



A G H

AKADEMIA GÓRNICZO-HUTNICZA IM. STANISŁAWA STASZICA W KRAKOWIE
Wydział Informatyki, Elektroniki i Telekomunikacji

INSTYTUT ELEKTRONIKI

Praca dyplomowa

Uniwersalny system kontroli położenia silników BLDC
Universal position control system for BLDC motors

Autor:
Kierunek studiów:
Opiekun pracy:

Tomasz Bednorz
Elektronika i Telekomunikacja
dr hab. Inż. Adam Piłat, prof. u.

Kraków, 2024

*Serdecznie dziękuję
dr hab. inż. Adamowi Piłatowi
oraz mgr Hubertowi Milanowskiemu
za inspirację oraz merytoryczną
pomoc podczas realizacji pracy.*

Spis treści

1 Wstęp	5
1.1 Cel i zakres pracy	5
2 Silniki BLDC	6
2.1 Budowa	6
2.1.1 Stojan	7
2.1.2 Wirnik	8
2.2 Zasada działania	10
2.3 Porównanie napędów PMSM i BLDC	10
2.4 Obwód sterownika elektrycznego	11
2.5 Detekcja pozycji wirnika	12
2.5.1 Metoda czujnikowa	12
2.5.2 Metoda bezczujnikowa	13
2.6 Metody sterowania	14
2.6.1 Komutacja trapezoidalna	14
2.6.2 Komutacja sinusoidalna	15
3 Czujniki pozycji kątowej	17
3.1 Resolwery	17
3.2 Czujniki Halla	18
3.3 Czujniki AMR	20
3.4 Enkodery	22
4 Założenia projektowe	24
4.1 Dobór komponentów	24
4.1.1 Sterownik bramek	25
4.1.2 Ethernet transceiver	25
4.1.3 Enkoder magnetyczny	26
4.1.4 Czujnik Halla	26
4.1.5 Mikrokontroler	27
4.2 Oprogramowanie	28
4.3 Przegląd literatury	29
5 Warstwa sprzętowa urządzenia	30
5.1 Sterownik BLDC/PMSM	30
5.1.1 Sekcja zasilania	31
5.1.2 Sekcja mikrokontrolera	32

5.1.3	Sekcja silnika	33
5.1.4	Sekcja enkodera magnetycznego	34
5.1.5	Sekcja komunikacyjna EtherCAT	35
5.1.6	Sekcja IMU	35
5.1.7	Schemat układu PCB	36
5.1.8	Montaż PCB	37
5.2	Zewnętrzny moduł detekcji pozycji	39
5.2.1	Schemat elektroniczny	39
5.2.2	Schemat układu PCB	41
5.2.3	Montaż PCB	42
6	Badania funkcjonalne i analiza wyników	43
6.1	Oprogramowanie na platformę wbudowaną	43
6.2	Detekcja pozycji kątowej	44
6.2.1	Czujnik Halla	44
6.2.2	Enkoder magnetyczny	47
6.3	Implementacja funkcji trygonometrycznych	49
6.3.1	Atan2	49
6.3.2	Sinus i cosinus	51
6.4	Sterowanie silnikiem	52
7	Podsumowanie	61
	Bibliografia	62
	Załączniki	64

1 Wstęp

Współczesny świat technologii charakteryzuje się nieustannym postępem i innowacjami, które wpływają na wiele dziedzin życia, w tym na przemysł, transport oraz życie codzienne. Wraz ze wzrostem zapotrzebowania na inteligentne rozwiązania, coraz to ważniejsze stają się systemy, które charakteryzują się możliwością dostosowania do zmieniających się warunków otoczenia oraz optymalizacją swoich działań. Zachodzące zmiany stają się szczególnie widoczne w obszarze automatyki i robotyki. Współczesne linie produkcyjne są w stanie realizować w sposób niezawodny swoje cele bez ingerencji człowieka, który coraz to częściej postrzegany jest jako słaby punkt w procesach wymagających wysokiej precyzji oraz niezawodności. Za sprawą nowoczesnych algorytmów oraz ich integracji z zaawansowanymi systemami sterowania, możliwe jest osiągnięcie wysokiej dokładności oraz efektywności, co przekłada się na zwiększenie wydajności procesów produkcyjnych oraz poprawę jakości usług.

Nowoczesne linie produkcyjne charakteryzują się wysokim poziomem automatyzacji. Często są w stanie, bez ingerencji człowieka, zrealizować pełny cykl wytworzenia towaru wraz z przetestowaniem jego prawidłowego działania. Wykorzystywane są do tego różnorodne urządzenia, takie jak: roboty przemysłowe, automatyczne systemy transportowe, torsjometry, systemy wizyjne. Wśród wymienionych urządzeń zastosowanie znajdują zaawansowane napędy, które umożliwiają precyzyjne sterowanie ich ruchem. Silniki BLDC (ang. *Brushless Direct Current*) są jednym z najczęściej wybieranych rozwiązań w tej dziedzinie, ze względu na swoje zalety, takie jak wysoka sprawność oraz niski poziom emitowanego hałasu. Innowacyjne algorytmy umożliwiają na ich funkcjonowanie z niezwykłą precyzją, co przekłada się na wysoką dokładność realizowanych operacji.

1.1 Cel i zakres pracy

Wraz ze wzrostem automatyzacji silniki BLDC stają się coraz to bardziej popularne w różnych aplikacjach, od robotów przemysłowych po drony autonomiczne. Do efektywnego wykorzystania ich potencjału konieczne jest zastosowanie zaawansowanego sterownika, który umożliwia kontrolę ich pozycji oraz prędkości.

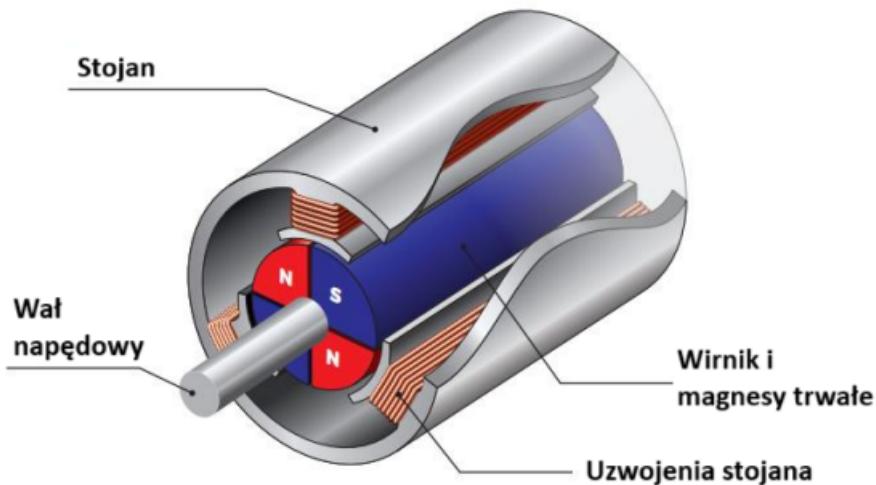
Biorąc pod uwagę uprzednio przedstawione informacje, celem pracy jest zaprojektowanie dedykowanej płytki drukowanej będącej sterownikiem silników PMSM (ang. *Permanent Magnet Synchronous Motor*) oraz BLDC wraz z programową implementacją algorytmu sterującego dla silników bezszczotkowych. Zadaniem sterownika jest możliwość pracy w systemach składających się z wielu napędów poprzez efektywną wymianę danych o wysokiej szybkości transmisji i niskiej latencji. Ponadto kluczowym elementem kontrolera jest określenie pozycji silnika, co pozwoli na skuteczną kontrolę jego ruchu i zapewni optymalną pracę napędu.

2 Silniki BLDC

Silniki bezszczotkowe prądu stałego BLDC w odróżnieniu od tradycyjnych silników szczołkowych cechują się brakiem mechanicznych komutatorów oraz szczotek. Ma to pozytywny wpływ na większą sprawność, trwałość oraz mniejsze straty energii. Brak szczotek eliminuje problemy z iskrzeniem oraz zużywaniem się części mechanicznych, czego efektem jest cichsza praca oraz mniejsze potrzeby konserwacyjne. Dzięki swoim zaletom są coraz częściej spotykane w takich dziedzinach jak motoryzacja, lotnictwo czy elektronika użytkowa. W porównaniu do silników DC, sterowanie silnikami BLDC opiera się na wykorzystaniu bardziej zaawansowanych systemów elektronicznych, które umożliwiają regulację momentu obrotowego oraz prędkości.

2.1 Budowa

Silnik BLDC (rys. 2.1) jest rodzajem silnika synchronicznego. Oznacza to, że prędkość wirnika (ang. *rotor*) jest zawsze zsynchronizowana z częstotliwością pola magnetycznego generowanego przez stojan (ang. *stator*), czyli prędkość obrotowa wirnika zależy bezpośrednio od częstotliwości prądu zasilającego stojan. W związku z tym nie ma poślizgu występującego w silnikach asynchronicznych, gdzie wirnik obraca się z pewnym opóźnieniem w stosunku do pola magnetycznego generowanego przez stojan.



Rys 2.1. Budowa silnika BLDC [1]

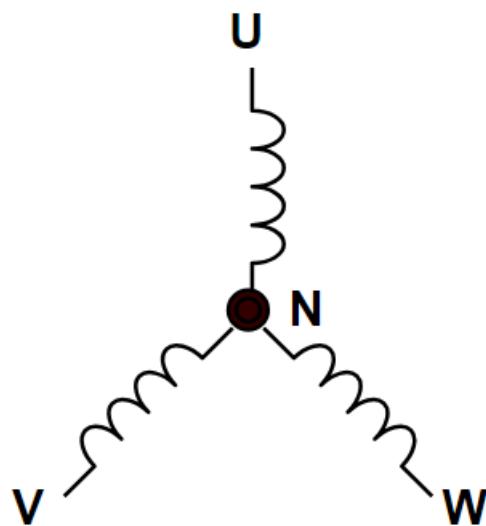
2.1.1 Stojan

Stojan to nieruchoma część silnika BLDC, która jest odpowiedzialna za generowanie pola magnetycznego, dzięki któremu wirnik z magnesami trwałymi może się obracać. Zawiera nawinięte cewki miedziane (uzwojenie), które są rozmieszczone wokół stalowego rdzenia.

Istnieją różne typy napędów BLDC w zależności od ilości faz. Liczba faz określana jest przez liczbę uzwojeń na statorze. Najpopularniejsze z nich to:

- Silnik jednofazowy - jego konstrukcja jest bardzo prosta. Posiada jedno uzwojenie nawinięte na stojan. Może obracać się tylko w jednym kierunku, dlatego często jest używany w prostych aplikacjach, takich jak pompy i wentylatory.
- Silnik trójfazowy - posiada trzy uzwojenia nawinięte na stojan. Jest w stanie zmieniać kierunek obrotów. Jego konstrukcja jest droższa i bardziej skomplikowana w porównaniu do silnika jednofazowego, ale zapewnia lepszą kontrolę i płynniejszą pracę. Ma szerokie zastosowanie w wymagających aplikacjach, takich jak pojazdy elektryczne i drony.

Podstawowym układem połączeń uzwojeń stojana silnika BLDC jest 3-fazowy układ w konfiguracji gwiazdy (rys. 2.2). Wyprowadzenia faz oznaczone są literami U, V oraz W. Zdarza się, że dostępne jest również czwarte wyprowadzenie - punkt neutralny N (zerowy), który jest wspólnym punktem łączącym się faz. Połączenie uzwojeń stojana w konfiguracji trójkąta (deltę) jest mało popularne i spotykane niemal wyłącznie w silnikach o bardzo małych mocach [2].



Rys 2.2. Gwiazdowy układ połączeń uzwojeń stojana

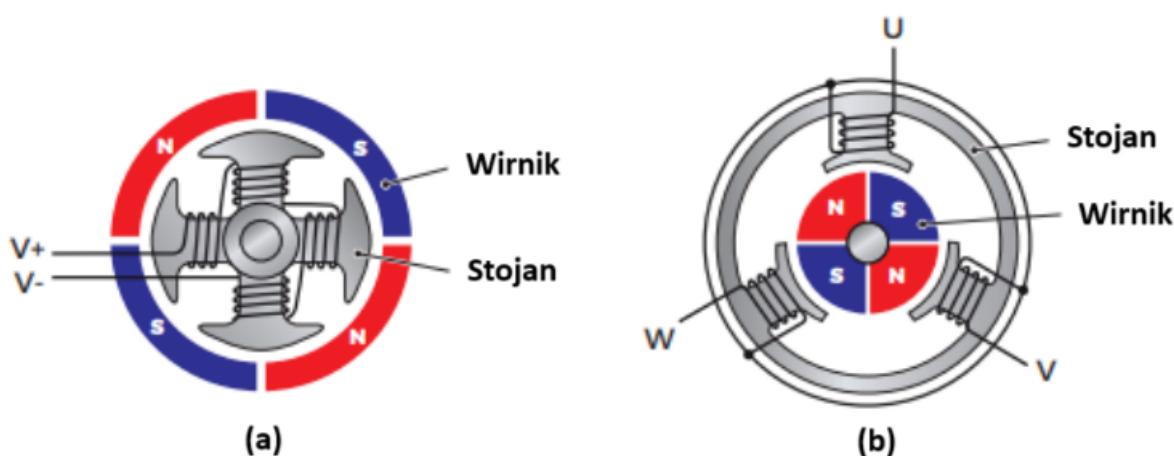
2.1.2 Wirnik

Wirnik w silniku BLDC, na którym umieszczone są naprzemiennie magnesy trwałe o przeciwnych biegunach, obraca się pod wpływem sił magnetycznych wytwarzanych przez uzwojenia stojana. Dzięki temu energia elektryczna jest przekształcana w mechaniczną. Najczęściej używanymi są magnesy ferrytowe ze względu na ich cenę. Ich główną wadą jest niska gęstość strumienia magnetycznego. Coraz to popularniejsze stają się magnesy ze stopów ziem rzadkich (ang. *rare earth alloy magnets*), których zaletą jest większa gęstość pola magnetycznego w stosunku do objętości. Pozwalają na polepszenie stosunku rozmiaru do wagi oraz umożliwiają generowanie większego momentu obrotowego w porównaniu do silników o tym samym rozmiarze używających magnesów ferrytowych [3].

Konstrukcję napędów BLDC w zależności od położenia rotora można podzielić na dwie kategorie (rys. 2.3):

- z wirnikiem wewnętrznym (ang. *inrunner*),
- z wirnikiem zewnętrznym (ang. *outrunner*).

Większość silników BLDC wykorzystuje układ, w którym wirnik z magnesami trwałymi znajduje się wewnętrznie uzwojonego stojana. Zaletą takiego rozwiązania jest wysoka skuteczność rozpraszania ciepła ze względu na pozycję uzwojeń. Z uwagi na niską bezwładność, taki rodzaj konstrukcji nadaje się do zastosowania w urządzeniach wymagających wysokiej prędkości. W konstrukcjach z wirnikiem wewnętrznym rotor otacza stojan, co skutkuje większym jego rozmiarem. Takie podejście zapewnia większy moment bezwładności oraz redukuje tępnięcia momentu obrotowego, zapewniając płynne obroty przy niskich prędkościach. Rozwiązanie to jest powszechnie spotykane w urządzeniach wymagających wysokiego momentu obrotowego.

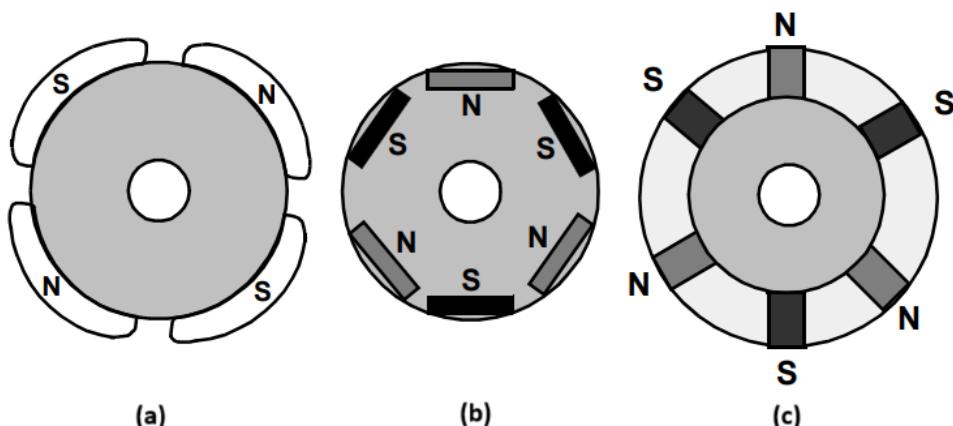


Rys 2.3. a) Silnik jednofazowy z wirnikiem zewnętrznym, b) Silnik trójfazowy z wirnikiem wewnętrznym [1]

Konstrukcja wirnika powinna zapewniać optymalny kształt sił elektromotorycznych oraz maksymalne wykorzystanie energii z magnesów trwałych. W związku z tym kluczowe jest ich odpowiednie rozmieszczenie na obwodzie wirnika. Najczęściej stosowane metody montażu magnesów obejmują (rys. 2.4):

- montaż na powierzchni wirnika,
- wbudowanie w wirnik,
- wkładanie do rdzenia wirnika.

Najprostszą i najbardziej popularną techniką jest rozmieszczenie magnesów namagnesowanych radialnie na obwodzie wirnika. Wbudowanie elementów magnetycznych w wirnik zapewnia lepszą mechaniczną ochronę magnesów oraz bardziej kompaktową budowę. Włożenie magnesów do rdzenia wirnika może przyczynić się do polepszenia parametrów magnetycznych.



Rys 2.4. Metody montażu magnesów stałych: a) na powierzchni wirnika, b) wbudowanie w wirnik, c) wkładanie do rdzenia wirnika [3]

Istotnym parametrem silnika BLDC jest liczba par biegunów. Określić ją można poprzez ilość magnesów trwałych umieszczonych na wirniku. Jeśli wirnik ma 6 magnesów (3 pary N-S), to silnik ma 3 pary biegunów. Wzrost liczby biegunów generuje większy moment elektromagnetyczny kosztem mniejszej maksymalnej prędkości obrotowej. Z pomocą liczby par biegunów można określić prędkość obrotową wału silnika:

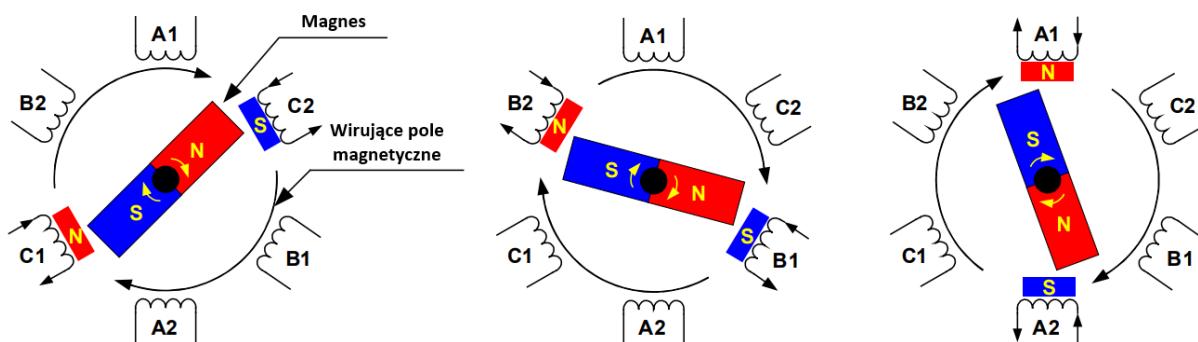
$$RPM = \frac{60 * f}{n * i * p} \quad (1)$$

gdzie:

- RPM - liczba obrotów na minutę,
- f - częstotliwość komutacji (przełączania sekwencji sterujących),
- n - liczba sekwencji sterowania wymaganych do wykonania pełnego obrotu wirnika,
- i - współczynnik przekładni,
- p - liczba par biegunów.

2.2 Zasada działania

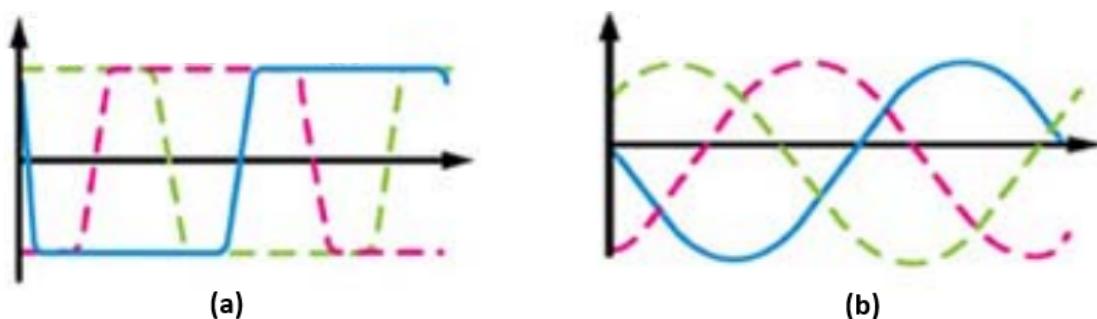
Działanie silnika opiera się na przyciąganiu oraz odpychaniu pomiędzy biegunami magnetycznymi. Ruch zaprezentowanego silnika trójfazowego (rys. 2.5) rozpoczyna się gdy prąd przepływa przez jedno z trzech uzwojeń stojana, tworząc pole magnetyczne które, przyciąga najbliższy magnes trwałego o przeciwnym biegunie. Rotor zacznie się obracać w momencie przełączenia zasilania uzwojenia na sąsiednie. Zmienianie zasilania cewek w odpowiedniej kolejności spowoduje podążanie rotora za obracającym się polem magnetycznym. Moment obrotowy silnika zależy między innymi od amplitudy prądu, liczby zwojów cewek, siły i rozmiaru magnesów trwałych.



