

POLITECHNIKA POZNAŃSKA
WYDZIAŁ AUTOMATYKI, ROBOTYKI I ELEKTROTECHNIKI
INSTYTUT ROBOTYKI I INTELIGENCJI MASZYNOWEJ
ZAKŁAD STEROWANIA I ELEKTRONIKI PRZEMYSŁOWEJ



PRACA DYPLOMOWA
INŻYNIERSKA

MIKROPROCESOROWY KASKADOWY UKŁAD REGULACJI PRĄDU,
PRĘDKOŚCI I POŁOŻENIA DLA NAPEDU Z SILNIKIEM BLDC

PROMOTOR:
DR INŻ. DOMINIK ŁUCZAK
POTWIERDZAM PRZYJĘCIE PRACY:

.....
DATA I PODPIS PROMOTORA

MATEUSZ SEMKŁO

2020-11-30

Spis treści

1 Wstęp	3
2 Silnik BLDC	5
2.1 Budowa	5
2.2 Zasada działania	5
2.3 Sposoby sterowania	6
2.4 Model matematyczny	6
2.5 Charakterystyka silnika - wady, zalety	8
3 Sterowanie Zorientowane Polowo	9
4 Modulacja wektorowa - SVPWM	10
5 Realizacja układu napędowego z silnikiem BLDC	13
5.1 Realizacja sprzętowa	13
5.2 Spis urządzeń	13
5.3 Schemat elektryczny	14
5.4 Opis i dane techniczne urządzeń	14
5.5 Implementacja układu regulacji	17
5.6 Komunikacja	20
5.7 Interfejs użytkownika	21
6 Testowanie układu napędowego	22
6.1 Sprawdzenie poprawności działania funkcji SVPWM	22
6.2 Testowanie układu regulacji	23
6.2.1 Regulacja prądu	23
6.2.2 Regulacja prędkości obrotowej	31
6.2.3 Regulacja położenia wirnika	33
Wykaz ilustracji	34

1 Wstęp

Tematem pracy inżynierskiej jest *Mikroprocesorowy kaskadowy układ regulacji prądu, prędkości i położenia dla napędu z silnikiem BLDC*. Zainteresowanie i zdobyta wiedza z zakresu automatyki, mikroprocesorów i maszyn elektrycznych spowodowała chęć stworzenia układu napędowego dla silnika BLDC przy wykorzystaniu możliwości mikrokontrolerów i stawieniu czoła trudnościami przy jego praktycznej realizacji.

Celem jest pokazanie możliwości wykorzystania mikroprocesora z rodziny ARM Cortex wbudowanego w mikrokontroler firmy STM32 jako jednego ze sposobów na sprzętową realizację układu sterowania dla silnika BLDC. Zaimplementowanie Sterowania Zorientowanego Polowo (ang. Field Orient Control) tworzącego formę układu napędowego i konfiguracji w kaskadowy układ regulacji prądu, prędkości i położenia. Pokazania funkcjonalności i zalet wykorzystania napędu wektorowego.

Zakres pracy obejmuje:

- Dobór i uruchomienie mikroprocesorowej płyty rozwojowej STM32 dla wybranego układu napędowego z silnikiem BLDC
- Dobór parametrów regulatorów PID. Wykorzystanie regulatorów dostępnych w bibliotece CMSIS-DSP
- Opracowanie interfejsu użytkownika pozwalającego na parametryzację i monitoring pracy napędu w czasie rzeczywistym
- Analiza możliwości wykonania procedury automatycznego strojenia układu napędowego

Silnik BLDC (ang. Brushless Direct Current) należy do rodziny silników z magnesami trwałymi. Charakteryzuje się stałym momentem elektromagnetycznym w szerokim zakresie prędkości obrotowej. Brak komutatora zapewnia większą sprawność i żywotność silnika. Z powodu wielu zalet często wykorzystywane w automatyce i robotyce.

Silnik ze względu na konstrukcję wymaga bardziej złożonego sposobu sterowania w porównaniu z silnikiem prądu stałego. W tym celu wykorzystana została metoda sterowania FOC (ang. Field-orient control). Jest to jedna z powszechnie stosowanych technik w układach regulacji trójfazowych silników synchronicznych z magnesami trwałymi. Pozwala ona sprowadzić wartości prądów fazowych stojana z trójwymiarowego układ współrzędnych do wirującego układu o dwóch współrzędnych biegącego synchronicznie z wektorem strumienia wirnika. Uzyskujemy w ten sposób dostęp do dwóch wartości stałych - prądu i strumienia magnetycznego, które można umieścić bezpośrednio w pętlach regulatorów PID i uzyskać możliwość regulacji prądem, wzbudzeniem, prędkością i położeniem.

Do modulacji szerokości impulsów wykorzystano metodę SVPWM (ang. Space Vector Pulse Width Modulation). W porównaniu z alternatywną modulacją SPWM (ang. Sine Pulse Width Modulation) cechują się mniejszymi zniekształceniami sygnału spowodowanych przez wyższe harmoniczne i wykorzystują większy przedział napięcia zasilania. W wyniku modulacji SVPWM generowane są wektory, które przyjmują kształt sześciokąta i dzieli przestrzeń na sześć sektorów. Wektor referencyjny jest generowany w wyniku aktywowania dwóch sąsiadujących wektorów z przestrzeni stanu w określonej sekwencji i czasie. W wyniku tych operacji formowane są trzy sygnały PWM dla trzech par tranzystorów przekształtnika energoelektronicznego.

Głównymi elementami układu jest zestaw prototypowy STM32 B-G431B-ESC1 oraz STM32 Nucleo F746ZG. B-G431B-ESC1 wyposażony w mikrokontroler STM32G431CB, rdzeń ARM Cortex M4, trójfazowy przekształtnik energoelektroniczny jest układem realizującym proces regulacji prądu, prędkości i położenia wirnika. Nucleo F746ZG odpowiada za komunikację między regulatorem a interfejsem użytkownika. Aplikacja użytkownika jest napisana w języku python i łączy się z płytą Nucleo F746ZG za pośrednictwem przewodu sieciowego przy wykorzystaniu protokołu TCP/IP. Informacje przekazywane są w postaci lańcuchów znaków w formacie JSON. Specyfika układu pomiarowego prądu wymaga aby pomiar był wykonywany, gdy wszystkie tranzystory grupy górnej były wyłączone a grupy dolnej włączone. Wyzwolenie następuje w osi symetrii każdego okresu sygnału PWM. W funkcji obsługi zdarzenia przeprowadzane są wszystkie operacje związane z regulacją i modulacją sygnałów.

W układzie zdefiniowane są cztery regulatory PID: prądu, strumienia magnetycznego wirnika skojarzonego ze stojanem, prędkości i położenia wirnika. Są one połączone ze sobą w sposób kaskadowy. Pętle regulacji są zagnieździone jedna w drugiej, gdzie wyjście z regulatora pętli zewnętrznej ustala wartość zadawaną pętli wewnętrznej.

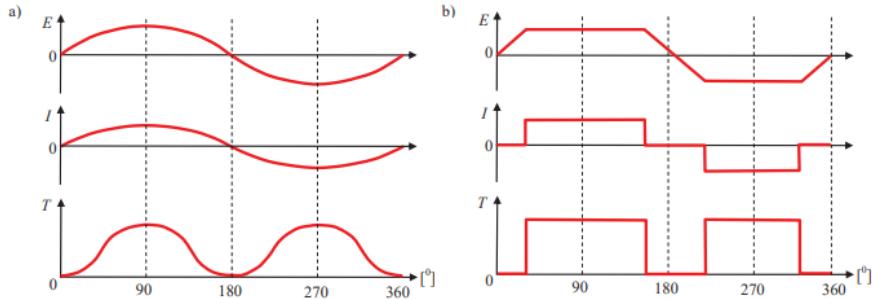
Przy pomocy oscyloskopu i oprogramowania STMStudio do podglądu zmiennych programu w czasie rzeczywistym przeprowadzono pomiary prądu, prędkości i położenia wirnika dla różnych wartości

zadanych przy określonych nastawach regulatorów PID. Zmierzone przebiegi najistotniejszych wielkości zostały przedstawione w rozdziale 6.

2 Silnik BLDC

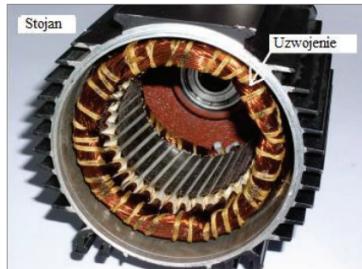
2.1 Budowa

Bezszczotkowe silniki z magnesami trwałymi można podzielić na silniki prądu stałego BLDC oraz synchroniczne silniki prądu przemiennego PMSM (ang. Permanent Magnet Synchronous Motor). Różnią się one kształtem przebiegu siły elektromotorycznej. Na rysunku 1 przedstawiono przebiegi indukowanego napięcia, prądu i momentu elektromagnetycznego dla silnika BLDC i PMSM. [6]

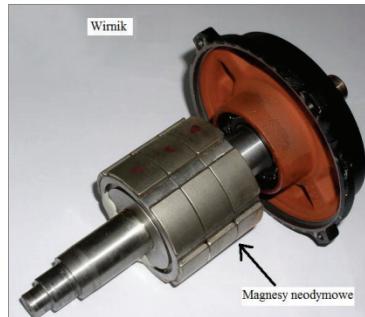


Rysunek 1: Przebiegi siły elektromotorycznej E, prądu I i momentu T dla jednej fazy dla: a) silnika PMSM, b) silnika BLDC [15]

Istnieje wiele odmian silników BLDC różniących się budową, konstrukcją obwodów magnetycznych, rozkładem indukcji i kształtem sił elektromotorycznych. Uzwojenie twornika jest zazwyczaj w stojanie i jest uzwojeniem trójfazowym. Kształt magnesów trwałe umieszczonej na wirniku zapewniają stałą wartość indukcji w szczeelinie maszyny i trapezoidalny kształt siły elektromotorycznej. Rysunek 2 i 3 przedstawia budowę stojana i wirnika przykładowego silnika bezszczotkowego. [7]



Rysunek 2: Stojan silnika BLDC [6]



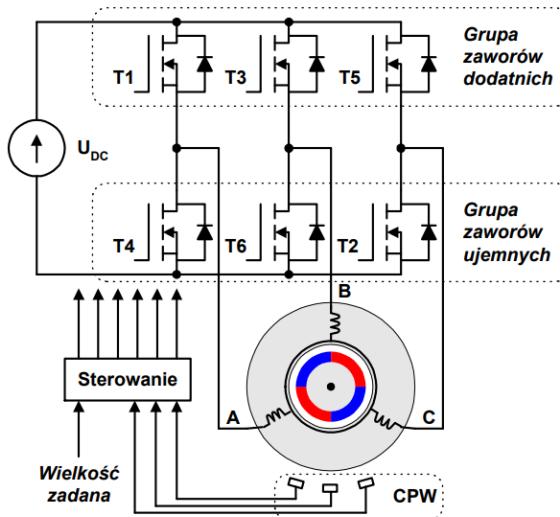
Rysunek 3: Wirnik silnika BLDC [6]

2.2 Zasada działania

Silnik elektryczny przetwarza dostarczoną energię elektryczną w energię mechaniczną. Ruch wirnika występuje, gdy zasilając odpowiednie uzwojenia stojana następuje pojawienie się wirującego pola elektro-

magnetycznego, które oddziałuje na pole magnetyczne wirnika i wprawia go w ruch. Strumienie magnetyczne wirnika i stojana powinny być względem siebie nieruchome. W klasycznym silniku prądu stałego powyższy warunek jest spełniony przez odpowiednie umiejscowienie szczotek komutatora względem pola stojana. Z powodu braku klasycznego komutatora w silniku BLDC zapewnienie wirowania strumienia stojana synchronicznie z wirnikiem jest realizowane przez odpowiednie przełączanie uzwojeń. W tym celu wykorzystuje się przetwornik energoelektroniczny, którego zadaniem jest odpowiednie usytuowanie strumieni względem siebie, poprzez przełączanie tranzystorami mocy. Aby to zrealizować potrzebna jest wiedza o aktualnym położeniu kąta obrotu wirnika, wykorzystując czujniki Halla lub przetworniki obrotowo-impulsowe.^[7]

Na rysunku 4 pokazano uproszczony schemat sterowania i zasilania silnika BLDC.



Rysunek 4: Uproszczony schemat sterowania i zasilania silnika [3]

2.3 Sposoby sterowania

Silnik bezszczotkowy nie posiada konwencjonalnego komutatora, więc stale należy kontrolować położenie wirnika oraz zastosować odpowiedni sposób załączania uzwojeń. Istnieją trzy podstawowe strategie komutacji [7]:

- komutacja trapezoidalna – przełączanie uzwojeń odbywa się w sposób dyskretny więc nie jest potrzebny ciągły pomiar kąta obrotu wału. Najczęściej wykorzystuje się czujniki Halla, które są rozemieszczone w odstępach 120 stopni lub bezczujnikowe obliczanie położenia wirnika. Zmiana stanu jednego z czujników inicjuje rozpoczęcie zmiany zasilania uzwojeń stojana. Zasilane są jednocześnie tylko dwa uzwojenia.
- komutacja sinusoidalna – przełączanie uzwojeń odbywa się w sposób quasi-ciągły. Prądy fazowe i siły elektromotoryczne powinny być sinusoidalne. Przekształtnik energoelektroniczny pełni funkcje falownika. Do pomiaru położenia wykorzystuje się przetwornik impulsowo-obrotowy lub algorytm do bezczujnikowego obliczania kąta obrotu wirnika. Zasilane są jednocześnie trzy uzwojenia.
- zastosowanie algorytmu FOC (ang. Field Orient Control).

Metoda ta została wykorzystana w niniejszej pracy i opisana w rozdziale 3.

2.4 Model matematyczny

Wartość momentu elektromagnetycznego wytworzonego dla płaskiego fragmentu siły elektromotorycznej przez prąd płynący w jednym uzwojeniu fazowym [7]:

$$Me = p\psi_p i \quad (1)$$

Me - moment elektromagnetyczny

p - liczba par biegunów

ψ_p - strumień magnetyczny wytworzony przez wirnik a skojarzony z uzwojeniem stojana
 i - prąd uzwojenia stojana

Chwilowa wartość strumienia skojarzonego z k-tym uzwojeniem zmieniająca się w funkcji obrotu wirnika [7]:

$$\psi_k(\theta_e) = \psi_p f(\theta_e) \quad (2)$$

θ_e - elektryczny kąt położenia wirnika

Łącząc powyższe wyrażenia 1 i 2 uzyskujemy moment elektromagnetyczny dla k-tej fazy [7]:

$$M_{ek} = p\psi_k(\theta_e)i \quad (3)$$

Moment całkowity jest równy sumie momentów elektromagnetycznych[7]:

$$M_e = \sum_{k=1}^3 M_{ek} \quad (4)$$

Równanie ruchu ma postać:

$$M_e = J \frac{d\omega}{dt} + M \quad (5)$$

J - moment bezwładności

M - moment oporowy

Wzór dla płaskiego odcinka siły elektromotorycznej[7]:

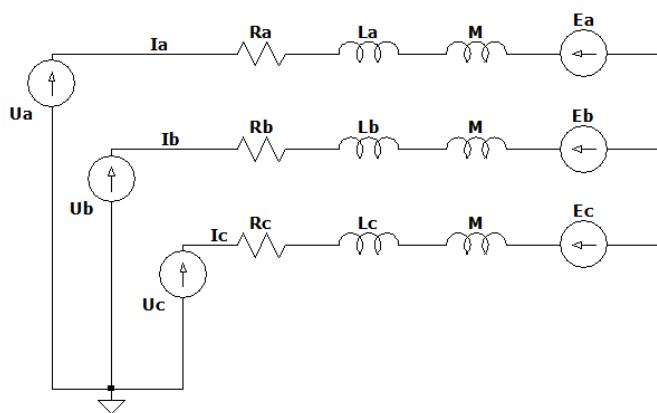
$$E_p = p\psi_p\omega \quad (6)$$

ω - prędkość obrotowa wirnika

Wyrażenie opisujące siłę elektromotoryczną indukowaną w k-tym uzwojeniu[7]:

$$E_k = p\psi_k(\theta_e)\omega \quad (7)$$

Silnik BLDC można traktować jako szczególny przypadek silnika synchronicznego. Schemat zastępczy silnika trójfazowego z magnesami trwałymi przedstawiony na rysunku 5.



