Parka pomiaru prądu
Iab_dq.Xalfa=Iabc2alphaBeta.Xalfa;
Iab_dq.Xbeta=Iabc2alphaBeta.Xbeta;
Iab_dq.theta=EncoderObj.theta_rad;
Iab_dq.calc(&Iab_dq);
//Zacznij rejestrację
if(ControlerObj.bufCount>=999){
    rejestracja=0;
}
//Skończ symulację
if(ControlerObj.bufCount>=czasKonca){
    stop=1;
}
//Jeżeli rejestracja się zaczęła odwieżaj bufore
if(rejestracja==1){

    ControlerObj.refreshBuf(&ControlerObj);
}

//Koniec Pomiarów sprzężeń zwrotnych;
//Gotowe pomiary prądów w układzie dq oraz

//UKŁAD STEROWANIA PRZERYWCZEM
if(ControlerObj.adc_info->Udc<Udc_zad) //Jeżeli napięcie mierzone Udc
    //jest mniejsze od ustawionego progu

{
    blokada_choppera=1; //zablokuj działanie przerywacza
    ControlerObj.epwm6_info->EPwmRegHandle->CMPA.half.CMPA=(UInt16)1250; //ustaw maksymalna wartość w komparatorze
    Pi_chopper.reset(&Pi_chopper); //zresetuj regulatora choppera
}
else{
    blokada_choppera=0; //odblokuj choper
}
/CHOPPER
if(!blokada_choppera){ /
    Pi_chopper.e=-Udc_zad+ControlerObj.adc_info->Udc; // uchyb e=Udc*-Udc
    Pi_chopper.calc(&Pi_chopper); //uruchom blok regulatora
    vLim_chopp.inX=Pi_chopper.uc; //podłącz blok limitera
    vLim_chopp.calc(&vLim_chopp); //uruchom blok limitera
    Pi_chopper.u=vLim_chopp.outY; //podłącz sprzężenie korekcyjne do regulatora choppera
}

```

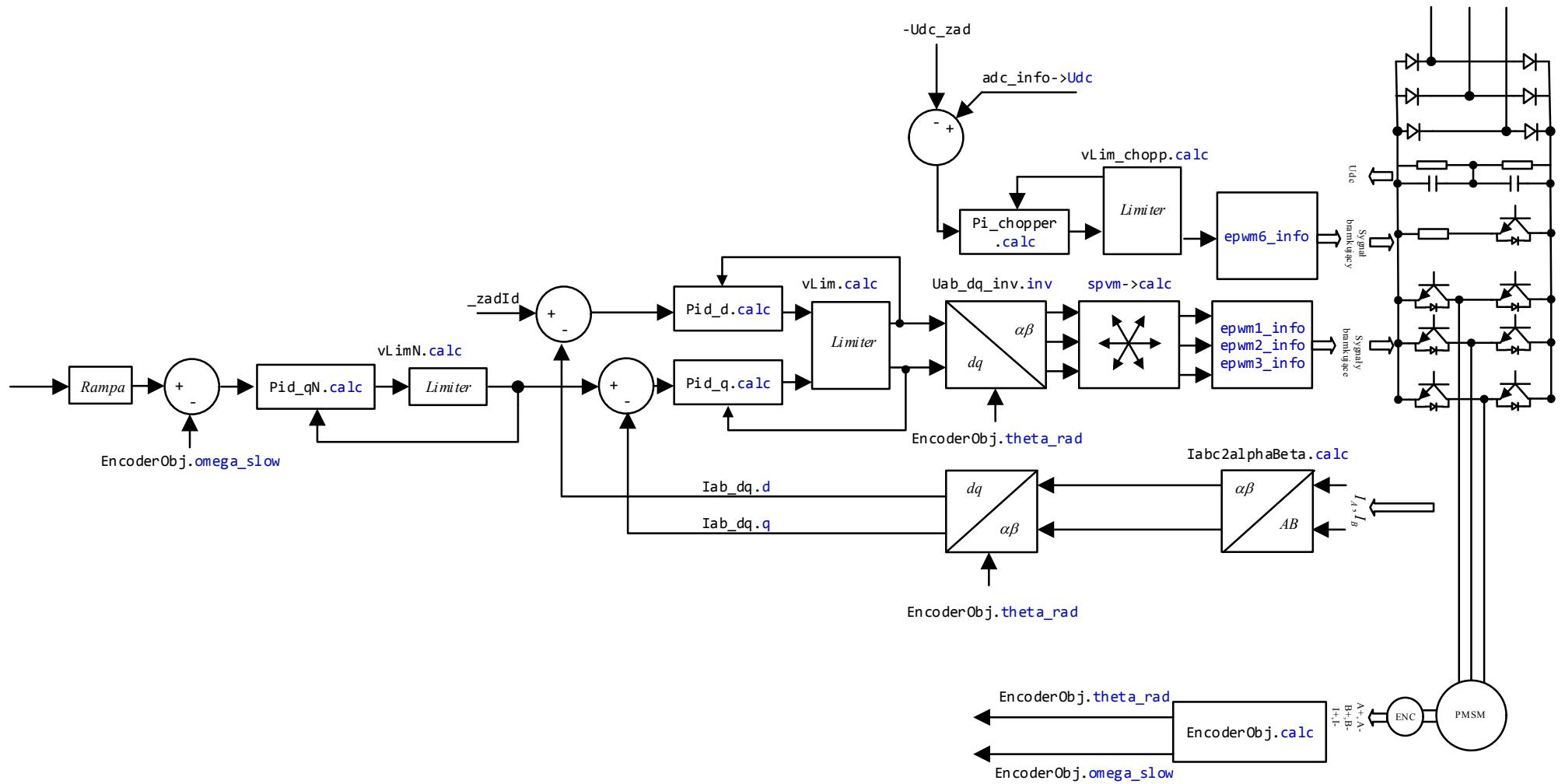
```

        ControlerObj.epwm6_info->EPwmRegHandle->CMPA.half.CMPA=1250*(1-vLim_chopp.outX); //oblicz wypełnienia
    }
    if(blk==0){ //gdy zablokowany start układu
        ControlerObj.lockPWM(&ControlerObj); //zablokuj wyjcia pwm
        Pid_d.reset(&Pid_d); // zresetuj regulator prądu w osi d
        Pid_q.reset(&Pid_q); // zresetuj regulator prądu w osi q
        Pid_qN.reset(&Pid_qN); // zresetuj regulator prędkosci
        ramp_q.Wyj[0]=0; // zresetuj rampe prądową
        ramp_q.Wyj[1]=0;
        ramp_omega.Wyj[0]=0; // zresetuj rampe prędkosciową
        ramp_omega.Wyj[1]=0;
        ControlerObj.bufCount=0; //zresetuj licznik bufora
    }
    else if(blk==1){ //gdy układ jest odblokowany
        if(start==1 && stop==0){ //oraz wystartowany
            rejestracja=1; //zacznię rejestracje
            while(ControlerObj.bufCount<100){ //opoźnij start 100 sampli
                ControlerObj.refreshBuf(&ControlerObj); //odśwież bufor
            }
        }
        ControlerObj.unlockPWM(&ControlerObj); //odblokuj wyjcia PWM
        if(zmien_req==0){ //Reg prędkosci (włączona pętla prędkosciowa)
            if(stop==1 && start==1){ //zatrzymanie algorytmu
                ramp_omega.update(&ramp_omega, 0); //sprowadz predkosc do 0
            }
            else if(start==1 && stop==0){ //gdy algorytm działa
                ramp_omega.update(&ramp_omega, _zadN); //ustaw rampe na predkosc zadana
            }
            //oblicz uchyb prędkosci i podlacz go do regulatora wejścia regulatora predkosci
            Pid_qN.e=(ramp_omega.Wyj[0])-EncoderObj.omega_slow;
            Pid_qN.calc(&Pid_qN); //uruchom regulator predkosci
            vLimN.inX=Pid_qN.uc; //podlacz wejscie limitera
            vLimN.cal(&vLimN); //uruchom limiter predkosci
            Pid_qN.u=vLimN.outX; //podlacz sygnal do układow Anit-windup
            Pid_d.e=_zadId-Iab_dq.d; //oblicz uchyb i podstaw do regulatora prądu Id
            Pid_q.e=vLimN.outX-Iab_dq.q; //oblicz uchyb i podstaw do regulatora prądu Iq
        }
        else if(zmien_req==1){ //Regulator momentu (odłączona pętla prędkosciowa)
            if(stop==1 && start==1){ //zatrzymanie algorytmu
                ramp_q.update(&ramp_q,0); //sprowadz momentu do 0
            }
            else if(stop==0 && start==1){
                if(ControlerObj.bufCount==400 && (_zadIq!=_zadIq2)){ //zadanie drugiej wartosci
                    _zadIq=_zadIq2;
                }
                ramp_q.update(&ramp_q,_zadIq); //uruchom rampe
            }
            Pid_d.e=_zadId-Iab_dq.d; //oblicz uchyb regulatora prądu Id
            Pid_q.e=ramp_q.Wyj[0]-Iab_dq.q; //oblicz uchyb regulatora prądu Iq
        }
        Pid_d.cal(&Pid_d); //uruchom regulator prądu Id
        Pid_q.cal(&Pid_q); //uruchom regulator prądu Iq

        vLim.inX=Pid_d.uc; //podlacz wejscia limitera
        vLim.inY=Pid_q.uc;
        vLim.Max=0.577*ControlerObj.adc_info->Udc; //ustaw wartość maks na Udc/sqrt(3)
        vLim.cal(&vLim); //uruchom limiter
        Pid_d.u=vLim.outX; //podlacz sprzezenia korekcyjne
        Pid_q.u=vLim.outY;
        //ODWROTNA TRANSFORMACJA PARKA->CLARKA
        Uab_dq_inv.d=(vLim.outX/ControlerObj.adc_info->Udc);
        Uab_dq_inv.q=(vLim.outY/ControlerObj.adc_info->Udc);
        Uab_dq_inv.theta=EncoderObj.theta_rad;
        Uab_dq_inv.inv(&Uab_dq_inv);
        //PODŁĄCZENIE WEJŚĆ DO MODULATORA
        ControlerObj.spvm->InputVoltage->Alpha=Uab_dq_inv.Xalpha;
        ControlerObj.spvm->InputVoltage->Beta=Uab_dq_inv.Xbeta;
        ControlerObj.spvm->InputVoltage->theta=atan2(Uab_dq_inv.Xbeta, Uab_dq_inv.Xalpha);
        ControlerObj.spvm->sector(ControlerObj.spvm); //Wyznaczenie sektora
        ControlerObj.spvm->calc(ControlerObj.spvm); //Uruchomienie bloku modulatora
        //PODŁĄCZENIE BLOKU PWM
        ControlerObj.epwm1_info->EPwmRegHandle->CMPA.half.CMPA=(Uint16)ControlerObj.spvm->timeTab->compTa;
        ControlerObj.epwm2_info->EPwmRegHandle->CMPA.half.CMPA=(Uint16)ControlerObj.spvm->timeTab->compTb;
        ControlerObj.epwm3_info->EPwmRegHandle->CMPA.half.CMPA=(Uint16)ControlerObj.spvm->timeTab->compTc;
    }
    EPwm1Regs.ETCLR.bit.INT = 1; //WYCZYŚĆ Flage przerwania
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP3; //Zakceptuj przerwanie
    PieCtrlRegs.PIEIER3.bit.INTx1 = 0; //Wyłącz przerwanie PWM aby pierwsze obsluzone było ADC
}

```

*Listing 9-4 Kod algorytmu sterowania polowo zorientowanego*



[Rys 9.1] Interpretacja blokowa struktury algorytmu

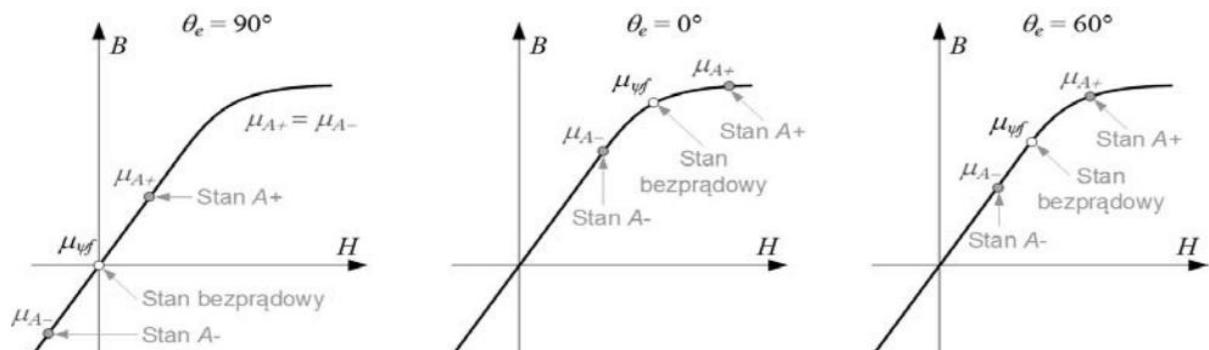
Na rysunku [Rys 9.1] przedstawiono graficzną interpretację struktury, widać że topologia jest podobna do schematu blokowego algorytmu zaprezentowanego w [Rys 2.8] oraz [Rys 4.2].

## 9.2 Algorytm estymacji położenia początkowego wirnika

Algorytm sterowania do prawidłowego działania musi, znać aktualne położenie wirnika, względem stojana, w niniejszym projekcie korzystając z enkodera inkrementalnego dostęp do tej informacji może być utrudniony.

Przy uruchomieniu całego modułu wirniki znajduje się w nieznanej pozycji względem fazy A stojana oraz miejsca w którym występuje *Index*. Wskazanie enkodera wynosi 0, dlatego też, w momencie startu silnik może mieć silne uderzenia momentu, związku z złą wartością *thety*, w najgorszym razie silnik może w ogóle się nie poruszyć, poddając obwód stojana na działanie dużych wartości prądów.