Rys 2.5. Obrót silnika [4]

2.3 Porównanie napędów PMSM i BLDC

Silniki PMSM są urządzeniami bezszczotkowymi o bardzo wysokiej niezawodności i wydajności. Ich konstrukcja jest bardzo zbliżona do napędów BLDC. Kluczową różnicą w budowie jest sposób nawinięcia uzwojeń na stojan, czego efektem są różnice w generowanym kształcie sygnału BEMF (ang. *Back Electromotive Force*) (rys. 2.6).



Rys 2.6. Kształty sygnałów BEMF: a) silnik BLDC, b) silnik PMSM [5]

BEMF to wsteczna siła elektromotoryczna indukowana w cewkach stojana przez obracające się magnesy wirnika. Jest proporcjonalna do prędkości kątowej silnika, co oznacza, że nie wys-

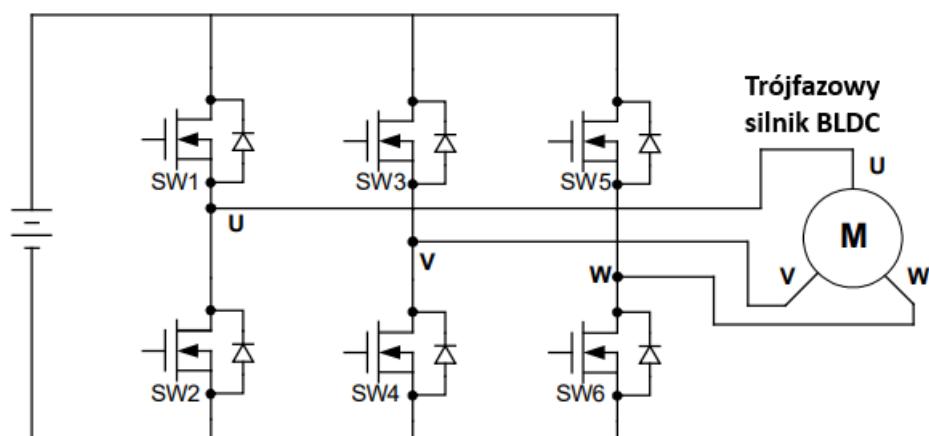
tępuje, gdy silnik stoi w miejscu. W odróżnieniu od silnika BLDC, który zasilany jest prądem stałym, PMSM zasilany jest prądami sinusoidalnymi. Wpływa to na odmienny sposób sterowania tymi silnikami. Tabela [1] przedstawia porównanie wybranych parametrów napędów BLDC i PMSM.

Tabela 1. Porównanie wybranych parametrów silników BLDC i PMSM [5]

	BLDC	PMSM
Kształt sygnału BEMF	Trapezoidalny	Sinusoidalny
Typ zasilania	DC	AC
Tętnienie momentu obrotowego przy komutacji	✓	✗
Złożoność algorytmów sterujących	Mniejsza	Większa
Maksymalna osiągalna prędkość	Niższa	Wyższa
Wydajność	Niższa	Wyższa
Moment obrotowy	Niższy	Wyższy
Koszt	Niższy	Wyższy

2.4 Obwód sterownika elektrycznego

Aby móc sterować trójfazowym silnikiem BLDC wymagany jest trójfazowy mostek H (rys. 2.7) odpowiedzialny za zasilanie uzwojeń stojana. Za pomocą tranzystorów w mostku możliwy jest wybór faz stojana, które są zasilane napięciem dodatnim, ujemnym, lub w ogóle nie są zasilane. Dzięki temu układ ten może precyzyjnie kontrolować, które fazy są aktywne w danym momencie, a które są odłączone.



Rys 2.7. Trójfazowy mostek H [4]

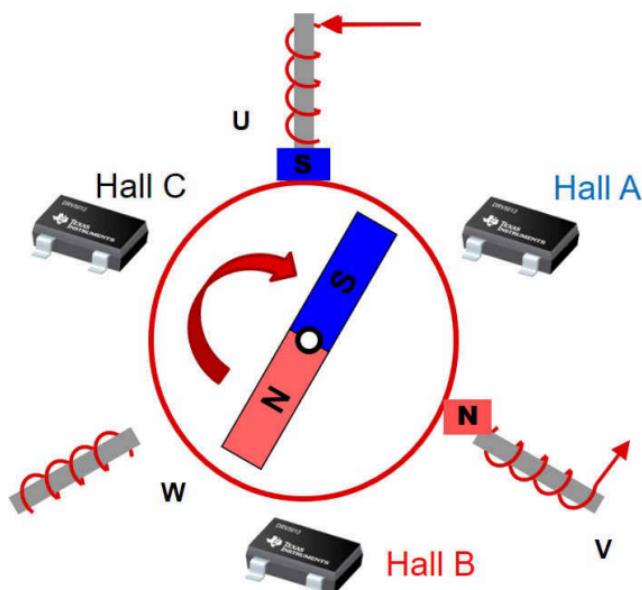
2.5 Detekcja pozycji wirnika

Komutacja w silnikach BLDC jest procesem przełączania prądu w fazach silnika w celu wygenerowania ruchu. Odbywa się w zależności od położenia wirnika, które musi być znane. W tym celu można wykorzystać metodę czujnikową (ang. *sensored*), polegającą na stosowaniu czujników do określenia pozycji wirnika, lub metodę bezczujnikową (ang. *sensorless*), która opiera się na algorytmach estymacji położenia wirnika bez użycia dodatkowych czujników.

Warto zaznaczyć, że pozycja rotora w silniku BLDC nie zawsze odpowiada bezpośrednio pozycji wału, ponieważ obrót mechaniczny wału zależy od liczby par biegunów magnetycznych w rotorze. Oznacza to, że rotor musi przejść przez kilka pełnych cykli elektrycznych, zanim wał wykona jeden pełny obrót mechaniczny o 360 stopni. W silnikach z większą liczbą par biegunów, każda zmiana położenia rotora (w sensie kąta elektrycznego) odpowiada mniejszemu przesunięciu kąta mechanicznego wału. Napęd zawierający trzy pary biegunów magnetycznych generuje trzy pełne cykle elektryczne na każdy pełny obrót wału, co powoduje, że zmiana pozycji wału zachodzi wolniej w porównaniu do zmiany pozycji rotora.

2.5.1 Metoda czujnikowa

Pierwsza metoda polega na użyciu trzech czujników Halla jako przełączników cyfrowych (ang. *digital-switch Hall sensors*), rozmieszczonych w odpowiednich miejscach (rys. 2.8). Czujniki te reagują sygnałem logicznym „1” lub „0” w zależności od wykrytego biegunu magnetycznego magnesów umieszczonych na wirniku. Na podstawie połączenia tych trzech sygnałów można określić następną sekwencję komutacyjną do realizacji.

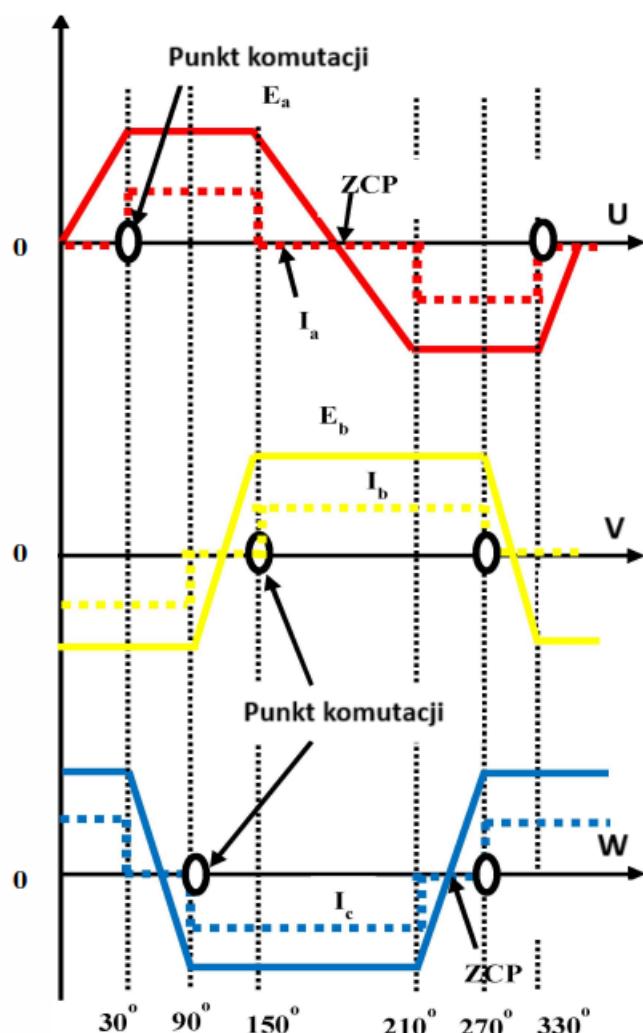


Rys 2.8. Rozmieszczenie sensorów Halla w metodzie czujnikowej [6]

Zaletą tej metody jest możliwość dokładnego określenia pozycji wirnika nawet przy zerowej prędkości obrotowej. Minusem są natomiast dodatkowe koszty.

2.5.2 Metoda bezczujnikowa

Drugą metodą umożliwiającą określenie położenia wirnika jest metoda bezczujnikowa, która wykorzystuje analizę sygnałów elektrycznych w obwodzie sterownika, bez potrzeby stosowania dodatkowych czujników położenia. W standardowym układzie silnika BLDC prąd dostarczany jest jednocześnie tylko do dwóch z trzech faz. Trzecia faza pełni rolę "pływającej" (ang. *floating*), na której indukowana jest wsteczna siła elektromotoryczna pozwalająca na określenie pozycji rotora. Zmiana znaku sygnału BEMF niezasilanej fazy określana jest punktem przejścia przez zero ZCP (ang. *Zero Crossing Point*). Wystąpienie tego punktu informuje, że wirnik znajduje się w środku bieżącej sekwencji sterującej, co oznacza, że wkrótce należy zmienić sekwencję sterowania, aby utrzymać ciągłość pracy silnika (rys. 2.9).



Rys 2.9. Punkty przejścia przez zero dla sygnałów BEMF [7]

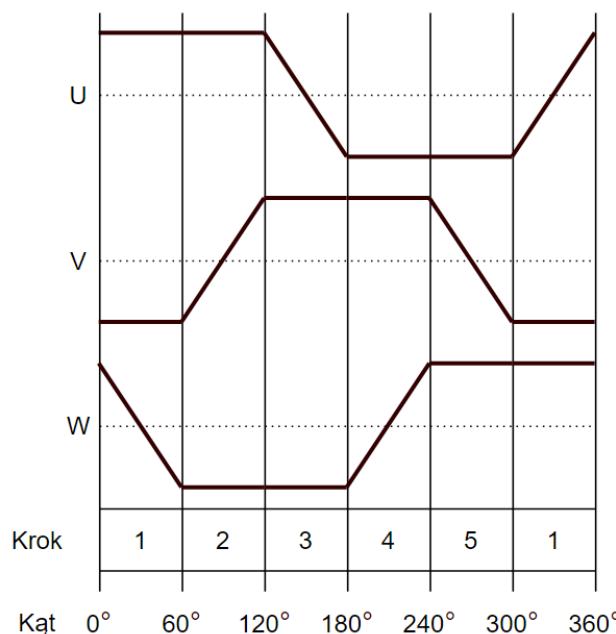
Zaletą tej metody jest brak potrzeby instalacji dodatkowych czujników w silniku, co wiąże się z niższymi kosztami. Metoda ta ma jednak pewne ograniczenia, takie jak trudność detekcji pozycji wirnika przy niskich prędkościach obrotowych, wynikające z niskiej amplitudy sygnału BEMF, a także większa złożoność algorytmu sterowania w porównaniu do systemów wykorzystujących czujniki.

2.6 Metody sterowania

Pomimo wielu wspólnych cech napędów PMSM i BLDC wymagają różnych algorytmów sterujących do optymalnej pracy. W silnikach BLDC sterowanie odbywa się poprzez komutację trapezoidalną, gdzie prąd jest dostarczany sekwencyjnie do dwóch faz, podczas gdy trzecia faza jest „pływająca”. Silniki PMSM wykorzystują sinusoidalną komutację, gdzie prąd w uzwojeniach zmienia się w sposób ciągły (sinusoidalnie), co pozwala na bardziej płynną pracę i mniejsze pulsacje momentu obrotowego.

2.6.1 Komutacja trapezoidalna

Komutacja trapezoidalna, zwana również komutacją sześciokrokową (ang. *six-step commutation*) jest metodą przeznaczoną do sterowania silnikami BLDC. W celu uzyskania optymalnej wydajności, prądy sterujące fazami powinny być dopasowane do kształtu sygnału BEMF. Metoda ta wymaga podziału pełnego obrotu elektrycznego wirnika na sześć równych części o rozdzielczości 60 stopni (rys. 2.10).



Rys 2.10. Prądy fazowe podczas komutacji trapezoidalnej

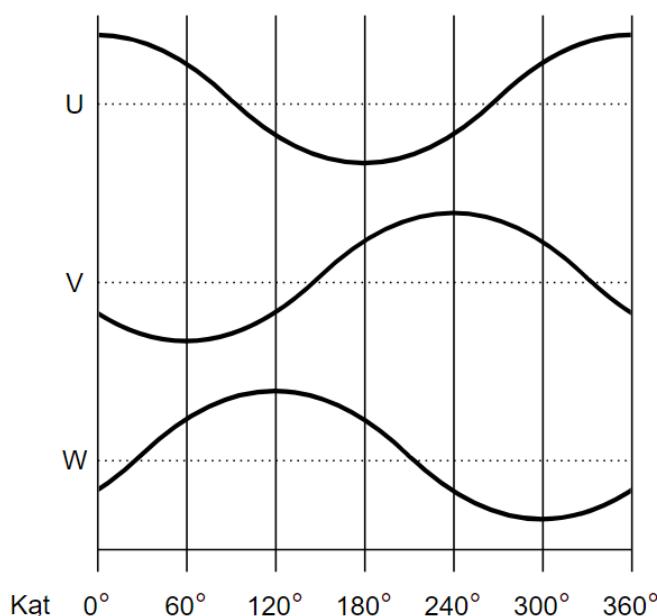
W każdym z sześciu kroków algorytmu jedna z faz jest zasilana napięciem dodatnim, druga napięciem ujemnym, a trzecia pozostaje niezasilana, co umożliwia realizację pomiaru sygnału BEMF. W momencie komutacji występuje tętnienie momentu obrotowego związanego z brakiem możliwości natychmiastowego ustalenia prądów podczas sekwencji przełączającej.

Do przeprowadzenia komutacji trapezoidalnej wymagany jest trójfazowy mostek H umożliwiający odpowiednie zasilenie faz silnika. Dostosowanie napięcia zasilającego fazy dokonuje się poprzez modulację szerokości impulsów PWM (ang. *pulse-width modulation*). Wzrost współczynnika wypełnienia impulsu wpływa na zwiększenie prądu dostarczonego do uzwojeń, co wiąże się ze wzrostem momentu obrotowego silnika.

Użycie silnika o sinusoidalnym kształcie sygnału BEMF do metody trapezoidalnej jest możliwe, ale wiąże się z brakiem stałego momentu obrotowego, a dodatkowo jego wartość jest mniejsza. Zdecydowanie lepszym rozwiązaniem jest zastosowanie sterowania sinusoidalnego trzema fazami silnika, co umożliwia osiągnięcie stałego momentu obrotowego [8].

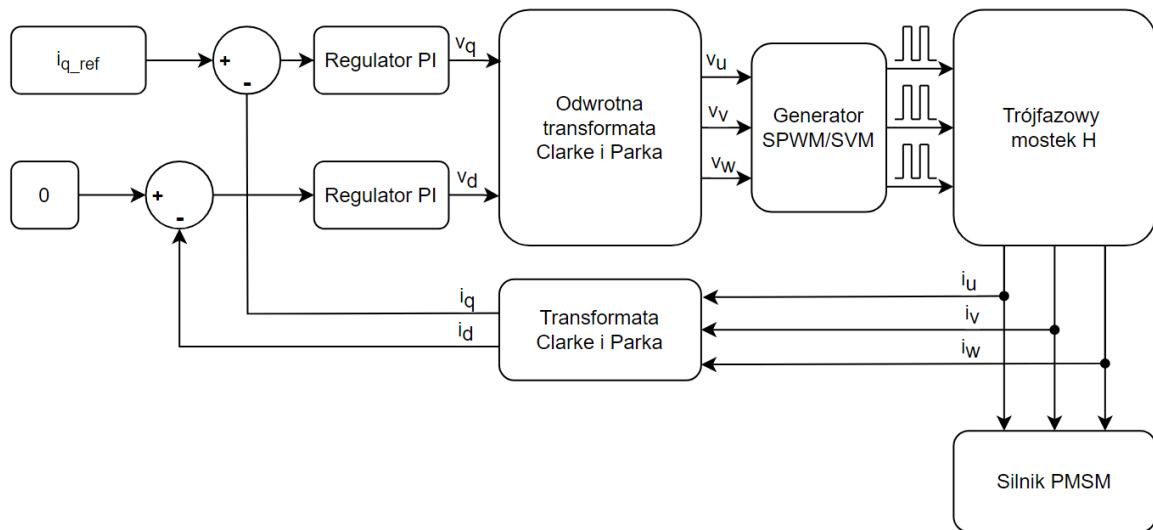
2.6.2 Komutacja sinusoidalna

Komutacja sinusoidalna jest metodą przeznaczoną do sterowania silnikami PMSM. Kształt prądów sterujących jest analogiczny do kształtu sygnałów BEMF w tych silnikach. Zastosowanie takiego rozwiązania eliminuje tętnienia momentu obrotowego, co zapewnia płynny ruch. Prądy w poszczególnych fazach są przesunięte względem siebie o 120 stopni (rys. 2.11). W odróżnieniu od komutacji trapezoidalnej, w komutacji sinusoidalnej wszystkie trzy fazy mogą być zasilane jednocześnie.



Rys 2.11. Prady fazowe podczas komutacji sinusoidalnej

Sterowanie sinusoidalne odbywa się z użyciem algorytmu FOC (ang. *Field Oriented Control*) (rys. 2.12), który oblicza napięcia fazowe u_u , u_v , u_w , generujące pole magnetyczne stojana znajdujące się 90 stopni za polem magnetycznym magnesów stałych wirnika, co pozwala osiągnąć maksymalny moment obrotowy.



Rys 2.12. Schemat algorytmu FOC

Realizacja algorytmu FOC zawiera następujące kroki:

1. Odczyt prądów fazowych i_u , i_v , i_w , a następnie ich konwersja na prąd stały i_d i prąd kwadraturowy i_q za pomocą transformaty Clarke'a i Park'a. Prąd i_d kontroluje strumień magnetyczny, a prąd i_q moment obrotowy silnika.
2. Porównanie prądów i_d oraz i_q z wartościami zadanymi. Przekazanie otrzymanych wyników jako wartości wejściowe do regulatorów PI, których wartościami wyjściowymi są napięcia v_d , v_q .
3. Konwersja napięć v_d oraz v_q na napięcia fazowe v_u , v_v , v_w za pomocą odwrotnej transformaty Clarke'a i Park'a.
4. Konwersja napięć v_u , v_v , v_w na sygnał PWM przy użyciu jednej z technik: SPWM (ang. *Sinusoidal Pulse Width Modulation*) lub SVM (ang. *Space Vector Modulation*).

Transformaty Clarke'a i Park'a zastosowane w algorytmie upraszczają obliczenia poprzez przekształcenie przebiegów prądu przemiennego w sygnały prądu stałego [9].