Rysunek 5: Schemat silnika synchronicznego z magnesami trwałymi

M - indukcyjność wzajemna

L - indukcyjność własna

R - rezystancja uzwojeń

E - siła elektromotoryczna

Zakładając, że indukcyjności własne i rezystancje są równe:

$$L = L_A = L_B = L_C, R = R_A = R_B = R_C \quad (8)$$

oraz indukcyjności wzajemne również to całkowita indukcyjność jednej fazy jest równa:

$$L_S = L - M \quad (9)$$

Otrzymujemy wyrażenie [7]:

$$\begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} + L_S \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_A \\ E_B \\ E_C \end{bmatrix} \quad (10)$$

oraz

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} = -\frac{R}{L} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} E_A \\ E_B \\ E_C \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} \quad (11)$$

Wykorzystując równanie 3, 5, 7, 11 i zapis 12 w postaci równać stanu uzyska się pełen model idealnego silnika o trapezoidalnej sile elektromotorycznej [7]:

$$\hat{x} = Ax + Bu \quad (12)$$

gdzie:

$$x = [I_A \quad I_B \quad I_C \quad \omega \quad \theta]^T \quad (13)$$

$$u = [U_A \quad U_B \quad U_C \quad M]^T \quad (14)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & -p\psi_A(\theta_e)/L & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & -p\psi_B(\theta_e)/L & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & -p\psi_C(\theta_e)/L & 0 \\ -p\psi_A(\theta_e)/J & -p\psi_B(\theta_e)/J & -p\psi_C(\theta_e)/J & -B/J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (15)$$

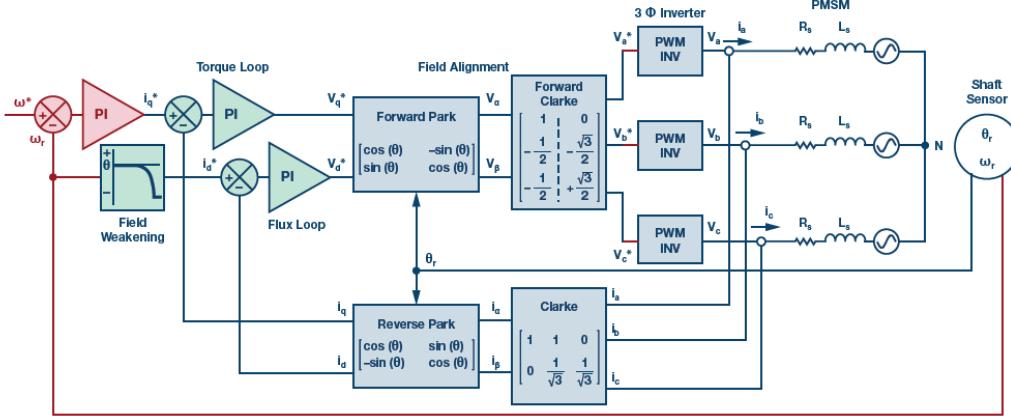
$$B = \begin{bmatrix} 1/L & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/L & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/L \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (16)$$

2.5 Charakterystyka silnika - wady, zalety

Brak konwencjonalnego komutatora wydłuża żywotność silnika i nie wymaga konserwacji. Brak szczotek powoduje mniejsze tarcie, brak negatywnych skutków iskrzenia podczas komutacji oraz mniejsze zaburzenia elektromotoryczne. W porównaniu ze szczotkowym silnikiem prądu stałego uzwojenia twornika są zazwyczaj umieszczone w zewnętrznej części silnika, co zapewnia lepsze odprowadzanie ciepła do otoczenia. Magnesy trwałe mają bardzo małą przenikalność magnetyczną zbliżoną do przenikalności magnetycznej powietrza. Reaktancja twornika jest pomijalnie mała dzięki czemu osiągany jest duży moment elektromagnetyczny. Do wad należy zaliczyć bardziej skomplikowany sposób sterowania silnikiem przez zastosowanie komutatora elektronicznego w postaci przekształtnika energoelektronicznego do cyklicznego zasilania uzwojeń twornika.

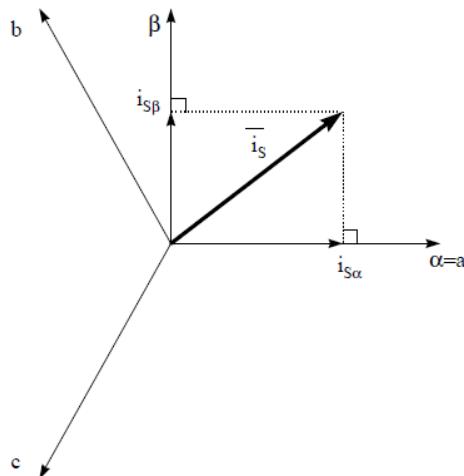
3 Sterowanie Zorientowane Polowo

Algorytm Sterowania Zorientowanego Polowo FOC przedstawiony schematycznie na rysunku 6 jest jedną z powszechnie stosowanych metod sterowania silników trójfazowych z magnesami trwałymi. Polega na bezpośrednim sterowaniu wirującym polem stojana. Pozwala uzyskać dokładną i dynamiczną regulację momentu elektrodynamycznego, prędkości i położenia wirnika.[10]



Rysunek 6: Algorytm FOC [5]

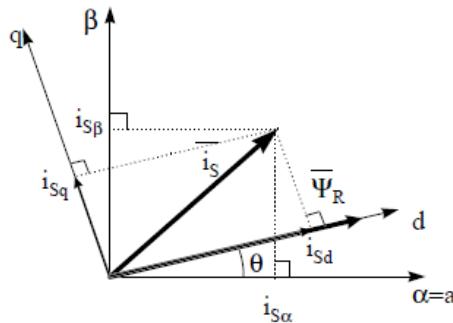
Metoda FOC steruje prądami fazowymi stojana reprezentowanymi w postaci wektora. Czujniki prądu dostarczają informację zwrotną o aktualnych prądach fazowych. Transformata Clark'a, wyrażona za pomocą wzoru 17 i pokazana na rysunku 7, przekształca trójwymiarowy układ współrzędnych, w którym opisane są prądy fazowe I_a, I_b, I_c na układ ograniczony do dwóch współrzędnych otrzymując wirujący wektor na płaszczyźnie. Znając aktualne położenie wirnika i korzystając z transformaty Park'a, wyrażona we wzorze 18 i pokazana na rysunku 8, uzyskujemy wirujący układ współrzędnych. Operacja ta pozwala na przekształcenie wirującego wektora prądu na dwie składowe stałe: strumienia magnetycznego I_d oraz momentu elektromagnetycznego I_q . Daje to możliwość sterowania w sposób rozdzielny prądem odpowiadającym za moment obrotowy oraz wzbudzeniem wytwarzającym strumień magnetyczny skojarzony z twornikiem. Minimalizując wartość I_d zapewniamy kąt prosty między polem magnetycznym stojana i wirnika oraz uzyskujemy największą sprawność silnika.[10] [4]



Rysunek 7: Transformata Clark'a [4]

Wyrażenie opisujące transformatę Clark'a [10]:

$$\begin{cases} I_\alpha = I_A \\ I_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}I_A + \frac{2}{\sqrt{3}}I_B \end{cases} \quad (17)$$



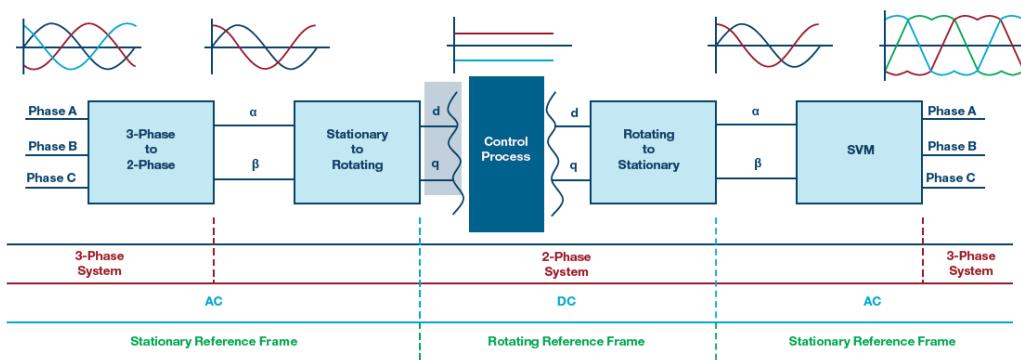
Rysunek 8: Transformata Park'a [4]

Wyrażenie opisujące transformatę Park'a [10]:

$$\begin{cases} I_d = I_\alpha \cos(\theta) + I_\beta \sin(\theta) \\ I_q = I_\alpha \sin(\theta) + I_\beta \cos(\theta) \end{cases} \quad (18)$$

Przekształcenie przebiegów prądów przemiennych w dwie składowe stałoprądowe pozwala na zastosowanie regulatorów PID dla składowej I_d oraz I_q uzyskując regulator prądu i wzbudzenia. Regulacje prędkości obrotowej i położenia wirnika jest zrealizowana przez dodanie kolejnych regulatorów PID do gałęzi ze stałą I_q .

Zastosowanie odwrotnych transformat pozwala na sprowadzenie składowych stałych do trzech przebiegów sinusoidalnych i wprowadzenie ich wartości na kolejny blok algorytmu FOC zwany SVPWM (ang. Space Vector Pulse Width Modulation) opisany w rozdziale 4. Blok ten steruje bramkami tranzystorów przetwornika, aby uzyskać w uzwojeniach takie przebiegi prądów, które będą generowały odpowiednią amplitudę i prędkość wirowania pola magnetycznego stojana względem pola wirnika. Rysunek 9 przedstawia kolejność dokonywanych transformacji.



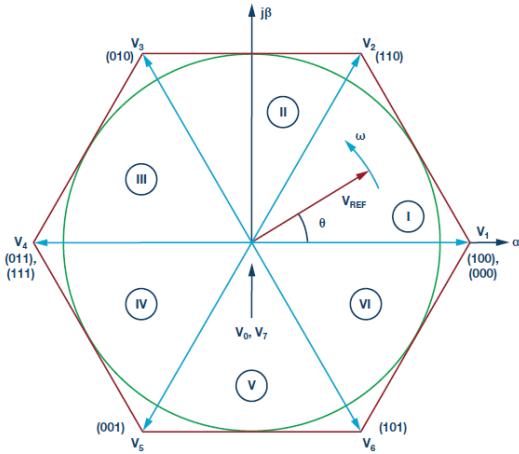
Rysunek 9: Transformacje w algorytmie FOC [5]

4 Modulacja wektorowa - SVPWM

Wydajność prądowa mikrokontrolera jest niewystarczająca aby zasilić silnik, dlatego uzwojenia stojana są bezpośrednio podłączone do przekształtnika energoelektronicznego zasilanego napięciem stałym. Schemat przekształtnika przedstawia rysunek 4. SVPWM jest metodą pozwalającą określić sekwencje i czas trwania załączeń tranzystorów. W porównaniu z konwencjonalną metodą SPWM (ang. Sine Pulse

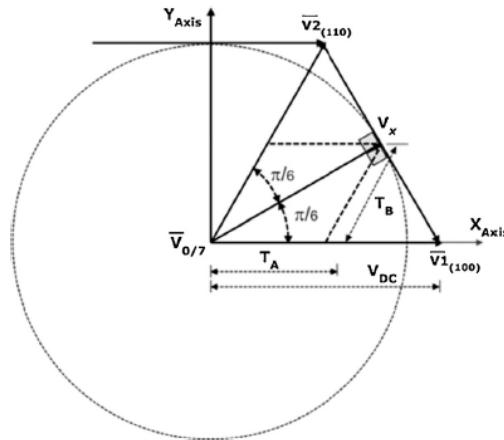
Width Modulation) do sterowania silników synchronicznych, pozwala na wykorzystanie szerszego zakresu napięcia zasilania i zmniejszenia zniekształceń spowodowanych przez wyższe harmoniczne.[9]

Elementami wykonawczymi są tranzystory mocy, które można podzielić na grupę trzech zaworów dodatnich i ujemnych. W każdej chwili aktywne są trzy zawory. W ten sposób uzyskujemy osiem możliwych kombinacji załączeń tranzystorów, które generują osiem wektorów (sześć wektorów aktywnych, dwa wektory zerowe lub nieaktywne) i dzielą przestrzeń na sześć sektorów - schematycznie przedstawiono na rysunku 10.



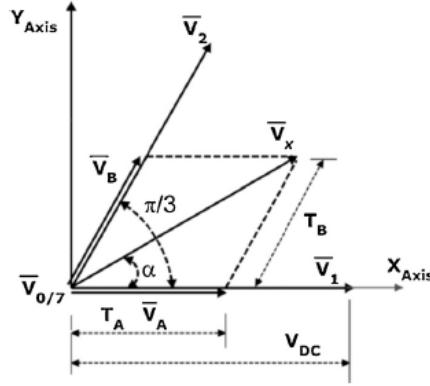
Rysunek 10: Wektory w przestrzeni stanu i podział na sektory [5]

Maksymalne napięcie fazowe jest równe $2/3$ VDC. Aby uzyskać nieodkształcony przebieg sinusoidalny maksymalne napięcie szczytowe jest ograniczone do wartości promienia okręgu wpisanego w sześciokąt i jest równe $V_{max} = V_{dc}\sqrt{3}/2$. Powyższe założenie przedstawiono na rysunku 11.[9]



Rysunek 11: Maksymalna długość wektora [5]

Na przykładzie rysunku 12 został objaśniony sposób generowania dowolnego wektora według metody SVPWM. Wektor V_x znajduje się w sektorze pierwszym i jest wynikiem dodania do siebie trzech wektorów V_A , V_B , V_0 , gdzie V_0 jest wektorem zerowym.[9]



Rysunek 12: Generowanie wektora V_X [9]

Dla sektora pierwszego wektor V_A jest zgodny z kierunkiem wektora V_1 a wektor V_B z kierunkiem wektora V_2 . Długość obu wektorów jest determinowana przez czas, w którym dana sekwencja zaworów (reprezentowana przez określony wektor $V1, \dots, V6$) jest aktywna.[9]

Z równania [9]:

$$\begin{cases} |V_x| \cos(\alpha) \times T_s = V_{DC} \times T_A + V_{DC} \times \cos(\pi/3) \times T_B \\ |V_x| \sin(\alpha) \times T_s = V_{DC} \times \sin(\pi/3) \times T_B \end{cases} \quad (19)$$

oraz z wyrażenia 20, które pozwala zredukować kąt α do przedziału od 0 do $\pi/3$ [2] :

$$\theta = \phi - \frac{k-1}{3}\pi \quad (20)$$

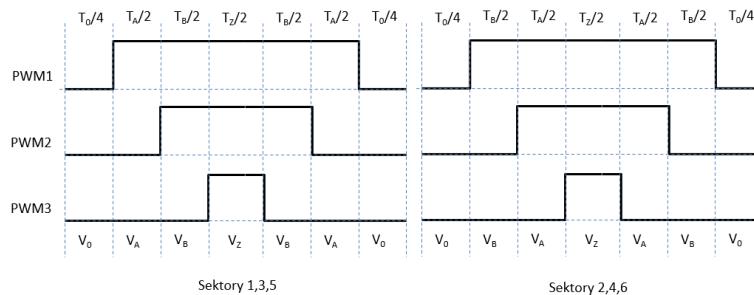
gdzie: k - sektor 1..6

można wyznaczyć zależność pozwalającą określić czasy T_A , T_B generowania wektorów V_A , V_B dla dowolnego sektora [2] :

$$\begin{cases} T_A = \frac{\sqrt{3}T_s V_x}{V_{DC}} (\sin(k\pi/3 - \theta)) \\ T_B = \frac{\sqrt{3}T_s V_x}{V_{DC}} (\sin((k-1)\pi/3 - \theta)) \end{cases} \quad (21)$$

Suma czasów T_A , T_B i T_0 jest równa okresowi modulacji szerokości impulsów T_S .

Znając sektor i czasy T_A , T_B , T_0 można wygenerować dowolny wektor w przestrzeni stanu. Aby tego dokonać należy zastosować odpowiednią sekwencję załączeń wektorów V_A , V_B , V_0 . Wektory te, w zależności od sektora, w którym się znajdują, mają swoją reprezentację w odpowiadającej im kombinacji załączeń kluczowych tranzystorów przekształtnika. Rysunek 13 przedstawia sekwencje wektorów V_A , V_B , V_0 i czasy ich aktywności w zależności od umiejscowienia wektora referencyjnego w przestrzeni stanu. W wyniku powyższych operacji otrzymujemy trzy sygnały PWM dla każdej gałęzi trójfazowego przekształtnika [8].