Rozwiązaniem tego problemu było poruszane we wielu pracach między innymi: [21] [22] [23]. Algorytm ten polega na wykorzystaniu faktu nasycenia obwodu magnetycznego, zasilane są naprzemiennie kolejne fazy w taki sposób, aby wymusić odpowiednią dużą wartość prądu. W momencie próby punkt pracy zmienia się na charakterystyce magnesowania, co pokazuje rysunek.



[Rys 9.2] Krzywe magnesowania w osi A dla przykładowych kątów położenia wirnika , z zaznaczonymi punktami pracy w stanie bezprądowym i na końcu realizacji stanów aktywnych A+ i A- - [21]

Estymacja polega na łączącym naprzemiennym kolejnych wektorów, z każdej z faz. Fazy zdeklarowane są następująco :

Tabela 9-1

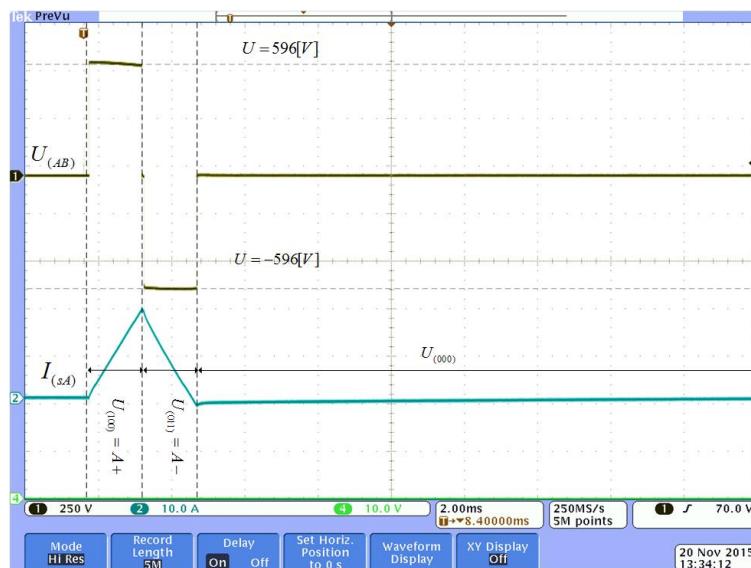
A+	$U_{100}$
A-	$U_{011}$
B+	$U_{010}$
B-	$U_{101}$
C+	$U_{001}$
C-	$U_{110}$

Zgodnie z [Rys 9.2] wartość prądu powinna być wystarczająco duża aby układ mógł wejść w nasycenie, dlatego każdy z wektorów powinien być załączony przez określoną ilość czasu. Kolejność załączanych wektorów będzie następująca:

*Tabela 9-2 Kolejność załączanych wektorów*

1	A+	7	B+	13	C+
2	A-	8	B-	14	C-
3	$U_{000}$	9	$U_{000}$	15	$U_{000}$
4	A-	10	B-	16	C-
5	A+	11	B+	17	C+
6	$U_{000}$	12	$U_{000}$	18	$U_{000}$

Każdy załączenie wektora przez określony czas wymusi narastanie prądu do pewnej wartości, po czym występuje stan przeciwny wektora, aby prąd w następnej próbie miał wartość początkowe równe 0. W praktycznej realizacji wygląda to następująco. Czas dla wektorów aktywnych ustawiono jak  $14 * t_s \cong 0.0014[s]$ .



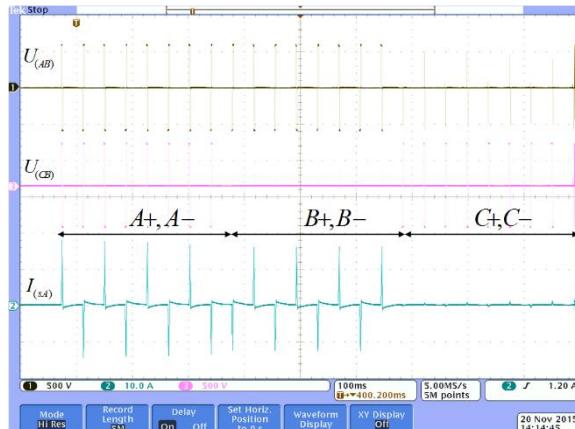
[Rys 9.3] Przykładowy impuls napięciowy A+ A-

Na rysunku [Rys 9.3] przedstawiono przykładowy impuls testowy, warto zwrócić uwagę, że wektor zerowy jest kilkukrotnie dłuższy niż wektory aktywne, spowodowane jest to koniecznością oczekania do momentu ustabilizowania prądu i dojścia do stanu początkowego, dopiero wtedy pomiar można uznać za wiarygodny.

Algorytm sterowania musi być tak przystosowany, aby mierzyć pomiar prądu był dokonywany w szczytce, warto zrobić to w momencie przed ostatniego przerwania, uchronić układ przed zbyt dużymi przepięciami, oraz wpływem komutacji na pomiar prądu.

Proces estymacji polega na kolejny wyzwalania impulsów testowych, w chwili jego trwania silnik znajduje się nieruchomy, co w praktyce może mieć ogromne znaczenie. Pełen

proces estymacji może zawierać krotność powtórzeń tego samego wektora, jest to nawet wskazane w pracach [23] [22].



[Rys 9.4] Wielokrotne wyzwalanie impulsów testowych

Podejście jak z rysunku [Rys 9.4] pozwoli na dokładniejszą estymację gdyż ze zbioru pomiarów dla każdej próby, wyznacza się wartość średnią, jednakże czas potrzebny na estymację wzrasta znacznie w szczególności przez długi czas potrzebny dla wektora  $U_{000}$ .

Zgodnie z tym co autor przedstawił w pracy [21], aby wyestymować położenie wirnika należy obliczyć różnicę największych zmian.

$$\Delta I_A = |I_{A+}| - |I_{A-}| \quad Eq\ 9.1$$

Gdzie  $I_{A+}$  – jest wartością średnią szytów prądowych dla próby  $A +$ .

$I_{A-}$  – jest wartością średnią szytów prądowych dla próby  $A -$

Podobnie dla kolejnych faz dla kolejnych faz. Następnie obliczana jest suma geometryczna różnic prądów fazowych  $\Delta I_A, \Delta I_B, \Delta I_C$  [21]

$$\Delta I_\alpha = \Delta I_A - (\Delta I_B + \Delta I_C) \sin(30) \quad Eq\ 9.2$$

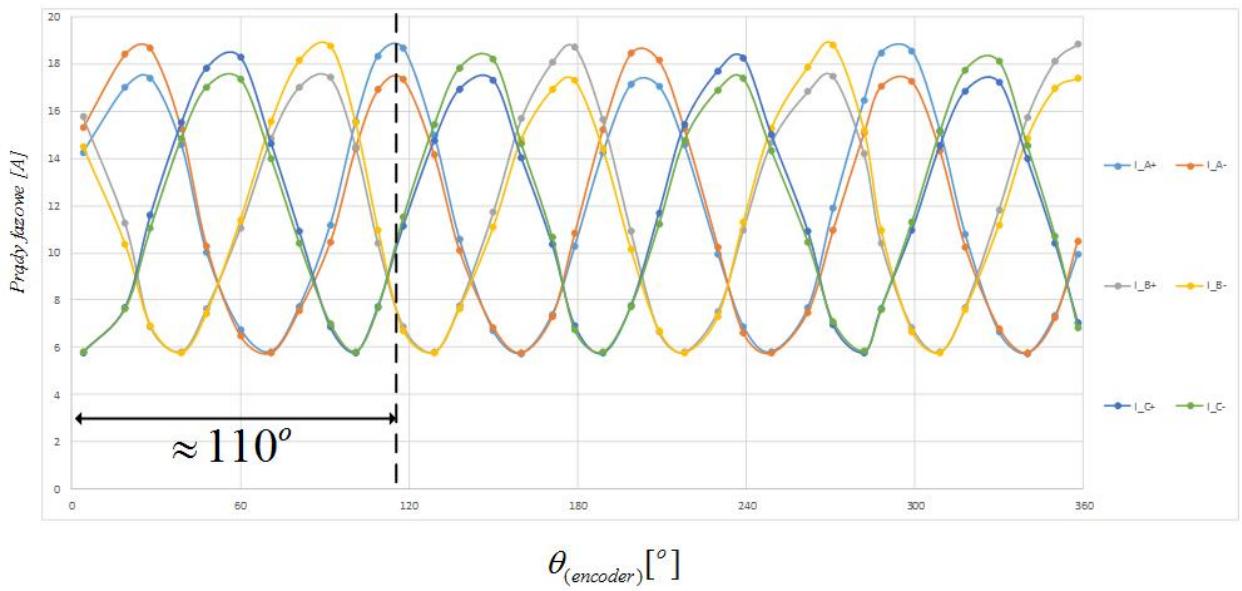
$$\Delta I_\beta = (\Delta I_B + \Delta I_C) \sin(60) \quad Eq\ 9.3$$

Dzięki czemu można otrzymać wektor:  $\overrightarrow{\Delta I_{\alpha\beta}} = \Delta I_\alpha + j\Delta I_\beta$  oraz kąt magnetyczny.

$$\widehat{\theta}_S = \arctan \left( \frac{\Delta I_\beta}{\Delta I_\alpha} \right) \quad Eq\ 9.4$$

### 9.3 Badanie estymacji początkowego położenia wirnika

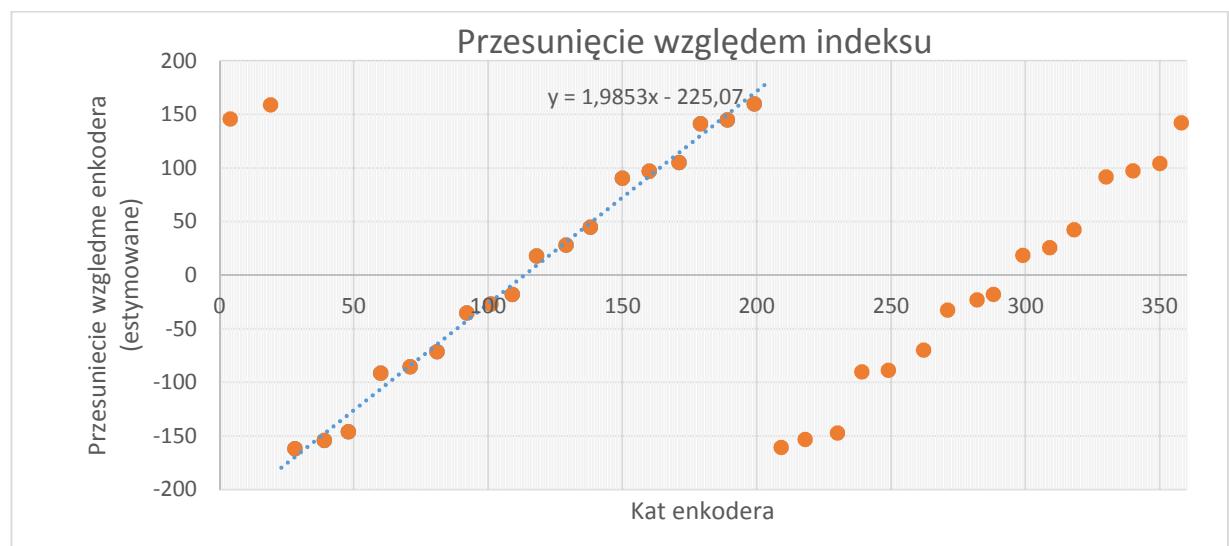
W celach badawczych została stworzona pełna charakterystyka silnika PMSM. Badanie zaczęto od ustawienia enkodera w pozycji 0, następnie załączając proces estymacji zapisując wynika dla prądu oraz wyestymowanego kąta. Próby wykonano dla szeregu pozycji względnych dla enkodera, obrót wykonywano zawsze w jedną stronę, o parę stopni, w trakcie obrotu czuć ręką czuć charakterystyczny przeskok, nie jest on silnym zjawiskiem, ale uniemożliwia na zdjęcie charakterystyki z większą rozdzielnością.



[Rys 9.5] Zależność prądów dla prób  $A+, A-, B+, B-, C+, C-$  od kąta enkodera

Charakterystyki te powstały dla znamionowego napięcia  $U_{DC} = 596[V]$ , czasu włączenia  $14 * t_s \cong 0.0014[s]$ , wyłączenia  $14 * t_s \cong 0.0014[s]$ , oraz czasu wektora zerowego  $20 * 14 * t_s \cong 0.028[s]$ . Każde wyzwalanie powtórzono 8 krotnie, aby uzyskać jak największą dokładność. Z charakterystyki można wyczytać, dla jakiego kąta występowały największe zmiany. Np. widać że dla kąta  $110^\circ$  występują największe zmiany dla prądu w fazie A, gdyż próby  $A+, A-$  spowodowały najbardziej skrajne odczyty.

Zgodnie ze wzorami dla każdego kąta dla, którego została wykonana próba można obliczyć kąt westymowany.[Eq 9.2 - Eq 9.4]. Co daje nam charakterystykę zależności kąta enkodera, od kąta estymowanej wartości.



[Rys 9.6] Funkcja kąta enkodera, od kąta estymowanego

Korzystając z charakterystyki, można wyznaczyć dodatkową wartość potrzebną do synchronizacji układu licznika kwadraturowego eQEP. Synchronizacja ta jest dodatkowym zabezpieczeniem w razie gdyby układ nie zliczał prawidłowo impulsów, np. co jedno pełne okrążenie błąd kąta obrotu wynosiłby 0.5%, silnik zacząłby zwalniać, po czym wypadł z synchronizmu.