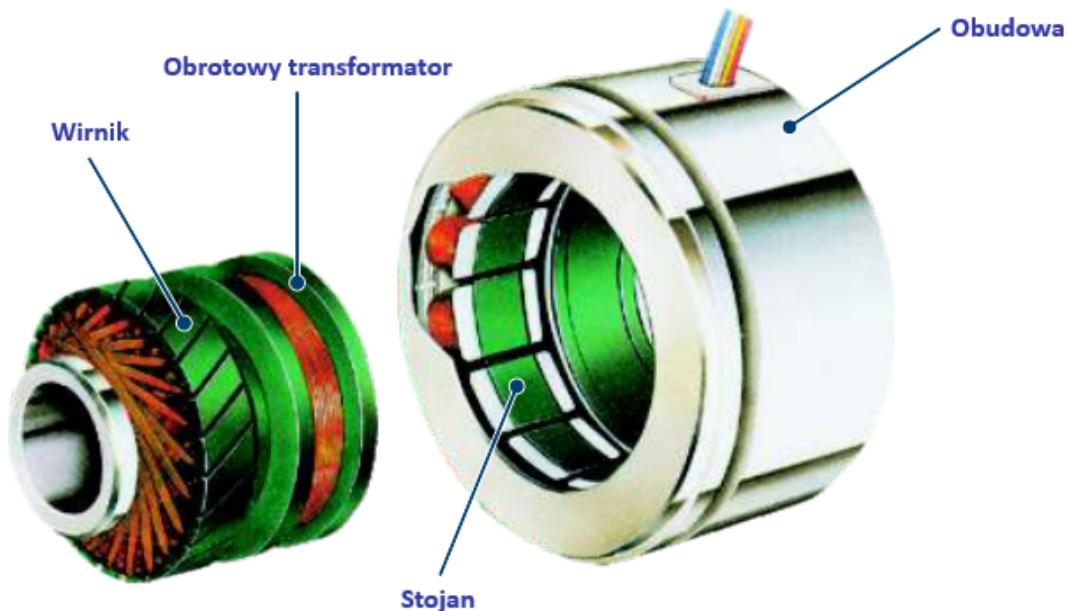
3 Czujniki pozycji kątowej

Informacja o bezwzględnej pozycji wału silnika BLDC odgrywa kluczową rolę w aplikacjach, w których silnik jest wykorzystywany do precyzyjnego pozycjonowania, a nie wyłącznie do regulacji prędkości. W takich systemach jak robotyka czy obrabiarki CNC, dokładne sterowanie pozycją jest niezbędne dla zapewnienia wysokiej precyzji ruchu. Brak dokładnej informacji o bezwzględnej pozycji może prowadzić do błędów w pozycjonowaniu, w szczególności bezpośrednio po podłączeniu zasilania, gdy informacja na temat aktualnej pozycji wału jest konieczna do prawidłowego funkcjonowania systemu.

Sygnal BEMF lub czujniki Halla stosowane do zmiany sekwencji sterowania napędem umożliwiają określenie pozycji względnej wału silnika, przy znajomości liczby par biegunów oraz przełożenia przekładni mechanicznej silnika. Odłączenie zasilania, a w przypadku sygnału BEMF brak wystarczającej prędkości obrotowej powoduje utratę informacji o położeniu wału w odniesieniu do jego pozycji początkowej po uruchomieniu systemu.

3.1 Resolwery

Resolwer jest indukcyjnym czujnikiem położenia (rys. 3.1). Składa się z wirnika przymocowanego do wału silnika oraz stojana przytwierdzonego do obudowy.



Rys 3.1. Budowa resolwera [10]

W skład stojana wchodzą:

- uzwojenie pierwotne - odpowiada za wytworzenie pola magnetycznego, które indukuje napięcie w wirniku,
- uzwojenie sinusoidalne,
- uzwojenie cosinusoidalne - przesunięte o 90 stopni względem sinusoidalnego.

W skład wirnika wchodzą:

- uzwojenie wtórne - wraz z uzwojeniem pierwotnym wirnika tworzy transformator,
- uzwojenie odniesienia - jest uzwojeniem pierwotnym dla uzwojenia sinusoidalnego oraz cosinusoidalnego stojana,

Uzwojenie pierwotne stojana jest podłączone do sygnału sinusoidalnego o wysokiej częstotliwości. Za jego pomocą w wirniku indukuje się napięcie transferowane do uzwojenia odniesienia, które wchodzi w interakcję z uzwojeniem sinusoidalnym oraz cosinusoidalnym stojana, będącymi uzwojeniami wyjściowymi. Amplituda napięcia indukowanego w nich jest zależna od pozycji kątowej wirnika. Na podstawie obliczonego poniżej wzorem kąta jesteśmy w stanie wskazać bezwzględną pozycję wału silnika, na którym zamontowany jest resolver:

$$\theta = \text{atan}2(U_{\sin}, U_{\cos}) \quad (2)$$

gdzie:

- U_{\sin} - napięcie wyjściowe z uzwojenia sinusoidalnego,
- U_{\cos} - napięcie wyjściowe z uzwojenia cosinusoidalnego,
- θ - pozycja kątowa wału silnika (w radianach).

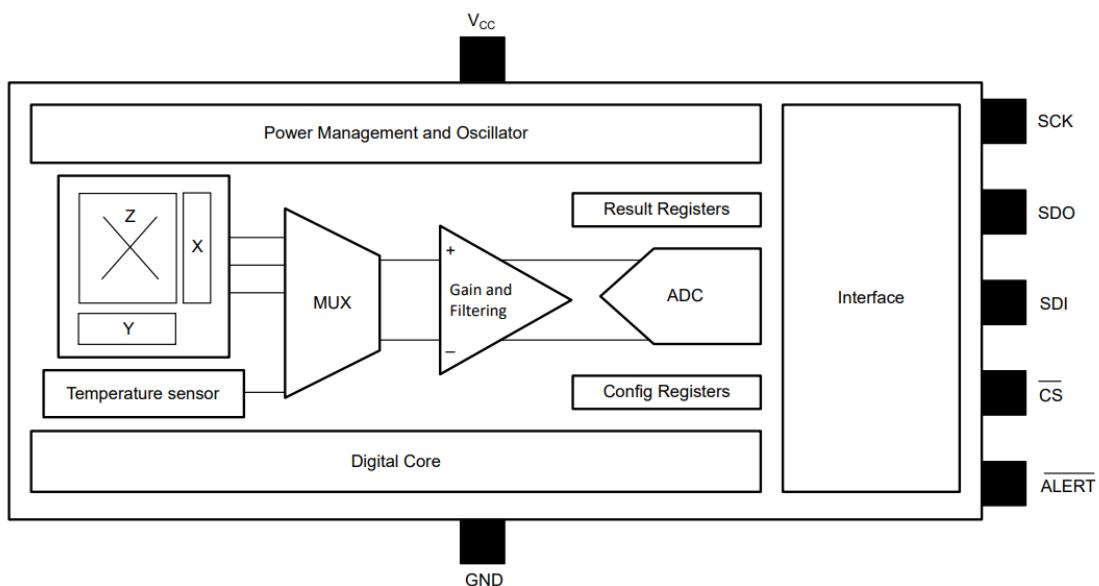
Resolver charakteryzuje się niezawodnością. Z uwagi na brak komponentów elektronicznych są odporne na wibracje oraz zmiany temperatury, co umożliwia im pracę w trudnych warunkach.

3.2 Czujniki Halla

Podstawowym zadaniem czujnika Halla jest pomiar natężenia pola magnetycznego. Jego działanie opiera się na efekcie Halla. Polega ono na powstaniu niewielkiego napięcia w półprzewodniku znajdującym się w polu magnetycznym, gdy przez ten półprzewodnik przepływa prąd elektryczny w kierunku prostopadłym do tego pola. Powstała różnica potencjałów jest proporcjonalna do wartości gęstości strumienia pola magnetycznego. Czujniki te charakteryzują się niskim poborem mocy oraz wysoką trwałością. Są urządzeniami bezstylkowymi (ang. *contactless*), co oznacza brak ruchomych części mechanicznych, które mogłyby ulec zużyciu. Wpływają to ich długą żywotność.

Wśród wielu rodzajów czujników Halla można wyróżnić:

- Czujniki typu switch - wykrywają gęstość strumienia magnetycznego w jednej osi. Przekroczenie ustalonego progu wartości pola magnetycznego wpływa na zmianę stanu wyjścia cyfrowego z czujnika.
- Czujniki analogowe - posiadają wyjście analogowe, na którym napięcie jest proporcjonalne do natężenia pola magnetycznego.
- Czujniki cyfrowe - transmitują zmierzone pomiary przy użyciu interfejsu komunikacyjnego, najczęściej I2C (ang. *Inter-Integrated Circuit*) lub SPI (ang. *Serial Peripheral Interface*). Zwykle odczyt wartości pola magnetycznego realizowany jest w każdej z trzech osi. Przykładem może być czujnik TMAG5170 (rys. 3.2).



Rys 3.2. Funkcjonalny schemat blokowy czujnika Halla TMAG5170 [12]

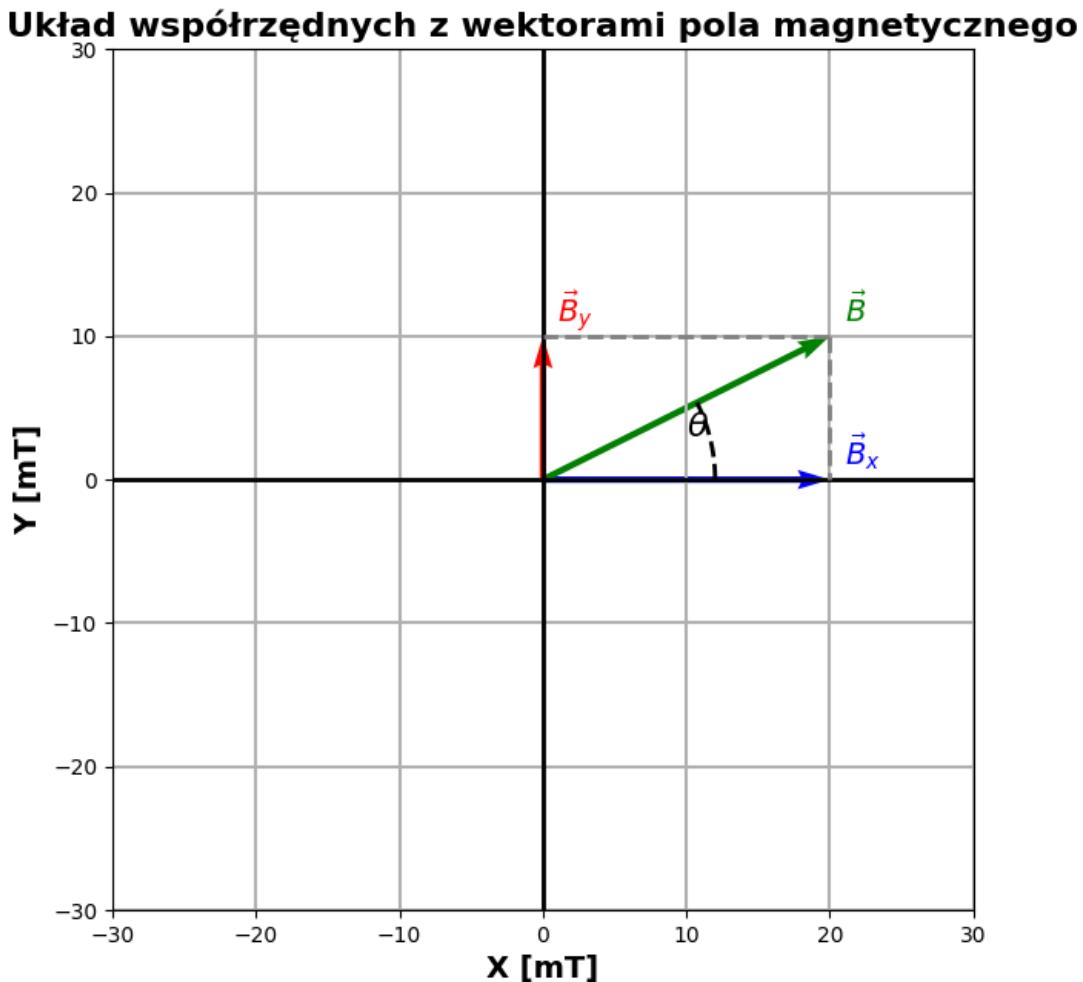
Określenie pozycji silnika przy użyciu czujnika Halla wymaga zamontowania magnesu na jego wale. Zastosowany sensor powinien umożliwiać pomiar pola magnetycznego co najmniej w dwóch osiach, aby można było określić kąt pomiędzy jego składowymi. Następnie bezwzględne położenie wału silnika można obliczyć, korzystając z poniższego wzoru:

$$\theta = \text{atan}2(B_y, B_x) \quad (3)$$

gdzie:

- B_y - wartość pola magnetycznego w osi Y,
- B_x - wartość pola magnetycznego w osi X,
- θ - kąt mechaniczny (w radianach) między odniesieniem czujnika a kierunkiem pola magnetycznego.

Rysunek 3.3 przedstawia graficzną interpretację składowych wektorów pola magnetycznego B_x i B_y oraz kąta θ obliczonego za pomocą wzoru (3). Wartości te zostały przedstawione w układzie współrzędnych, co umożliwia łatwe zrozumienie ich wzajemnych relacji.

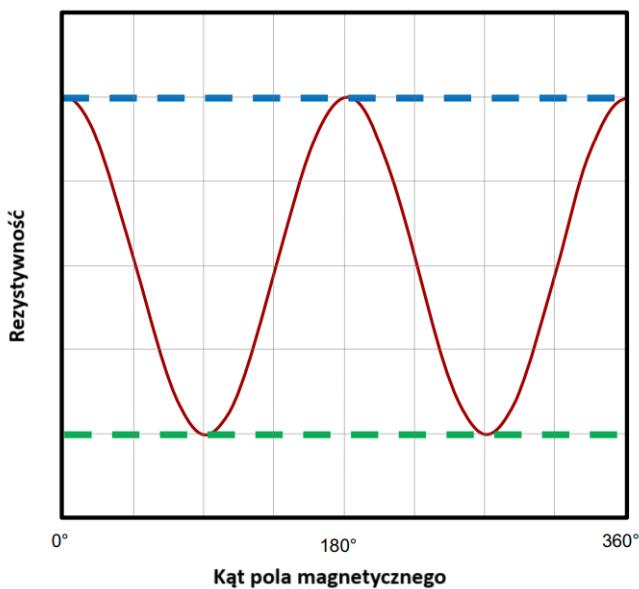


Rys 3.3. Wektory składowe pola magnetycznego w osiach X i Y

3.3 Czujniki AMR

AMR to skrót od magnetoopór anizotropowy (ang. *anisotropic magneto resistance*). Jest zjawiskiem występującym w metalach i stopach ferromagnetycznych, w których rezystancja maleje po przyłożeniu pola magnetycznego, a jej zmiana zależy od przyłożonego kierunku sił magnetycznych [11]. Sensory oparte na tym zjawisku charakteryzują się niskim poziomem szumów i wysoką czułością, co umożliwia realizację systemów z wysoką częstotliwością próbkowania. Czujniki AMR przeznaczone do pomiaru kąta wymagają komponentów do po-

miaru pola magnetycznego w dwóch osiach: X oraz Y. Umieszczenie obracającego się magnesu równolegle do sensora pozwala na pomiar jego pozycji kątowej. Podczas jednego pełnego obrotu magnesu rezystwność komponentu będzie zmieniać się cyklicznie dwukrotnie (rys. 3.4). Wynika to z faktu, że rezystancja jest najmniejsza, gdy kierunek pola magnetycznego jest równoległy do kierunku prądu przepływającego przez materiał o właściwościach anizotropowej magnetorezystancji, a największa gdy pole magnetyczne jest prostopadłe.



Rys 3.4. Zmiana rezystywności czujnika AMR w stosunku do orientacji pola magnetycznego [13]

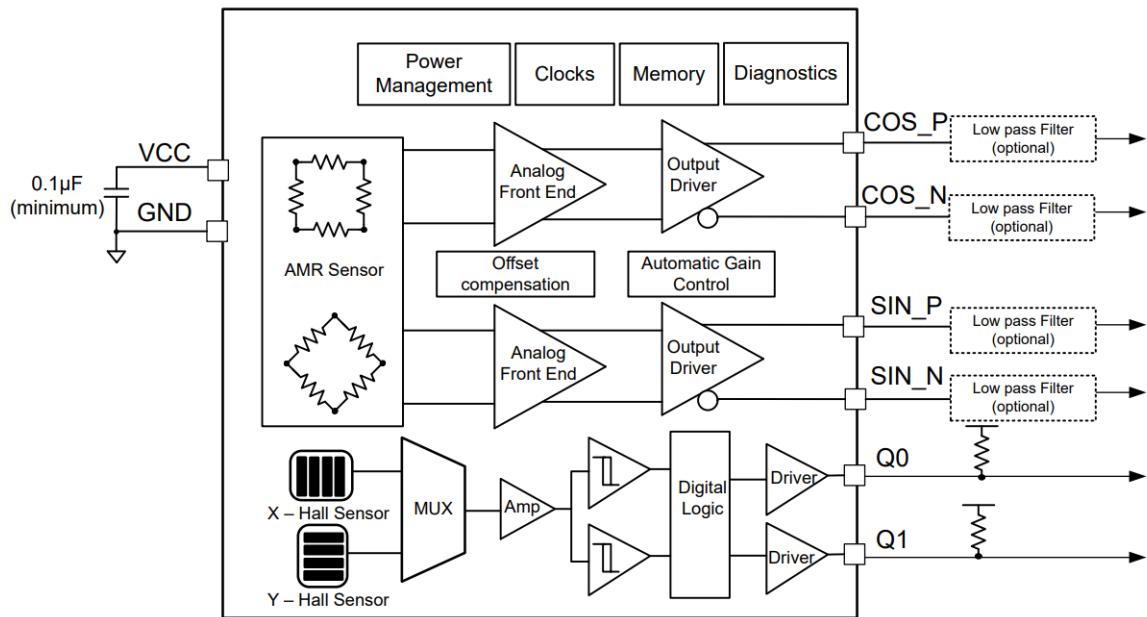
Pomiar kąta z wykorzystaniem czujników AMR umożliwia poniższy wzór:

$$\theta = \frac{\arctan\left(\frac{U_{\sin}}{U_{\cos}}\right)}{2} \quad (4)$$

gdzie:

- U_{\sin} - napięcie wyjściowe sinusoidalne (składowa B_y pola magnetycznego),
- U_{\cos} - napięcie wyjściowe cosinusoidalne (składowa B_x pola magnetycznego),
- θ - kąt mechaniczny (w radianach) między odniesieniem czujnika, a kierunkiem pola magnetycznego.

Odpowiedź wyjściowa typowego czujnika AMR powtarza się mechanicznie co 180 stopni dla każdego bieguna magnesu. Uniemożliwia to wskazanie bezwzględnej pozycji silnika dla pełnego obrotu wału. Popularnym rozwiązaniem tego problemu jest zintegrowanie w obrębie układu scalonego dodatkowych czujników Halla. Takie podejście pozwala jednoznacznie określić, w której ćwiartce pełnego obrotu znajduje się wał silnika. Jednym z takich rozwiązań jest analogowy czujnik kąta wysokiej precyzji TMAG6180-Q1 (rys. 3.5).



Rys 3.5. Funkcjonalny schemat blokowy czujnika pomiaru kąta TMAG6180-Q1 [14]

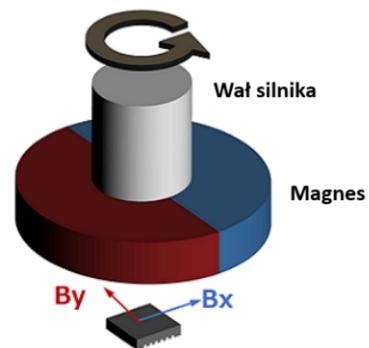
3.4 Enkodery

Enkodery są urządzeniami, które zamieniają pozycję w sygnał elektryczny. Tabela [2] prezentuje ich klasyfikację według różnych kryteriów.

Tabela 2. Podział enkoderów

Rodzaj	Typ	Technologia
Liniowe	Absolutne	Magnetyczne
Kątowe	Inkrementalne	Optyczne
		Indukcyjne
		Pojemnościowe
		Laserowe

Jednym z enkoderów umożliwiających określenie bezwzględnej pozycji wału silnika jest absolutny, kątowy enkoder magnetyczny (rys. 3.6). Pomiar detekcji kąta w takim enkoderze może być realizowany z wykorzystaniem zarówno czujników Halla, jak i czujników magnetrorezystancyjnych.