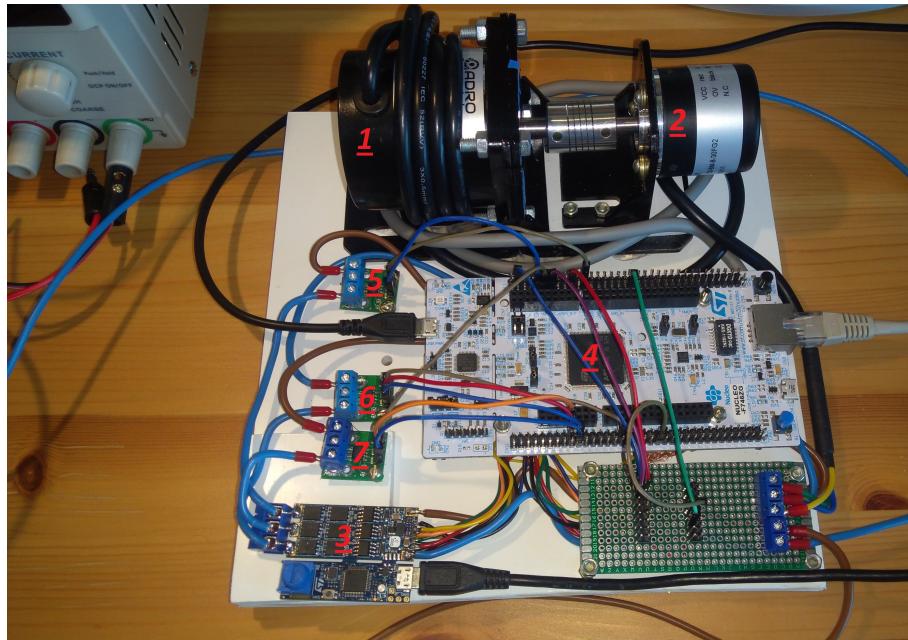


Rysunek 13: Sekwencja generowania wektora referencyjnego

5 Realizacja układu napędowego z silnikiem BLDC

5.1 Realizacja sprzętowa

Realizacja praktyczna układu napędowego jest przedstawiona na rysunku 14.

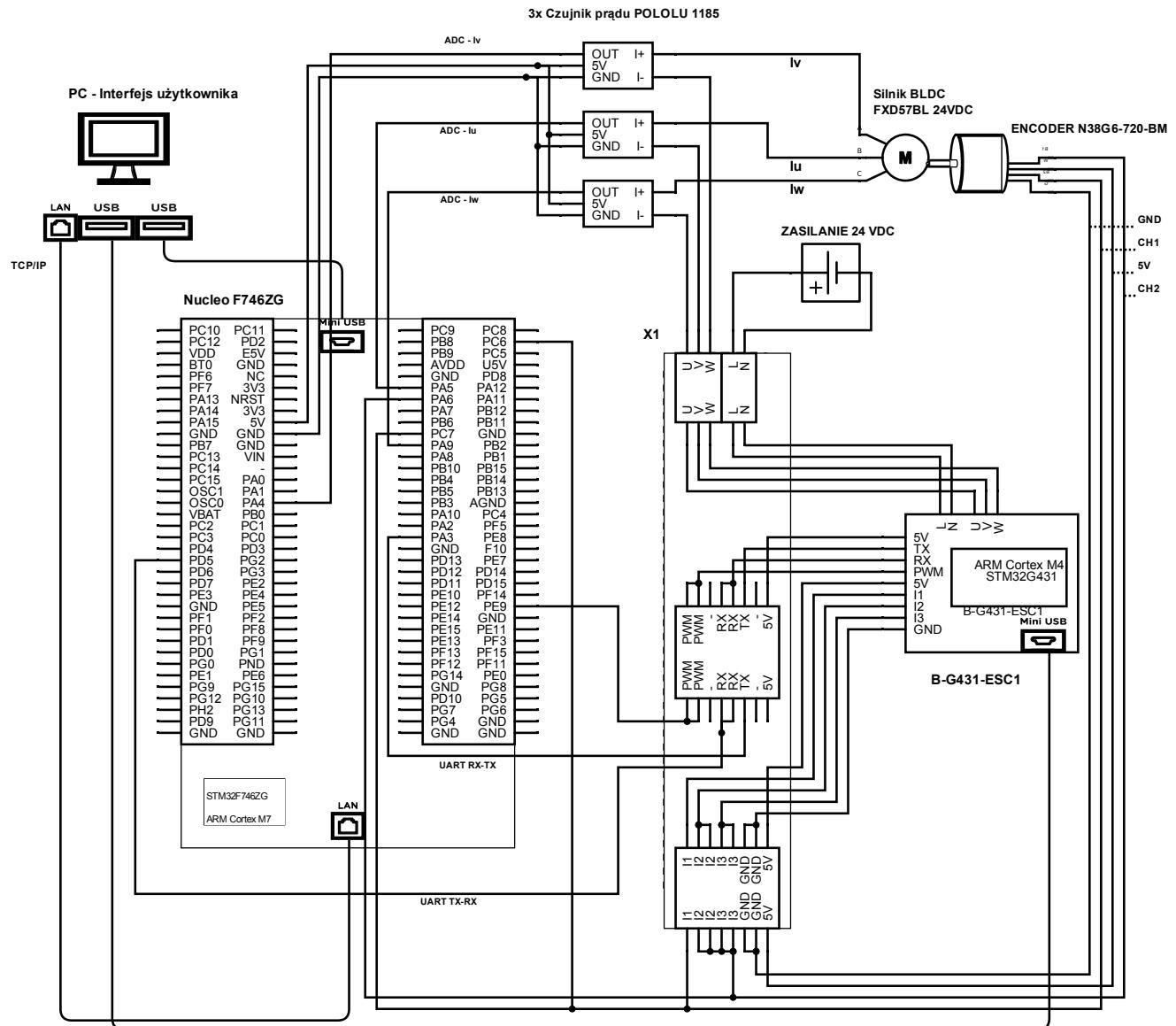


Rysunek 14: Napęd z silnikiem BLDC

5.2 Spis urządzeń

1. Silnik bezszczotkowy FXD57BL 24 VDC
2. Przetwornik obrotowo-impulsowy N38G6-720-BM-8-30FG2
3. Zestaw rozwojowy STM32 B-G431B-ESC1
4. Zestaw rozwojowy STM32 Nucleo F746ZG
5. Czujnik prądu Pololu 1185 ACS714 -5A : +5A
6. Czujnik prądu Pololu 1185 ACS714 -5A : +5A
7. Czujnik prądu Pololu 1185 ACS714 -5A : +5A
8. Zasilacz laboratoryjny KORAD 0-30V, 0-5A

5.3 Schemat elektryczny



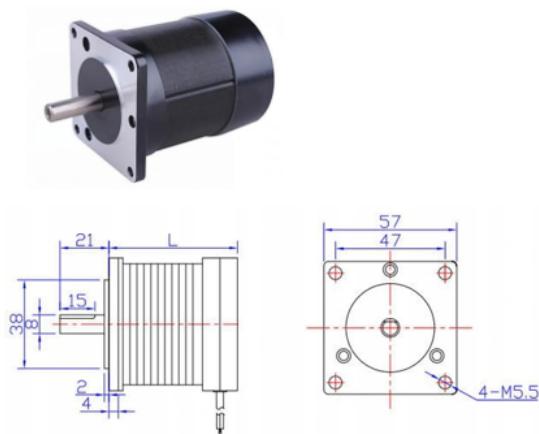
5.4 Opis i dane techniczne urządzeń

1. Silnik bezszczotkowy FXD57BL 24 VDC

Silnik wykorzystany do budowy napędu pokazany na rysunku 15

Parametry techniczne:

- Moc: 60W
- Napięcie zasilania: 24 V
- Prąd znamionowy: 3.3 A
- Maksymalna prędkość obrotowa: 3000 obr/min
- Moment znamionowy: 0,18 Nm
- Wirnik dwopolowy
- Długość silnika: 55 mm



Rysunek 15: Silnik BLDC

2. Inkrementalny przetwornik obrotowo-impulsowy N38G6-720-BM-8-30FG2

Przetwornik obrotowo-impulsowy inaczej enkoder jest czujnikiem mierzącym ruch. Przekształca ruch obrotowy w sygnał elektryczny o przebiegu prostokątnym. Enkoder inkrementalny nie generuje informacji o położeniu bezwzględnym.

- rozdzielcość: 720 impulsów/obrót
- napięcie zasilania: 5 - 30 VDC
- rodzaj wyjścia: PUSH - PULL
- maksymalny pobór prądu: 150 mA
- maksymalne obciążenie prądowe: 30 mA
- maksymalna częstotliwość: 150 kHz
- znamionowa prędkość pracy: 5000 obr/min

3. Zestaw rozwojowy STM32 B-G431B-ESC1

Zestaw rozwojowy B-G431B-ESC1 firmy STMicroelectronics oparty na mikrokontrolerze STM32G431CB jest dedykowanym układem elektronicznym dla napędów z silnikami BLDC/PMSM. Posiada przekształtnik energoelektroniczny zbudowany w oparciu o sterowniki L6387 i tranzystory mocy MOSFET STL180N6F7. Dla sterowania i monitorowania pracą silnika oraz do współpracy z innymi układami zapewnia różne sposoby komunikacji - UART, CAN i PWM. STM32G431CB wyposażony w procesor ARM Cortex M4 32-bit, pełen zestaw instrukcji DSP (ang. Digital Signal Processing) oraz blok do przetwarzania liczb zmiennoprzecinkowych FPU (ang. Floating-Point Unit) zapewnia możliwość implementacji różnych zaawansowanych algorytmów sterowania. Posiada wbudowane układy mierzące prąd w silniku. Rysunek 16 przedstawia najistotniejsze elementy wbudowane w układ B-G431B-ESC1.[14]

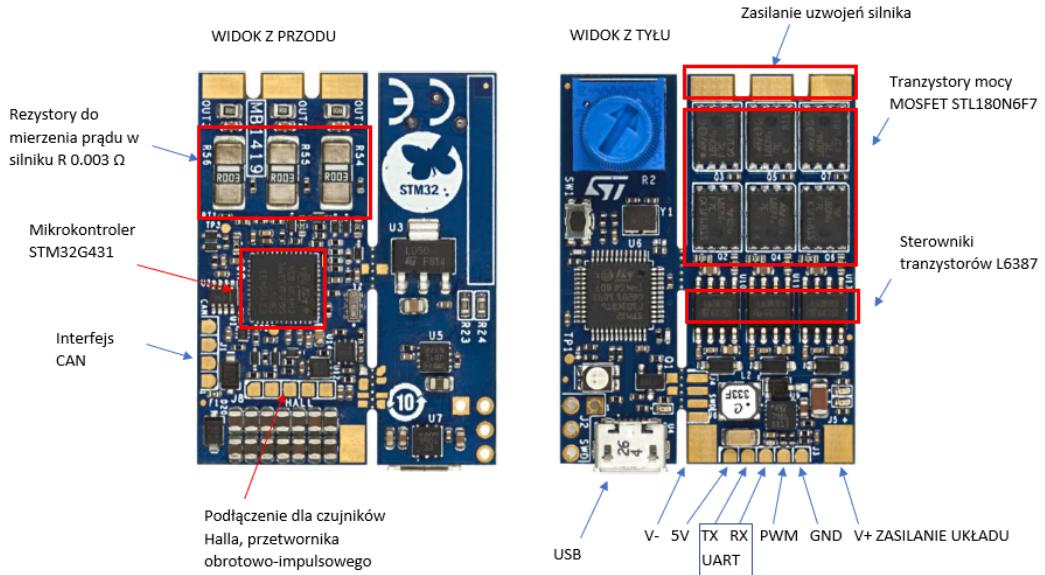
Parametry techniczne B-G431B-ESC1 [14]:

- napięcie znamionowe 60 V
- maksymalny prąd szczytowy (z układem chłodzenia): 40 A

Parametry techniczne STM32G431CB [14]:

- procesor: ARM Cortex M4 32-bit DSP
- częstotliwość taktowania procesora: 170 MHz
- Pamięć Flash: 128 KB
- Pamięć SRAM: 32 KB
- Przetwornik analogowo-cyfrowy 12-bitowy: 2

- Komparatory: 4
- Wbudowane wzmacniacze operacyjne: 3
- Kontroler DMA
- Interfejsy: UART, PWM, CAN



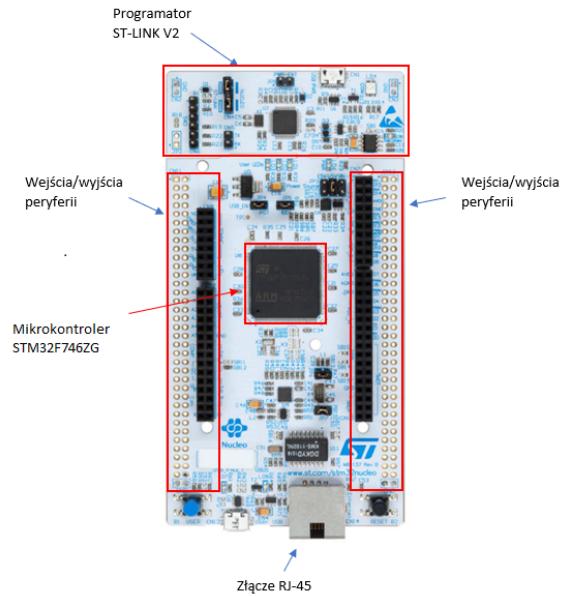
Rysunek 16: Zestaw rozwojowy STM32 B-G431-ESC1 [14]

4. Zestaw rozwojowy STM32 Nucleo F746ZG

Nucleo F746ZG jest zestawem rozwojowym opartym na mikrokontrolerze STM32F746Z. Duża ilość peryferiów oraz wyprowadzonych pinów do ich podłączenia zapewnia wiele możliwości prototypowania. Posiada wbudowany programator ST-LINK/V2-1 oraz złącze RJ-45 do połączenia sieciowego. Rysunek 17 przedstawia układ Nucleo F746ZG.

Parametry techniczne mikrokontrolera STM32F746Z [11]:

- procesor: ARM Cortex M7 32-bit FPU, DSP
- częstotliwość taktowania procesora: 216 MHz
- Pamięć Flash: 1 MB
- Pamięć SRAM: 320 KB
- przetwornik analogowo-cyfrowy 12-bitowy: 3
- Liczniki: 18
- przetwornik cyfrowo-analogowe 12-bitowy: 2
- Interfejsy: UART, USART, I²C, SPI, CAN, SAIs, HDMI, USB
- Kontroler DMA

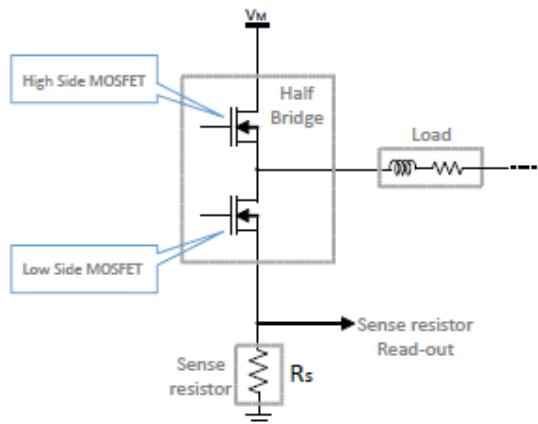


Rysunek 17: Zestaw rozwojowy STM32 Nucleo F746ZG [12]

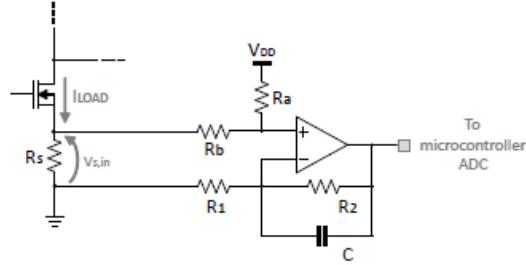
5.5 Implementacja układu regulacji

W zestawie rozwojowym B-G431-ESC został zaimplementowany układ regulacji prądu, prędkości i położenia dla napędu z silnikiem BLDC przy wykorzystaniu metod FOC i SVPWM.

Do mierzenia prądów fazowych zostały wykorzystane wbudowane, dedykowane układy. Mierzony jest spadek napięcia na rezystorach umieszczonych między dolną grupą tranzystorów mocy a masą. Na rysunku 18 przedstawiono sposób pomiaru. W wyniku bardzo małe rezystancji wynoszącej 0.03Ω sygnał jest wzmacniany przez wzmacniacz operacyjny i za pomocą przetwornika analogowo-cyfrowego uzyskiwane aktualne wartości prądów - rysunek 19.