Offsetem jest tutaj wartość zerowa funkcji prostej, można to interpretować w następujący sposób:

$$0 = 1.9853x - 225.07 \rightarrow 113.368 \quad Eq\ 9.5$$

$$y = 1.9853(x + 113.368) - 225.07 \text{ czyli przesuwanie w lewo lub} \quad Eq\ 9.6$$

$$y = 1.9853(x - 250) - 225.07 \text{ czyli przesuwanie w prawo}$$

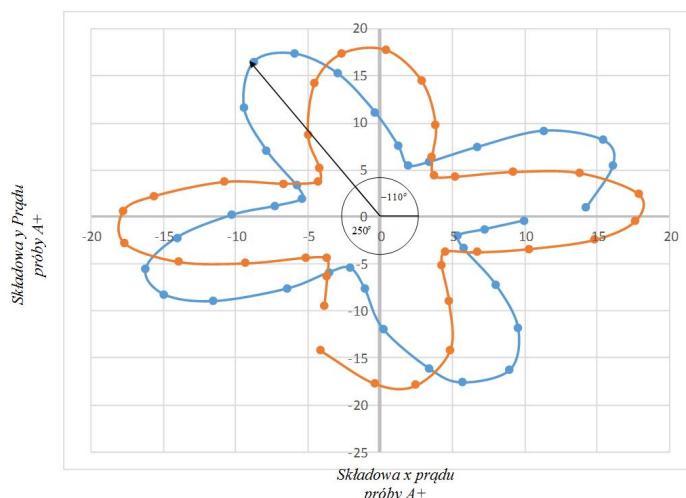
Podstawiając wartość do offsetu

$$\frac{250}{360} * pb * 2000 = 2778 \quad Eq\ 9.7$$

Wartość ta musi być, wczytywana każdorazowo, gdy układ przekroczy *Index*. Interesującym faktem jest możliwość uzyskania liczby par biegunów, widać to z rysunkach [Rys 9.5]/[Rys 9.6], lub w zależności na kąt, współczynnik proporcjonalności jest równy w przybliżeniu 2. Dlatego też zależności te mogą być obarczone pewnym błędem. Kompensacje można zobrazować w ciekawy sposób, wartość prądu próby A+ można przedstawić, jako moduł wektora, a kąta  $\theta_{enc}$ .

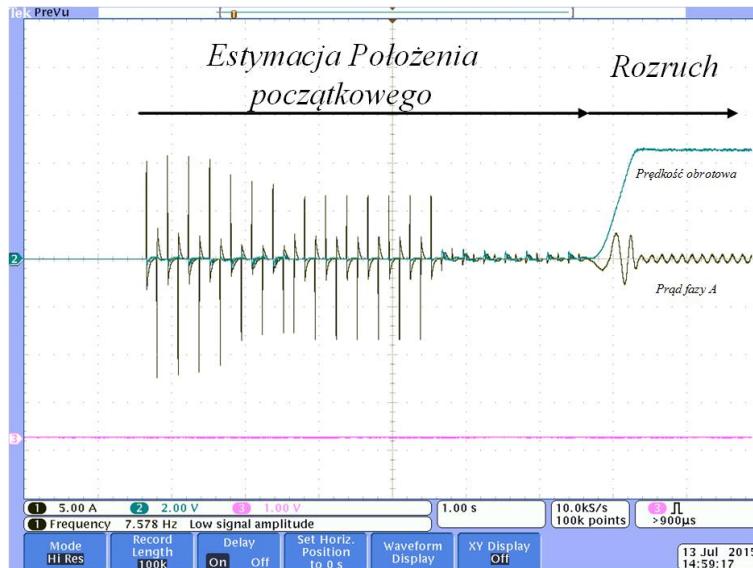
$$\overrightarrow{I_{A+}} = |I_{A+}|e^{j\theta_{enc}} \quad Eq\ 9.8$$

$$\overrightarrow{I_{A+}} = |I_{A+}| \cos(\theta_{enc}) + j|I_{A+}| \sin(\theta_{enc}) \quad Eq\ 9.9$$



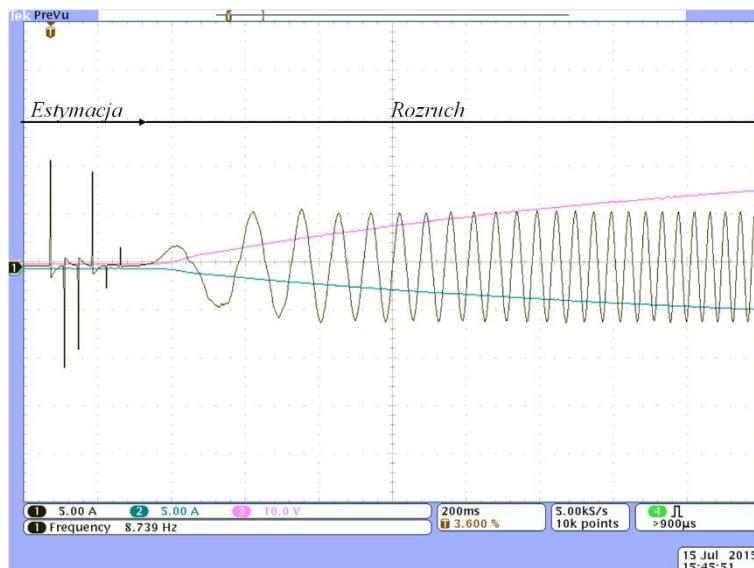
[Rys 9.7] Interpretacja wektorowo graficzna kompensacji offsetu związanego z enkoderem. Przed kompensacją (niebieski), Po kompensacji (pomarańczowy)

Po zaimplementowaniu algorytmu maszyna gotowa jest do rozruchu. Obsługa przerwania dla PWM zmienia się na algorytm FOC, po poprawnej estymacji.



[Rys 9.8] Przykładowy Rozruch z zastosowanym algorytmem estymacji początkowej

Wykonywane były również próby z mniejszą ilością wyzwalanych impulsów testowych, dzięki czemu rozruch trwa naprawdę krótko w stosunku do tego z rysunku [Rys 9.8]



[Rys 9.9] Estymacja położenia początkowego walu silnika z magnesami trwałymi przy zmniejszonej ilości pulsów testowych, (rozruch ze stałym momentem)

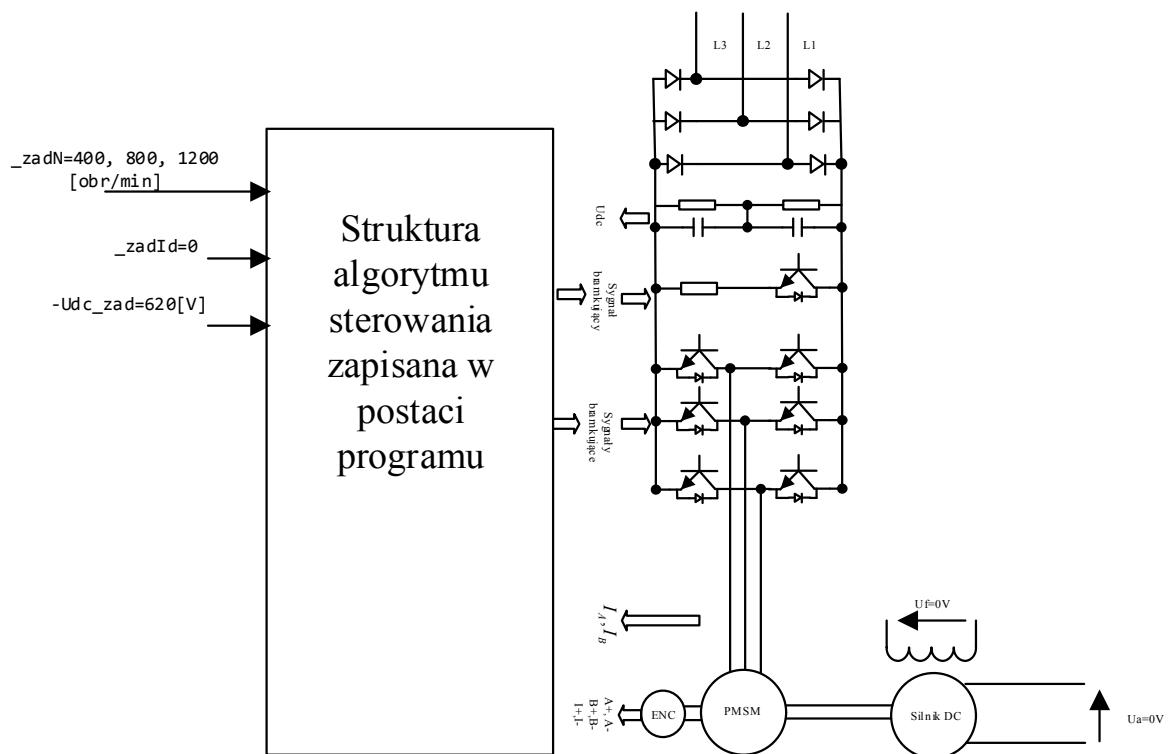
Pomimo znacznego zmniejszenia ilości impulsów (do jednego na każdy wektor) testujących, algorytm poprawnie estymuje wartość kąta początkowego, układ płynnie startuje.

## 10 Badania laboratoryjne

Układ napędowy został poddany szeregu prób mające na celu, określenie charakteru, dynamiki, reakcji na obciążenie. Badania mają na celu zweryfikować działanie zrealizowany model, układu napędowego, poprawność wykonywanej pracy algorytmu FOC, kształt odpowiedzi na stany dynamiczne, oraz pewność działania.

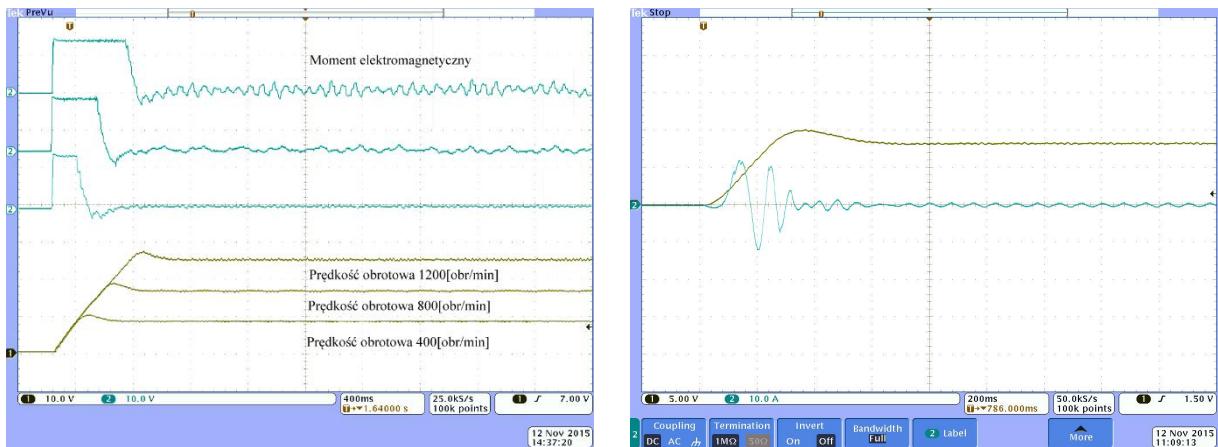
### 10.1 Odpowiedź na skok jednostkowy, pętla prędkościowa.

Rozruch silnika powinien być pewny, szybki bez dużych przeregulowań, podobnie jak to miało miejsce w symulacji komputerowej. Układ wymaga podłączenia prędkościowego sprzężenia zwrotnego pozwalającego na regulację prędkości w układzie nadziednym.



[Rys 10.1] Poglądowy schemat układu regulacji podczas badania odpowiedzi na skok

Schemat składa się z części silnoprądowej, czyli: układu zasilającego silnik, silnika PMSM, oraz sprzęgniętego silnika DC z niepodłączonym zasilaniem (praca jałowa). W trakcie badań zadawano prędkość z poziomu programu Code Composer, następnie włączano symulację, rejestrowano za pomocą oscyloskopu prędkość oraz moment silnika.



[Rys 10.2] Odpowiedzi na wymuszenie prędkościowe, pomiary prędkości oraz momentu

[Rys 10.3] Przykładowa odpowiedź na wymuszenie prędkosciowe \_zadN=800[obr/min], wraz z pomiarem prądu rozruchowego

Widoczne na rysunkach [Rys 10.1]/[Rys 10.2] przebiegi zarejestrowane podczas prób odpowiedzi na wymuszenie prędkościowe pozwalają stwierdzić że zachowanie układu napędowego jest poprawne. Rozruch silnika jest płynny z niewielkim przeregulowaniem, po którym następuje płynne dojście do stabilnego punktu pracy, uchyb w pętli prędkościowej jest bliski 0 (z praktycznie niezauważalnymi oscylacjami), silnik osiąga prędkość zadaną.

Podczas rozruchu widoczne jest ograniczenie momentu, które ustawione jest na wartość 15 [Nm]. Maksymalna dopuszczalna wartość momentu utrzymuje się dopóki silnik nie osiągnie prędkości zdanej, następnie wypracowany jest moment, który potrzebny jest na pokrycie strat. Wartość ta oscyluje tym mocniej im większa jest wartość osiągniętej prędkości, oscylacje związane są z reakcją regulatora, który cały stara się utrzymać uchyb regulatora prędkościowego możliwe blisko 0, odbija się to na wartości referencyjnej prądu składowej  $I_q^*$ , która z kolei odpowiada za wytwarzanie momentu. Lepsze rezultaty można by uzyskać stosując układ odspółczajający z sprzężeniem „do przodu” tz. *Feedforward*.

### 10.1.1 Wskaźnik jakości regulacji

Wskaźniki jakości regulacji, służą ocenie układu automatyki, pozwalają na porównanie odpowiedzi przy różnych konfiguracjach układu sterowania, oraz określić czy np. zmiany wprowadzone w nastawach regulatora przynoszą pożądane zmiany.

## **Uchyb w stanie ustalonym**

Pierwszy ze wskaźników to uchyb w stanie statycznym, jest to uchyb, który zostanie zarejestrowany po upływie na tyle dużego czasu, że znikną wszystkie stany dynamiczne towarzyszące procesowi. Uchyb jest to różnica pomiędzy wartością zadaną, a zmierzoną

$$e(t)_{s \rightarrow 0} = e(t \rightarrow \infty) \quad Eq\ 10.1$$

$$e(t) = y^*(t) - y(t) \quad Eq\ 10.2$$

W badaniach przyjęto jako  $t \rightarrow 1.5 * t_r$  gdzie  $t_r$  – czas regulacji, czas początkowy uważa się za czas wystąpienia wymuszenia.