Rys 3.6. Schemat działania absolutnego kątowego enkodera magnetycznego [15]

4 Założenia projektowe

Główym celem przyświecającym powstaniu niniejszej pracy był brak urządzenia w zasobach koła naukowego Focus, działającego przy Katedrze Automatyki i Robotyki, które umożliwiłoby precyzyjne sterowanie i analizę pracy silników BLDC oraz PMSM. Przede wszystkim w kontekście robotów przemysłowych oraz humanoidalnych, które są głównym tematem prac odbywających się we wspomnianym kole naukowym. Projektowany sterownik ma umożliwiać pracę w systemach wielonapędowych oraz, po dostosowaniu obudowy, współpracę z różnymi typami silników BLDC/PMSM, co zwiększa jego uniwersalność. Platforma powinna umożliwiać dynamiczną zmianę parametrów pracy napędu, możliwość odbioru oraz transmisji danych w czasie rzeczywistym, oraz precyzyjną detekcję pozycji wirnika. Ważnym aspektem jest również możliwość sterowania z wykorzystaniem metod bezczujnikowych. W skład sterownika poza głównym PCB (ang. *Printed Circuit Board*) powinien wejść zewnętrzny moduł detekcji pozycji z czujnikami Halla, którego zadaniem będzie dokładne określenie pozycji wału silnika. Całościowo urządzenie ma stanowić platformę badawczą umożliwiającą testowanie różnych algorytmów sterowania w oparciu o odebrane dane z różnych czujników oraz mającą sposobność do transmisji danych o aktualnych parametrach sterownikach, takich jak pozycja, prędkość oraz innych kluczowych informacji.

4.1 Dobór komponentów

Silnik w kontekście którego będzie realizowany projekt sterownika to RMD-X8 Pro (rys. 4.1) będący częścią zasobów koła naukowego Focus. Domyślny sterownik wchodzący w skład napędu nie spełnia postawionych oczekiwani umówiających wydajną pracę w systemach składających się wielu silników.



Rys 4.1. Silnik RMD-X8 Pro firmy MyActuator

Tabela [3] prezentuje najważniejsze parametry RMD-X8 Pro.

Tabela 3. Parametry silnika RMD-X8 Pro

Parametr	Jednostka	Wartość
Typ silnika		PMSM
Liczba par biegunów magnetycznych		20
Przekładnia		6:1
Napięcie nominalne	V	48
Prędkość nominalna	rpm	1000
Moc nominalna	W	312
Waga	g	730

Dobór odpowiednich komponentów elektronicznych jest kluczowym aspektem podczas projektowania płyt drukowanych. Układy scalone oraz elementy pasywne powinny zostać wybrane z odpowiednią starannością, zapewniając prawidłowe działanie oraz wydajność całego układu. Istotne jest uwzględnienie ich parametrów technicznych, takich jak rodzaj obudowy, napięcie robocze zasilania, maksymalny pobór prądu oraz wielu innych w zależności od komponentu. W poniższych podrozdziałach zostanie zaprezentowany dokładny opis najistotniejszych podzespołów elektronicznych będących częścią projektowanego sterownika.

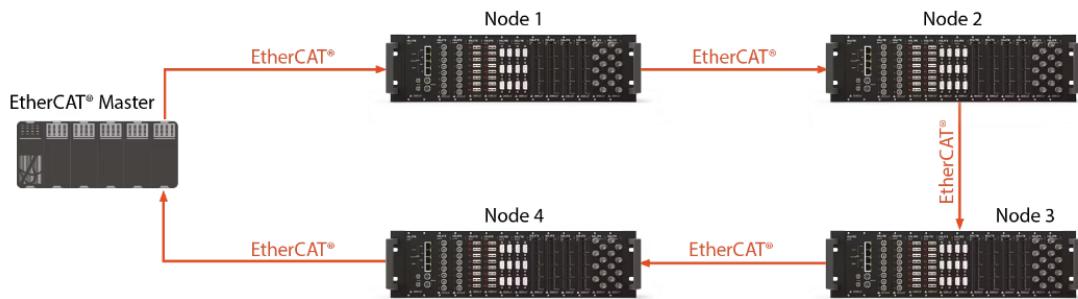
4.1.1 Sterownik bramek

Układem odpowiedzialnym za sterowanie tranzystorami mocy w układzie jest sterownik bramek (ang. *gate driver*). Powinien posiadać układ umożliwiającym zarządzanie sygnałami przekazywanymi do trójfazowego mostka H.

Wybrano rozwiązanie DRV8300DRGE firmy Texas Instruments. Posiada wbudowaną ochronę przed zbyt niskimi napięciami wejściowymi, która zabezpiecza każdą z faz przed nieprawidłowym wysterowaniem. Dodatkowo wprowadza konfigurowalny czas martwy (ang. *deadtime*) za pomocą zewnętrznego rezystora, który zapobiega jednoczesnej aktywacji strony wysokiej i niskiej mostka H.

4.1.2 Ethernet transceiver

Zadaniem realizowanego sterownika jest zdolność do pracy w rozbudowanych systemach, w których skład wchodzi duża liczba takowych urządzeń. Wymaga to szybkiej i niezawodnej wymiany danych w czasie rzeczywistym z nadzorującym systemem sterowania. W związku z tym wybranym interfejsem komunikacyjnym został EtherCAT, który zapewnia niskie opóźnienia, deterministyczny czas odpowiedzi oraz dużą przepustowość. Dzięki swej architekturze (rys. 4.2) jest popularnym rozwiązaniem w przemysłowych systemach automatyki, gdzie wymagana jest szybka reakcja oraz synchronizacja wielu napędów.



Rys 4.2. Sieć EtherCAT w topologii pierścienia [16]

Jako że EtherCAT jest magistralą bazującą na Ethernet'cie do jego zastosowania wymagane będą dwa nadajnikoodbiorniki (ang. *transceiver*) Ethernet, odpowiadające za warstwę fizyczną w odniesieniu do modelu OSI. Ich liczba wynika z architektury sieci EtherCAT, gdzie jedno gniazdo RJ45 odpowiada za odbiór danych, a drugie za ich transmisje. Takie podejście wpływa na optymalizację topologii sieci, co przyczynia się do zmniejszenia latencji transmisji danych. Transceiver powinien wspierać interfejs MII (ang. *media-independent interface*) oraz prędkość transmisji 100 Mbit/s. Wybranym układem scalonym spełniającym przedstawione wymagania jest DP83848M firmy Texas Instruments.

4.1.3 Enkoder magnetyczny

Kolejnym komponentem elektronicznym wchodząącym w skład realizowanego sterownika jest enkoder magnetyczny, którego zadaniem jest określenie aktualnej pozycji wirnika. Taka informacja może być wykorzystana do detekcji momentu zmiany sekwencji sterującej. Do jego prawidłowego działania na wirniku powinien zostać umieszczony odpowiednio dobrany magnes w odpowiedniej odległości i pozycji względem układu scalonego. Wybór padł na AM4096Q firmy RLS. Wyróżnia się bogatym zestawem interfejsów wyjściowych. Do detekcji pola magnetycznego wykorzystuje czujniki Halla, które generują sygnały sinusoidalne oraz cosinusoidalne podczas obrotu magnesu. Na podstawie ich wartości za pomocą 12-bitowego szybkiego interpolatora obliczana jest pozycja kątowa, która następnie wyprowadzana jest w różnych formatach, zarówno cyfrowych jak i analogowych.

4.1.4 Czujnik Halla

Detekcja pozycji wału silnika odbywa się z wykorzystaniem zewnętrznego modułu będącego płytą PCB z czujnikami Halla na powierzchni. Zastosowane układy powinny umożliwiać pomiar pola magnetycznego w każdej z trzech osi w zakresie kilkudziesięciu militesli oraz posiadać popularny szeregowy interfejs komunikacyjny. Analogicznie jak w enkoderze do prawidłowego działania wymagany będzie magnes, który w tym przypadku powinien zostać umieszczony na

wale silnika. Czujnikiem spełniającym przedstawione kryteria jest TMAG5170A1. Umożliwia pomiar w trzech różnych zakresach: ± 25 , ± 50 , ± 100 mT. Komunikacja z nim odbywa się za pomocą synchronicznego interfejsu SPI o częstotliwości do 10 MHz. W trybie ciągłym może realizować 10 000 pomiarów na sekundę. Daje możliwość konfiguracji, aby wynik był uśredniany na podstawie wielu pomiarów. Posiada dużo zaawansowanych funkcji diagnostycznych zezwalających na jego zastosowanie w systemach wymagających wysokiego stopnia zabezpieczeń. Pod względem bezpieczeństwa funkcjonalnego w branży motoryzacyjnej, ten czujnik klasyfikowany jest jako ASIL B (ang. *Automotive Safety Integrity Level B*) po implementacji dodatkowych mechanizmów bezpieczeństwa (ang. *safety mechanisms*) przez jednostkę mikroprocesorową. Ciekawą funkcjonalność, którą oferuje jest obliczenie kąta w zakresie 360 stopni poprzez wewnętrzny mechanizm wykorzystujący algorytm CORDIC. Kąt obliczany jest z użyciem składowych pola magnetycznego wybranych przez użytkownika z dodatkowymi możliwościami korekty błędu pozycji mechanicznej czujnika.

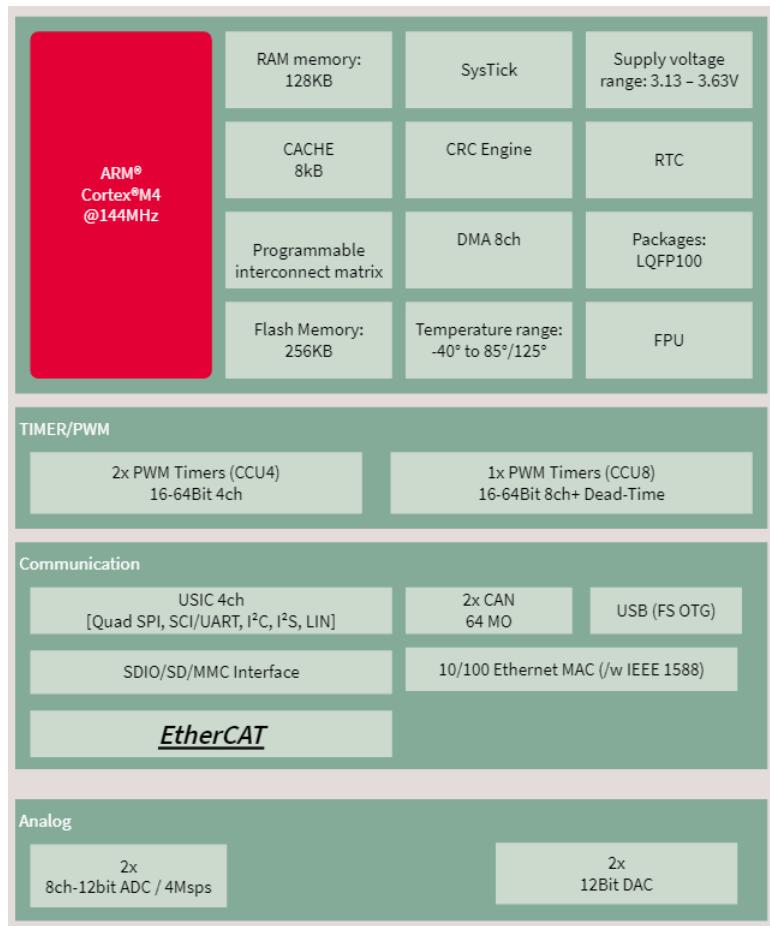
4.1.5 Mikrokontroler

Jednym z najważniejszych elementów podczas projektowania płytki drukowanej jest układ mikroprocesorowy. Powinien zawierać odpowiednią liczbę konkretnych peryferiów pozwalających na wdrożenie poszczególnych funkcjonalności wymaganych w projekcie. Należy zadbać, aby układ posiadał odpowiedni rozmiar pamięci, wystarczający do wgrania zrealizowanej aplikacji. W kontekście sterownika silników kluczowymi zadaniami realizowanymi przez mikrokontroler są:

- generowanie sygnałów PWM do sterownika bramek przekładających się na ruch silnika,
- pomiar napięć z użyciem przetworników ADC (ang. *Analog to Digital Converter*) informujących o wartości prądów fazowych oraz sygnałów BEMF,
- pomiar sygnałów analogowych z enkodera magnetycznego umożliwiających detekcję pozycji wirnika oraz konfiguracja poprzez interfejs I2C,
- odczyt wartości pola magnetycznego z czujników Halla oraz ich konfiguracja poprzez interfejs SPI,
- komunikacja z nadzorem systemem sterowania poprzez protokół komunikacyjny EtherCAT.

Obecnie na rynku prosperuje spora ilość dostawców układów mikroprocesorowych. Niektórzy posiadają dedykowane portfolio produktów przeznaczonych do wykorzystania w konkretnych zastosowaniach. Przykładem mogą być firmy NXP, Microchip oraz Renesas udostępniające rozwiązania nadające się do wykorzystania w branży automotive. Natomiast Nordic Semiconductors i Silicon Labs mają ofertę produktową mikrokontrolerów z możliwością transmisji bezprzewodowej. Głównym czynnikiem wyboru układu było sprzętowe wsparcie protokołu EtherCAT z uwagi na stosunkowo niewielką liczbę oferujących takowe rozwiązanie produktów.

Procesorem odpowiadającym wymaganiom jest XMC4300 firmy Infineon (rys. 4.3) w obudowie LQFP100. Bazuje na rdzeniu Arm Cortex-M4 z jednostką FPU (ang. *floating-point unit*). Zawiera 256 kB pamięci nieulotnej flash oraz 128 kB pamięci ulotnej RAM (ang. *random-access memory*).



Rys 4.3. Specyfikacja mikrokontrolera XMC4300 [17]

4.2 Oprogramowanie

Podczas procesu projektowania sterownika, implementacji kodu oraz analizy danych wykorzystywany był komputer klasy PC wraz z poniżej przedstawionym oprogramowaniem:

- Altium Designer - program umożliwiający projektowanie schematów obwodów elektronicznych oraz wielowarstwowych płyt drukowanych. Posiada interfejs graficzny przyjazny dla użytkownika. Pozwala na wygenerowanie plików Gerber będącym standardowym formatem definiującym układ płytka PCB.
- XMC Pinout Tool - narzędzie graficzne firmy Infineon, które umożliwia konfigurację urządzeń z rodziny XMC. Pozwala na zdefiniowanie pinów wykorzystywanych w dostępnych peryferiach mikrokontrolera, co redukuje liczbę błędów przy alokacji dostępnych

zasobów.

- DAVE IDE - zintegrowane środowisko programistyczne firmy Infineon, dedykowane do pracy z mikrokontrolerami z rodziny XMC. Przyspiesza proces tworzenia aplikacji, oferując gotowe bloki programowe i narzędzia do konfiguracji peryferiów układu mikroprocesorowego. Posiada wiele standardowych funkcjonalności, takich jak: budowanie projektu, debugowanie, podgląd aktualnych wartości rejestrów peryferiów oraz rdzenia procesora, podgląd pamięci mikrokontrolera.
- Visual Studio Code - lekki, wszechstronny edytor kodu źródłowego firmy Microsoft. Zawiera dużą liczbę rozszerzeń możliwych do zainstalowania, które umożliwiają obsługę wielu języków programowania, integrację z systemami kontroli wersji oraz oferują wiele innych przydatnych funkcjonalności.
- Ozone - zaawansowane narzędzie do debugowania i analizy aplikacji wbudowanych, stworzone przez firmę Segger. Oferuje intuicyjny interfejs użytkownika oraz szeroką gamę funkcji, w tym obsługę podglądu zmiennych, śledzenie wykonania kodu oraz analizę wydajności.

4.3 Przegląd literatury

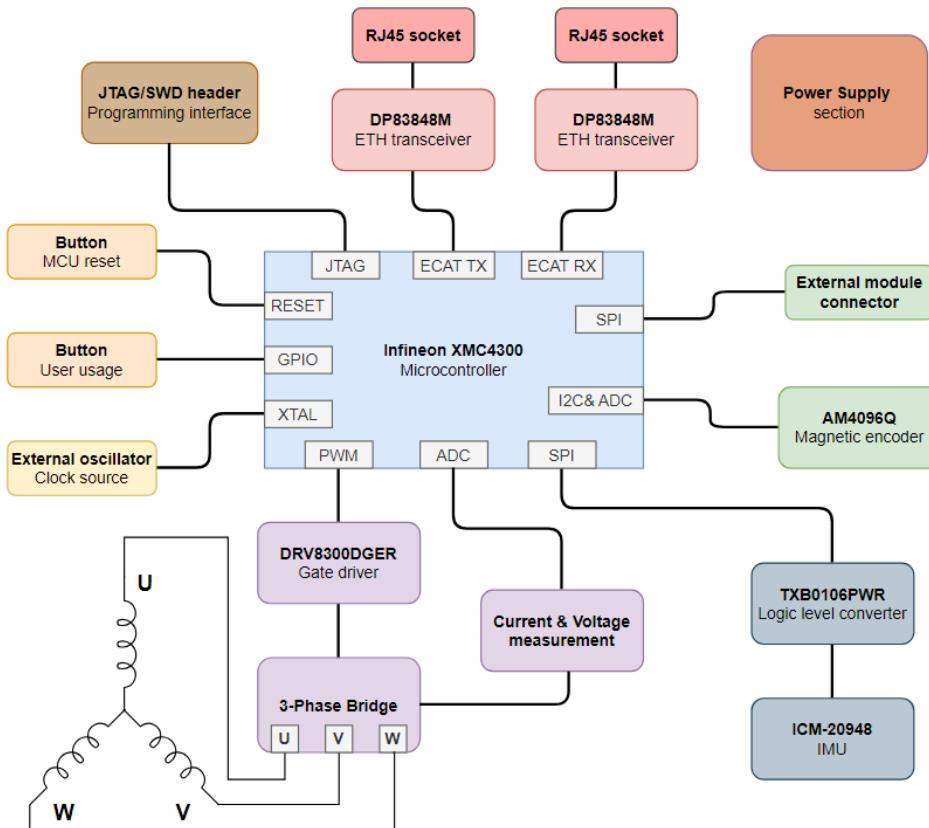
W artykule "A Small-Scale CAN-Based PM BLDC Motor Control for Automotive Accessory Electrification and Electric Traction" [18] zaprezentowano proces rozwijania eksperymentalnej platformy do testowania sterownika czasu rzeczywistego, dla małego silnika PM BLDC (ang. *Permanent Magnetic Brushless Direct Current*) z wykorzystaniem magistrali komunikacyjnej CAN (ang. *Controller Area Network*). Magistrala CAN została wykorzystana do transmisji i odbioru informacji z zewnętrznych modułów, które sterowały prędkością, przyspieszeniem, opóźnieniem oraz kierunkiem obrotów silnika. Platforma zawierała 16-bitowy mikrokontroler M16C29 firmy Renesas, która znana jest z dostarczania systemów wbudowanych dla branży automotive. Głównym zadaniem układu mikroprocesorowego było: inicjalizacja sterownika, obsługa i generowanie przerwań, obsługa przycisków oraz wyświetlacza, konwersja zasilania, komunikacja na magistrali CAN, sterowanie sygnałami PWM, a także pomiar prędkości silnika. Wybór sekwencji komutacyjnej realizowany był z użyciem trzech czujników Halla.

5 Warstwa sprzętowa urządzenia

Rozdział poświęcony warstwie sprzętowej urządzenia jest podzielony na dwie główne części, które prezentują wykonane działania odnośnie sterownika silników BLDC/PMSM oraz zewnętrznego modułu detekcji pozycji wału. Każda z tych części zawiera trzy główne etapy: projektowanie schematu obwodu elektronicznego, projektowanie płytki PCB oraz montaż urządzenia. Realizacja dwóch pierwszych etapów odbyła się przy pomocy oprogramowania Altium Designer.

5.1 Sterownik BLDC/PMSM

Pierwszym etapem projektowania płytki drukowanej jest wykonanie schematu obwodu elektronicznego, który zawiera komponenty elektroniczne, takie jak rezystory, kondensatory, układy scalone oraz połączenia pomiędzy nimi. Podczas doboru elementów do układu należy szczegółowo zapoznać się z notą katalogową każdego z nich. Dokładna analiza treści dokumentacji pozwala określić czy dany komponent nadaje się do zastosowania w realizowanym projekcie. W przypadku układów scalonych można znaleźć informacje o tym, jak prawidłowo dobrac komponenty pasywne niezbędne do ich prawidłowego działania.



Rys 5.1. Ogólny schemat obwodu elektronicznego sterownika BLDC/PMSM

Projekt obwodu elektronicznego sterownika został podzielony na kilka sekcji, które w większości zostały zaprojektowane na osobnych arkuszach, co ma za zadanie zwiększyć czytelność układu połączeń. Całość dostępna jest w załączniku nr 1 do pracy. Ogólny uproszczony schemat pokazany jest na rysunku 5.1 Następne podrozdziały będą omawiały jego poszczególne sekcje.