Rysunek 18: Pomiar prądu [13]



Rysunek 19: Wzmacnianie mierzonego sygnału [13]

Pomiar prędkości odbywa się za pomocą enkodera. Licznik skonfigurowany w trybie Mode Reset resetuje się w momencie podania stanu wysokiego na jeden z kanałów, do którego podłączony jest enkoder. Znając częstotliwość zliczania i okres między wystąpieniem dwóch stanów wysokich można w łatwy sposób obliczyć aktualną prędkość.

Pomiar położenia wirnika również odbywa się przy pomocy enkodera. Licznik w konfiguracji Encoder Mode zlicza wykryte zbocza z dwóch kanałów, do których podłączone są dwa sygnały z czujnika ruchu przesunięte w fazie. W zależności od kierunku obrotu licznik jest inkrementowany lub dekrementowany. Po zliczeniu ilości impulsów równej rozdzielcości enkodera licznik zlicza od zera.

Biblioteka CMSIS-DSP udostępnia szereg funkcji dla obliczeń transformat, regulatorów PID oraz funkcji trygonometrycznych. Funkcja obliczająca wartość sygnału wyjściowego regulatora PID ma postać [1]:

```
float32_t arm_pid_f32 (arm_pid_instance_f32 *S, float32_t in)
```

gdzie:

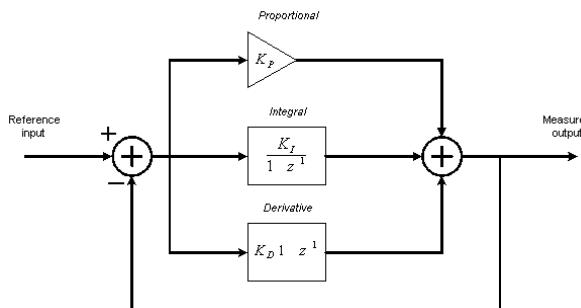
float32_t in – uchyb

arm_pid_instance_f32 *S - struktura [A0, A1, A2, Kp, Ki, Kd, state[3]] opisana wyrażeniem 22:

$$\begin{cases} y[n] = y[n-1] + A0 * x[n] + A1 * x[n-1] + A2 * x[n-2] \\ A0 = Kp + Ki + Kd \\ A1 = (-Kp) - (2 * Kd) \\ A2 = Kd \end{cases} \quad (22)$$

Kp- wzmacnienie, Ki- stała całkowania, Kd- stała różniczkowania

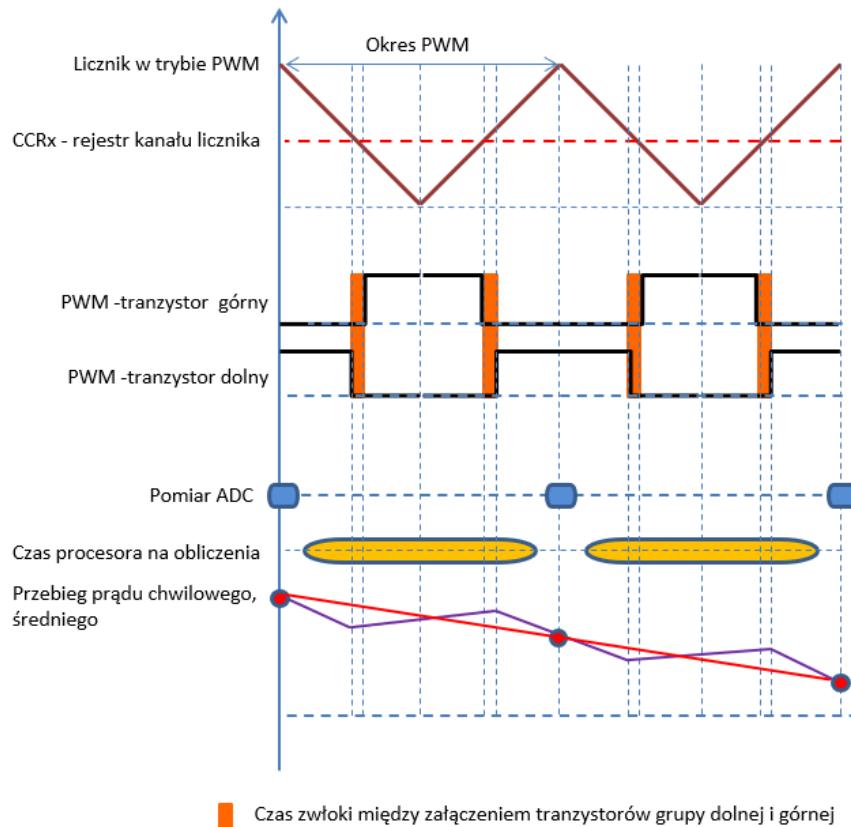
Rysunek poniżej reprezentuje schemat blokowy regulatora PID biblioteki CMSIS-DSP.



Rysunek 20: Schemat regulatora PID biblioteki CMSIS-DSP [1]

Modulacja wektorowa SVPWM składa się z funkcji, które na podstawie zadanego wektora referencyjnego wyznacza trzy sygnały PWM oraz licznika skonfigurowanego w trybie PWM Center Mode z trzema kanałami do wygenerowania sygnałów PWM dla trzech par tranzystorów przekształtnika energoelektronicznego. Dodatkowo czwarty kanał przeznaczony jest do określenia momentu uruchomienia przetwornika ADC i przypada on w połowie okresu PWM, gdzie wszystkie tranzystory grupy dolnej są włączone a

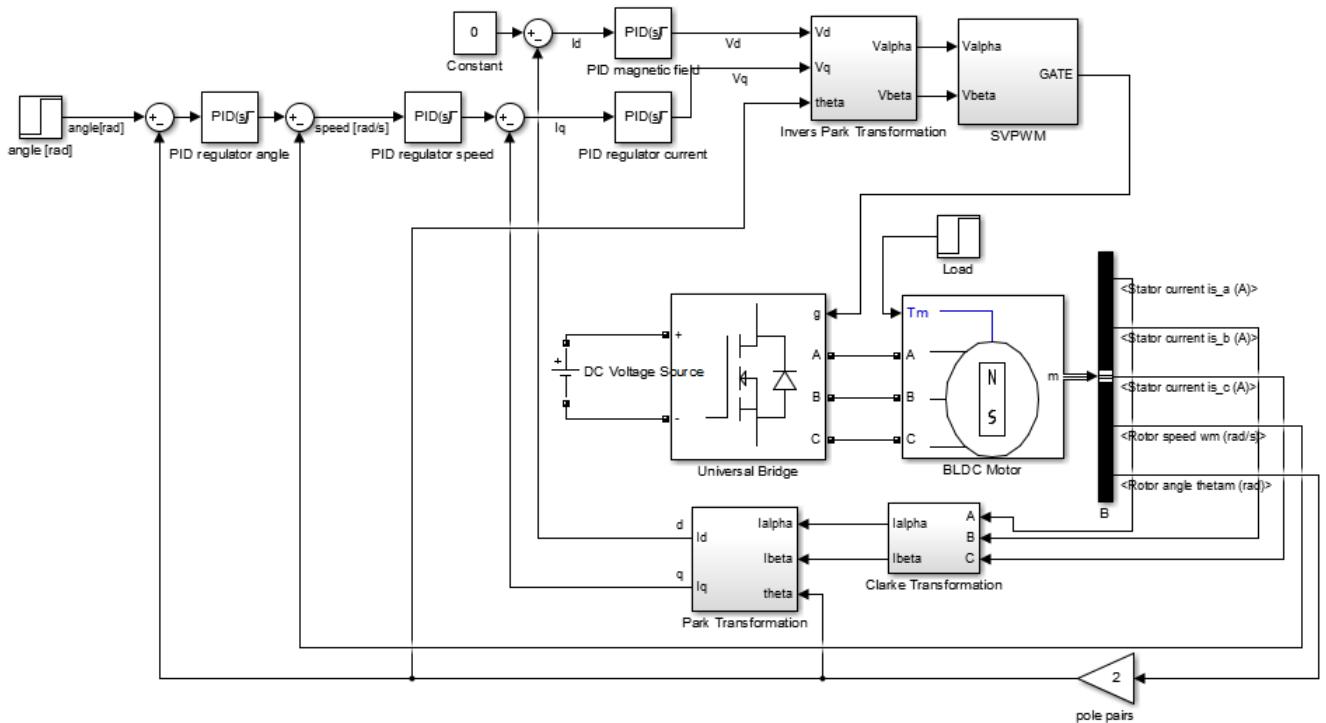
grupy górnej wyłączone. Na rysunku 21 przedstawiono synchronizację wyzwalania przetwornika ADC z sygnałami PWM.



Rysunek 21: Synchronizacja sygnału PWM z wyzwalaniem przerwania od przetwornika ADC

W funkcji obslugi przerwania od zdarzenia przetwornika ADC obliczane są transformaty, funkcje regulatorów PID, transformaty odwrotne i funkcje modulacji wektorowej. W wyniku tych operacji, za pomocą licznika z kanałami sterującymi bramkami tranzystorów przekształtnika, zostają wygenerowane trzy sygnały PWM.

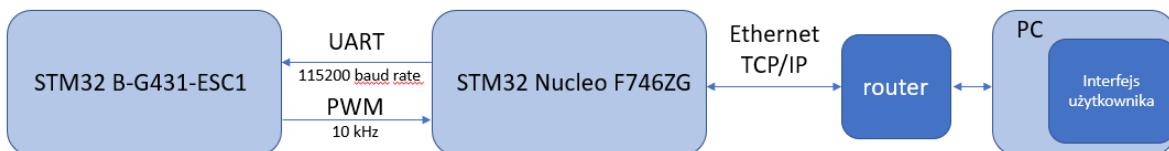
Do regulacji prądu, prędkości i położenia zastosowano cztery regulatory PID połączone ze sobą w sposób kaskadowy. Wynik regulatora zewnętrznej pętli wprowadzany jest na wejście regulatora pętli wewnętrznej. Schemat przedstawiono na rysunku 22. Regulacja odbywa się z częstotliwością wynoszącą 10kHz.



Rysunek 22: Model napędu silnika BLDC

5.6 Komunikacja

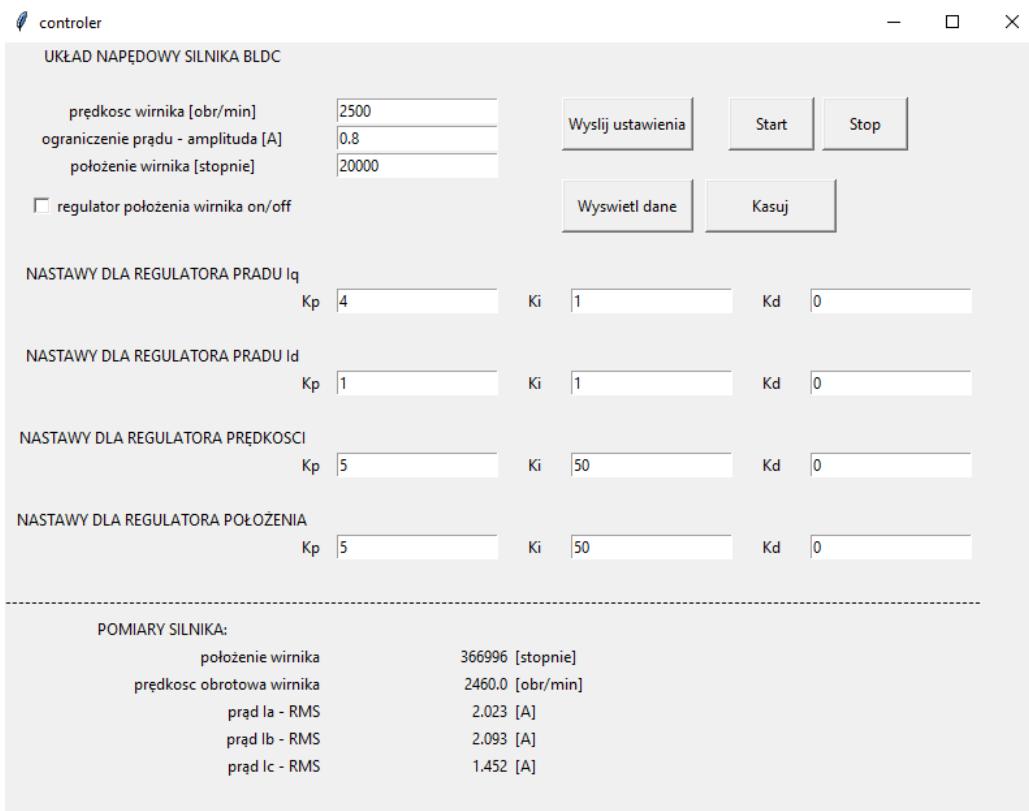
Zestaw ewaluacyjny Nucleo F746ZG jest głównym węzłem komunikacyjnym. Łączy się ze sterownikiem B-G431-ESC1 za pomocą portu szeregowego UART o prędkości transmisji 115200 bitów na sekundę. Za pomocą tego portu wysyłane są wartości zadane prądu, prędkości, położenia wirnika, nastawy regulatorów oraz ustawienia konfiguracyjne. B-G431-ESC1 generuje sygnał PWM do synchronizacji pomiarów i obliczeń z płytą Nucleo F746ZG. Rysunek 23 przedstawia graficzny schemat układu komunikacji. Nucleo F746ZG, wyposażony w Ethernet i złącze RJ45, łączy się z interfejsem użytkownika zaimplementowanym na zdalnym komputerze za pomocą przewodu sieciowego i routera. Informacje przekazywane są za pomocą protokołu TCP/IP w postaci łańcuchów znaków we formacie JSON (ang. JavaScript Object Notation). JSON jest formatem zapisu struktur danych przeznaczonym do wymiany informacji między aplikacjami. Dane zapisywane w notacji atrybut - wartość charakteryzuje się prostotą i czytelnością. Za pomocą interfejsu użytkownika wysyłane są wartości zadane, nastawy regulatorów i ustawienia a odbierane bieżące wartości prądów, prędkości i położenia wirnika.



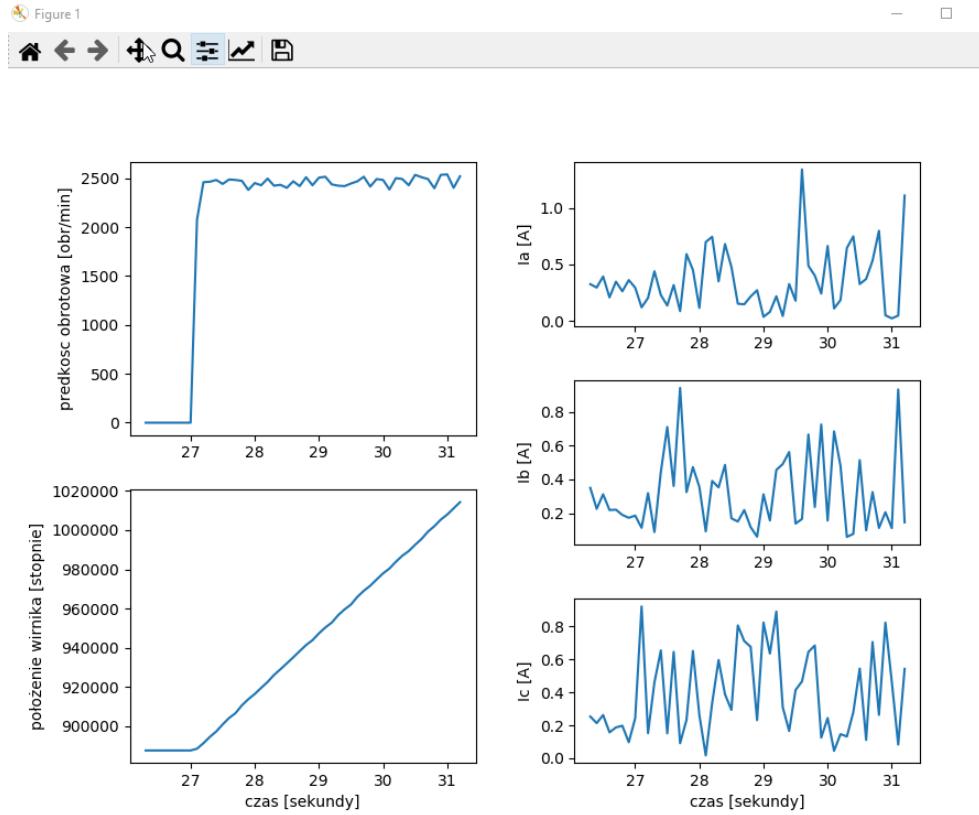
Rysunek 23: Schemat układu komunikacji

5.7 Interfejs użytkownika

Interfejs użytkownika został napisany w języku Python przy pomocy oprogramowania Spyder w środowisku Anaconda. Aplikacja za pomocą Ethernetu i protokołu TCP/IP łączy się z płytą Nucleo F746ZG na której zaimplementowany jest serwer TCP. Informacje wysyłane są w postaciłańcuchów znaków we formacie JSON. Aplikacja wysyła do serwera zapytania cyklicznie co 20 ms. W odpowiedzi serwer zwraca informacje o bieżących wartościach prądów fazowych, prędkości i położeniu wirnika. Na rysunku 24 i 25 przedstawiony jest interfejs aplikacji. Użytkownik ma możliwość określania wartości zadanych prądu, prędkości, położenia wirnika oraz nastaw dla regulatorów PID. Dodatkowo istnieje możliwość wyłączenia regulatora położenia i pozostawienia tylko aktywnego regulatora prądu i prędkości. Przycisk *Wyślij ustawienia* powoduje dodanie do zapytania danych konfiguracyjnych i aktualizowanie ustawień napędu. *Start, stop* uruchamia i zatrzymuje prace silnika. Przycisk *Wyświetl dane* przedstawia aktualne informacje z czujników w części aplikacji oznaczonej jako *POMIARY SILNIKA* oraz dodatkowo w osobnym oknie dialogowym przedstawia dane w postaci wykresów. Przycisk *Kasuj* zatrzymuje i czyści obszar wyświetlania wykresów.