## **Czas regulacji $t_r$**

Wskaźnik ten określa jak długo trwa proces przejściowy, przy założonym zakresie błędu. Najczęściej w automatyce dopuszczalny błąd to 1%, 2%, 5% wartości ustalonej, czyli  $y(t \rightarrow \infty)$  czyli w naszym przypadku  $y(t \rightarrow \infty)$ . Czas ten jest liczony od momentu wystąpienia wymuszenia do pierwszej chwili, w której sygnał pozostaje w przyjętym zakresie.

W przypadku badania przyjęto 2% zakres wartości ustalonej.

## **Maksymalne przeregulowanie**

Kolejny z wskaźników określa jak bardzo, sygnał przekroczył wartość zadaną, w stosunku do wartości w stanie ustalonym. Współczynnik zdefiniowany jest następująco.

$$\chi[\%] = \frac{(\max\{y(t)\} - y(t \rightarrow \infty))}{y(t \rightarrow \infty)} * 100\% \quad Eq\ 10.3$$

Współczynnik ma duże znaczenie gdyż, określa jak bardzo regulator „odchodzi” od optymalnego sterowania, pożądaną wartością w zależności od procesu regulacji to 5%, 10%, 20%. Wskaźnik ten ma również determinuje czas potrzebny na regulację, gdyż na wypracowanie odpowiedniej wartości sterującej na dojście do wartości zadanej po przeregulowaniu również jest potrzebny czas.

## Czas narastania $t_s$

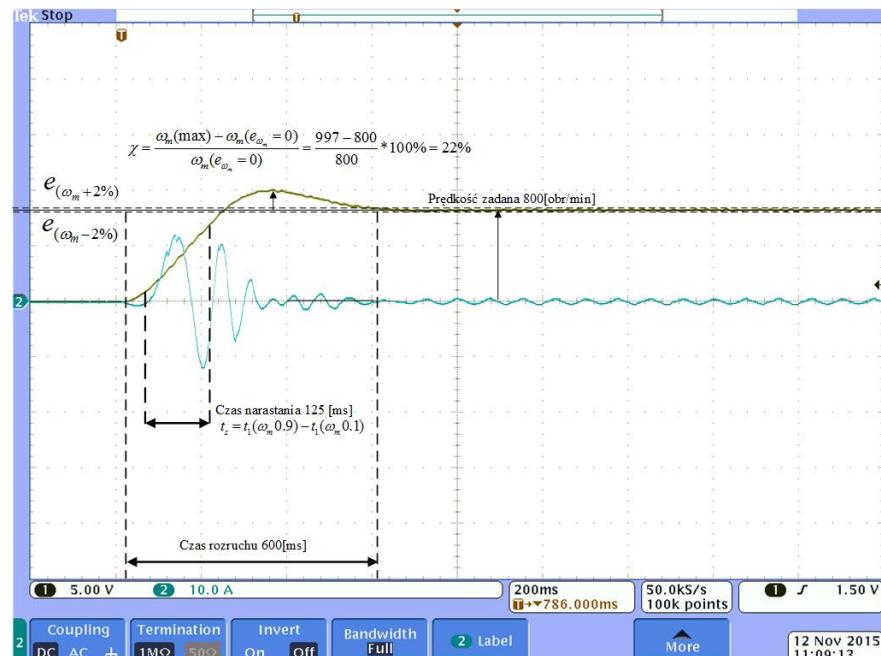
Wskaźnik ten odpowiada za określenie stromości przebiegu poddanego wymuszeniu, jeżeli czas ten jest względnie krótki to przebieg jest stromy. Aby określić ten parametr potrzebne jest zmierzenie czasów w chwili wystąpienia sygnału o wartości  $y(t) * 0.1$  oraz  $y(t) * 0.9$ .

Czas narastania jest różnicą tych czasów:

$$y(t)0.9 - y(t)0.1 \quad Eq\ 10.4$$

Czas ten będzie ściśle zależał od ramy prędkościowej, która została skonfigurowana w programie sterującym procesem.

### 10.1.2 Odpowiedź na skok 800[obr/min]



[Rys 10.4] Wskaźniki regulacji dla przykładowej odpowiedzi na skok jednostkowy

Na rysunku [Rys 10.4] przedstawiono przykładową odpowiedź na skok jednostkowy.

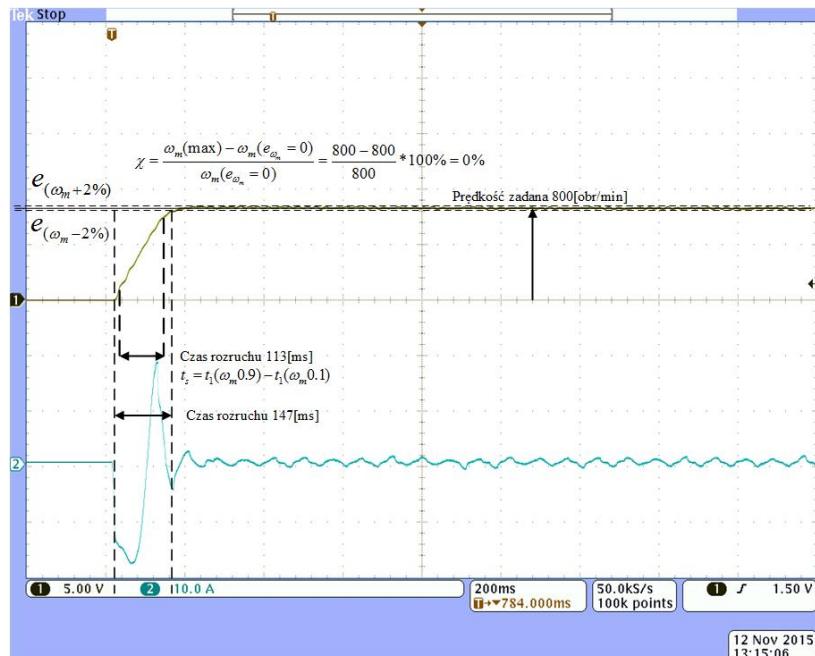
Wskaźniki jakości regulacji zapisane podczas próby są następujące:

Tabela 10-1 Wartości wskaźników regulacji

Wskaźnik	Wartość[jednostka]
$e(t \rightarrow \infty)$	$\simeq 0 \left[ \frac{obr}{min} \right]$
$tr$	$\simeq 600 [ms]$
$\chi$	$22 [\%]$
$t_s$	$\simeq 173 [ms]$

Zmieniając odpowiednio nastawy regulatora można otrzymać odmienne wyniki, pozwalające stwierdzić, że układ zachowuje się lepiej, bądź gorzej.

### 10.1.3 Odpowiedź na skok jednostkowy 800[obr/min] zmienione nastawy układow sterowania.



[Rys 10.5] Wskaźniki regulacji dla przykładowej odpowiedzi na skok jednostkowy, dla zmienionych parametrów regulatora

Na [Rys 10.5] przedstawiono odpowiedź układu na wymuszenie prędkościowe, takie same jak w przypadku podpunktu 10.1.2. Wyznaczono wskaźniki jakości regulacji w celu porównania dwóch różnych konfiguracji nastaw układu sterowania.

Tabela 10-2 Wartości wskaźników regulacji

Wskaźnik	Wartość[jednostka]
$e(t \rightarrow \infty)$	$\cong 0 \left[ \frac{obr}{min} \right]$
$tr$	$\cong 147 [ms]$
$\chi$	$\cong 0 [\%]$
$t_s$	$\cong 113 [ms]$

#### 10.1.4 Porównanie

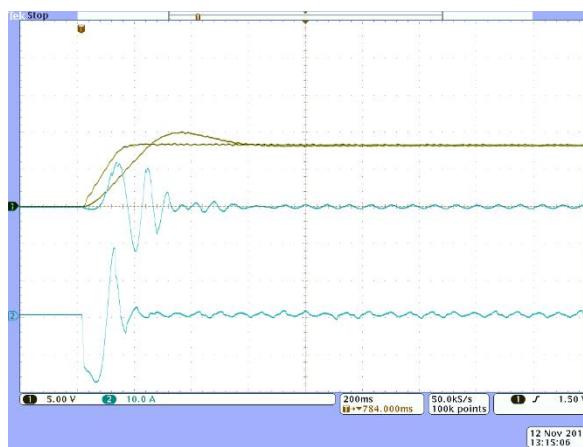
Tabela 10-3 Wartości wskaźników regulacji prównanie

Wskaźnik		
	Konfiguracja 1	Konfiguracja 2
$e(t \rightarrow \infty)$	$\cong 0 \left[ \frac{obr}{min} \right]$	$\cong 0 \left[ \frac{obr}{min} \right]$
$tr$	$\cong 600[ms]$	$\cong 147[ms]$
$\chi$	22[%]	$\cong 0[%]$
$t_s$	$\cong 173[ms]$	$\cong 113[ms]$

Różnice widoczne podczas dwóch różnych prób wynikają z różnych wartości nastaw regulatora prędkości, rampy, oraz współczynnika przeciążalności, który w pierwszej konfiguracji miał wartość  $\frac{I_{max}}{I_N} = \frac{12}{sqrt(2)*7.5} = \frac{12}{10.6} = 1.13$ , z kolei w drugiej  $\frac{I_{max}}{I_N} = \frac{17}{sqrt(2)*7.5} = \frac{17}{10.6} = 1.6$ .

Zmiana tego parametru pozwoliła na dopuszczenie większej wartości prądu, co spowodowało intensywniejsze forsowanie prądu podczas rozruchu, pozwalając tym samym na uzyskanie szybkiej odpowiedzi. Zmiany regulatora prędkości pozwoliły na znaczną poprawę kształtu odpowiedzi, nie posiada ona już przeregulowań, co przyspieszyło proces regulacji, zapewniając znaczną poprawę wskaźników  $t_r, t_s$ .

Należy tutaj zwrócić uwagę na układ docelowy do, którego mogłoby być wykorzystywane urządzenie, w przypadku gdy zależy nam na szybkiej odpowiedzi skokowej, bez dodatkowych przeregulowań korzystniej byłoby wykorzystać układ z *konfiguracją nr 2*. Jednakże zwiększona wartość prądu rozruchowego może być przeszkodą, np. w przypadku częstych rozruchów układu napędowego podczas pracy przerywanej. Duże wartości prądu powodowałyby szybsze starzenie się izolacji, co prowadzi do krótszego czasu eksploatacji.

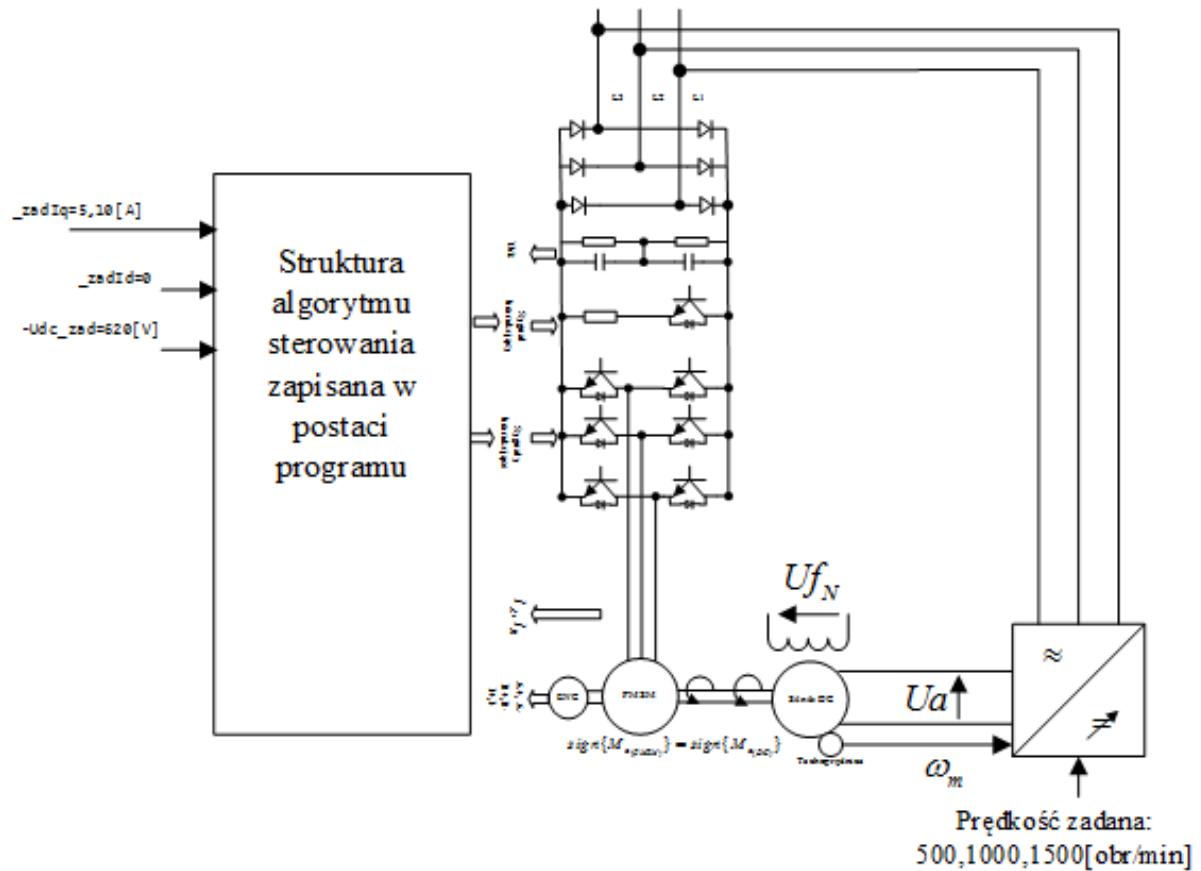


[Rys 10.6] Porównanie dwóch odpowiedzi na wymuszenie prędkościowe

## 10.2 Zmiana punktu pracy, odpowiedź na skok narastający, pętla prądowa.

Bardzo często od układu napędowego oczekuje się reakcji na zamiany, np. momentu. W podrozdziale tym zostanie przedstawiona reakcja układu na dwa po sobie następujące wymuszenia prądowe. Układ będzie działał z odłączoną pętlą prędkościową, wymuszany będzie prąd  $I_q^*$ , który odpowiedzialny jest za kształtowanie momentu elektromagnetycznego. Silnik prądu stałego będzie zasilany od strony twornika z prostownika sterowanego oraz od strony wzbudzenia znamionową wartością prądu. Układ prostownika sterowanego będzie pełnił rolę regulatora prędkości. Badanie polegać będzie na zadaniu prędkości obrotowej o stałej wartości 500,1000,1500 [obr/min], w momencie ustabilizowania obrotów zadane zostanie wymuszenie prądowe. Wymuszenie może mieć zmienić charakter pracy na silnikową lub generatorową.