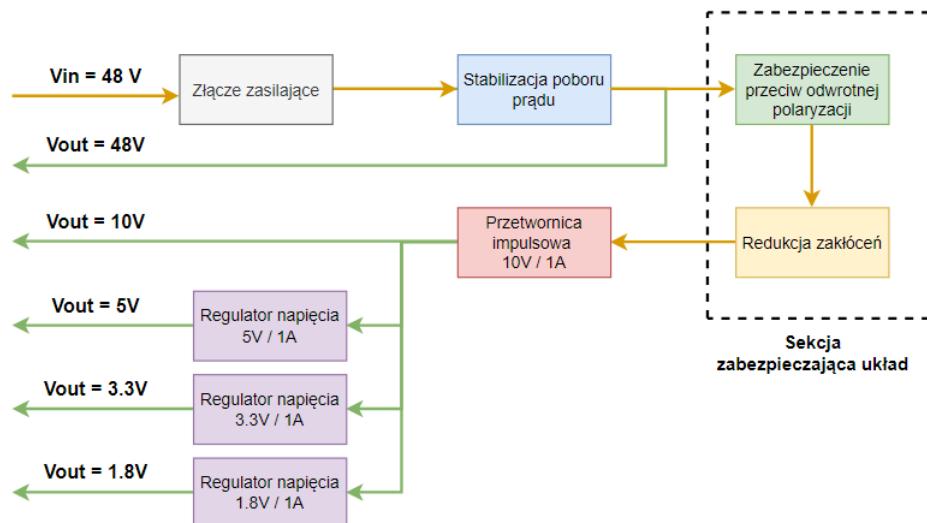
5.1.1 Sekcja zasilania

Układy scalone charakteryzują się różnymi wymaganymi napięciami zasilania oraz poborem prądu. W związku z tym zaprojektowanie odpowiedniej sekcji zasilania jest wymagane w celu dostarczenia do poszczególnych komponentów napięcia o odpowiedniej wartości oraz jakości. Tabela [4] prezentuje wartości napięć zasilania wymaganych przez główne komponenty elektroniczne.

Tabela 4. Napięcia wejściowe najważniejszych układów scalonych

Układ scalony	Rekomendowane napięcie zasilania [V]
Mikrokontroler XMC4300	3.13 - 3.63
Transceiver Ethernet DP83848M	3.3 - 3.6
Sterownik bramek DRV8300DRGE	5.0 - 20.0
Enkoder magnetyczny AM4096Q	3.0 - 5.5
Czujnik Halla TMAG5170A1	2.3 - 5.5
Czujnik poboru prądu INA4181A1	2.7 - 5.5
IMU ICM-20948	1.71 - 1.95

Uwzględniając rekomendowane zasilania komponentów oraz ich pobór prądu została zaprojektowana sekcja zasilania zawierająca jedną przetwornicę impulsową oraz trzy regulatory napięcia (rys. 5.2).

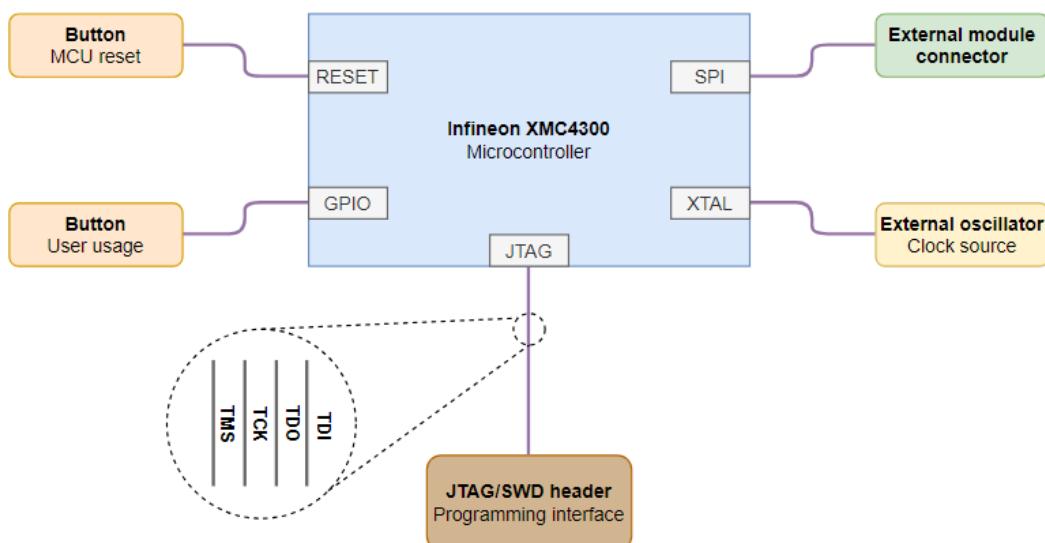


Rys 5.2. Schemat sekcji zasilania układu

Ważne, aby przed komponentami regulującymi napięcie uwzględnić wymagane zabezpieczenia. Może to być bezpiecznik chroniący przed zbyt wysokim natężeniem prądu lub dioda TVS (ang. *Transient Voltage Suppressor*) zabezpieczająca przed przepięciami, w szczególności wyładowaniami elektrostatycznymi. W zaprojektowanej sekcji zasilania znalazła się dioda Shottky'ego chroniąca układ przed odwrotną polaryzacją oraz dławik CMC (ang. *Common Mode Choke*), który działa jako filtr przeciwwzakłóceniowy. Dodatkowo zastosowano dwa kondensatory 220 µF, których zadaniem jest stabilizacja poboru prądu pobieranego przez silnik.

5.1.2 Sekcja mikrokontrolera

Mikrokontroler XMC4300 jest odpowiedzialny za komunikację z innymi układami znajdującymi się na płytce drukowanej z użyciem wbudowanych peryferiów oraz za interpretację odebranych danych. Jako że poszczególne sekcje urządzenia są omawiane w osobnych podróżdziałach, w tym zostaną przedstawione tylko te elementy, które nie są poruszane w innym miejscu, a mają ścisłe powiązanie z układem mikroprocesorowym. Schemat sekcji mikrokontrolera przedstawiony jest na rysunku 5.3.



Rys 5.3. Schemat sekcji mikrokontrolera

Wgrywanie oprogramowania na mikrokontroler realizowane jest z użyciem standardowego interfejsu JTAG (ang. *Joint Test Action Group*). Przy jego pomocy wykonywane jest również debugowanie oprogramowania.

Na układzie znajdują się dwa przyciski. Jeden z nich umożliwia zresetowanie układu mikroprocesorowego, a drugi nie ma dedykowanego zastosowania i przeznaczony jest na potrzeby użytkownika.

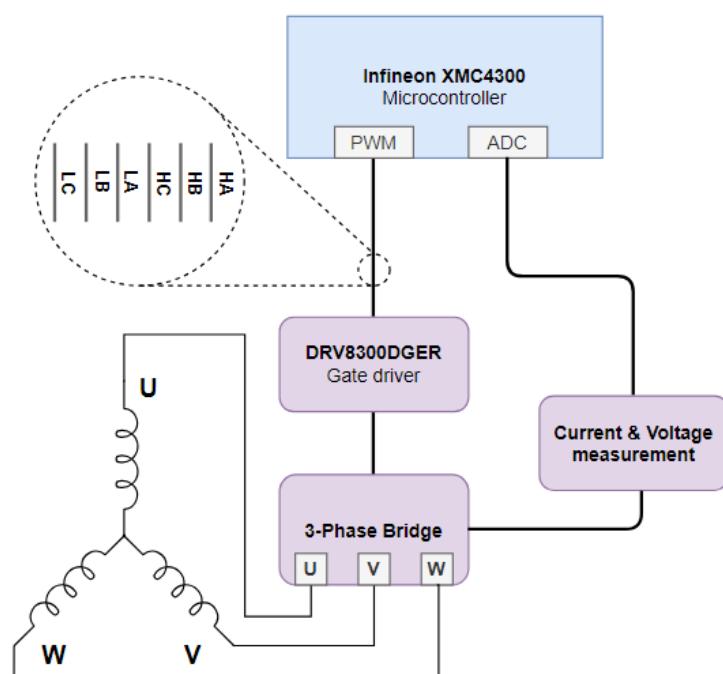
Mikrokontroler umożliwia taktowanie głównego zegara systemowego z wykorzystaniem

zewnętrznego rezonatora kwarcowego o wysokiej precyzyji. Taki układ o częstotliwości takowania 12 MHz oraz tolerancji $\pm 20\text{ppm}$ został podłączony do dedykowanych pinów.

Na schemacie elektronicznym znajduje się złącze, do którego poprowadzone zostały sygnały interfejsu komunikacyjnego SPI. Jest przeznaczone do komunikacji z zewnętrznym modułem detekcji pozycji zawierającym czujniki Halla.

5.1.3 Sekcja silnika

Sterowanie silnikami BLDC oraz PMSM wymaga precyzyjnego zarządzania sygnałami je zasilającymi, aby zapewnić ich prawidłowe działanie i wysoką sprawność. Schemat sekcji silnika przedstawiony jest na rysunku 5.4.



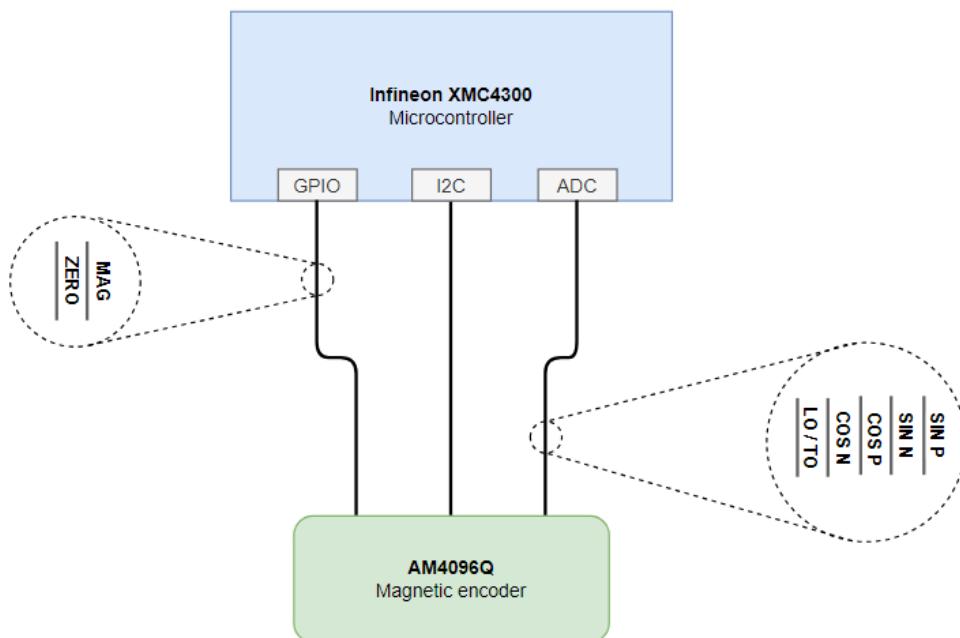
Rys 5.4. Schemat sekcji silnika

Mikrokontroler odpowiedzialny jest za generowanie sześciu sygnałów PWM sterujących tranzystorami MOSFET wchodzącymi w skład trójfazowego mostka. Sterownik bramek zabezpiecza układ przed nieprawidłowymi sekwencjami sygnałów wejściowych oraz konwersję napięć do poziomów obsługiwanych przez tranzystory. Trójfazowy mostek H odpowiada za włączanie i wyłączanie zasilania dla poszczególnych faz silnika.

Na każdej z faz silnika odbywa się pomiar napięcia oraz prądu. Znajomość kształtu napięć pozwala na detekcję sygnałów BEMF, co umożliwia określenie rzeczywistej pozycji wirnika. Pomiar prądu pozwala na monitorowanie obciążenia oraz może być wykorzystany podczas sterowania silnikiem z użyciem algorytmu FOC.

5.1.4 Sekcja enkodera magnetycznego

Pomiar pozycji kątowej wirnika z użyciem enkodera magnetycznego umożliwia określenie momentu, w którym powinna nastąpić zmiana sekwencji sterującej. Schemat sekcji enkodera magnetycznego przedstawiony jest na rysunku 5.5.



Rys 5.5. Schemat sekcji enkodera magnetycznego

Konfiguracja rejestrów układu realizowana jest za pomocą magistrali I2C. Komunikacja tą metodą umożliwia również odczyt kąta w stopniach. Wyjście cyfrowe enkodera MAG monitoruje obecność magnesu. Stan wysoki informuje, że odległość od magnesu jest odpowiednia. Ustawienie wejścia cyfrowego ZERO w stan wysoki pozwala na "wyzerowanie" aktualnej pozycji kątowej przechowywanej w rejestrach enkodera. Wyjście analogowe LO/TO jest konfigurowalne. Umożliwia odczyt względnego położenia kątowego lub aktualnej prędkości obrotowej. Jednoznaczne obliczenie pozycji wirnika możliwe jest poprzez wykorzystanie sinusoidalnych sygnałów różnicowych z pomocą poniższego wzoru:

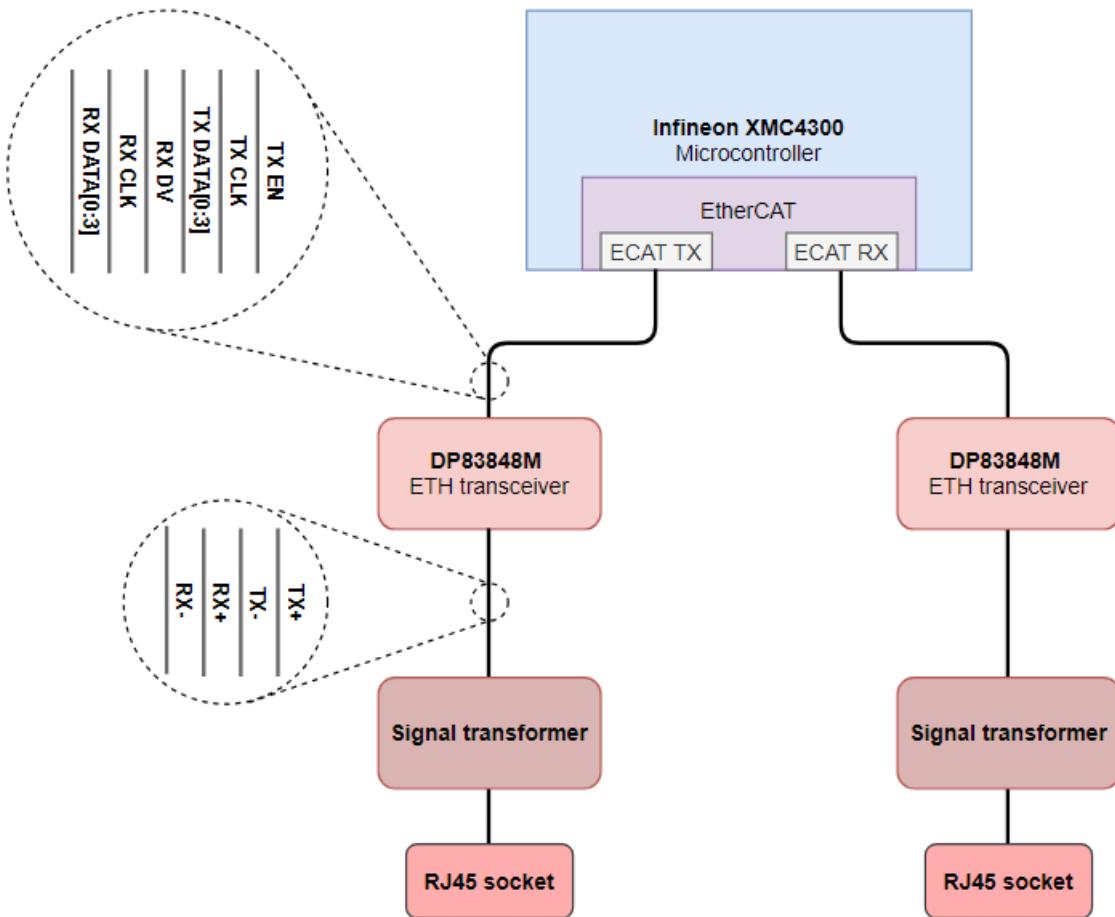
$$\theta = \text{atan}2(U_{\sin_p} - U_{\sin_n}, U_{\cos_p} - U_{\cos_n}) \quad (5)$$

gdzie:

- U_{\sin_p} - wyjście enkodera, sinus dodatni,
- U_{\sin_n} - wyjście enkodera, sinus ujemny,
- U_{\cos_p} - wyjście enkodera, cosinus dodatni,
- U_{\cos_n} - wyjście enkodera, cosinus ujemny,
- θ - pozycja kątowa wirnika (w radianach).

5.1.5 Sekcja komunikacyjna EtherCAT

Mikrokontroler XMC4300 jest wyposażony w kontroler podrzędny (ang. *slave controller*) EtherCAT, który obsługuje warstwę fizyczną Ethernetu poprzez interfejs MII. Schemat sekcji komunikacyjnej EtherCAT przedstawiony jest na rysunku 5.6.



Rys 5.6. Schemat sekcji komunikacyjnej EtherCAT

Sygnały cyfrowe generowane przez układ mikroprocesorowy przekazywane są do transceivera Ethernet, który odpowiada za konwersję sygnałów na poziomie fizycznym. Transceiver generuje sygnały różnicowe, które trafiają do transformatora sygnałowego. Transformator zapewnia izolację galwaniczną pomiędzy układami elektronicznymi a zewnętrznym medium transmisyjnym. Następnie sygnał kierowany jest do złącza RJ45, który umożliwia fizyczne połączenie z siecią.

5.1.6 Sekcja IMU

Integracja jednostki do nawigacji inercyjnej IMU (ang. *Inertial Measurement Unit*) w sterowniku silników może dostarczyć istotnych danych dotyczących orientacji, przyspieszenia i rotacji, które znajdą zastosowanie w zaawansowanych algorytmach sterowania.

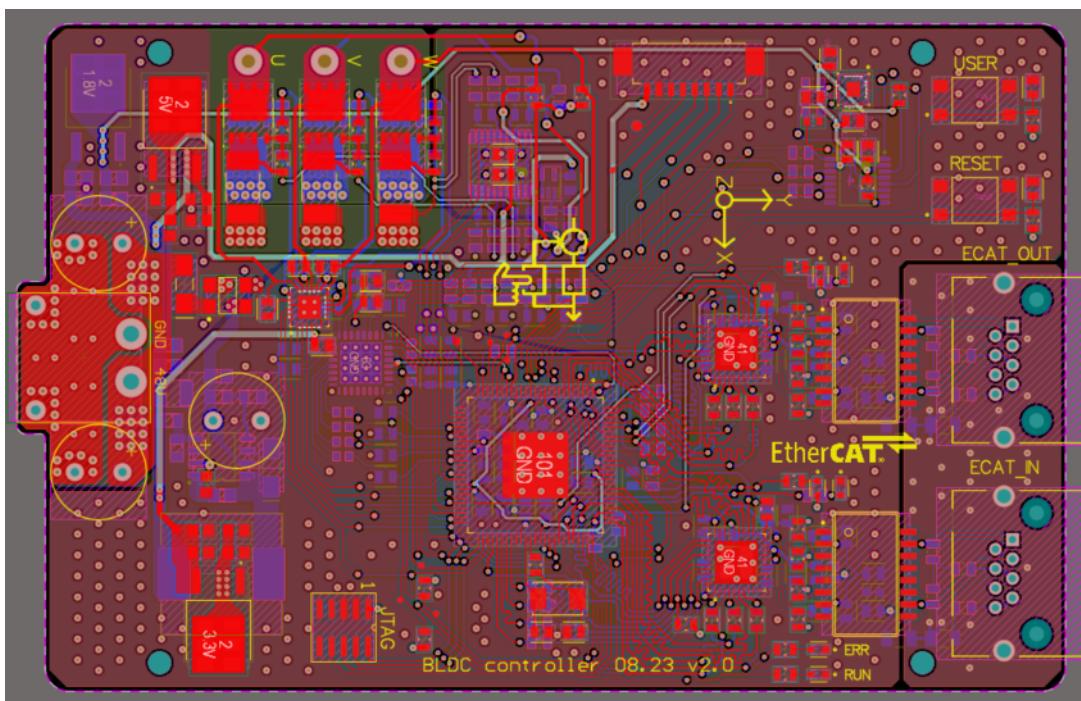
Komunikacja z IMU znajdującym się na płytce drukowanej odbywa się z wykorzystaniem magistrali SPI. Dodatkowo pomiędzy układem, a mikrokontrolerem znajduje się konwerter poziomów logicznych. Jego zastosowanie było wymagane z uwagi na różnicę napięć poziomów logicznych układów.