Rysunek 24: Interfejs użytkownika

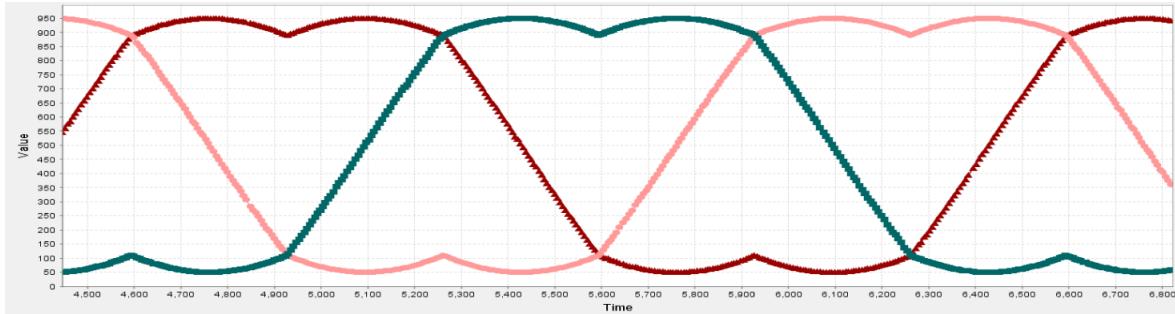


Rysunek 25: Interfejs użytkownika

6 Testowanie układu napędowego

6.1 Sprawdzenie poprawności działania funkcji SVPWM

Jednym z elementów układu jest modulacja SVPWM. Składa się one ze zbioru funkcji, które zostały zaimplementowane i przetestowane w celu sprawdzenia poprawności działania przed przystąpieniem do testowania wraz z regulatorami PID. Do funkcji zostały wprowadzone trzy sygnały sinusoidalne o amplitudzie 1000, częstotliwości 0.5 Hz, przesunięte w fazie o 120 stopni. W wyniku działania SVPWM generowany jest referencyjny wektor napięciowy. Aby uniknąć zjawiska nadmodulacji i wynikającego z niej zwiększenia sygnału sinusoidalnego amplituda jest ograniczona do wartości $\sqrt{3}/2 * Vdc$. Wektor referencyjny za pomocą transformat odwrotnych jest przekształcany w trzy przebiegi pokazane na rysunku 26. W kolejnym etapie są one porównywane ze sygnałem trójkątnym tworząc przebiegi prostokątne i wprowadzone na przetwornik energoelektroniczny. Do podglądu przebiegów zostało wykorzystane oprogramowanie STMSStudio, które umożliwia graficzne wyświetlenie stanu zmiennych programu w czasie rzeczywistym.



Rysunek 26: Przebiegi generowanych sygnałów za pomocą SVPWM na podstawie trzech wejściowych sygnałów sinusoidalnych

6.2 Testowanie układu regulacji

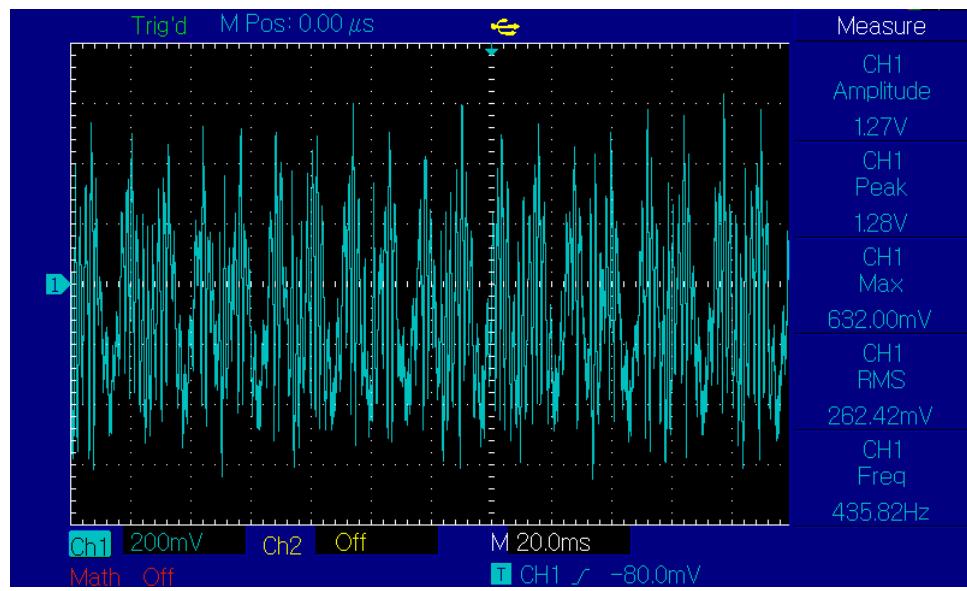
Układ został przetestowany dla nastaw regulatorów dobranych doświadczalnie i opisanych na rysunku 27. Pomiary zostały wykonane za pomocą oscyloskopu UNI-T UTD2102CEX i oprogramowania STM-Studio do podglądu zmiennych programu w czasie rzeczywistym.

NASTAWY DLA REGULATORA PRĄDU I_q	K_p <input type="text" value="4"/>	K_i <input type="text" value="1"/>	K_d <input type="text" value="0"/>
NASTAWY DLA REGULATORA PRĄDU I_d	K_p <input type="text" value="1"/>	K_i <input type="text" value="1"/>	K_d <input type="text" value="0"/>
NASTAWY DLA REGULATORA PRĘDKOŚCI	K_p <input type="text" value="5"/>	K_i <input type="text" value="50"/>	K_d <input type="text" value="0"/>
NASTAWY DLA REGULATORA POŁOŻENIA	K_p <input type="text" value="5"/>	K_i <input type="text" value="50"/>	K_d <input type="text" value="0"/>

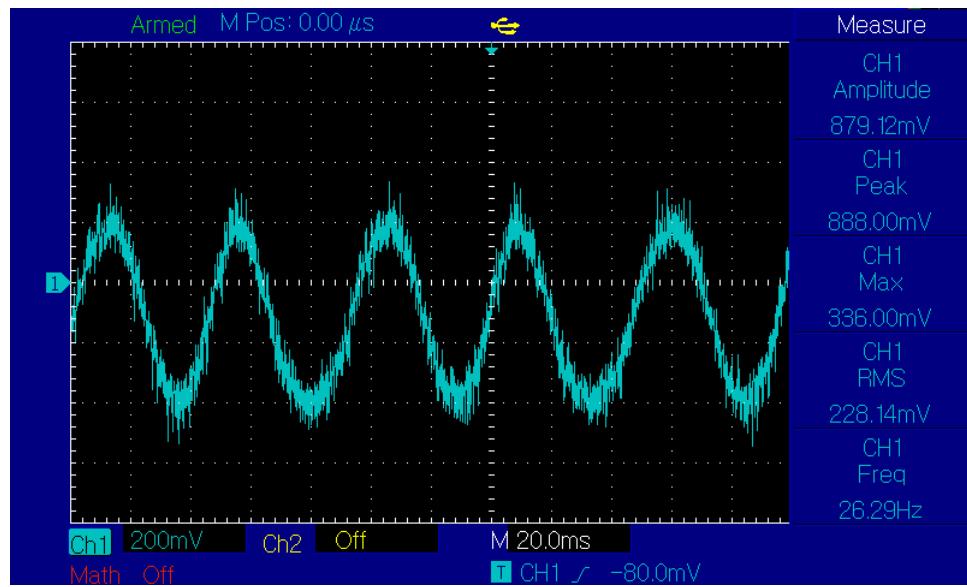
Rysunek 27: Nastawy regulatorów PID

6.2.1 Regulacja prądu

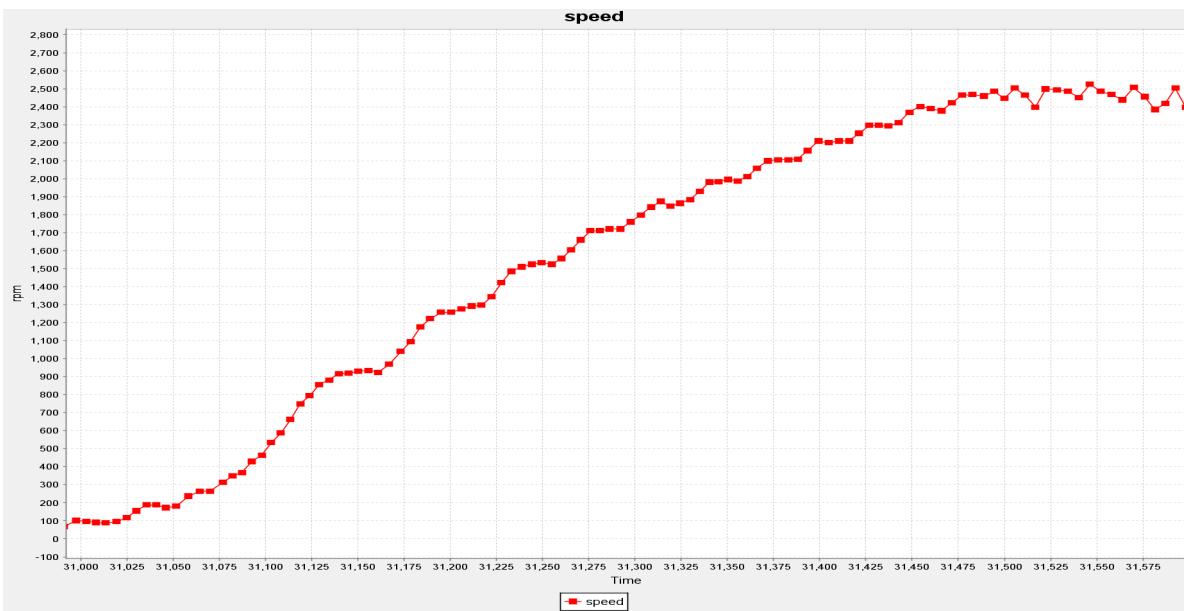
W celu sprawdzenia poprawności działania regulatorów wykonano pomiary dla trzech wartości amplitud składowej prądu I_q : 0.3A, 0.5A, 1A dla przypadku gdzie wirnik nie został obciążony i dla przypadku działania zewnętrznego momentu oporowego. Wartość zadana prędkości obrotowej wynosi 2500 obr/min. Przebiegi przedstawione są rysunkach od 28 do 41. Aby dokonać pomiaru prądu przy pomocy oscyloskopu do wyprowadzeń uzwojeń silnika zostały podłączone rezystory o wartości 1Ω dzięki czemu spadek napięcia o wartości 1V odpowiada prądowi o wartości 1A.



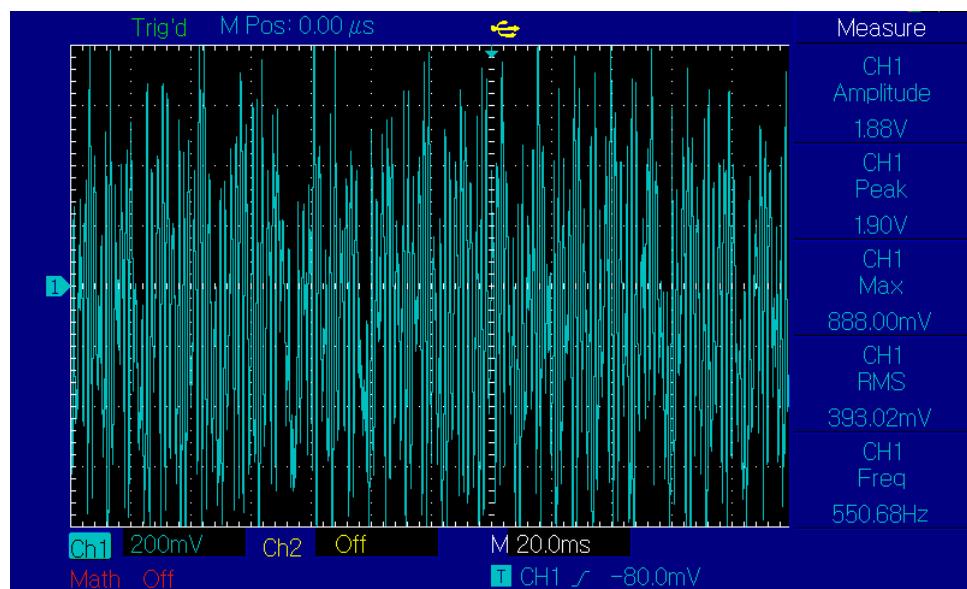
Rysunek 28: Przebieg prądu dla wartości zadanej amplitudy 0.3A bez obciążenia zewnętrzny momentem oporowym



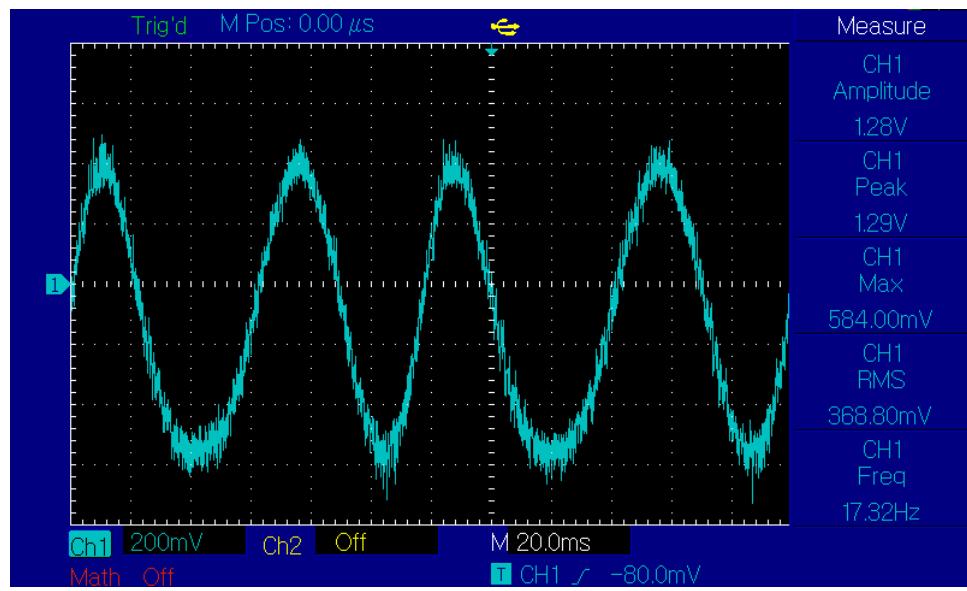
Rysunek 29: Przebieg prądu dla wartości zadanej amplitudy 0.3A z obciążeniem zewnętrzny