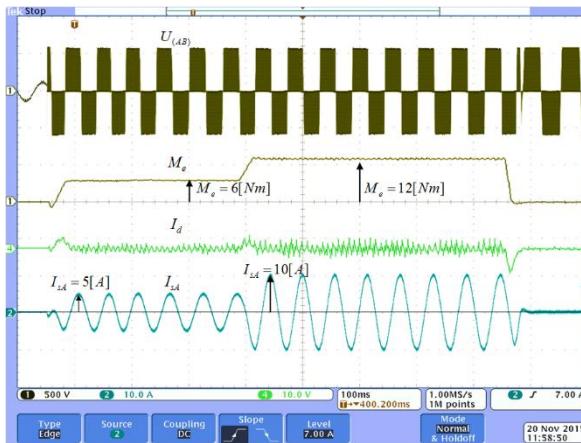
### 10.2.1 Badanie układu napędowego na wymuszenie skokowo narastające, regulacja prądu $I_q^*$ , praca silnikowa



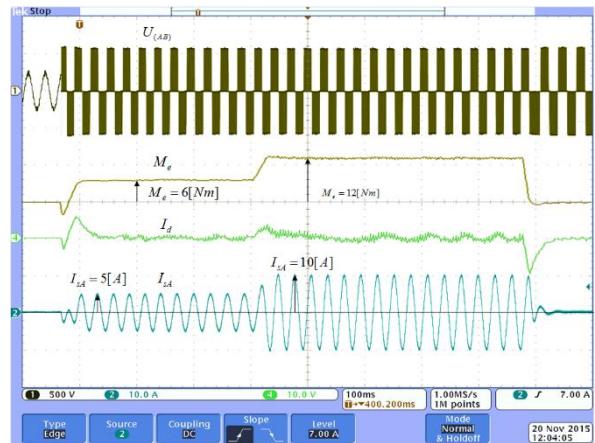
[Rys 10.7] Konfiguracja układu napędowego, podczas prób wymuszania prądu. Praca silnikowa.

Charakter pracy silnikowej maszyny PMSM polega na, takim wymuszeniu momentu żeby był zgodny z tym, którym jest na wale [Rys 10.7]. Silnik prądu stałego zostaje rozpedzony do zadanej prędkości, następnie od strony układu sterowania maszyną PMSM zadawany jest prąd obciążenia jaki ma zostać wygenerowany w obwodzie stojan. Prąd zadany  $I_q^*$  będzie

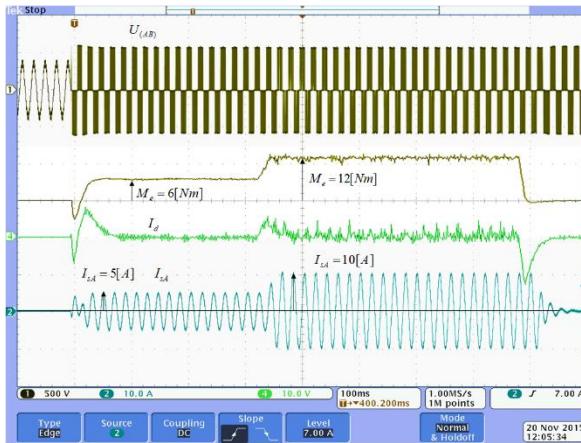
posiadał wartość dodatnią, która zagwarantuje wytworzenie dodatniego momentu na wale, co spowoduje próbę przyspieszenia (momenty będą się sumować), jednakże regulator prędkości po stronie silnika musi utrzymać prędkość zadawaną, zatem zacznie hamować pozwalając tym samym osiągnąć zadany prąd. Przepływ mocy jest od silnika PMSM do silnika DC. Próby zostaną wykonane dla 3 prędkości: 500, 1000, 1500.



[Rys 10.8] Odpowiedź na funkcje schodkową 5,10[A], prędkość 500 [obr/min]



[Rys 10.9] Odpowiedź na funkcje schodkową 5,10[A], prędkość 1000 [obr/min]



[Rys 10.10] Odpowiedź na funkcje schodkową 5,10[A], prędkość 1500 [obr/min]

Na rysunkach [Rys 10.8]/[Rys 10.9]/[Rys 10.10] widoczne są odpowiedzi na wymuszenie funkcji schodkowej. W chwili rozpoczęcia generowania prądu zadanego widoczne jest narastanie momentu, szybkość tego narastania zależy w głównej mierze od rampy prądowej, oraz nastaw regulatora. Układ napędowy poprawnie odpracowuje zadaną wartość prądów  $I_d$ ,  $I_q$ . Widać również, wymuszenie składowej  $I_q$  oddziałuje na składową prądu  $I_d$ , wpływ jest tym silniejszy im większa prędkość obrotowa. W każdym z przypadków uchyb ustalony rejestrówanych

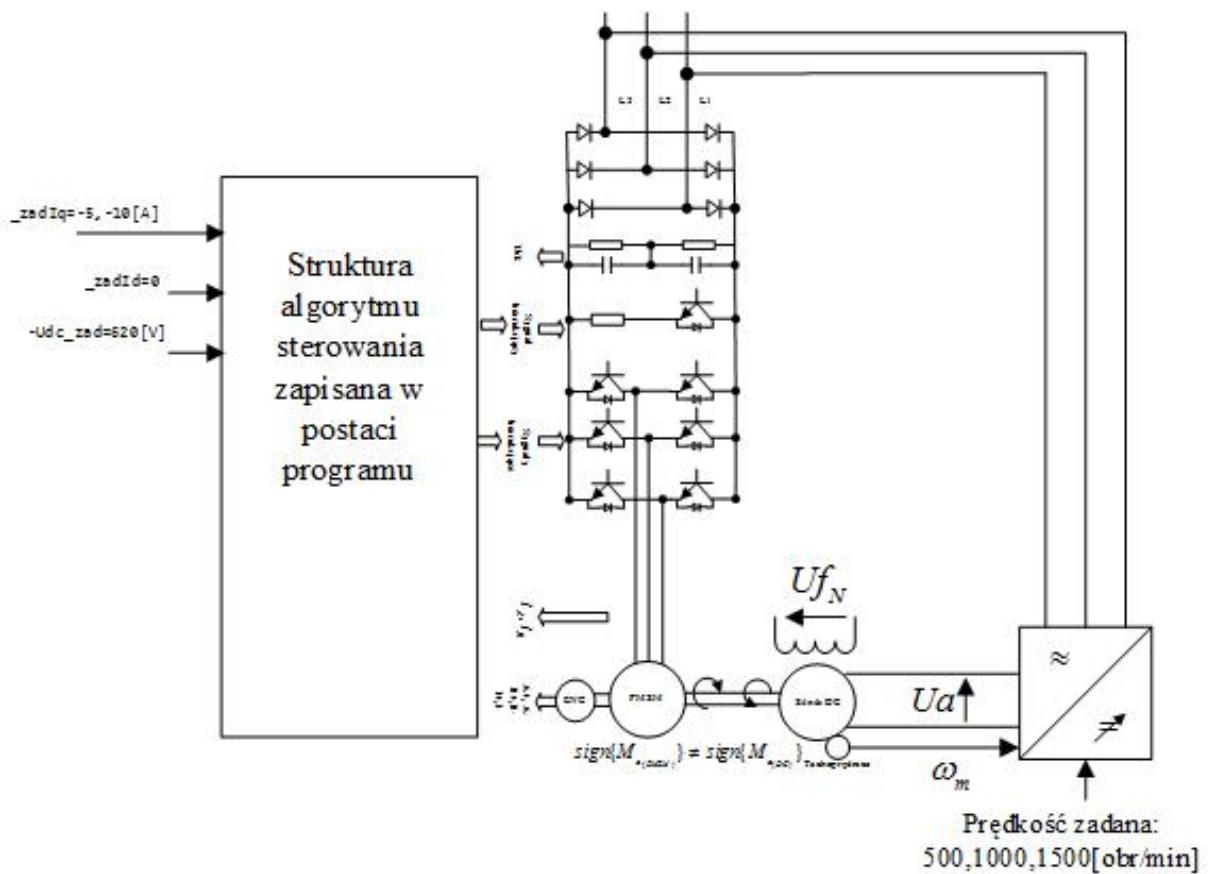
wartości jest bliski零, a procesy przejściowe trwają bardzo krótko. Jednak wraz ze wzrostem prędkości obrotowej proces sprowadzenia uchyb do zera dla składowej  $I_d$  jest dłuższy.

Wynika to z modelu silnika [Rys 2.3]

$$\overrightarrow{U_s} = \begin{cases} R_S I_d + \frac{d}{dt} I_d L_d + \frac{d}{dt} \lambda - p_b \omega_m I_q L_q \\ R_S I_q + \frac{d}{dt} I_q L_q + p_b \omega_m I_d L_d + p_b \omega_m \lambda \end{cases} \quad Eq\ 10.5$$

Widać, że chwili wymuszenie składowej  $I_q$  zmienia się wartość w osi  $d$  proporcjonalnie do prędkości:  $p_b \omega_m I_q L_q$ . Spowodowane jest to brakiem układu odpręgania. Pomimo tej wady, układ poprawnie formuje kształt prądu, który jest sinusoidalny, o odpowiedniej amplitudzie.

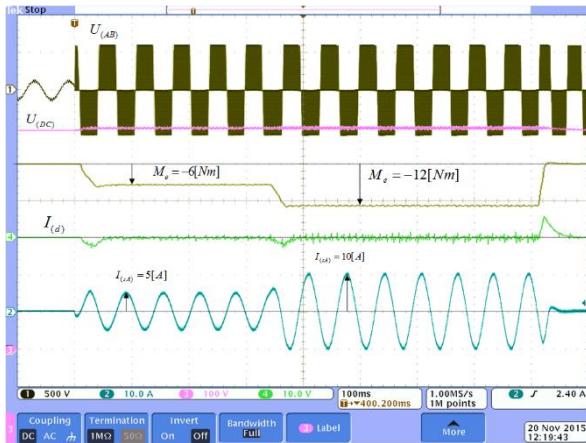
### 10.2.2 Badanie układu napędowego na wymuszenie skokowo narastające, regulacja prądu $I_q^*$ , prac generatorowa



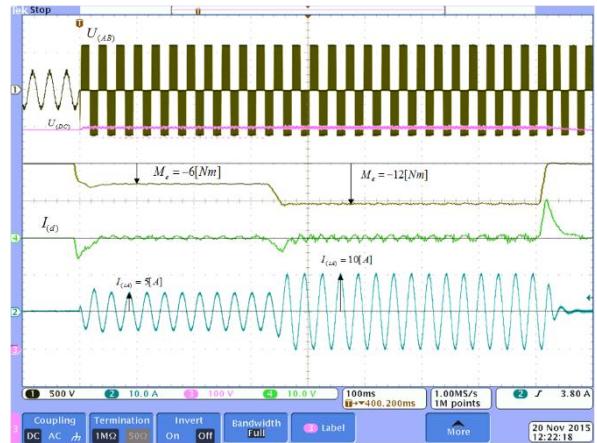
[Rys 10.11] Konfiguracja układu napędowego, podczas prób wymuszania prądu. Praca generacyjna

Praca generacyjna polega na wytworzeniu momentu przeciwnego niż ten, który aktualnie jest na wale. Silnik prądu stałego rozpoczęty jest do zadanej prędkości, następnie włączany jest silnik PMSM z momentem przeciwnym do tego na wale. Silnik PMSM hamuje silnik DC

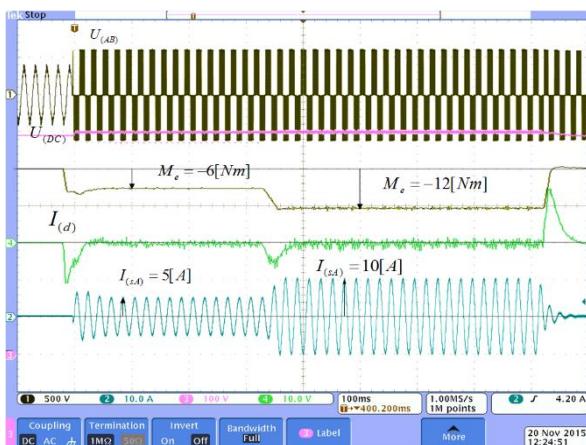
przepływ moc jest od maszyny prądu stałego do maszyny z magnesami trwałym. Istotnym faktem jest reakcja układu pośredniczącego, gdyż wyprostowane napięcie (poprzez diody na tranzystorach IGBT) trafia do obwodu DC, podnosząc jego wartość. W takiej sytuacji musi zadziałać regulator wraz z chopperem i zredukować nadwyżkę napięcia. Optymalnym rozwiązaniem byłoby zwrócenie tej energii poprzez falownik sieciowy, użyty w miejscu prostownika diodowego.