5.1.7 Schemat układu PCB

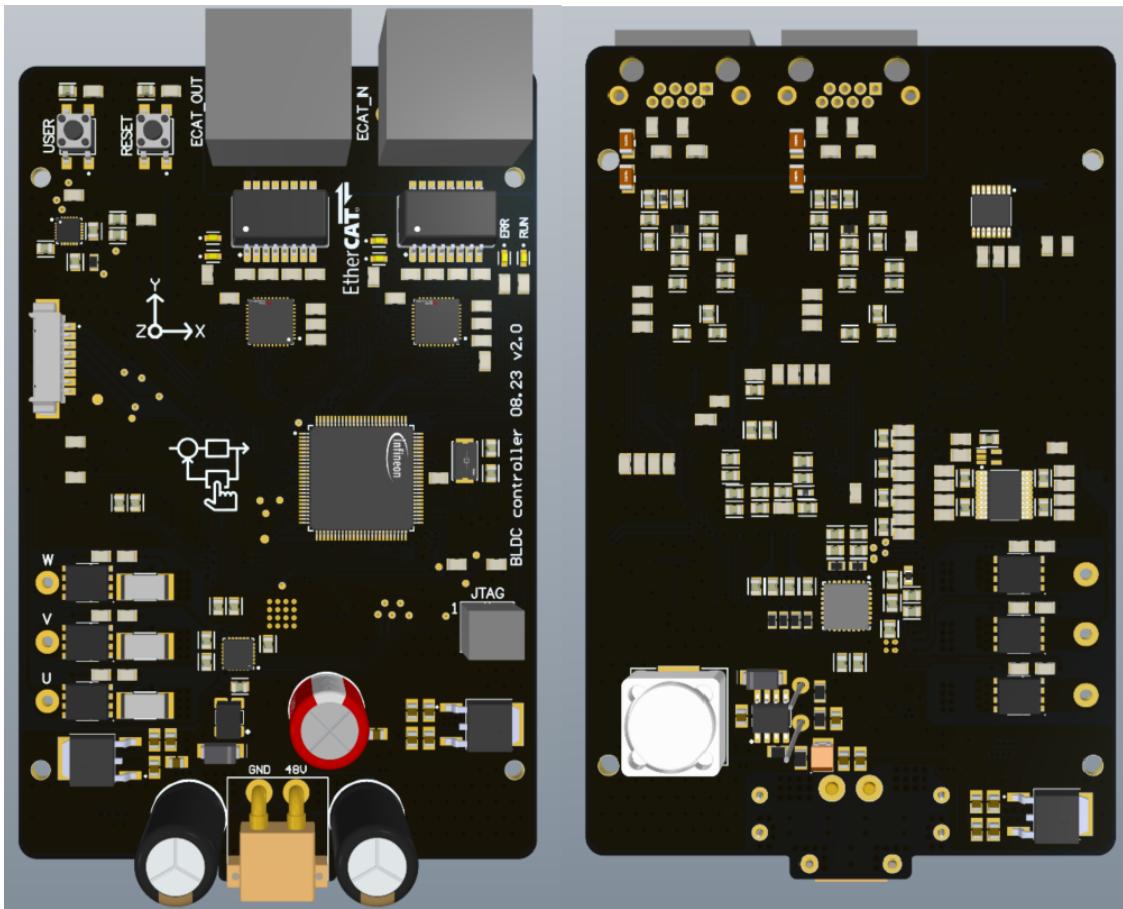
Zakończenie realizacji schematu obwodu elektronicznego umożliwia przejście do kolejnego etapu, czyli projektowania układu (ang. *layout*) PCB. Jest to proces, w którym powstaje wizualizacja fizycznej płytki drukowanej, na którą nanoszone są pola lutownicze pod wszystkie komponenty, otwory na elementy THT oraz połączenia elektryczne. Można również zdefiniować miejsca otworów montażowych.

Podczas projektowania sterownika silnika był to bardzo ważny etap, w którym określone zostały miejsca złącz wychodzących z PCB, otworów montażowych oraz dobrano miejsce enkodera magnetycznego tak, aby zgodnie z dokumentacją techniczną znajdował się w odpowiednim położeniu względem magnesu zamontowanego na wirniku silnika.

Duża ilość komponentów znajdujących się na schemacie elektronicznym wpływała na wybór czterowarstwowej płytki drukowanej. Rysunki 5.7 i 5.8 prezentują rzuty 2D oraz 3D modelu PCB z oprogramowania Altium Designer.



Rys 5.7. Wizualizacja płytki drukowanej - widok 2D



Rys 5.8. Wizualizacja płytki drukowanej - widok 3D

5.1.8 Montaż PCB

Po zakończeniu projektowania z oprogramowania wygenerowane zostały pliki Gerber, które wysłano firmie produkującej PCB. Montaż komponentów elektronicznych odbywał się z użyciem lutownicy kolbowej oraz techniką nadmuchu gorącym powietrzem (ang. *hot air*). Podczas montażu na bieżąco były sprawdzane połączenia elektryczne między komponentami a ścieżkami na płytce, aby zniwelować ilość błędów połączeniowych po zakończeniu lutowania wszystkich komponentów. Finalnym krokiem było przetestowanie funkcjonalności płytki, w celu upewnienia się, że wszystkie komponenty elektroniczne działają poprawnie. Rysunek 5.9 prezentuje płytę drukowaną po zakończeniu montażu oraz po zamontowaniu w dedykowanej obudowie przytwierdzonej do silnika PMSM.



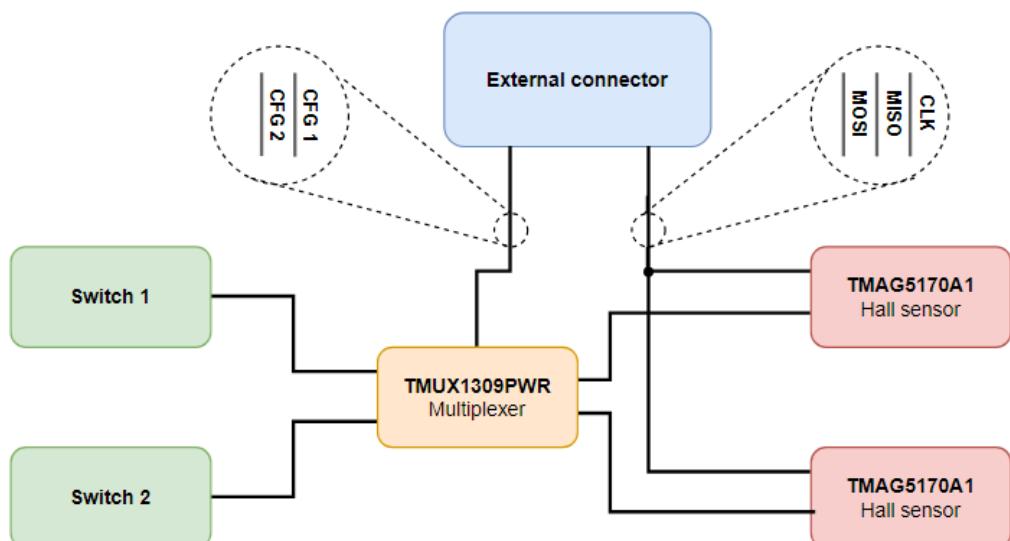
Rys 5.9. Sterownik wraz z obudową

5.2 Zewnętrzny moduł detekcji pozycji

Komplementarną część sterownika silników PMSM/BLDC stanowi zewnętrzny moduł detekcji pozycji. Bezwzględna pozycja kątowa wału jest mierzona za pomocą czujników Halla, które rejestrują pole magnetyczne wytwarzane przez magnes zamocowany na wale. Zarówno sterownik jak i zewnętrzny moduł posiadają ośmiośadowe złącze, które umożliwia komunikację pomiędzy nimi z użyciem magistrali SPI

5.2.1 Schemat elektroniczny

W ramach realizacji modułu umożliwiającego pomiar pozycji kątowej, na samym początku zaprojektowano jego schemat elektroniczny (rys. 5.10), którego pełna wersja dostępna jest w załączniku nr 2 do pracy.



Rys 5.10. Schemat zewnętrznego modułu detekcji pozycji

Komunikacja z modułem realizowana jest poprzez ośmiośadowy konektor, którego poszczególne piny spełniają następujące funkcjonalności:

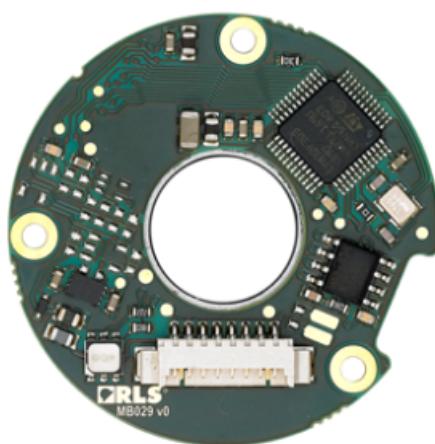
- pin 1 - zasilanie 5V,
- pin 2 - masa GND,
- pin 3 - brak połączenia,
- pin 4 - pierwszy pin konfigurowalny,
- pin 5 - SPI CLK,
- pin 6 - drugi pin konfigurowalny,
- pin 7 - SPI MISO,
- pin 8 - SPI MOSI.

Funkcjonalność pinów konfigurowalnych określana jest za pomocą multipleksera sterowanego przez dwa mechaniczne przełączniki. Wyprowadzenia realizują funkcje *chip select* (CS) oraz ALERT, który pełni rolę sygnału przerwania generowanego przez sensor TMAG5170. W zależności od ustawienia, piny te mogą być skierowane do jednego z czujników Halla, do drugiego, albo do obu jednocześnie zgodnie z tabelą [5].

Tabela 5. Przypisanie sygnałów dla konfiguracji przełączników mechanicznych

Switch 1	Switch 2	Pin 4	Pin 6
0	0	CS1	CS2
0	1	CS1	ALERT1
1	0	CS2	ALERT2
1	1	OFF	OFF

Zastosowanie takiego rozwiązania wynika z dwóch głównych czynników. Pierwszym jest ograniczona liczba dostępnych pinów cyfrowych w mikrokontrolerze, gdzie optymalne wykorzystanie to 4 piny dla dwóch czujników Halla (po 2 piny na funkcje *chip select* i ALERT dla każdego czujnika). Podłączenie licznych komponentów do układu mikroprocesorowego doprowadziło do znacznego obciążenia jego zasobów. Moduł EtherCAT, który wykorzystuje 36 z 100 dostępnych pinów, jest ich największym konsumentem. Warto jednak zauważyć, że spośród 100 pinów nie wszystkie są przeznaczone na sygnały cyfrowe. Część z nich jest wykorzystywana do zasilania i innych niezbędnych funkcji mikrokontrolera. Drugim powodem jest zapewnienie kompatybilności złącza z enkoderem magnetycznym AksIM-2™ (rys. 5.11), który umożliwia bardzo dokładne określenie pozycji wału silnika po zamontowaniu na nim magnetycznego pierścienia (ang. *magnetic ring*) o odpowiednim namagnesowaniu.

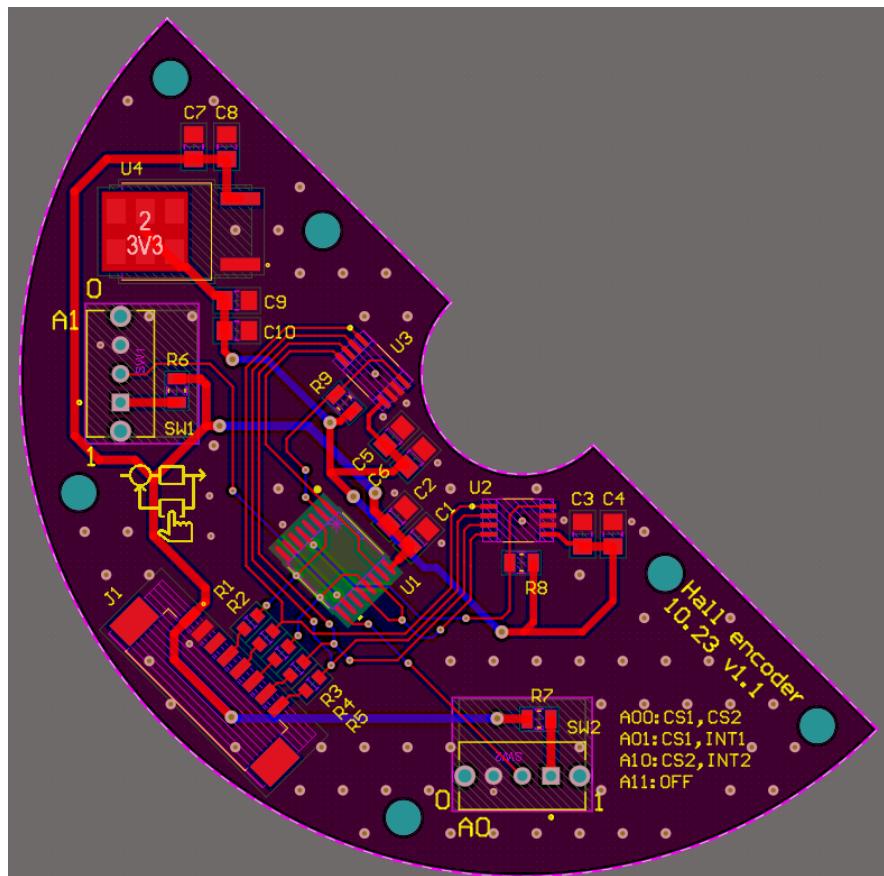


Rys 5.11. Enkoder magnetyczny AksIM-2™ [19]

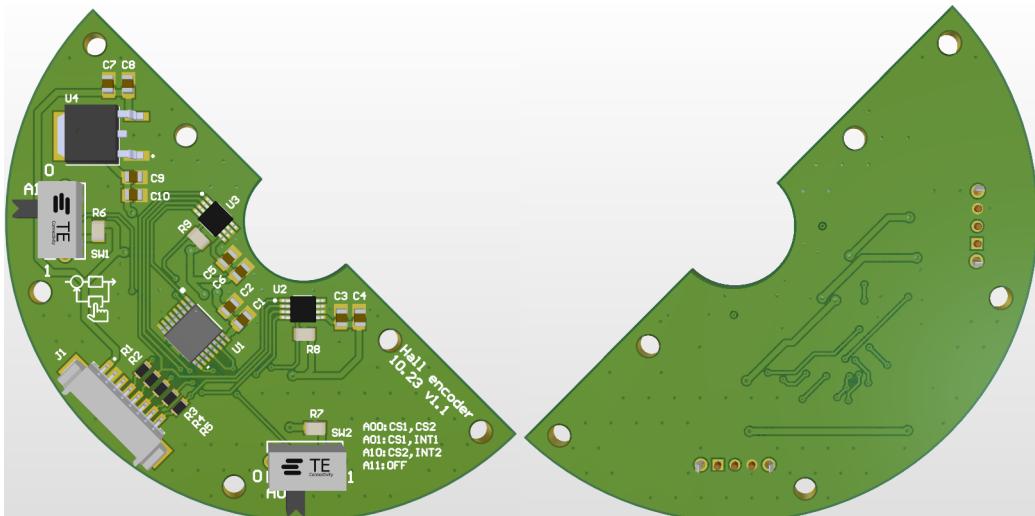
5.2.2 Schemat układu PCB

Po ukończeniu prac nad schematem elektronicznym rozpoczęto projektowanie układu płytki drukowanej. Wybrany kształt PCB to półokrąg z wycięciem przeznaczonym na magnes o precyzyjnie dobranych właściwościach magnetycznych. W odpowiedniej odległości od zarysu płytka umieszczono dwa czujniki Halla umożliwiające pomiar pozycji kątowej wału silnika. Pierwszy z sensorów został zainstalowany standardowo, prostopadle do magnesu. Pomiar składowych pola magnetycznego mierzony jest względem osi jego położenia. Taka pozycja umożliwia wykorzystanie sprzętowego pomiaru kąta wewnątrz czujnika. Drugi sensor został fizycznie odwrócony o 45 stopni względem pierwszego. Zaletą takiego rozwiązania jest obserwacja tej samej wartości maksymalnej amplitudy pola magnetycznego przez składowe X oraz Y. Wadą natomiast bardziej skomplikowany pomiar kąta.

Niewielka ilość komponentów znajdujących się na schemacie elektronicznym wpłynęła na wybór dwuwarstwowej płytki drukowanej, która była wystarczająca do rozlokowania wszystkich ścieżek sygnałowych. Rysunki 5.12 i 5.13 prezentują rzuty 2D oraz 3D modelu PCB z oprogramowania Altium Designer.



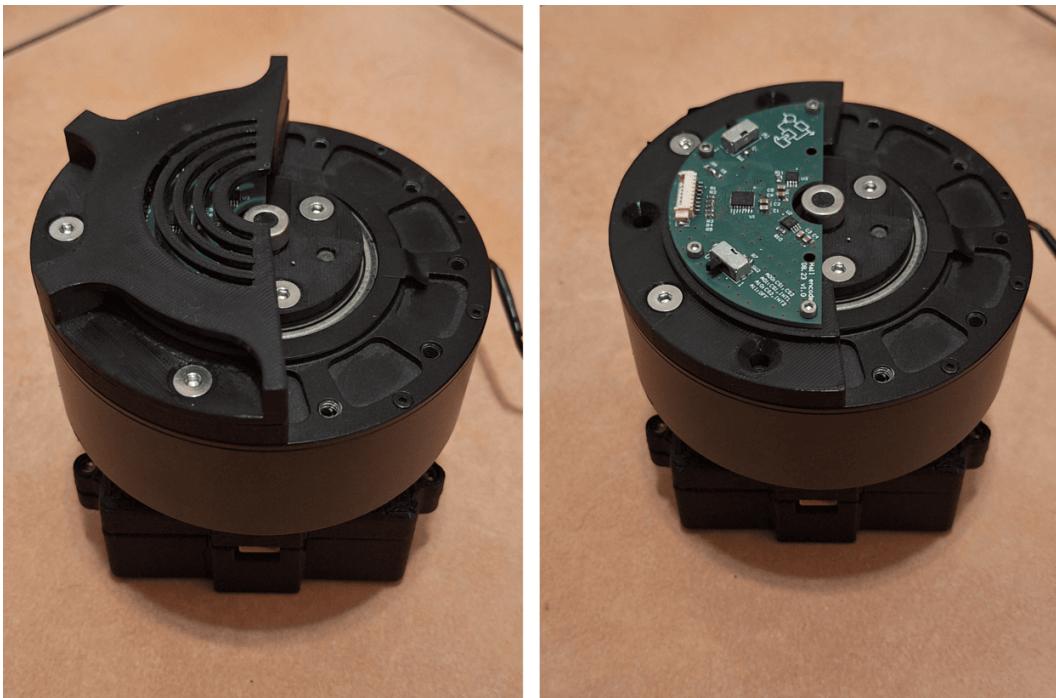
Rys 5.12. Wizualizacja płytki drukowanej - widok 2D



Rys 5.13. Wizualizacja płytki drukowanej - widok 3D

5.2.3 Montaż PCB

Ostatnim etapem prac było osadzenie komponentów elektronicznych na płytce PCB. Z uwagi na brak układów scalonych w obudowie QFN, montażu dokonano wyłącznie przy pomocy lutownicy kolbowej. Widok kompletnej płytki umieszczonej w dedykowanej obudowie został przedstawiony na rysunku 5.14.



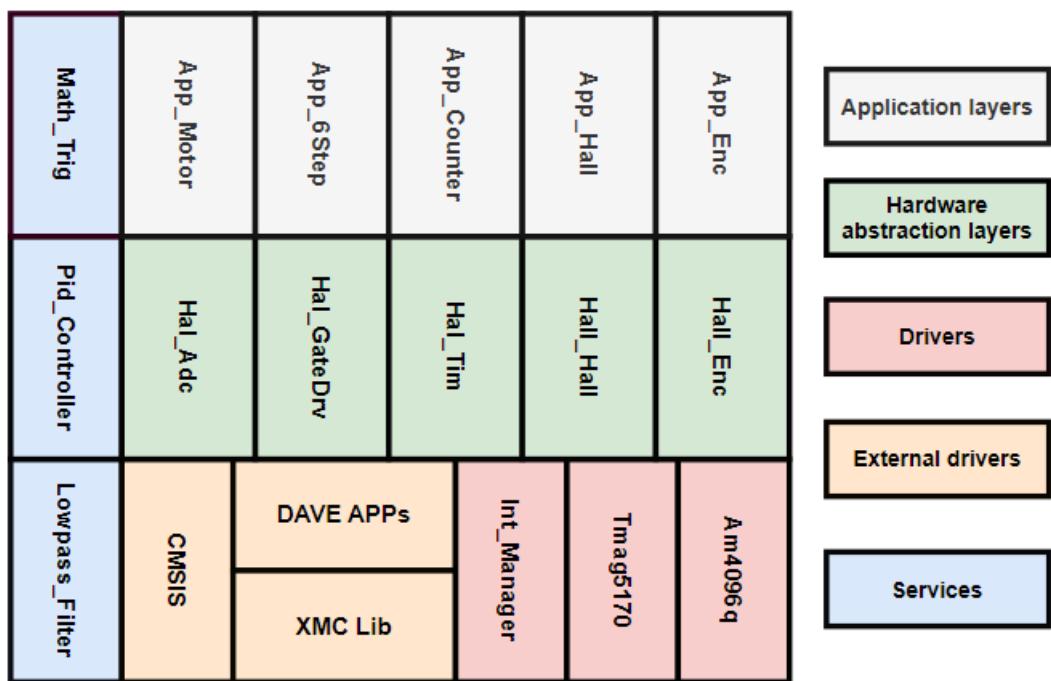
Rys 5.14. Zewnętrzny moduł detekcji pozycji

6 Badania funkcjonalne i analiza wyników

Ukończenie warstwy sprzętowej urządzenia umożliwia przeprowadzenie badań funkcjonalnych działania sterownika silników. Badania te obejmują takie kluczowe aspekty jak zastosowane algorytmy sterowania, detekcja pozycji kątowej wału oraz wirnika napędu, a także optymalizacja czasowa i pamięciowa funkcji trygonometrycznych na platformie wbudowanej.