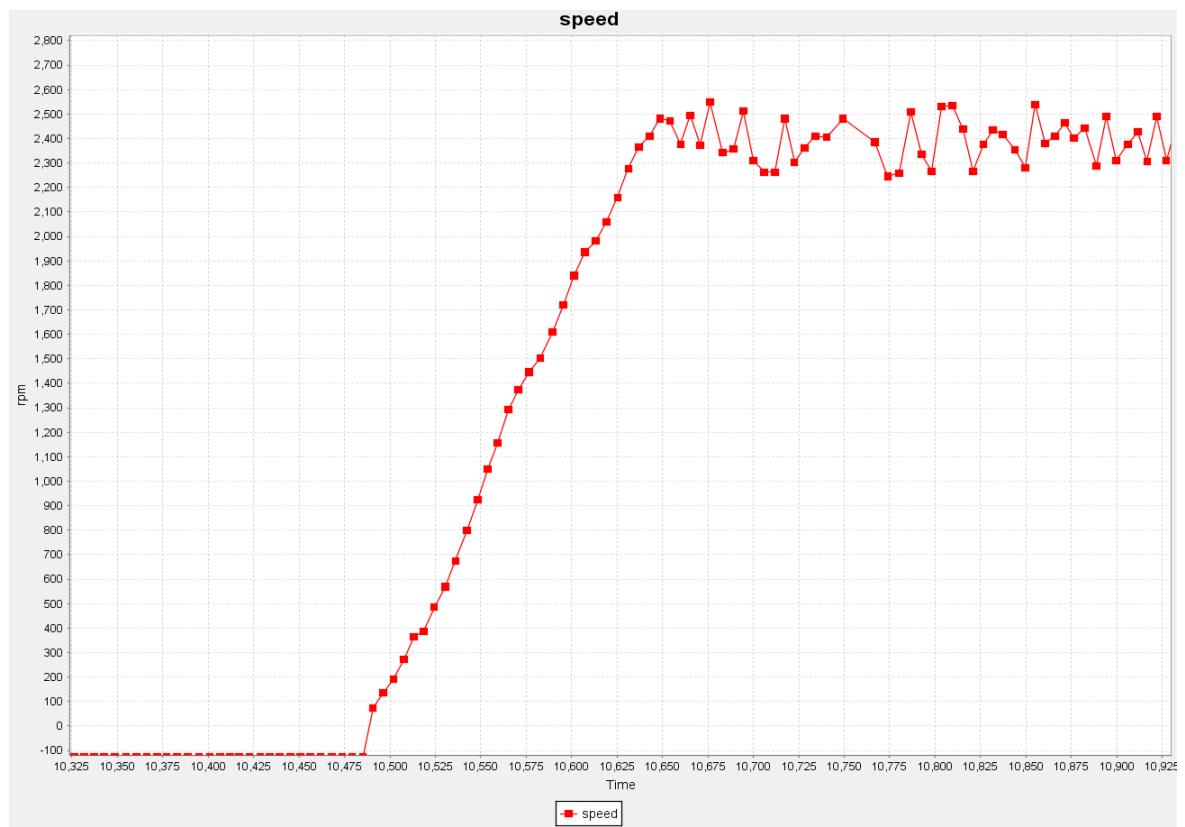
Rysunek 30: Przebieg prędkości obrotowej dla wartości zadanej 2500 obr/min i prądu 0.3A



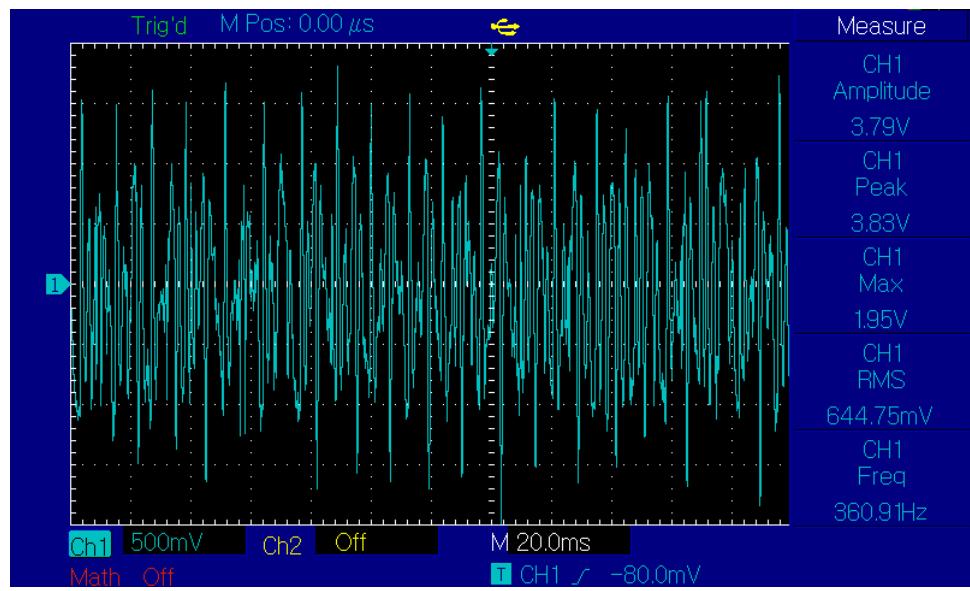
Rysunek 31: Przebieg prądu dla wartości zadanej amplitudy 0.5A bez obciążenia zewnętrzny momentem oporowym



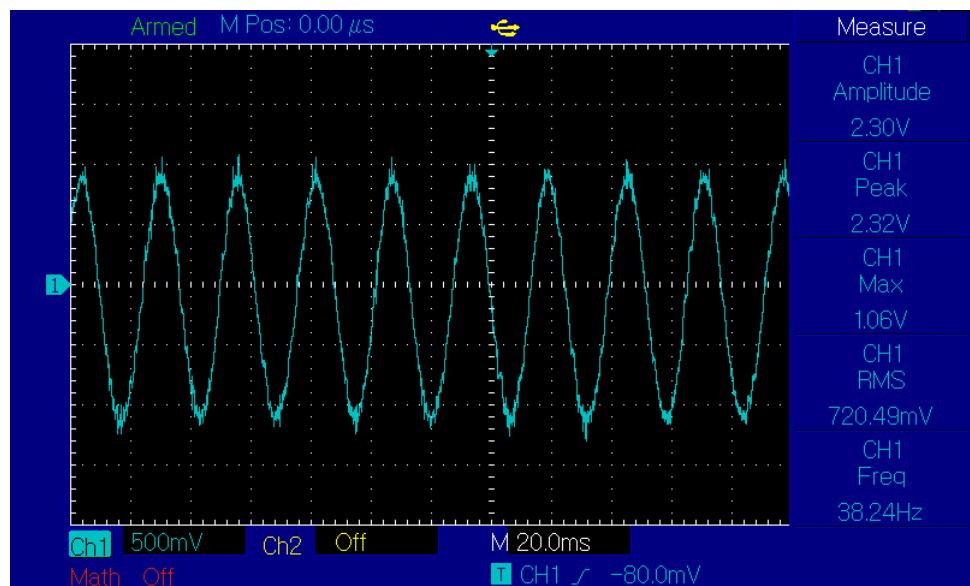
Rysunek 32: Przebieg prądu dla wartości zadanej amplitudы 0.5A z obciążeniem zewnętrznym



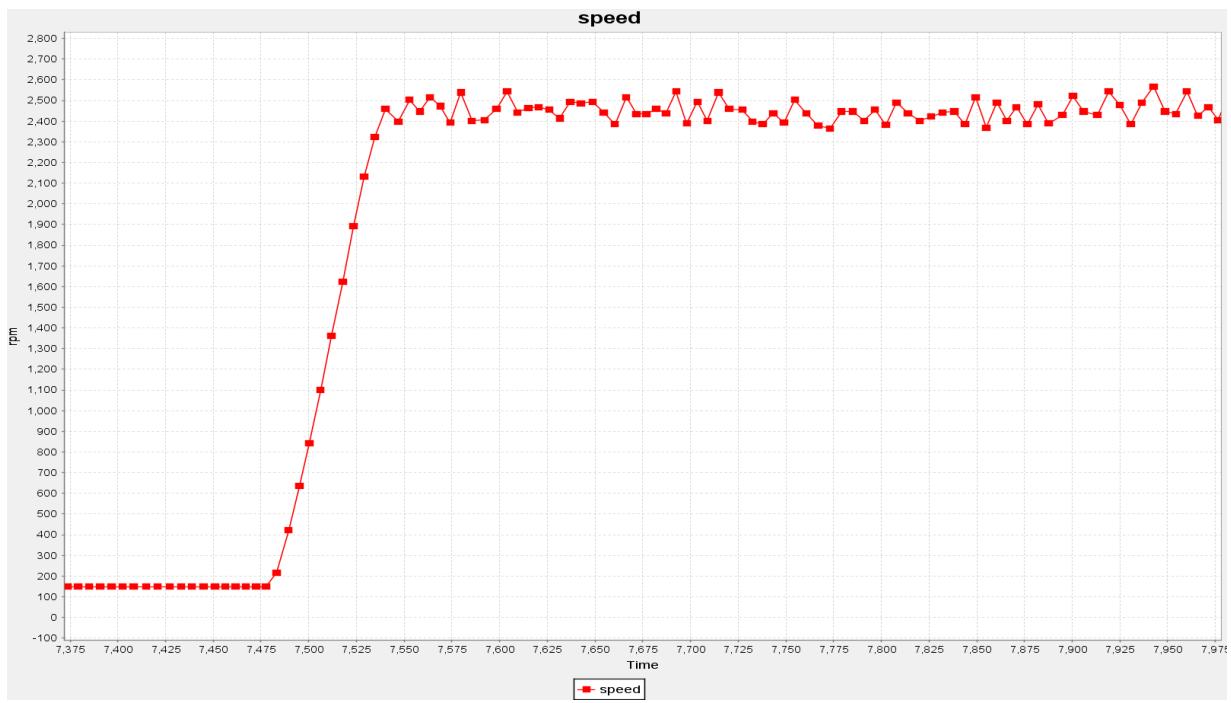
Rysunek 33: Przebieg prędkości obrotowej dla wartości zadanej 2500 obr/min i prądu 0.5A



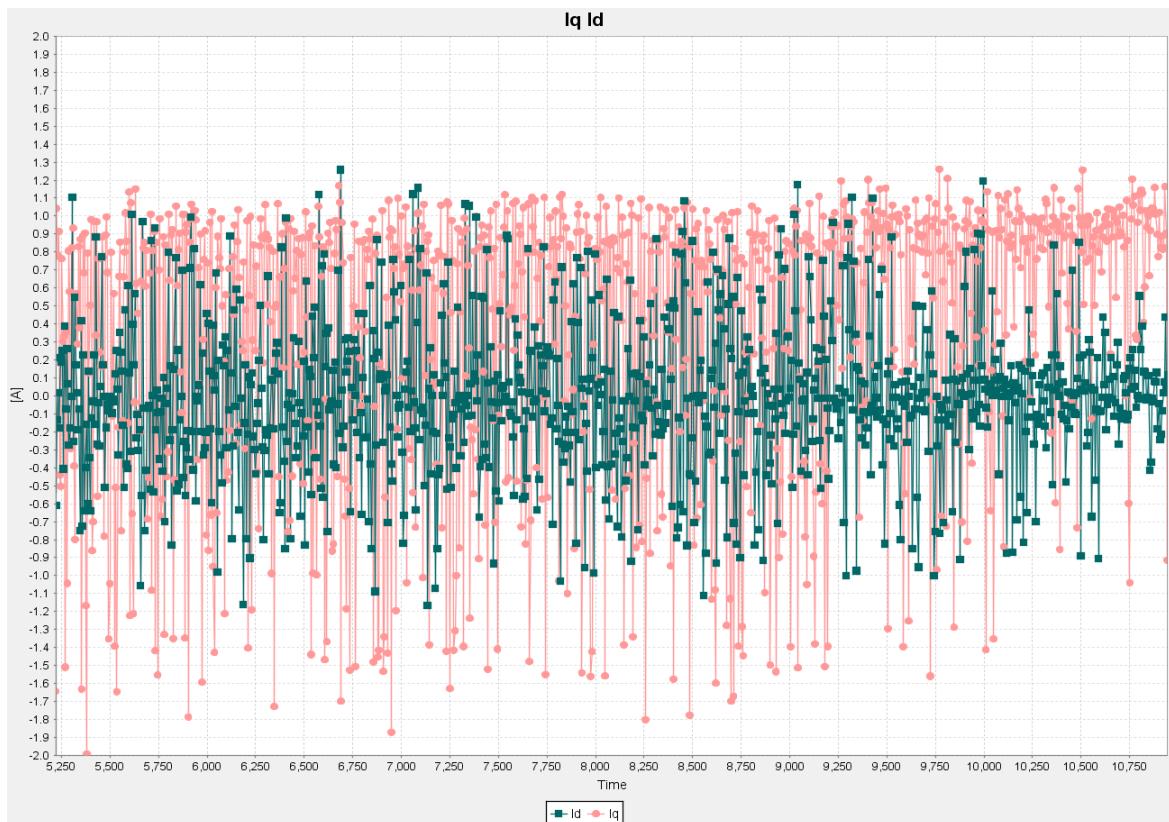
Rysunek 34: Przebieg prądu dla wartości zadanej amplitudy 1A bez obciążenia zewnętrzny momentem oporowym



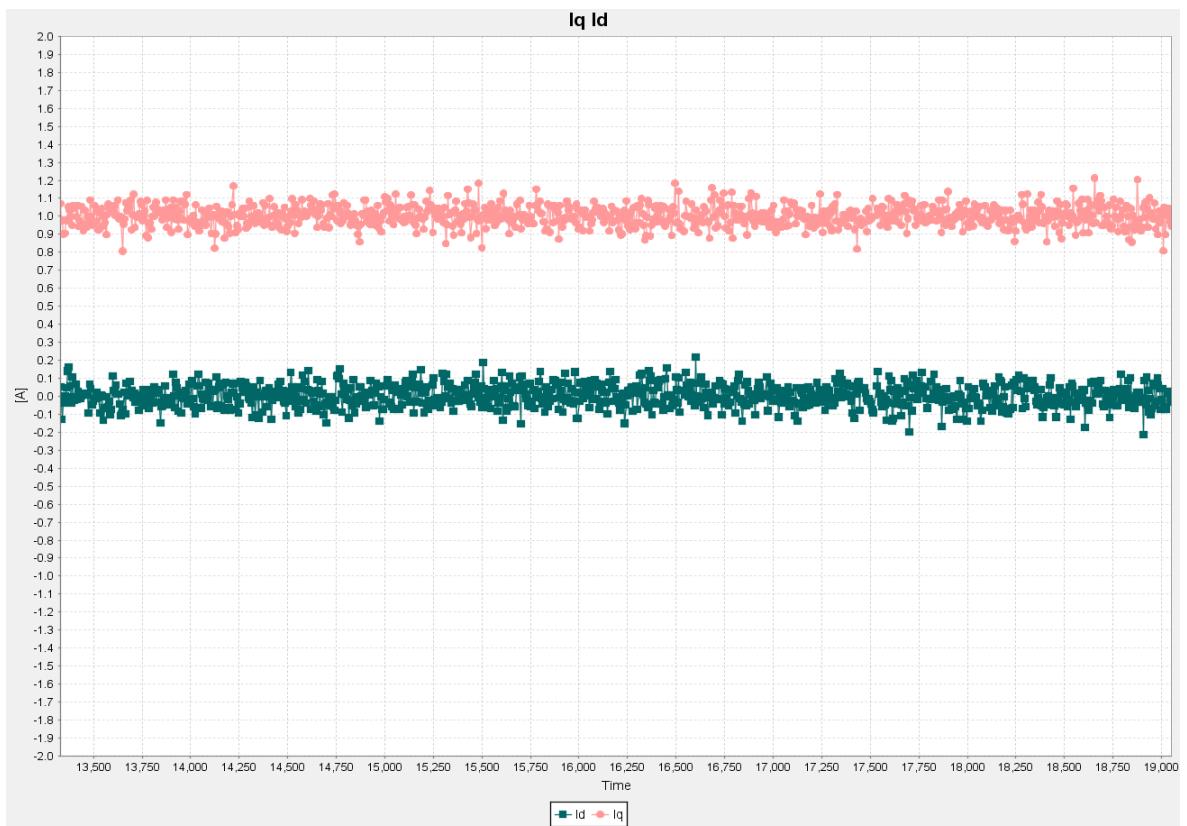
Rysunek 35: Przebieg prądu dla wartości zadanej amplitudy 1A z obciążeniem zewnętrzny