[Rys 10.12] Odpowiedź na funkcje schodkową -5,-10[A], prędkość 500 [obr/min]



[Rys 10.13] Odpowiedź na funkcje schodkową -5,-10[A], prędkość 1000 [obr/min]

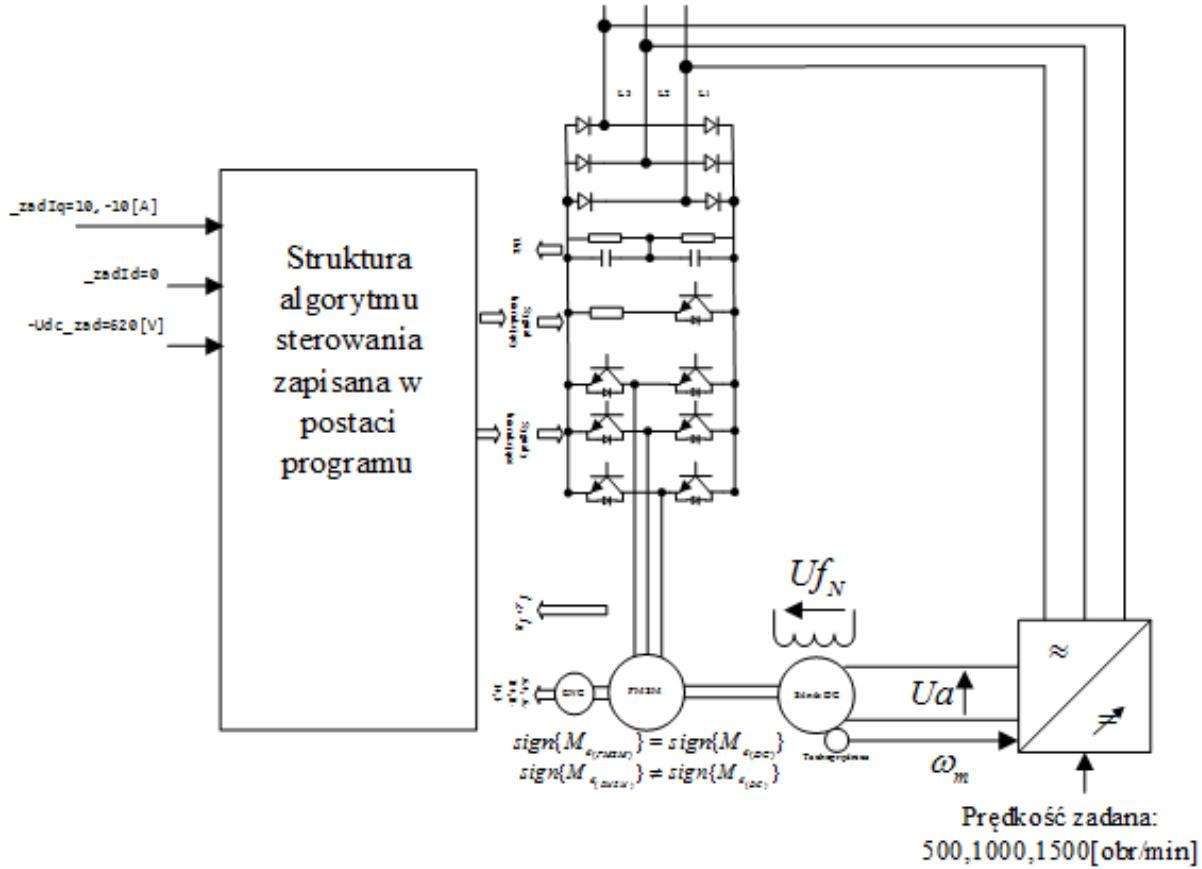


[Rys 10.14] Odpowiedź na funkcje schodkową -5,-10[A], prędkość 1500 [obr/min]

Próba wymuszenia prądowego funkcji schodkowej widzianej na rysunkach [Rys 10.12]/[Rys 10.13]/[Rys 10.14], przebiegła prawidłowo. Widoczne momenty posiadają znak przeciwny, oznacza to pracę generatorową maszyny PMSM. Zadane wartości prądów zostały poprawnie wypracowane, po raz kolejny dużą rolę odgrywa brak układu odsprzęgającego, co niekorzystnie wpływa na szybkość regulacji. Istotną rolę w tym układzie odgrywa przerywacz, który redukuje napięcie w układzie pośredniczącym, jest to widoczne w momencie pierwszego wymuszenia,

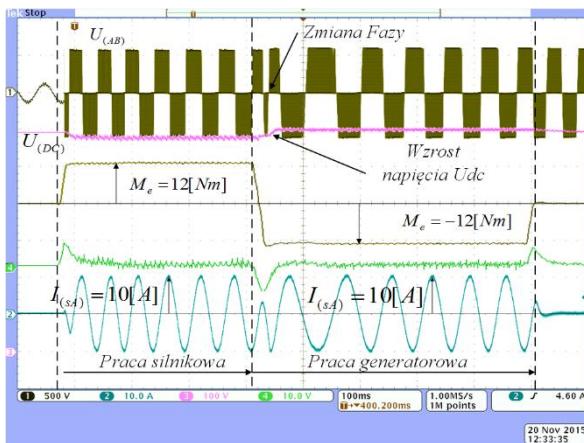
Napięcie  $U_{DC}$  (różowy) nieznacznie wzrasta i jest w tej chwili kontrolowane przez tranzystor w układzie pośredniczącym.

### 10.2.3 Badanie układu napędowego na wymuszenie nawrotu momentu(prądu $I_q^*$ )

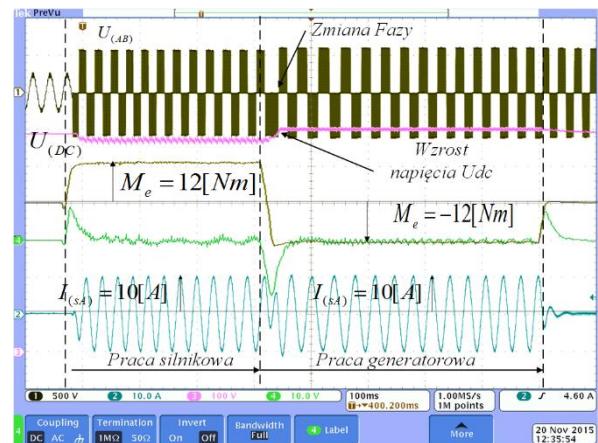


[Rys 10.15] Konfiguracja układu napędowego, podczas prób wymuszania prądu. Praca silnikowa i generacyjna

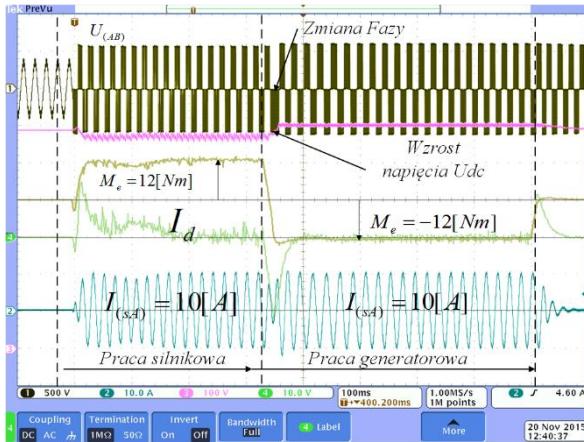
Badanie polega na zarejestrowaniu stanu dynamicznego w chwili zmiany momentu z dodatniego na ujemny, co będzie odpowiadało przejściu z pracy silnikowej do generatorowej. Próby będą powtórzone dla 3 prędkości i dla prądu znamionowego. [1]



[Rys 10.16] Odpowiedź na zmianę momentu na przeciwny  $10,-10[A]$ , prędkość  $500$  [obr/min]



[Rys 10.17] Odpowiedź na zmianę momentu na przeciwny  $10,-10[A]$ , prędkość  $1000$  [obr/min]

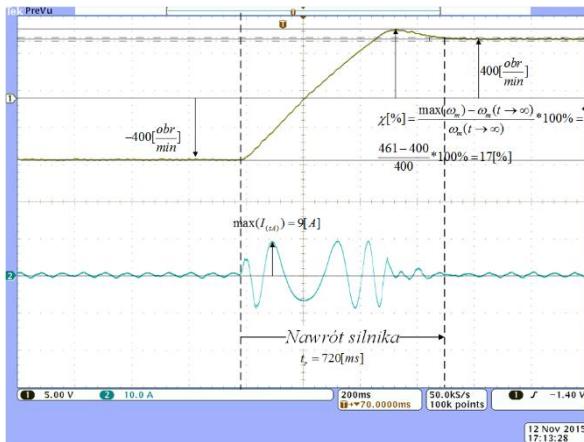


[Rys 10.18] Odpowiedź na zmianę momentu na przeciwny  $10,-10[A]$ , prędkość  $1500$  [obr/min]

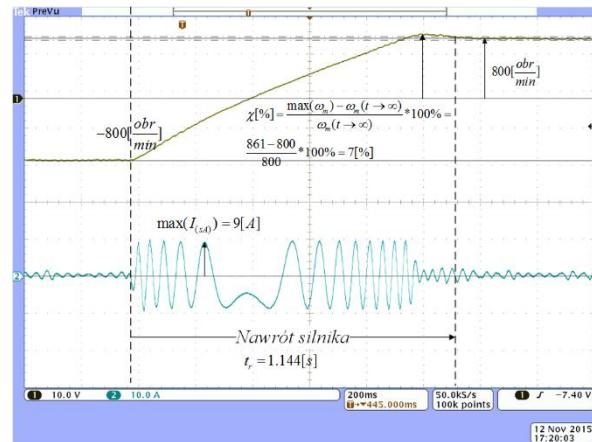
Na rysunkach [Rys 10.16]/[Rys 10.17]/[Rys 10.18] przedstawiony został nawrót momentu, z wartości  $10[A]$  na przeciwny  $-10[A]$ . Falownik zaczyna generować napięcie o w przeciwfazie, powodując również zmianę kierunku płynącego prądu. W chwili zmiany znaku momentu maszyna PMSM przechodzi z pracy silnikowej do generatorowej, widoczny jest wzrost prądu w układzie DC, spowodowany zmianą kierunku przepływu mocy. Podczas tej próby zaobserwowano znaczne „bujnięcia” maszyny prądu stałego, jest to spowodowane niedostatkiem mocy, maszyna utrzymująca prędkość na wale powinna być przewymiarowana w stosunku do maszyny PMSM, w tym wypadku niestety moce były porównywalne. W konsekwencji w stanach dynamicznych maszyny oddziaływały wzajemnie na siebie.

### 10.3 Nawrót prędkości

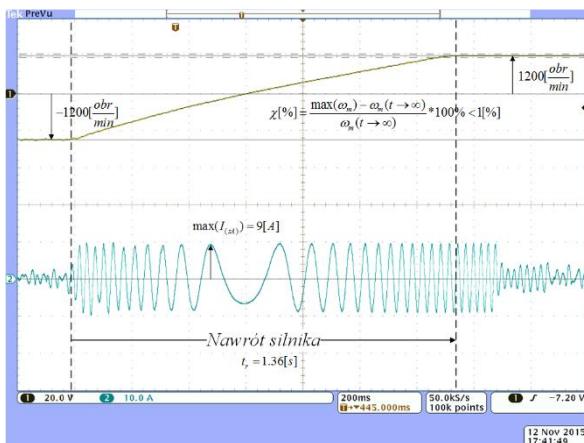
Schemat poglądowy do prób badania nawrotu jest identyczny jak w [Rys 10.1], zmieniona jest tylko wartość zadana. Przebieg badania jest następujący, silnik załączony jest na prędkość -400, -800,-1200[obr/min], a następnie wykonywane jest wymuszenie prędkościowe ze znakiem przeciwnym.



[Rys 10.19] Odpowiedź na nawrót -400, 400[A].



[Rys 10.20] Odpowiedź na nawrót -800, 800[A].



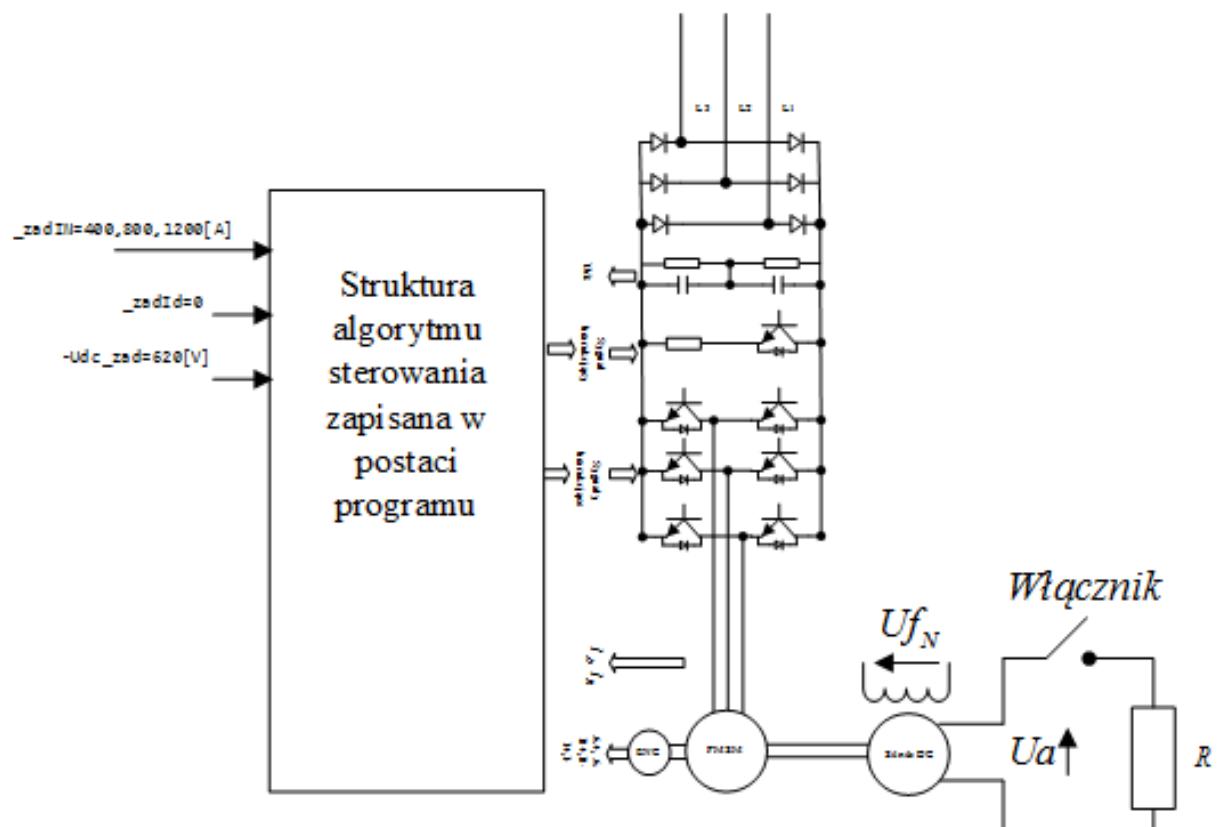
[Rys 10.21] Odpowiedź na nawrót -1200, 1200[A].