6.1 Oprogramowanie na platformę wbudowaną

Przed przystąpieniem do opisu poszczególnych badań funkcjonalnych przedstawiony zostanie napisany kod. Oprogramowanie sterownika zostało zaimplementowane na platformie wbudowanej z wykorzystaniem mikrokontrolera XMC4300. Architektura systemu opiera się na modularyzacji, gdzie osobne moduły odpowiadają za sterowanie silnikiem, przetwarzanie sygnałów z czujników oraz obliczenia. Aby zapewnić przejrzystość oraz reużywalność kodu zastosowano warstwową strukturę oprogramowania (rys. 6.1). Podczas prac implementacyjnych wykorzystywano zintegrowane środowisko programistyczne DAVE IDE, z którego pomocą skonfigurowano zasoby sprzętowe mikrokontrolera, zdefiniowano priorytety przerwań oraz wygenerowano niskopoziomowe biblioteki ułatwiające obsługę peryferiów.



Rys 6.1. Warstwowa architektura oprogramowania

Zadania realizowane na jednostce mikroprocesorowej były w dużej mierze wykonywane w sposób sekwencyjny. Ich liczba była niewielka, dlatego nie zdecydowano się na wykorzystanie systemu operacyjnego czasu rzeczywistego RTOS (ang. *real-time operating system*). Asyn-

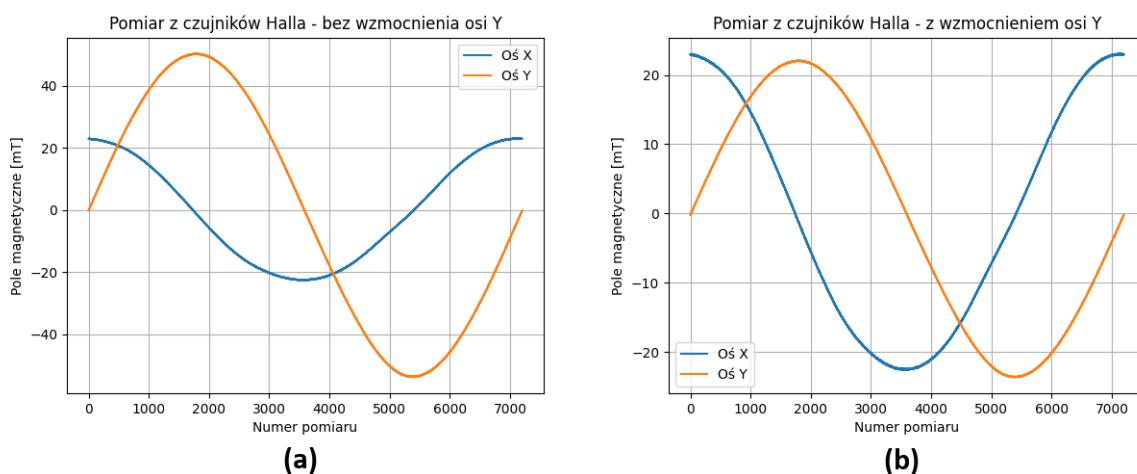
chroniczne działania realizowane przez mikrokontroler wykonywane były z użyciem przerwań, a zadania cykliczne, niedeterministyczne czasowo, uruchamiano w pętli głównej z wykorzystaniem odmierzania czasu poprzez *timer*, tworząc w ten sposób bardzo prosty program szeregujący (ang. *scheduler*).

6.2 Detekcja pozycji kątowej

Współczesne systemy sterowania wymagają dokładnej i niezawodnej detekcji pozycji kątowej, aby zapewnić optymalną wydajność oraz dokładność działania. Sterownik silników umożliwia pomiar pozycji wirnika z użyciem enkodera magnetycznego oraz pozycji wału, przy zastosowaniu zewnętrznego modułu detekcji pozycji z czujnikami Halla na powierzchni. Jako że przekładnia mechaniczna silnika wynosi 6:1, jeden pełny obrót wału odpowiada sześciu pełnym obrotom wirnika.

6.2.1 Czujnik Halla

Do przeprowadzenia pomiaru położenia kątowego wału wykorzystano jeden z czujników Halla znajdujących się na zewnętrznym module detekcji pozycji, a dokładnie ten będący w pozycji standardowej, czyli ortogonalnej do magnesu. Jako że czujnik nie jest umieszczony w pozycji osiowej względem magnesu, wymagane było dokonanie kalibracji. Operacja ta polegała na wyznaczeniu wzmacnienia jednej ze składowych pola magnetycznego, aby amplitudy osi pomiarowych uzyskane podczas pełnego obrotu wału silnika były znormalizowane. Do tego wykorzystano osie X oraz Y z uwagi na większą wartość pola magnetycznego w porównaniu z osią Z. Czujnik TMAG5170 oferuje wbudowaną korektę wzmacnienia jednej ze składowych pola magnetycznego po odpowiedniej konfiguracji. Rysunek 6.2 przedstawia pomiary przed oraz po wprowadzeniu dla osi Y korekty wzmacnienia $G_y \approx 0.438$.



Rys 6.2. Pomiar pola magnetycznego czujnikiem Halla: a) bez wzmacnienia osi Y, b) z wzmacnieniem osi Y

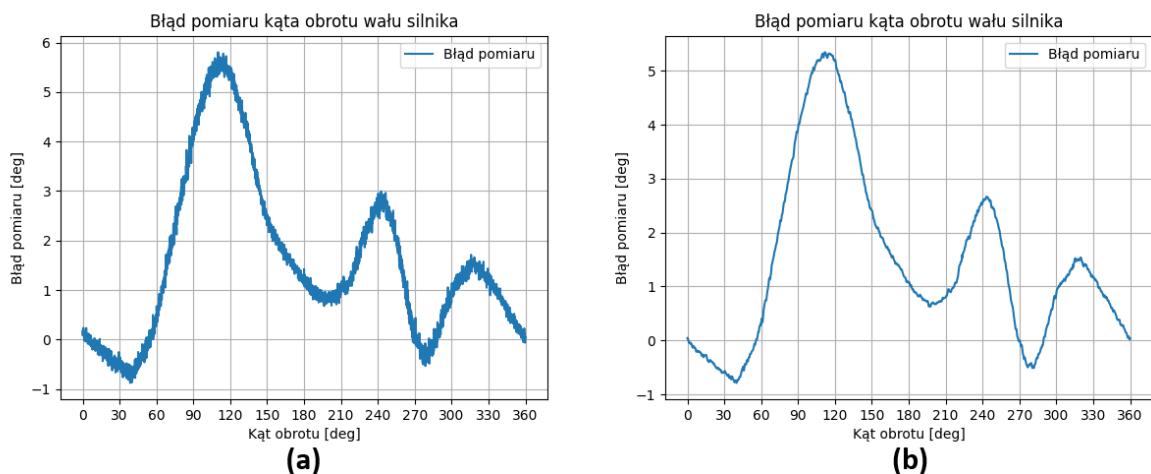
Po dokonaniu kalibracji czujnika Halla przystąpiono do pomiaru kątowej pozycji wału silnika podczas jednego pełnego obrotu. Rysunek 6.3a przedstawia uzyskany błąd pomiarowy. Jego prawdopodobną przyczyną są błędy pozycji mechanicznej czujnika oraz magnesu, wynikające z faktu, że zarówno uchwyt na magnes, jak i zewnętrzny moduł detekcji pozycji zostały wykonane w technologii druku 3D. Widoczne są również znaczne szумy wynikające z zakłóceń w pracy czujnika. Aby je zniwelować, zastosowano filtrację dolnoprzepustową wartości pola magnetycznego z użyciem filtra typu EMA (ang. *Exponential Moving Average*), który pozwoli na wygładzenie sygnału. Można go przedstawić za pomocą poniższego wzoru:

$$y[n] = \alpha \cdot x[n] + (1 - \alpha) \cdot y[n - 1] \quad (6)$$

gdzie:

- $y[n]$ - bieżąca przefiltrowana wartość,
- $x[n]$ - bieżąca wartość wejściowa,
- $y[n - 1]$ - poprzednia przefiltrowana wartość,
- α - współczynnik filtracji ($0 < \alpha \leq 1$).

Zastosowano filtr trzeciego rzędu z wartością współczynnika $\alpha = 0.3$. Jego wartość wpływa na wygładzenie danych. Gdy jest bliższa 1, to dane wejściowe mają większe znaczenie, a gdy jest bliższa 0, to ich znaczenie spada kosztem poprzednich pomiarów. Otrzymany efekt po dokonaniu filtracji pokazany jest na rysunku 6.3b.



Rys 6.3. Błąd pomiaru kąta obrotu wału silnika: a) brak filtracji, b) filtr dolnoprzepustowy

Dalszą redukcję błędu można zrealizować na kilka sposobów. Jednym z nich jest wykorzystanie metody tablicowania LUT (ang. *lookup table*). Technika ta polega na podzieleniu pełnego obrotu na równe odcinki, a następnie na redukcji błędu pomiarowego poprzez uwzględnienie średniej wartości błędu w zakresie, w którym znajduje się aktualny pomiar. Im większa liczba odcinków, na które podzielony jest pełen obrót, tym wyższa dokładność korekcji

błędów. Wzrost dokładności wiąże się jednak z większym zapotrzebowaniem na pamięć do przechowywania danych w procesorze.

Podczas realizacji prac zdecydowano się jednak na wykorzystanie bardziej zaawansowanej metody. Opiera się ona na dopasowaniu błędu do zestawu równań, które są kombinacją harmonicznych funkcji sinusoidalnych i cosinusoidalnych. Proces ten polega na wyodrębnieniu poszczególnych harmonicznych błędów oraz ich korekcji. Dzięki temu możliwe jest precyzyjne dostosowanie wyników pomiarów, eliminując wpływ regularnych składników błędu. Analiza częstotliwościowa za pomocą transformaty Fouriera umożliwia wygenerowanie szeregu współczynników α_i i β_i , które można wykorzystać zgodnie z poniższym wzorem:

$$\text{Error} = \sum_{i=1}^n (\alpha_i \sin(i * \theta) + \beta_i \cos(i * \theta)) \quad (7)$$

gdzie:

- α_i i β_i - współczynniki harmoniczne,
- i - indeks harmoniczny od 1 do n ,
- θ - kąt pomiarowy,

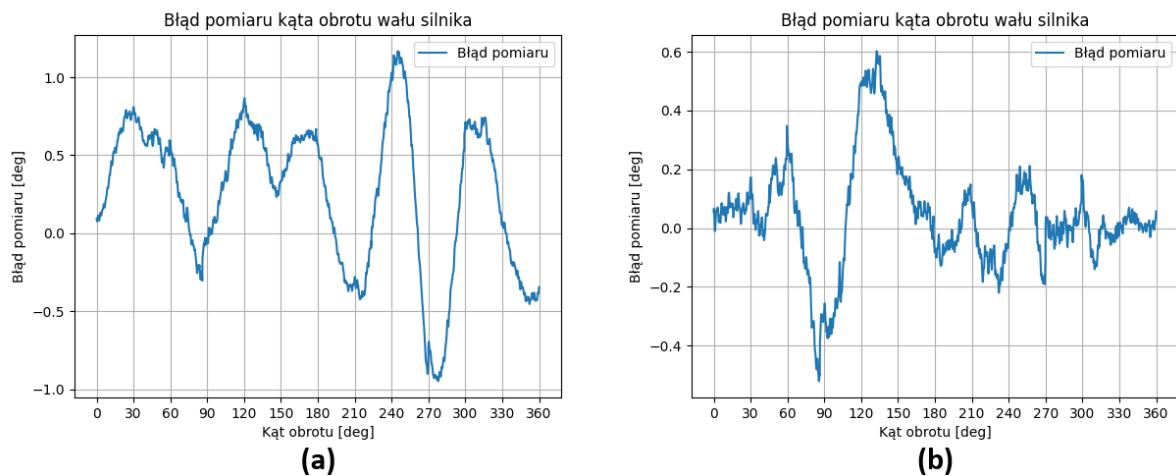
W praktyce najczęściej korzyści przynosi korekta niższych harmonicznych, które mają największy wpływ na sygnał. Tabela [6] przedstawia wartości współczynników pierwszych dziewięciu harmonicznych otrzymanych na podstawie analizy wykresu błędu pomiarowego. Dodatkowo obliczono składową stałą błędu wynoszącą 1.4759.

Tabela 6. Wartości współczynników harmonicznych α_i i β_i

i	α_i	β_i
1	0.9441	-1.0962
2	-0.9285	-0.8956
3	-0.6684	0.9146
4	-0.0971	-0.1662
5	0.2744	-0.3561
6	0.1320	0.1998
7	-0.0629	0.0193
8	-0.0389	-0.0634
9	0.0307	-0.0049

Po obliczeniu współczynników przeprowadzono ponowny pomiar pozycji kątowej wału silnika dla dwóch różnych ilości współczynników harmonicznych. Pierwszy z nich uwzględniał trzy pierwsze harmoniczne składowe, a drugi dziewięć. Wyniki pokazane są na rysunku 6.4.

Wykorzystanie korekcji harmonicznymi wymaga bardziej zaawansowanych obliczeń w porównaniu do tablicowania LUT. Zaletą tej metody jest stała zajętość pamięci, która zwiększa się nieznacznie wraz ze wzrostem ilości współczynników. Otrzymane wyniki wciąż zawier-

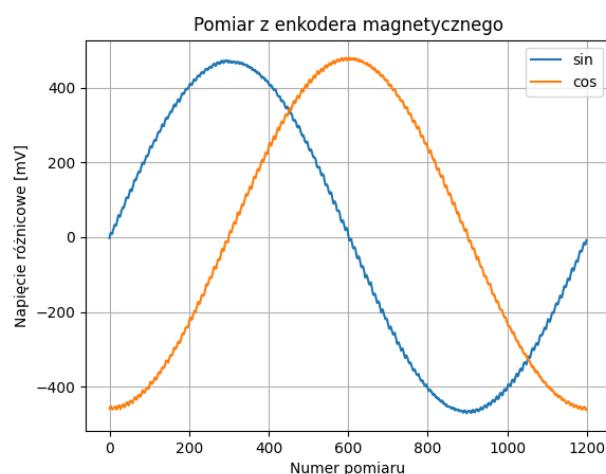


Rys 6.4. Błąd pomiaru kąta obrotu wału silnika: a) przy użyciu 3 współczynników harmonicznych, b) przy użyciu 9 współczynników harmonicznych

ają błąd, który może być spowodowany niedokładnością modelu harmonicznych lub jakością danych wejściowych.

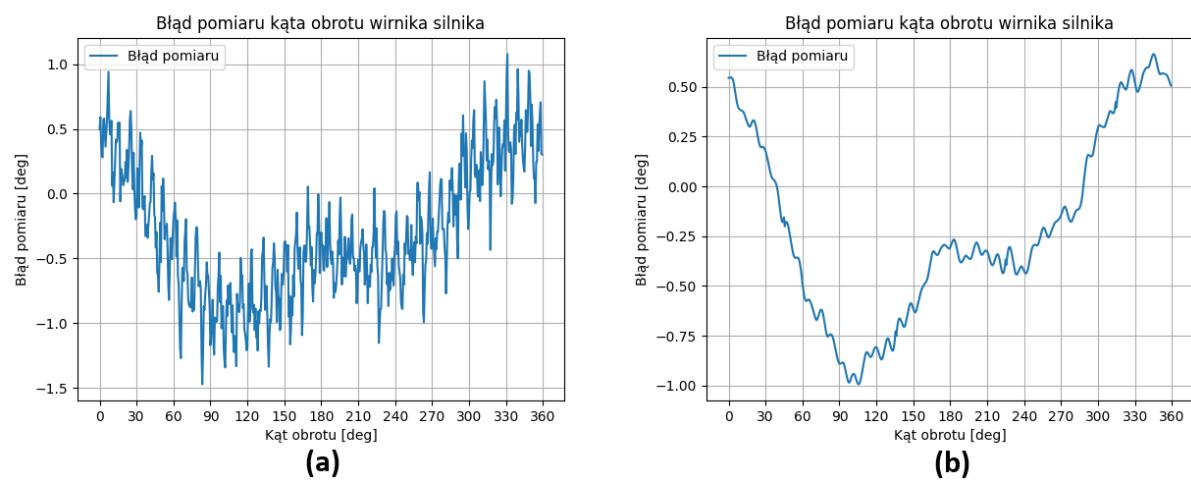
6.2.2 Enkoder magnetyczny

Realizacja pomiaru położenia kątowego wirnika silnika odbyła się przy pomocy enkodera magnetycznego AM4096Q, który znajduje się w pozycji współosiowej względem magnesu umieszczonego na wirniku silnika w specjalnym uchwycie. Zadaniem uchwytu jest dostosowanie odległości pomiędzy układem scalonym a magnesem tak, aby była zgodna z tą zawartą w dokumentacji technicznej. Ma to związek z umożliwieniem detekcji pola magnetycznego o odpowiedniej wartości. Do pomiaru kąta wykorzystano sinusoidalne różnicowe wyjścia analogowe, z których pomiary przedstawiono na rysunku 6.5.



Rys 6.5. Pomiar napięć różnicowych enkodera magnetycznego

Otrzymane wyniki zawierają szумy pomiarowe, które podobnie jak w przypadku czujnika Halla, zostały skutecznie zniwelowane dzięki zastosowaniu filtra dolnoprzepustowego typu EMA, co przyczyniło się do uzyskania bardziej stabilnych wyników pomiarowych. Dodatkowo, w celu jeszcze lepszej redukcji szumów, zmieniono współczynnik filtracji z 0.3 na 0.2. Dzięki temu filtr stał się bardziej responsywny na zakłócenia, co pozwoliło na lepsze wygładzenie sygnału. Kosztem tej zmiany jest jednak nieco większe opóźnienie w odpowiedzi układu, co może wpływać na dynamikę w przypadku szybkich zmian sygnału. Rezultaty przed i po zastosowaniu filtracji pokazuje rysunek 6.6.



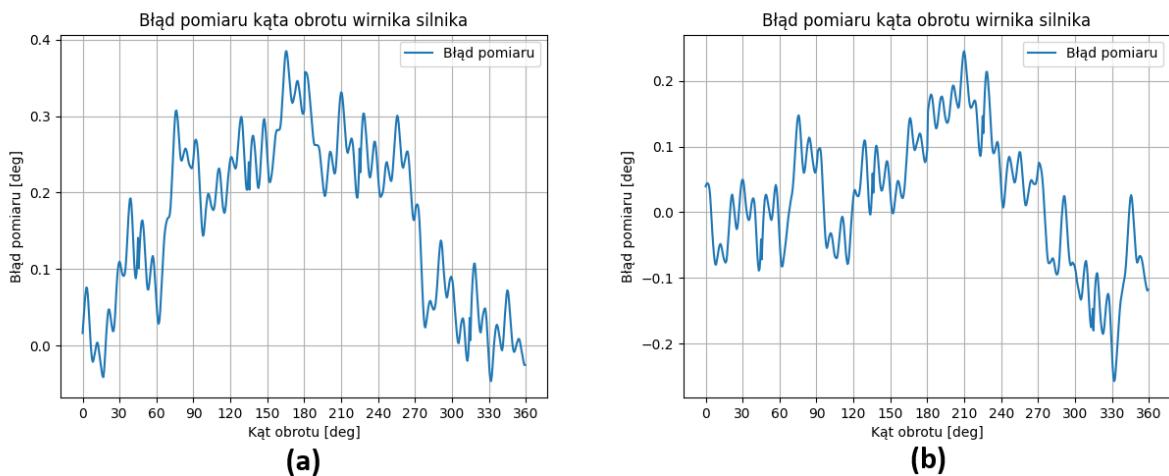
Rys 6.6. Błąd pomiaru kąta obrotu wirnika silnika: a) brak filtracji, b) filtr dolnoprzepustowy

Poza zniwelowaniem szumów, analogicznie jak w przypadku czujnika Halla, zastosowano korektę błędu przy użyciu analizy harmonicznych. Współczynniki harmoniczne, które zostały wyznaczone na podstawie analizy sygnału, przedstawiono w tabeli 7. Ich odpowiednie wartości α_i i β_i zostały użyte do dalszej korekcji błędów, co pozwoliło na uzyskanie bardziej precyzyjnych wyników pomiarowych.