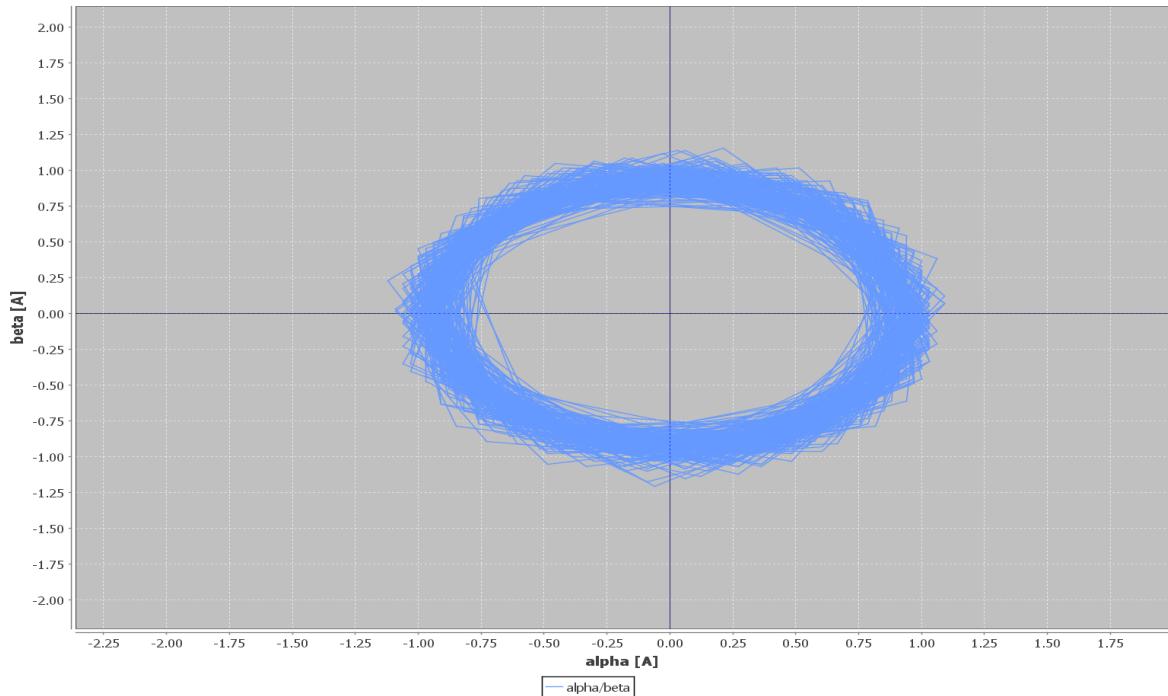
Rysunek 36: Przebieg prędkości obrotowej dla wartości zadanej 2500 obr/min i prądu 1A



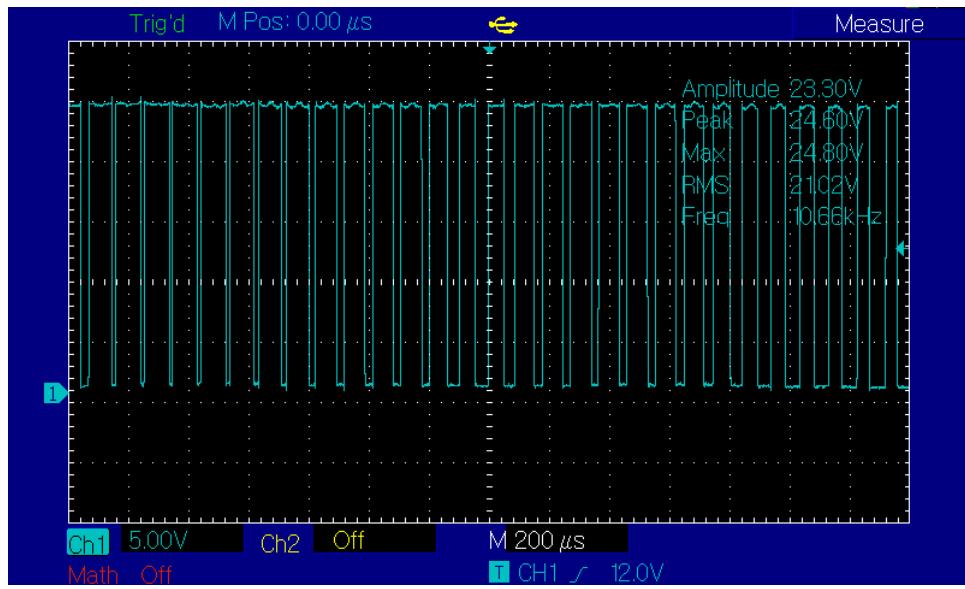
Rysunek 37: Przebieg składowej Id, Iq dla wartości zadanej amplitudy prądu 1A bez obciążenia zewnętrznym momentem oporowym



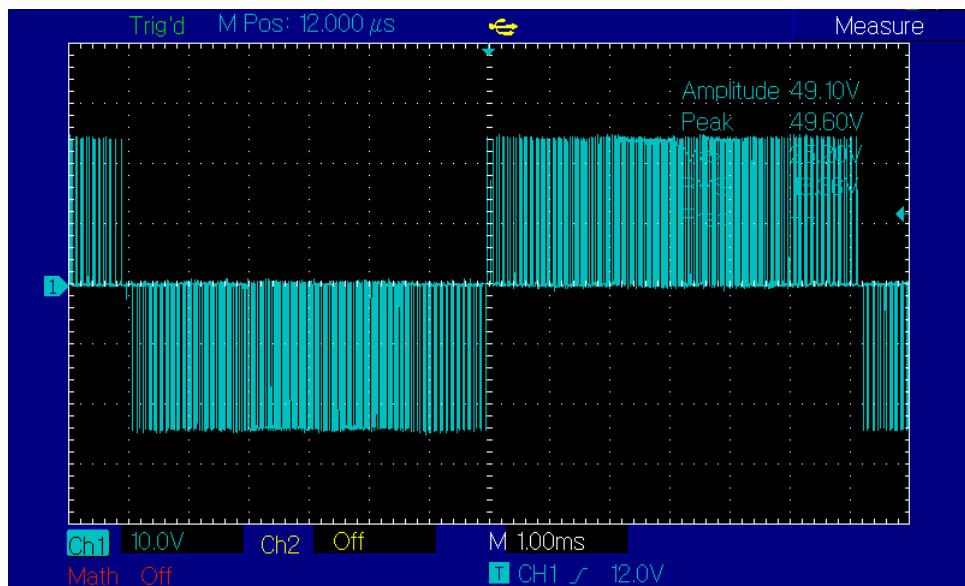
Rysunek 38: Przebieg składowej Id, Iq dla wartości zadanej amplitudy prądu 1A z obciążeniem zewnętrznym momentem oporowym



Rysunek 39: Hodograf prądu w układzie współrzędnych alfa, beta dla wartości zadanej 1A



Rysunek 40: Przebieg napięcia fazowego



Rysunek 41: Przebieg napięcia międzyfazowego

Z pomiarów wynika, że regulacja prądu przy ustalonej prędkości obrotowej i przy braku obciążenia zewnętrznym momentem oporowym, prąd ma przebieg zniekształcony i nieprzypominający sinusoidy. Z wykresu składowych prądu I_q i strumienia magnetycznego I_d , pokazanego na rysunku 37 widać, że przebiegi są przemienne, co oznacza, że nie jest utrzymywany stały kąt między polem magnetycznym wirnika i stojana. Moment elektromagnetyczny jest iloczynem strumienia magnetycznego, prądu i kosinusa kąta między polem magnetycznym stojana i wektorem siły przeciwelektromotorycznej. Przy ustalonej prędkości obrotowej i braku obciążenia generowany jest niski moment napędowy, który nie jest w stanie utrzymać kąta 90 stopni między polami magnetycznymi. Układ regulacji mimo wszystko próbuje uzyskać określona wartość zadawaną generując oscylacje.

Zwiększąc moment oporowy przebieg prądu przyjmuje kształt sinusoidy o amplitudzie wartości zadanej. Kąt między polem magnetycznym wirnika i stojana ustala się na poziomie bliskim 90 stopni. W takim przypadku moment elektrodynamiczny jest równy iloczynowi prądu I_q i strumienia magnetycznego. Regulator prędkości steruje prądem I_q aby utrzymać prędkość obrotowa niezależnie od momentu

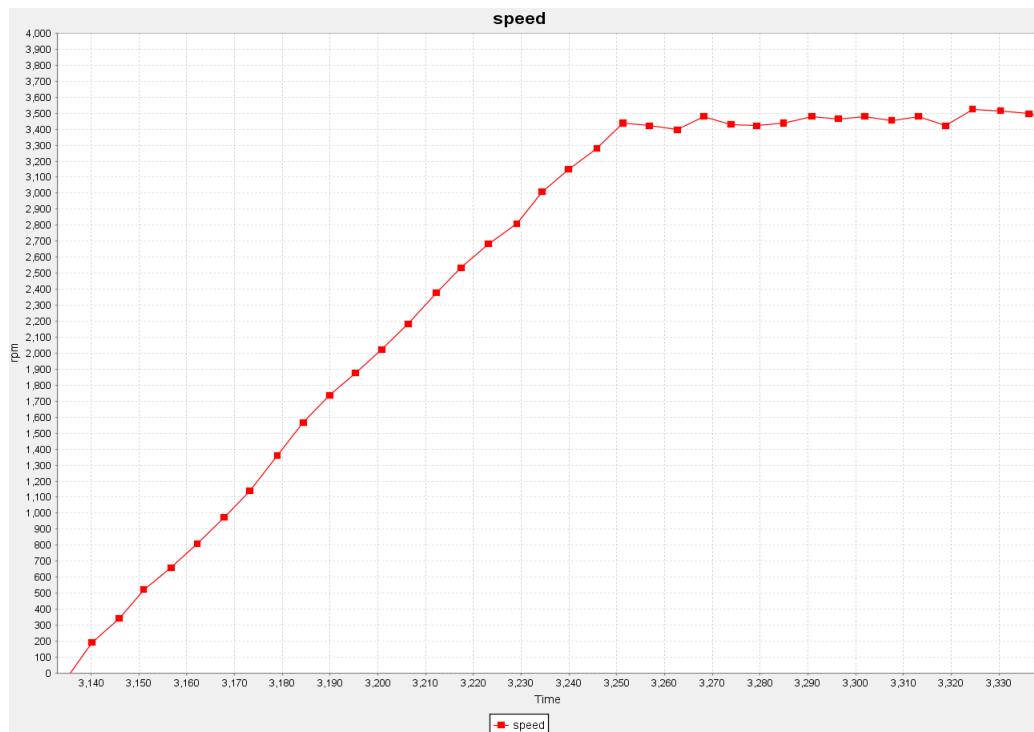
oporowego. Wartość zadana prądu I_q ustala maksymalny moment przy którym nie ma spadku prędkości obrotowej.

Z przebiegów prędkości obrotowej dla wartości zadanej 2500 obr/min dla nastaw wartości prądu 0.3A, 0.5A, 1A, które zostały przedstawione na rysunkach 30, 33 i 36 wynika, że wartość zadana prądu I_q bezpośrednio wpływa na moment obrotowy i dynamikę układu. Wraz ze wzrostem wartości prądu I_q wzrasta przyspieszenie silnika. Czas potrzebny do osiągnięcia ustalonej prędkości zadanej 2500 obr/min wynosi kolejno:

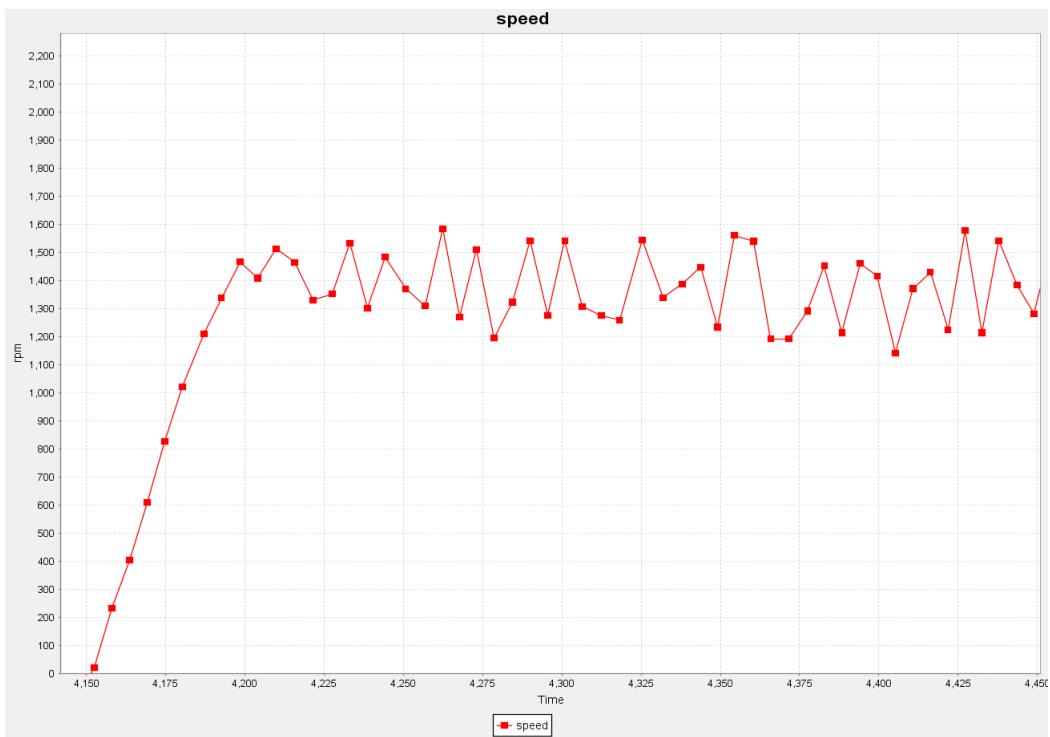
- 0.3 A - 0.5 sekundy
- 0.5 A - 0.22 sekundy
- 1 A - 0.06 sekundy

6.2.2 Regulacja prędkości obrotowej

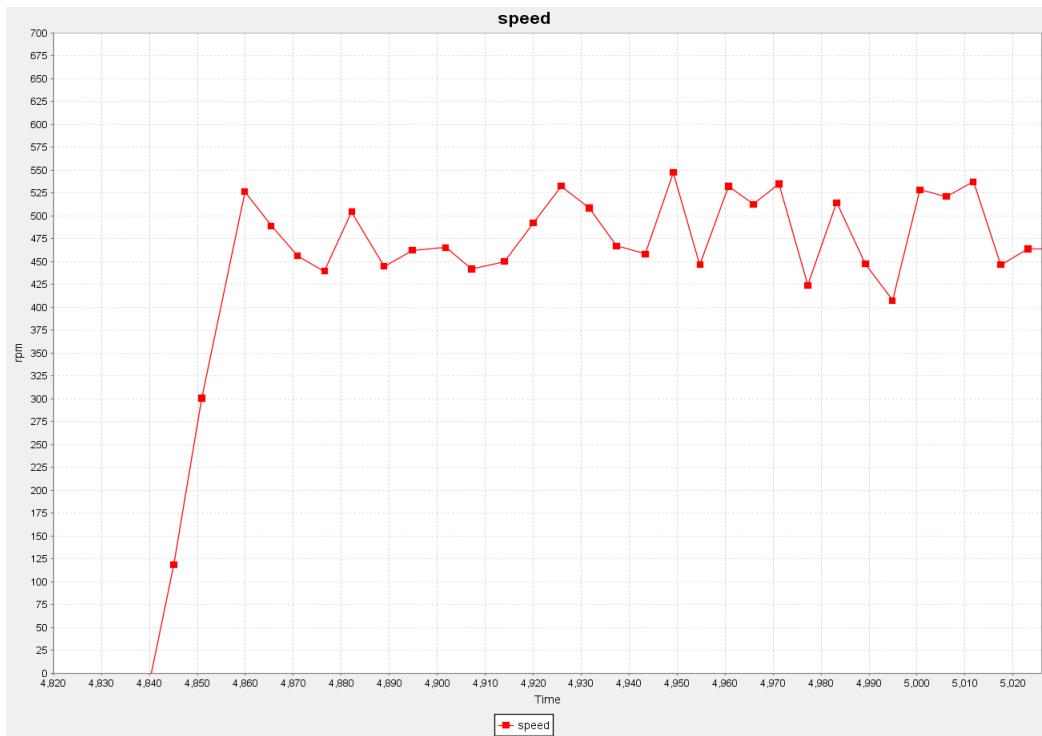
Pomiary przebiegów prędkości obrotowej zostały dokonane dla prędkości obrotowych 3500, 1500, 500, 200 obr/min przy amplitudzie prądu ograniczonej do 0.8A. Przebiegi przedstawione na rysunkach 42, 43, 44 i 45.