Podczas trzech prób nawrotów, zarejestrowano prędkości obrotowe, wraz z prądem płynącym w uzwojeniu stojana. Na rysunkach [Rys 10.19]/[Rys 10.20]/[Rys 10.21] widoczne są różnice spowodowane różnymi wartościami wymuszeń, oraz stanem początkowym w jakim znajdował się silnik. Układ poprawnie reagował na wymuszenie nawrotu, praca silnika jest płynna bez żadnych szarpnięć i uderzeń prądu. Układ został tak skonfigurowany żeby maksymalna wartość prądu wynosiła 9[A]. Zatem współczynnik przeciążalności wyniósł  $\frac{9}{\sqrt{2} \cdot 7.5} = 0.85$ . W każdym z przypadków zarejestrowano inną wartość przyspieszenia układu,

$$\text{które wyniosły kolejno } \frac{|-400-400|}{0.72[s]} = 1.11 * 10^3 \left[ \frac{\text{obr}}{\text{s}^2} \right], \frac{|-8\ 00-8\ 00|}{1.14[s]} = 1.4 * 10^3 \left[ \frac{\text{obr}}{\text{s}^2} \right], \\ 1.4 * 10^3 \left[ \frac{\text{obr}}{\text{s}^2} \right], \frac{|-1200-1200|}{1.36[s]} = 1.4 * 10^3 \left[ \frac{\text{obr}}{\text{s}^2} \right].$$

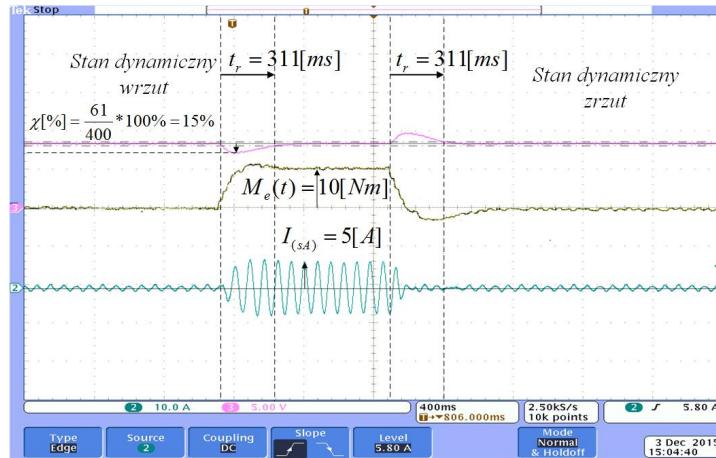
Wraz ze wzrostem prędkości, malało przeregulowanie spowodowane było to ograniczeniami przede wszystkim rampy prędkościowej oraz, ograniczenia prądu. Kształt prądów podczas stanów przejściowych został prawidłowo wygenerowany, widać przebiegi sinusoidalne o zmniejszającej się częstotliwości podczas hamowania elektrycznego silnika, oraz zwiększającej przy rozbiegu do prędkości zadanej.

#### 10.4 Odpowiedź na wrzut, zrzut momentu na wale.

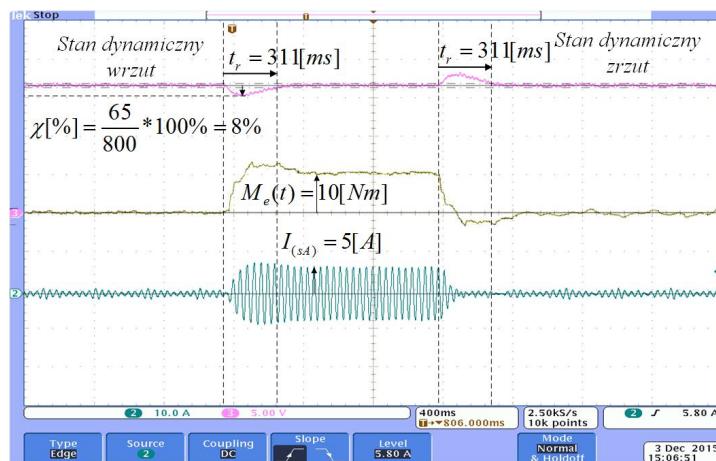


[Rys 10.22] Konfiguracja układu napędowego, podczas prób zrzutu obciążenia

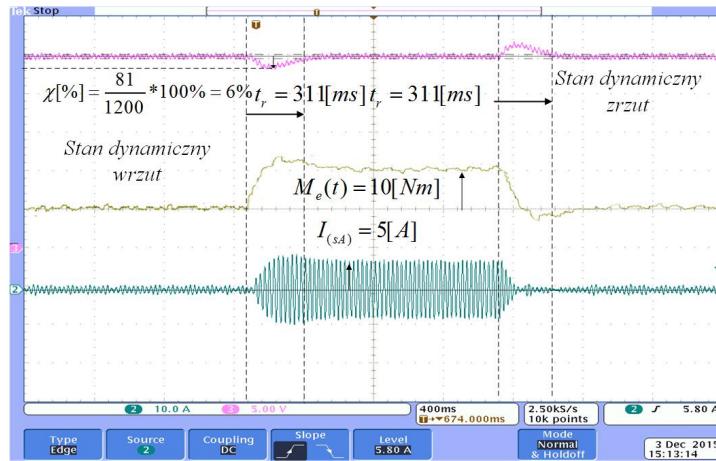
Badanie wrzutu, zrzutu obciążenia zostanie przeprowadzone z pomocą maszyny prądu stałego, wzbudzanej znamionowo. Obciążenie będzie symulowane załączenie rezystancji w obwodzie maszyny prądu stałego działającej jako generator, spowoduje to przepływ prądu w tworniku, i wytworzenie momentu hamującego. Z punktu widzenia układu regulacji automatycznej, wystąpienie momentu hamującego na wale jest zakłóceniem, zadaniem regulatora jest skorygowanie uchybu i sprowadzenie go do 0, w jak najkrótszym czasie.



[Rys 10.23] Wrzut, zrzut momentu obciążenia, przy zadanej prędkości 400[obr/min]



[Rys 10.24] Wrzut, zrzut momentu obciążenia, przy zadanej prędkości 400[obr/min]



[Rys 10.25] Wrzut, zrzut momentu obciążenia, przy zadanej prędkości 1200[obr/min]

Na rysunkach/Rys 10.23]/Rys 10.24]/Rys 10.25] widoczne są przebiegi zarejestrowane podczas prób wrzutu, zrzutu obciążenia. W każdym z przypadków silnik obciążano takim samym momentem w celach porównawczych. Układ prawidłowo reagował na obciążenie,

przeregulowana są nieznaczne, a proces dynamiczny szybko zanika. Zmiana prędkości w czasie obciążenia jest tym mniejsza im większa jest prędkość układ stał takie wartość wskaźnika  $\chi$ [%]. W każdym z przypadków przebiegi momentu oscylują, spowodowane jest to oscylacją wartości referencyjnej wypracowanej przez regulator nadrzędny – prędkościowy. Czas regulacji dla każdego zakłócenia jest zbliżony i wynika on z nastaw regulatora prędkości.

## 11 Wnioski

Praca polegała na konstrukcji modelu stanowiska laboratoryjnego układu napędowego maszyny z magnesami trwałymi. Dodatkowo dużą część pracy poświęconą stronie programistycznej ze względu na abstrakcyjne, obiektowe podejście do implementacji algorytmu. Program w obecnej formie stanowi dobre źródło odniesienia, ponadto jest na tyle elastyczny, że przyszły użytkownik może swobodnie rozbudowywać funkcjonalność o dodatkowe bloki, funkcje wykonawcze, lub ewentualnie zmieniać topologię układu.

W pracy istotną sprawą był układy pomiarowe: prądu, napięcia czy położenia wału. Algorytm FOC opiera się na informacjach zwrotnych płynących z czujników LEM oraz z enkodera inkrementalnego. Dużą uwagę przywiązano do układu pomiarów prądów, który był kluczowy podczas estymacji położenia początkowego. Pomiar musiał być prowadzony pewnie i próbować w tych momentach, w których wartość prądu była największa – determinowało to wynik estymacji, a co za tym idzie sposób, w jaki będzie prowadzony rozruch. Nie mniejszą uwagę skupiono na torze sygnałowym enkodera, gdyż na tej informacji opierały się wszystkie bloki transformatora, oraz sprzężenie prędkościowe.

Ważna kwestią, jaka została poruszona w pracy jest model matematyczny maszyny PMSM, pozwalający na opracowania technik sterowania. Symulacje komputerowe pozwoliły zweryfikować poprawność działania algorytmu, stanowiąc punkt odniesienia, na którym wzorowany był układ rzeczywisty. Jest również doskonałym przykładem jak teoria łączy się z praktyką. Kolejną zaletą płynącą z wykorzystania pakietu Matlab jest możliwość, doboru wstępnych nastaw regulatorów, co znacznie przyspieszyło uruchomienie stanowiska, uchroniło r przed skrajnie niepoprawnymi nastawami, które mogłyby uszkodzić falownik lub silnik.

Wyniki badań spełniają normy podobnych aplikacji wykorzystywanych w praktyce, układ zachowuje się stabilnie nawet podczas dużych przeciążeń, może być sterowany płynnie w szerokim zakresie, oraz stosowany w wielu rozwiązań napędowych. Estymacja początkowego położenia wirnika pozwoliła rozwiązać problem z rozruchem silnika w odpowiednią stronę, co jest istotnym czynnikiem przemawiającym za tym, aby silnik mógł być stosowany np. w układach hybrydowych.

Praca pozwoliła mi na rozwinięcie moich umiejętności z zakresu programowania, wdrażania algorytmów sterowania, czy tworzenia własnych rozwiązań – napisany od podstaw algorytm estymacji położenia początkowego. Zdobyłem również duże doświadczenie w zakresie energoelektroniki oraz napędu elektrycznego. Uważam, że napęd z magnesami posiada ogromne

możliwości, w szczególności rozwiązań opartych o układy bezczujnikowe, pozwalające na zniwelowaniu kosztów enkodera. Interesującym zagadnieniem są również układy wykorzystujące możliwość zwrotu energii do sieci, szczególnie przydatny w napędach wind, czy samochodów elektrycznych.

## Bibliografia

- [1] K. R, *Electric motor drives modeling, analysis and*, Prentice Hall, 2001.. .
- [2] O. W. S. S. P.C. Krause, *Analysis of Electric Machinery*, IEEE, 1995.
- [3] P. D. Świerczyński, *Direct Torque Control with Space Vector*, Warsaw: WARSAW UNIVERSITY OF TECHNOLOGY, 2005.
- [4] T. H. Kaźmierkowski M. P., *Automatyka napędu przekształtnikowego*, Warszawa: PWN, 1987.
- [5] F. Blaschke, *The principle of fields-orientation as applied to the Transvector closedloop control system for rotating-field machines*, in Siemens Review 34, 1972.
- [6] H. Marian P.Kaźmierkowski, *Automatic control of converter-fed drivers*, Amsterdam-London-New York-Tokyo: Elsevier, 1994.
- [7] T. Orlowska-Kowalska, *Bezczujnikowe Układy napędowe z silnikami indukcyjnymi*, Wrocław: Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, 2003.
- [8] E. Simon, *SPRA588 Implementation of a Speed Field Oriented Control*, Texas Instrument.
- [9] STM32, *UMI052 STM32F PMSM single/dual FOC SDK v4.2*, September 2015.
- [10] ManishBhardwaj, *SPRABQ2 Sensored Field Oriented Control of 3-Phase Permanent*, Texas Instrument, July 2013.
- [11] P. Rech, *AN4656 PMSM FOC of Industrial Drives*, FreeScale Semiconductor, 2013.
- [12] R. Barlik, *Podstawowe transformacje układów współrzędnych stosowanych w energoelektronice*, Warszawa: <http://zep.isep.pw.edu.pl/wp-content/uploads/PDF/Inne/PRZEKSZTALCENIA.pdf>.
- [13] Z. Yu, *Space-Vector PWM With SPRA524*, March 1999.
- [14] Komel, <http://www.komel.katowice.pl/>.

- [15] SPRU812A, *TMS320x2833x Analog to Digital Converter (ADC) Module*, September 2007–Revised October 2007.
- [16] LEM, *LEM LV25-P*, <http://www.lem.com/docs/products/lv%2025-p.pdf>.
- [17] SPRUG04A, *TMS320x2833x, 2823x Enhanced Pulse Width Reference Guide*, October 2008 –Revised July 2009.
- [18] SKM 100GB125DN, *Ultra Fast IGBT Module*, <http://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-datasheet-skm100gb125dn-21915390>, 02-08-2012.
- [19] Kubler, *Incremental Encoders*, 2013.
- [20] S. Prata, *Język C. Szkoła Programowania*, Wydanie V: Helion, 2000.
- [21] L. Jarzębowicz, *Bezczujnikowe sterowanie trakcyjnym silnikiem synchronicznym z magnesami trwałymi zaglobionym w wirniku*, Gdańsk: Politechnika Gdańska, 2012.
- [22] T. BISKUP, *Estymacja początkowego położenia wirnika silnika*, Politechnika Śląska, Katedra Energoelektroniki, Napędu Elektrycznego i Robotyki, 2012.
- [23] T. B. A. D. H. K. Aleksander BODORA, *Wybrane zagadnienia realizacji metody estymacji położenia*, Gliwice: Politechnika Śląska, Katedra Energoelektroniki, Napędu Elektrycznego i Robotyki, ENEL-PC Gliwice, 2014.