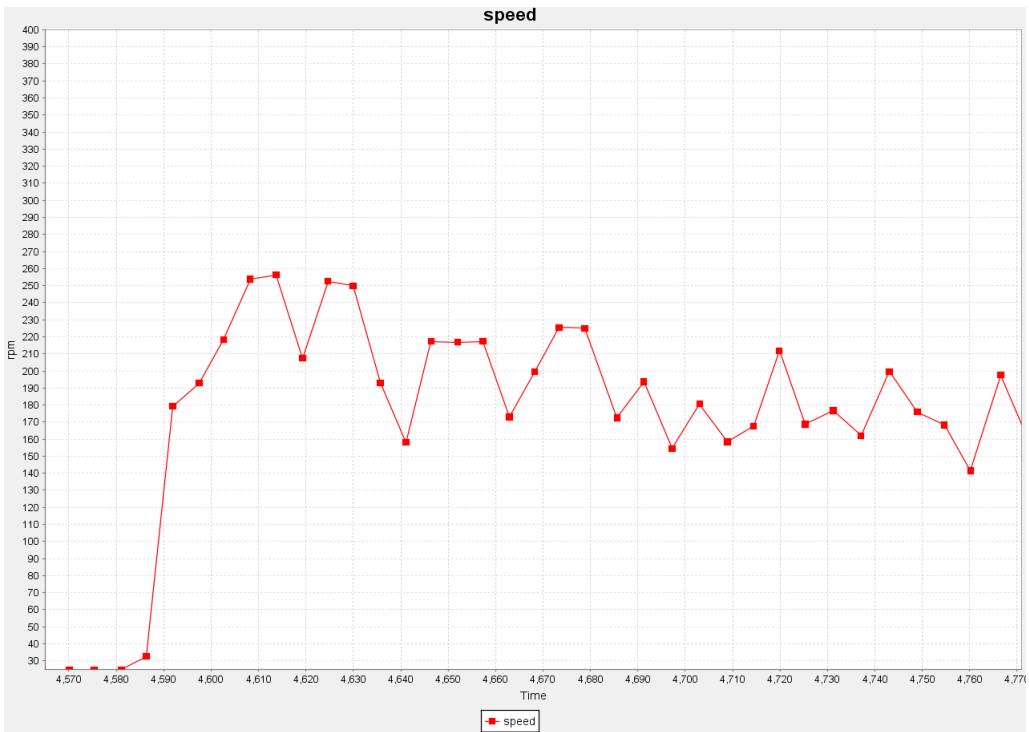
Rysunek 42: Przebieg prędkości obrotowej o wartości zadanej 3500 obr/min



Rysunek 43: Przebieg prędkości obrotowej o wartości zadanej 1500 obr/min



Rysunek 44: Przebieg prędkości obrotowej o wartości zadanej 500 obr/min

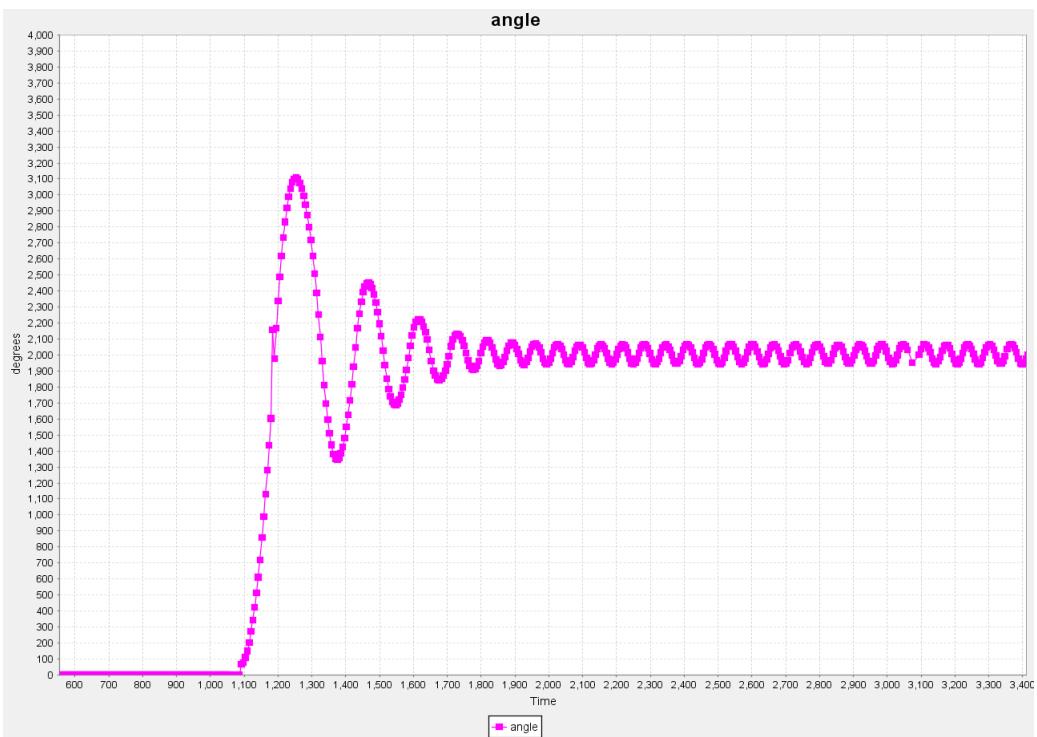


Rysunek 45: Przebieg prędkości obrotowej o wartości zadanej 200 obr/min

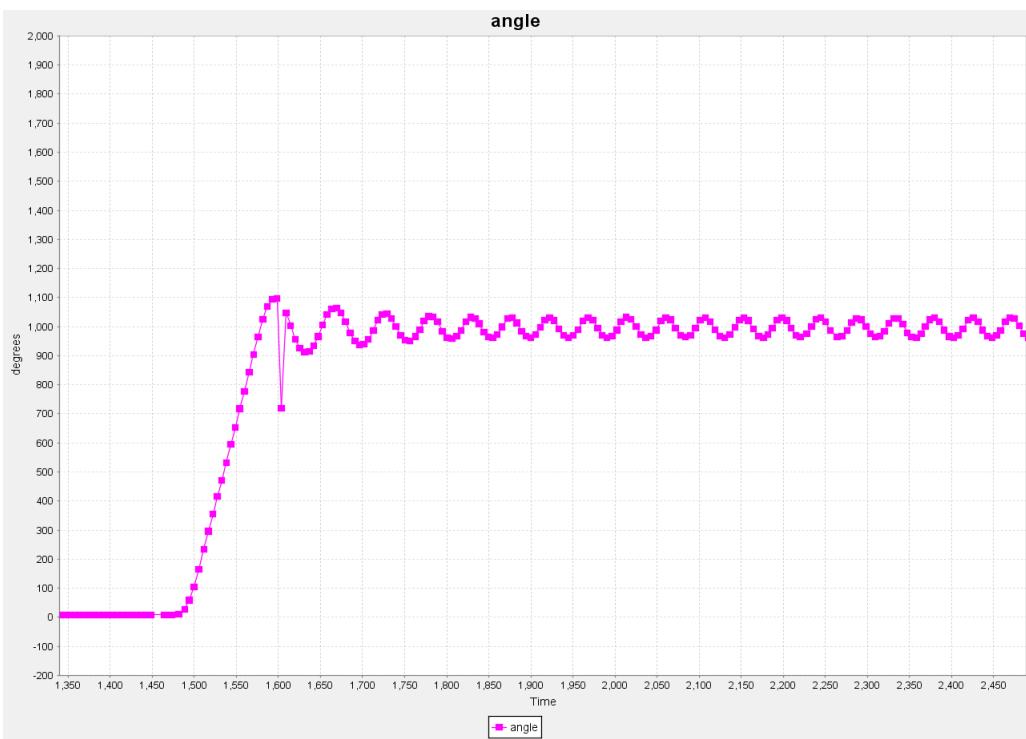
Z pomiarów wynika, że przy zastosowaniu układu napędowego ze sterowaniem wektorowym dla silnika trójfazowego uzyskujemy płynną regulację prędkości obrotowej.

6.2.3 Regulacja położenia wirnika

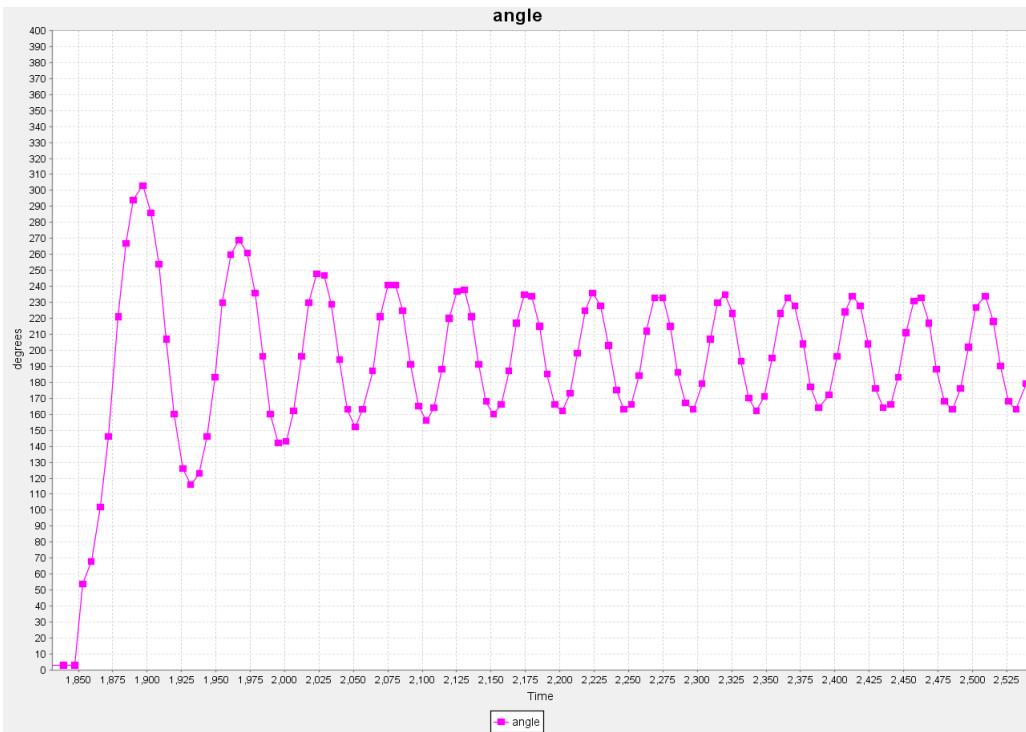
W celu sprawdzenia jakości działania regulatora położenia wału silnika pomiary wykonano dla wartości zadanych 2000,1000 i 200 stopni. Przebiegi przedstawione na rysunkach 46, 47 i 48. Rozdzielcość przetwornika obrotowo-impulsowego wynosi 720 impulsów/obr.



Rysunek 46: Przebieg położenia wału silnika dla wartości zadanej 2000 stopni



Rysunek 47: Przebieg położenia wału silnika dla wartości zadanej 1000 stopni



Rysunek 48: Przebieg położenia wału silnika dla wartości zadanej 200 stopni

Spis rysunków

1	Przebiegi siły elektromotorycznej E, prądu I i momentu T dla jednej fazy dla: a) silnika PMSM, b) silnika BLDC [15]	5
2	Stojan silnika BLDC [6]	5
3	Wirnik silnika BLDC [6]	5
4	Uproszczony schemat układu sterowania i zasilania silnika [3]	6
5	Schemat silnika synchronicznego z magnesami trwałymi	7
6	Algorytm FOC [5]	9
7	Transformata Clark'a [4]	9
8	Transformata Park'a [4]	10
9	Transformacje w algorytmie FOC [5]	10
10	Wektory w przestrzeni stanu i podział na sektory [5]	11
11	Maksymalna długość wektora [5]	11
12	Generowanie wektora V_x [9]	12
13	Sekwencja generowania wektora referencyjnego	12
14	Napęd z silnikiem BLDC	13
15	Silnik BLDC	15
16	Zestaw rozwojowy STM32 B-G431-ESC1 [14]	16
17	Zestaw rozwojowy STM32 Nucleo F746ZG [12]	17
18	Pomiar prądu [13]	17
19	Wzmacnianie mierzonego sygnału [13]	18
20	Schemat regulatora PID biblioteki CMSIS-DSP [1]	18
21	Synchronizacja sygnału PWM z wyzwalaniem przerwania od przetwornika ADC	19
22	Model napędu silnika BLDC	20
23	Schemat układu komunikacji	20
24	Interfejs użytkownika	21
25	Interfejs użytkownika	22
26	Przebiegi generowanych sygnałów za pomocą SVPWM na podstawie trzech wejściowych sygnałów sinusoidalnych	23

27	Nastawy regulatorów PID	23
28	Przebieg prądu dla wartości zadanej amplitudy 0.3A bez obciążenia zewnętrznym momentem oporowym	24
29	Przebieg prądu dla wartości zadanej amplitudy 0.3A z obciążeniem zewnętrznym	24
30	Przebieg prędkości obrotowej dla wartości zadanej 2500 obr/min i prądu 0.3A	25
31	Przebieg prądu dla wartości zadanej amplitudy 0.5A bez obciążenia zewnętrznym momentem oporowym	25
32	Przebieg prądu dla wartości zadanej amplitudy 0.5A z obciążeniem zewnętrznym	26
33	Przebieg prędkości obrotowej dla wartości zadanej 2500 obr/min i prądu 0.5A	26
34	Przebieg prądu dla wartości zadanej amplitudy 1A bez obciążenia zewnętrznym momentem oporowym	27
35	Przebieg prądu dla wartości zadanej amplitudy 1A z obciążeniem zewnętrznym	27
36	Przebieg prędkości obrotowej dla wartości zadanej 2500 obr/min i prądu 1A	28
37	Przebieg składowej Id, Iq dla wartości zadanej amplitudy prądu 1A bez obciążenia zewnętrznym momentem oporowym	28
38	Przebieg składowej Id, Iq dla wartości zadanej amplitudy prądu 1A z obciążeniem zewnętrznym momentem oporowym	29
39	Hodograf prądu w układzie współrzędnych alfa, beta dla wartości zadanej 1A	29
40	Przebieg napięcia fazowego	30
41	Przebieg napięcia międzyfazowego	30
42	Przebieg prędkości obrotowej o wartości zadanej 3500 obr/min	31
43	Przebieg prędkości obrotowej o wartości zadanej 1500 obr/min	32
44	Przebieg prędkości obrotowej o wartości zadanej 500 obr/min	32
45	Przebieg prędkości obrotowej o wartości zadanej 200 obr/min	33
46	Przebieg położenia wału silnika dla wartości zadanej 2000 stopni	33
47	Przebieg położenia wału silnika dla wartości zadanej 1000 stopni	34
48	Przebieg położenia wału silnika dla wartości zadanej 200 stopni	34

Literatura

- [1] CMSIS Version 5.7.0 Software Interface Standard for Arm Cortex-based Microcontrollers. https://www.keil.com/pack/doc/CMSIS/DSP/html/group__PID.html, 2008. [Online; accessed 01-07-2020].
- [2] Mokhtar Bouanane, Mohamed Bourahla, and Madjid Guerouad. Design and implementation of three-phase ipm inverter based on svpwm for ac motor applications using dspic30f4011. *Przegląd Elektrotechniczny*, 95, 2019.
- [3] Arkadiusz Domoracki and Krzysztof Krykowski. Silniki bldc-klasyczne metody sterowania. *Zeszyty Problemowe–Maszyny Elektryczne*, 72, 2005.
- [4] Texas Instruments Europe. Field orientated control of 3-phase ac-motors. *Literature Number: BPRA073*, 1998.
- [5] Charles Frick. Brushless dc motors introduction for next-generation missile actuation systems outline. *Analog Devices, Inc.*, 6, 2018.
- [6] Zbigniew Goryca. Metody sterowania silników bldc. *Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej*, (66):32–47, 2012.
- [7] Krzysztof Krykowski. *Silniki PM BLDC*. Wydawnictwo BTC, Legionowo, 2015.
- [8] Dominik Łuczak and Krzysztof Siembab. Comparison of fault tolerant control algorithm using space vector modulation of pmsm drive. In *Proceedings of the 16th international conference on mechatronics-mechatronika 2014*, pages 24–31. IEEE, 2014.
- [9] Ahmed A Mansour. Novel svpwm based on first order equation. *Journal of Electrical Systems and Information Technology*, 2(2):197–206, 2015.
- [10] Jacek Przepiórkowski. Trojfazowy falownik wektorowy zestaw ewaluacyjny tms320f28035 podstawy teoretyczne. *SKLEP.AVT.PL ELEKTRONIKA PRAKTYCZNA*, 4, 2010.

- [11] STMicroelectronics. *STM32F745xx, STM32F746xx*, 2016.
- [12] STMicroelectronics. *UM1974, User manual, STM32 Nucleo-144 boards*, 2017.
- [13] STMicroelectronics. *AN5397, Amplification network schematic for bipolar current sensing*, 2019.
- [14] STMicroelectronics. *UM2516 User Manual, Electronic speed controller Discovery kit for drones with STM32G431CB*, 2020.
- [15] Konrad Zajkowski and Stanisław Duer. Sterowanie prędkością obrotową silnika bezszczotkowego bldc. *Autobusy: technika, eksploatacja, systemy transportowe*, 14:303–306, 2013.