- [24] e. SPRUG05A, *Texas Instrument*, 2008 August .
- [25] d. i. J. Bernatt, *Silniki trakcyjne z magnesami trwałymi -nowa jakość napędów trakcyjnych*, <http://www.komel.katowice.pl/pdf/pmprezentacja.pdf>.

## **Spis ilustracji:**

[Rys 2.1] Poglądowa budowa wewnętrzna silników z magnesami trwałymi o sinusoidalnym rozkładzie pola .....	7
[Rys 2.2] Poglądowy przekrój maszyny z magnesami trwałymi typu (IPMSM) .....	9
[Rys 2.3] Schemat blokowy modelu silnika synchronicznego z magnesami trwałymi.....	17
[Rys 2.4] Klasyfikacja metod sterowania wektorowego .....	18
[Rys 2.5] Przykładowy wskaz wektorowy .....	19
[Rys 2.6] Wskaz wektorowy w przypadku sterowania CTAC .....	20
[Rys 2.7] Struktura sterowania FOC .....	21
[Rys 2.8] Struktura sterowania FOC wraz z sprzężeniem prędkościowym .....	22
[Rys 3.1] Miejsce modulatora w układzie falownika .....	23
[Rys 3.2] Przekształcenie alfa beta .....	24
[Rys 3.3] Przykładowe przebiegi. Wejście (lewy) – Wyjście(prawy) bloku przekształcenia Clarke .....	25
[Rys 3.4] Wektor przedstawiony w układzie stacjonarnym.....	27
[Rys 3.5] Wektor przedstawiony w dwóch układach współrzędnych.....	27
[Rys 3.6] Falownik wraz z tranzystorami IGBT .....	29
[Rys 3.7] Model falownika .....	30
[Rys 3.8] Wektory aktywne modulatora .....	32
[Rys 3.9] Wyznaczanie czasów T1, T2 .....	33
[Rys 3.10] Ograniczony wektor przestrzenny .....	34
[Rys 3.11] Czasy poszczególnych składowych wektora przestrzennego.....	35
[Rys 3.12] Rozmieszczenie składowych wektora przestrzennego .....	35
[Rys 3.13] Tworzenie impulsu.....	36
[Rys 3.14 ] Rozmieszczenie wektorów sektor 1 .....	37
[Rys 3.15] Rozmieszczenie wektorów sektor 2.....	37
[Rys 3.16] Rozmieszczenie wektorów sektor 3.....	37
[Rys 3.17] Rozmieszczenie wektorów sektor 4.....	37
[Rys 3.18] Rozmieszczenie wektorów sektor 5.....	37
[Rys 3.19] Rozmieszczenie wektorów sektor 6.....	37
[Rys 3.20] Składowe wektora zadanego .....	41
[Rys 3.21] Hodografu wektora.....	41
[Rys 3.22] Tablica funkcji obliczających czasy względnych.....	41

[Rys 3.23] Wartości czasów wyznaczonych dla każdej wartości $\theta$ .....	42
[Rys 3.24] Wartości referencyjne.....	42
[Rys 3.25] Wartości referencyjne.....	42
[Rys 3.26] Schemat blokowy modulatora .....	43
[Rys 4.1] Schemat modelu układu napędowego silnika z magnesami trwałymi. Sterowanie polowo zorientowane. Część silnoprądowa. ....	48
[Rys 4.2] Schemat modelu układu napędowego silnika z magnesami trwałymi. Sterowanie polowo zorientowane. Część układu sterującego.....	48
[Rys 4.3] Blok falownika wraz z wewnętrznym połączeniem tranzystorów.....	50
[Rys 4.4] Blok układu pomiarowego.....	51
[Rys 4.5] Blok silnika z magnesami trwałymi.....	51
[Rys 4.6] Blok obwodu pośredniczącego .....	53
[Rys 4.7] Blok asilania wraz z prostownikiem trójfazowym .....	54
[Rys 4.8] Napięcia zasilania prostownika .....	54
[Rys 4.9] Napięcie na wyjściu prostownika, niepodłączone do układu pośredniczącego (czerwony), oraz podłączony(niebieski) .....	55
[Rys 4.10] Blok, oraz podbloki układu regulacji prędkości.....	55
[Rys 4.11] Bloki transformatorów układów współrzędnych .....	57
[Rys 4.12] Układ pętli sprzężenia zwrotnego prądu wraz z regulatorami prądu oraz ograniczaczem wektora zadanego.....	59
[Rys 4.13] Blok algorytmu modulatora wektorowego, wraz z interfejsem przygotowującym sygnał .....	61
[Rys 4.14] Blok PWM wraz z wnętrzem podbloku .....	63
[Rys 4.15] Układ główny sterowania przerywaczem .....	64
[Rys 4.16] Regulator PI .....	64
[Rys 4.17] Wykres odpowiedzi na skok przy prędkości zadanej 1000[obr/min] .....	66
[Rys 4.18] Prąd fazy A silnika, oraz moment wytwarzany przez silnik .....	67
[Rys 4.19] Odpowiedź na wymuszenie, współczynnik przeciążalności 3.5 prędkość zadana 1000 [obr/min] .....	68
[Rys 4.20] Prąd fazy A silnika, oraz moment wytwarzany przez silnik, współczynnik przeciążalności 3.5 .....	68
[Rys 4.21] Odpowiedź na wymuszenie przy liniowym obciążaniu .....	69
[Rys 4.22] Odpowiedź prądu oraz momentu.....	69
[Rys 4.23] Porównanie prądów przy rozruchu liniowym(lewy) oraz bez obciążenia (prawy)....	70

[Rys 4.24] Wrzut zrzut obciążenia .....	71
[Rys 4.25] Prąd oraz moment podczas wrzutu, zrzutu obciążenia .....	71
[Rys 4.26] Stany dynamiczne przy różnych nastawach regulatora prędkości .....	72
[Rys 4.27] Reakcje prądu fazowego, oraz momentu na wale, po odstrojeniu (jasno niebieski - zwiększenie wzmacnienie, czarny - zmniejszenie) .....	73
[Rys 4.28] Nawrót napędu prędkość 1000 -1000 .....	74
[Rys 4.29] Przebiegi prądu oraz momentu podczas nawrotu napędu .....	74
[Rys 4.30] Nawrót z prędkości znamionowej, przy stromej rampie prędkościowej, z dużą wartością współczynnika przeciążalności $5.5I_N$ .....	75
[Rys 4.31] Wyjściowy sygnał referencyjny oraz współczynnik głębokości modulacji .....	76
[Rys 4.32] Wartości referencyjne na wyjściu modulatora podczas nawrotu.....	76
[Rys 4.33] Wyjścia sterujące z regulatorów podczas nawrotu: prędkościowy, prądu w osi d, oraz w osi q.....	77
[Rys 4.34] Nawrót układu napędowego po odstrojeniu wzmacnienia korekcyjnego przy regulatorze prędkościowy .....	78
[Rys 4.35] Wartość wyjściowa regulatora prędkości ograniczona oraz nieograniczona .....	78
[Rys 5.1] Moduł falownika w trakcie budowy.....	80
[Rys 5.2] Silnik synchroniczny z magnesami trwałymi .....	81
[Rys 5.3] Mikrokontroler TMS320F28335 .....	81
[Rys 6.1] Podział konfiguracji przetwornika ADC .....	82
[Rys 6.2] Organizacja modułów, oraz podmodułów przetwornika ADC [14] .....	84
[Rys 6.3] Schemat blokowy konfiguracji zegara dla podkładu ekstrapolatora zerowego rzędu (S/H) [14]. .....	84
[Rys 6.4] Przykładowy przebieg dla : Sekwencyjnego trybu przetwarzania [14] .....	85
[Rys 6.5] Przebiegi czasów konwersji, oraz sposób próbkowania w trybie jednoczesnym .....	85
[Rys 6.6] Algorytm działania auto sekvensera.....	86
[Rys 6.7] Schemat pomiarów napięć w obwodzie pośredniczącym .....	87
[Rys 6.8] Przebieg napięć zasilających prostownik.....	88
[Rys 6.9] Wyjście z układu prostownika- napięcie w układzie pośredniczącym.....	88
[Rys 6.10] Przesunięcie poziomu napięć na wzmacniacz operacyjnym .....	90
[Rys 6.11] LEM napięciowy wraz z rezystorami pomiarowymi.....	91
[Rys 6.12] Przetworniki LEM .....	92
[Rys 6.13] Zegar dla układu Sample and Hold [15].....	94
[Rys 6.14] Rejestry konfiguracyjne zegarów ADC .....	94

[Rys 6.15] Układ pomiarowy do zdejmowania charakterystyki przetwornika napięciowego .....	95
[Rys 6.16] Układ pomiarowy do zdejmowania charakterystyki przetwornika prądowego .....	95
[Rys 6.17] Wyznaczanie graficzne współczynnika skalującego oraz przesunięcia względem '0' dla Fazy A oraz B.....	96
[Rys 6.18] Kalibracja Przetwornika napięciowego.....	96
[Rys 6.19] Algorytm kalibracji programowej ADC.....	97
[Rys 7.1] Schemat modułu ePWM [17] .....	100
[Rys 7.2] Rejestry konfigurujące podstawę czasu PWM.....	101
[Rys 7.3] Kwalifikator Akcji.....	102
[Rys 7.4] Graficzna interpretacja możliwych konfiguracji (zaznaczono wybraną konfigurację) .....	103
[Rys 7.5] Konfiguracja ePWM w trybie symetrycznym .....	105
[Rys 7.6] Przykładowe przebiegi podkładu Dead Band .....	105
[Rys 8.1] Enkoder Inkrementalny firmy Kubler [19].....	106
[Rys 8.2] Przykładowe podłączenie interfejsu w standardzie TTL 5+ .....	107
[Rys 8.3] Podłączenie w standardzie Rs 422 wraz z dopasowaniem poziomu napięcia .....	108
[Rys 8.4] Budowa wewnętrza podmodułu eQEP [17] .....	110
[Rys 8.5] Maszyna stanów dekodera [17] .....	110
[Rys 9.1] Interpretacja blokowa struktury algorytmu .....	118
[Rys 9.2] Krzywe magnesowania w osi A dla przykładowych kątów położenia wirnika , z zaznaczonymi punktami pracy w stanie bezprądowym i na końcu realizacji stanów aktywnych A+ i A- [21] .....	119
[Rys 9.3] Przykładowy impuls napięciowy A+ A-.....	120
[Rys 9.4] Wielokrotne wyzwalanie impulsów testowych.....	121
[Rys 9.5] Zależność prądów dla prób A+,A-,B+,B-,C+,C- od kąta enkodera .....	122
[Rys 9.6] Funkcja kąta enkodera, od kąta estymowanego.....	122
[Rys 9.7] Interpretacja wektorowo graficzna kompensacji offsetu związanego z enkoderem....	123
[Rys 9.8] Przykładowy Rozruch z zastosowanym algorytmem estymacji początkowej .....	124
[Rys 9.9] Estymacja położenia początkowego wału silnika z magnesami trwałymi przy zmniejszonej ilości pulsów testowych, (rozruch ze stałym momentem) .....	124
[Rys 10.1] Poglądowy schemat układu regulacji podczas badania odpowiedzi na skok .....	125
[Rys 10.2] Odpowiedzi na wymuszenie prędkościowe, pomiary prędkości oraz momentu .....	126
[Rys 10.3] Przykładowa odpowiedź na wymuszenie prędkosciowe _zadN=800[obr/min], wraz z pomiarem prądu rozruchowego .....	126

[Rys 10.4] Wskaźniki regulacji dla przykładowej odpowiedzi na skok jednostkowy.....	128
[Rys 10.5] Wskaźniki regulacji dla przykładowej odpowiedzi na skok jednostkowy, dla zmienionych parametrów regulatora .....	129
[Rys 10.6] Porównanie dwóch odpowiedzi na wymuszenie prędkościowe.....	130
[Rys 10.7] Konfiguracja układu napędowego, podczas prób wymuszania prądu. Praca silnikowa.....	131
[Rys 10.8] Odpowiedź na funkcje schodkową 5,10[A], prędkość 500 [obr/min] .....	132
[Rys 10.9] Odpowiedź na funkcje schodkową 5,10[A], prędkość 1000 [obr/min] .....	132
[Rys 10.10] Odpowiedź na funkcje schodkową 5,10[A], prędkość 1500 [obr/min] .....	132
[Rys 10.11] Konfiguracja układu napędowego, podczas prób wymuszania prądu. Praca generacyjna .....	133
[Rys 10.12] Odpowiedź na funkcje schodkową -5,-10[A], prędkość 500 [obr/min] .....	134
[Rys 10.13] Odpowiedź na funkcje schodkową -5,-10[A], prędkość 1000 [obr/min] .....	134
[Rys 10.14] Odpowiedź na funkcje schodkową -5,-10[A], prędkość 1500 [obr/min] .....	134
[Rys 10.15] Konfiguracja układu napędowego, podczas prób wymuszania prądu. Praca silnikowa i generacyjna.....	135
[Rys 10.16] Odpowiedź na zmianę momentu na przeciwny 10,-10[A], prędkość 500 [obr/min]	136
[Rys 10.17] Odpowiedź na zmianę momentu na przeciwny 10,-10[A], prędkość 1000 [obr/min]	136
[Rys 10.18] Odpowiedź na zmianę momentu na przeciwny 10,-10[A], prędkość 1500 [obr/min]	136
[Rys 10.19] Odpowiedź na nawrót -400, 400[A] .....	137
[Rys 10.20] Odpowiedź na nawrót -800, 800[A] .....	137
[Rys 10.21] Odpowiedź na nawrót -1200, 1200[A] .....	137
[Rys 10.22] Konfiguracja układu napędowego, podczas prób zrzutu wrzutu obciążenia .....	138
[Rys 10.23] Wrzut, zrzut momentu obciążenia, przy zadanej prędkości 400[obr/min] .....	139
[Rys 10.24] Wrzut, zrzut momentu obciążenia, przy zadanej prędkości 400[obr/min] .....	139
[Rys 10.25] Wrzut, zrzut momentu obciążenia, przy zadanej prędkości 1200[obr/min] .....	139