Tabela 7. Wartości współczynników harmonicznych α_i i β_i

i	α_i	β_i
1	-0.3385	0.4583
2	-0.0537	0.3094
3	0.0071	-0.0274
4	-0.0081	0.0034
5	0.0035	-0.0172
6	0.0078	0.0051
7	0.0047	0.0013
8	-0.0318	0.0024
9	-0.0001	-0.0011

Aby sprawdzić wpływ przeprowadzonych analiz na dokładność wyników, dokonano ponownego pomiaru pozycji kątowej wirnika. W procesie korekcji błędów zastosowano dwa scenariusze: pierwszy uwzględniał trzy harmoniczne, natomiast w drugim analizowano sześć harmonicznych. Otrzymane rezultaty znajdują się na rysunku 6.7.



Rys 6.7. Błąd pomiaru kąta obrotu wirnika silnika: a) przy użyciu 3 współczynników harmonicznych, b) przy użyciu 6 współczynników harmonicznych

6.3 Implementacja funkcji trygonometrycznych

Podczas wykonywania obliczeń na platformach wbudowanych, w szczególności mikrokontrolerach, których zegary taktowania sięgają kilkudziesięciu, a czasami kilkuset megaherów należy zwrócić szczególną uwagę na efektywne zarządzanie pamięcią oraz wydajnością obliczeniową. Implementacja złożonych funkcji matematycznych, takich jak wyznaczenie wartości funkcji trygonometrycznych może znaczco wpływać na czas wykonania programu oraz zasoby systemu. Układy mikroprocesorowe coraz to częściej wyposażane są w jednostki FPU umożliwiające szybkie obliczenia na liczbach zmiennoprzecinkowych. Należy jednak pamiętać, że najczęściej są to jednostki koprocesorowe 32-bitowe, które są bardzo efektywne przy operowaniu na liczbach zmiennoprzecinkowych pojedynczej precyzji *float*, a zdecydowanie mniej efektywne na liczbach zmiennoprzecinkowych podwójnej precyzji *double*. Podczas wykonywania skomplikowanych obliczeń często dobrym rozwiązaniem jest zastosowanie funkcji aproksymujących, które pozwolą na zaoszczędzenie zasobów, kosztem dokładności. Jednak często utracona dokładność nie będzie miała finalnie istotnego znaczenia.

6.3.1 Atan2

Do pomiaru kąta z wykorzystaniem czujnika Halla oraz enkodera magnetycznego, wymagane było obliczenie wartości funkcji *atan2*. Jest to dwuargumentowa funkcja arcus tan-

gens, która pozwala na obliczenie kąta w pełnym zakresie $[-\pi, \pi]$, uwzględniając znaki obu współrzędnych. Umożliwia to określenie pozycji kątowej dla każdej z czterech ćwiartek układu współrzędnych. Obliczenie wartości funkcji *atan2* na platformie wbudowanej możliwe jest na wiele sposobów, między innymi:

- wykorzystanie biblioteki standardowej math.h,
- tablicowanie LUT,
- aproksymacja na bazie szeregu Taylora,
- aproksymacja algorytmem CORDIC.

W celu uzyskania jak najlepszej dokładności niskim kosztem zasobów pamięci, zdecydowano się na metodę zaproponowaną przez Cecil H. Hastings'a w książce "Approximations for Digital Computers" [20]. Polega ona na aproksymacji funkcji *arctan* wielomianami o ustalonych współczynnikach. Wraz ze wzrostem stopnia wielomianu otrzymywany wynik jest coraz to dokładniejszy. Wykorzystano poniżej zaprezentowaną funkcję, której maksymalny błąd aproksymacji wynosi około 0.03 stopnia:

$$\arctan(x) \approx 0.995354 \cdot x - 0.288679 \cdot x^3 + 0.079331 \cdot x^5 \quad \text{dla } -1 \leq x \leq 1 \quad (8)$$

Znając wynik funkcji *arctan* oraz znaki parametrów funkcji *atan2* do określenia kąta w pełnym zakresie, możliwe jest wykorzystanie poniższych przekształceń:

$$\text{atan2}(y, x) = \begin{cases} \arctan\left(\frac{y}{x}\right) & \text{jeśli } x > 0, \\ \arctan\left(\frac{y}{x}\right) + \pi & \text{jeśli } x < 0 \text{ i } y \geq 0, \\ \arctan\left(\frac{y}{x}\right) - \pi & \text{jeśli } x < 0 \text{ i } y < 0, \\ +\frac{\pi}{2} & \text{jeśli } x = 0 \text{ i } y > 0, \\ -\frac{\pi}{2} & \text{jeśli } x = 0 \text{ i } y < 0, \\ \text{nieokreślone} & \text{jeśli } x = 0 \text{ i } y = 0. \end{cases} \quad (9)$$

Wykorzystanie metody Hastings'a może okazać się szczególnie efektywne pod względem zasobów, korzystając z układów mikroprocesorowych o 16-bitowej architekturze oraz bez FPU. Wtedy aproksymacja wielomianowa zrealizowana na liczbach stałoprzecinkowych może znaczco zmniejszyć obciążenie procesora.

Aby sprawdzić zaoszczędzoną pamięć oraz czas wykonywania funkcji przeprowadzono pomiar zużytych zasobów zrealizowany na mikrokontrolerze XMC4300. Wykorzystano kompilator ARM GCC w wersji 4.9 bez włączonych optymalizacji. Aproksymacja wielomianowa została zrealizowana z wykorzystaniem 32-bitowych liczb zmiennoprzecinkowych. Porównania dokonano z implementacjami opartymi na liczbach *float* oraz *double* w bibliotece standard-

owej "math.h". Otrzymane wyniki przedstawiono w tabeli 8.

Tabela 8. Porównanie zużytych zasobów dla różnych implementacji funkcji *atan2*

Metoda	Czas wykonania [us]	Zajętość pamięci [B]
Aproksymacja wielomianowa	2.1	424
Funkcja atan2f z biblioteki standardowej	3.1	844
Funkcja atan2 z biblioteki standardowej	30.6	1364

Funkcja atan2 z biblioteki standardowej operuje na liczbach zmiennoprzecinkowych podwójnej precyzji, co znacząco wydłuża jej czas wykonania w porównaniu z pozostałymi metodami. Związane jest to z obecnością jednostki koprocesorej FPU w mikrokontrolerze XMC4300, która wspiera operacje zmiennoprzecinkowe pojedynczej precyzji.

6.3.2 Sinus i cosinus

Korekta błędu pomiaru pozycji kątowej oparta o analizę harmonicznych wymaga wielokrotnego obliczania funkcji sinus oraz cosinus. Wraz ze wzrostem liczby wykorzystywanych współczynników wzrasta liczba wymaganych obliczeń funkcji trygonometrycznych. Aby zredukować czas obliczeń, zdecydowano o zastosowaniu aproksymacji z wykorzystaniem szeregu Taylora, co pozwala na uproszczenie obliczeń. Przybliżenia dla funkcji sinus i cosinus przy użyciu pierwszych czterech wyrazów szeregu Taylora przedstawione są poniżej:

$$\sin(x) \approx x - \frac{x^3}{3!} + \frac{x^5}{5!} - \frac{x^7}{7!} \quad (10)$$

$$\cos(x) \approx 1 - \frac{x^2}{2!} + \frac{x^4}{4!} - \frac{x^6}{6!} \quad (11)$$

Zastosowanie tej metody pozwala na uzyskanie wystarczającej dokładności przy jednoczesnej oszczędności czasu obliczeń. Zrealizowana implementacja oblicza w jednej funkcji wartości *sin* oraz *cos*. Związane jest to z optymalizacją, poprzez zmniejszenie łącznej liczby wymaganych mnożeń. Analogicznie jak w przypadku funkcji *atan2* zdecydowano się na przeprowadzenie pomiarów zużytych zasobów. Następnie dokonano porównania z implementacjami zawartymi w bibliotece standardowej. Otrzymane wyniki przedstawiono w tabeli 9.

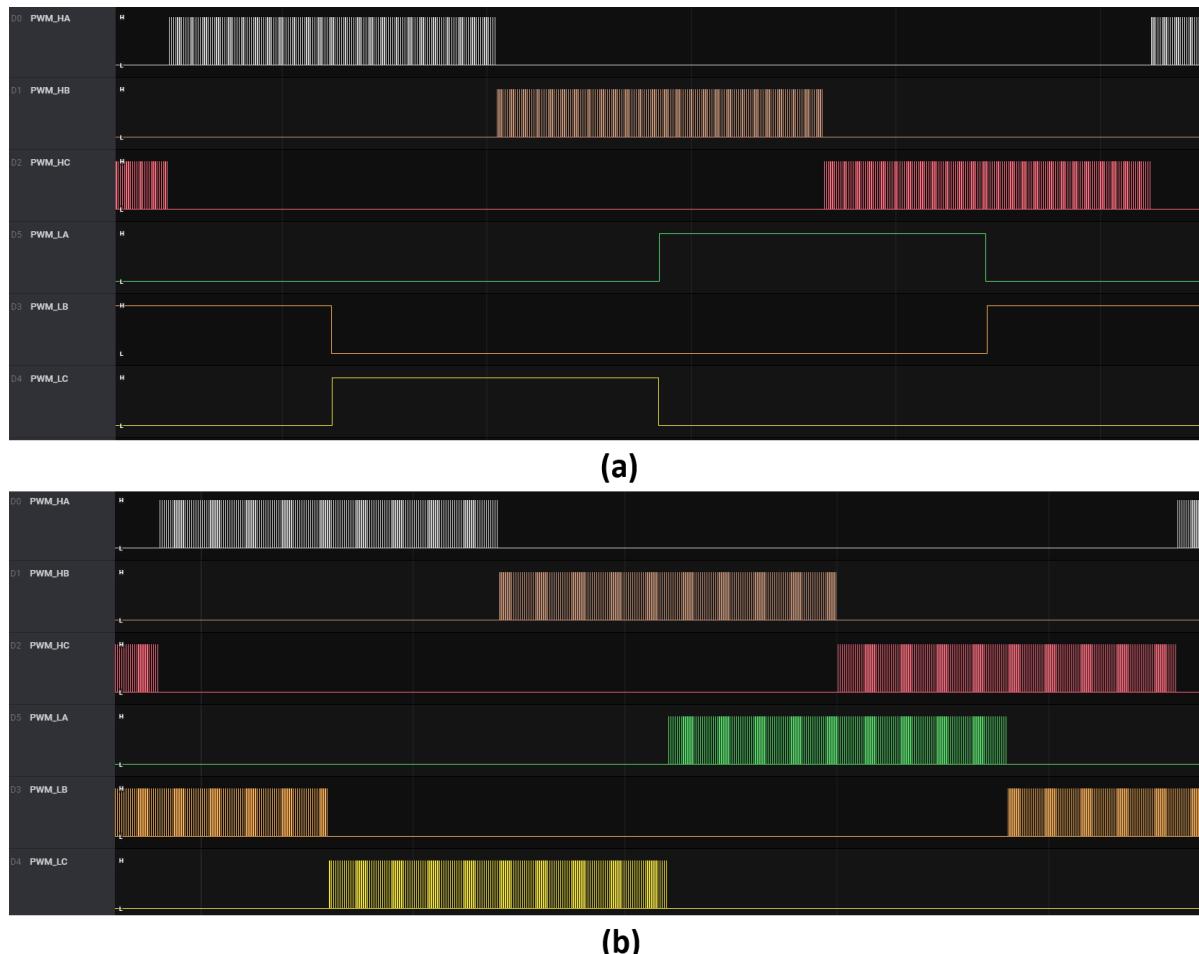
Tabela 9. Porównanie zużytych zasobów dla różnych implementacji funkcji *sin* i *cos*

Metoda	Czas wykonania [us]	Zajętość pamięci [B]
Aproksymacja <i>sin</i> i <i>cos</i> szeregiem Taylora	3.3	396
Funkcja sincosf z biblioteki standardowej	3.5	3524
Funkcja sincos z biblioteki standardowej	31.1	4368

Czasy wykonania funkcji z biblioteki standardowej nie były deterministyczne, dlatego jako wyniki brano średnie wartości wielu pomiarów.

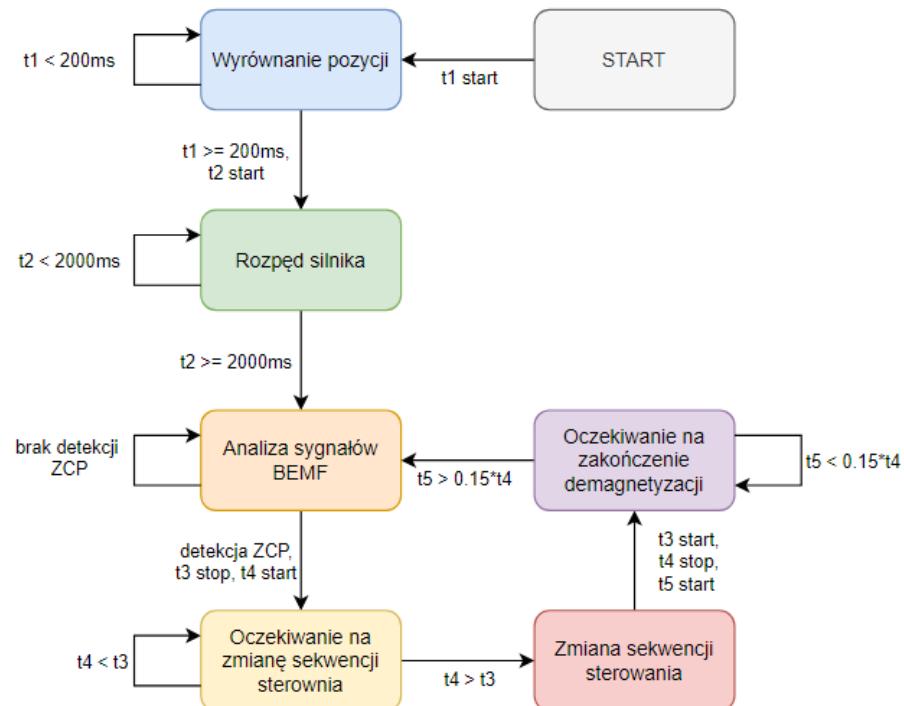
6.4 Sterowanie silnikiem

Ostatnim etapem przeprowadzanych badań funkcjonalnych była realizacja sterowania silnikiem RMD-X8 Pro. Na wstępie zaimplementowano sterowanie metodą trapezoidalną w trybie otwartej pętli, polegające na cyklicznej zmianie sekwencji komutacji, bez wykorzystania sprzężenia zwrotnego. Zasilanie uzwojeń silnika odbywało się przy użyciu sygnałów PWM za pomocą dwóch metod. Pierwsza z nich kontrolowała tylko górne tranzystory trójfazowego mostka H, a druga zarówno górne jak i dolne (rys. 6.8).



Rys 6.8. Sterowanie PWM: a) strony wysokiej, b) synchroniczne

Kolejnym krokiem była realizacja sterowania bezczujnikowego z wykorzystaniem pomiaru sygnałów BEMF. Uproszczony schemat zaimplementowanego algorytmu sterowania przedstawia rysunek 6.9.



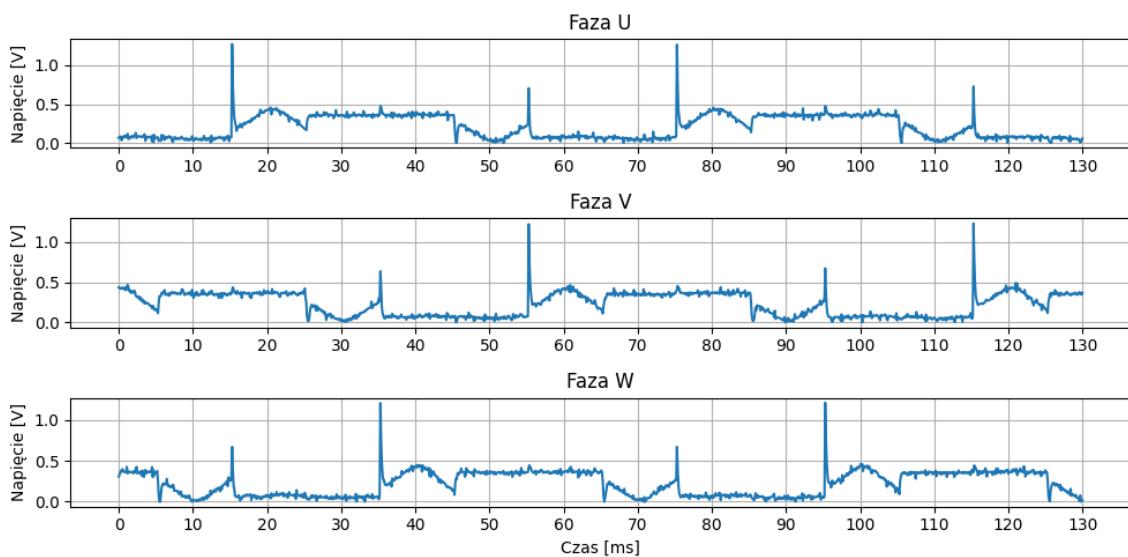
Rys 6.9. Uproszczony schemat sterowania bezczujnikowego

Aby w niezasilanym uzwojeniu nastąpiło indukowanie się napięcia, silnik musi obracać się z pewną prędkością. Osiągnięcie tego jest możliwe poprzez przeprowadzenie procedury startu silnika, w której skład wchodzą:

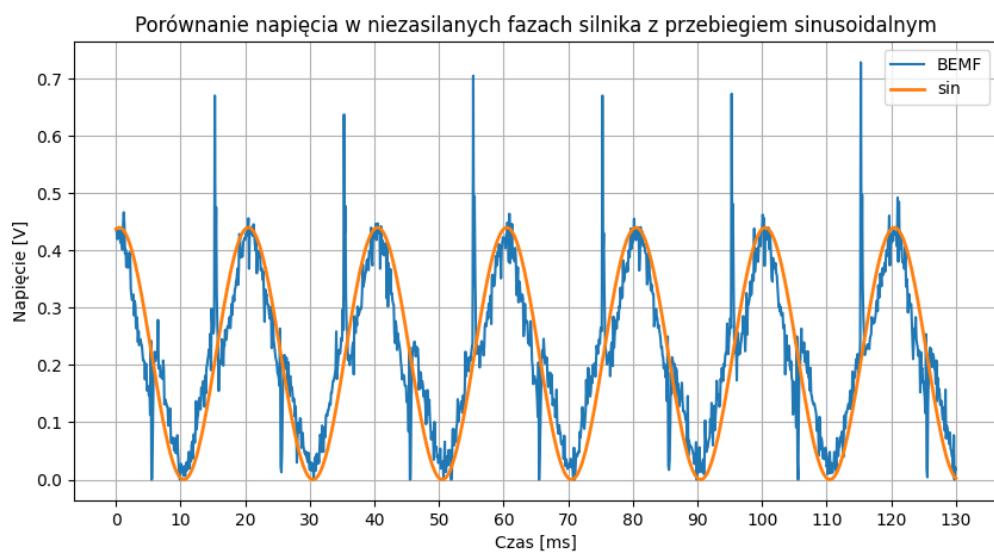
- Wyrównanie pozycji - zasilenie faz silnika konkretną sekwencją sterującą przez pewien czas. Umożliwi to spozycjonowanie silnika oraz przygotowanie go do dalszej pracy.
- Rozpęd silnika - stopniowe zmniejszanie odstępu pomiędzy kolejnymi sekwencjami sterującymi, aż do osiągnięcia prędkości umożliwiającej skuteczną detekcję sygnałów BEMF.

Pomiar napięcia na niezasilanej fazie silnika odbywa się za każdym razem, gdy na wyjściu PWM występuje stan niski, a dokładniej w środku stanu niskiego. Wówczas *zero crossing point* występuje gdy mierzony sygnał osiąga wartość 0V. Detekcja ZCP informuje, że znajdujemy się w połowie sekwencji sterującej, co umożliwia precyzyjne przełączanie zasilanych faz silnika. Po zmianie sekwencji sterowania konieczne jest oczekanie pewnego czasu przed kolejnym pomiarem sygnałów BEMF, aby uniknąć zakłóceń w pomiarze, wynikających z efektu demagnetyzacji. Zjawisko to powoduje, że pole magnetyczne w uzwojeniach nie zanika natychmiast po wyłączeniu tranzystorów, co może prowadzić do fałszywych odczytów sygnału BEMF, jeśli pomiar zostanie wykonany zbyt wcześnie.

Pomimo przeprowadzonej filtracji cyfrowej sygnałów BEMF, detekcja punktu ZCP została zakończona sukcesem tylko dla pewnego zakresu prędkości obrotowych silnika. W związku z tym podczas detekcji odpowiedniego momentu zmiany przełączania sekwencji sterującej wspomagano się enkoderem magnetycznym. Rysunek 6.10 przedstawia dane uzyskane podczas pomiarów realizowanych za pomocą przetwornika ADC dla każdej z faz silnika. Analizując te wyniki, można zauważyć, że sumaryczny kształt napięcia w momentach, gdy poszczególne fazy są niezasilane, przyjmuje postać sinusoidalną, co zostało szczegółowo zilustrowane na rysunku 6.11.



Rys 6.10. Pomiar sygnałów BEMF, prędkość kątowa wału silnika = $50^{\circ}/\text{s}$



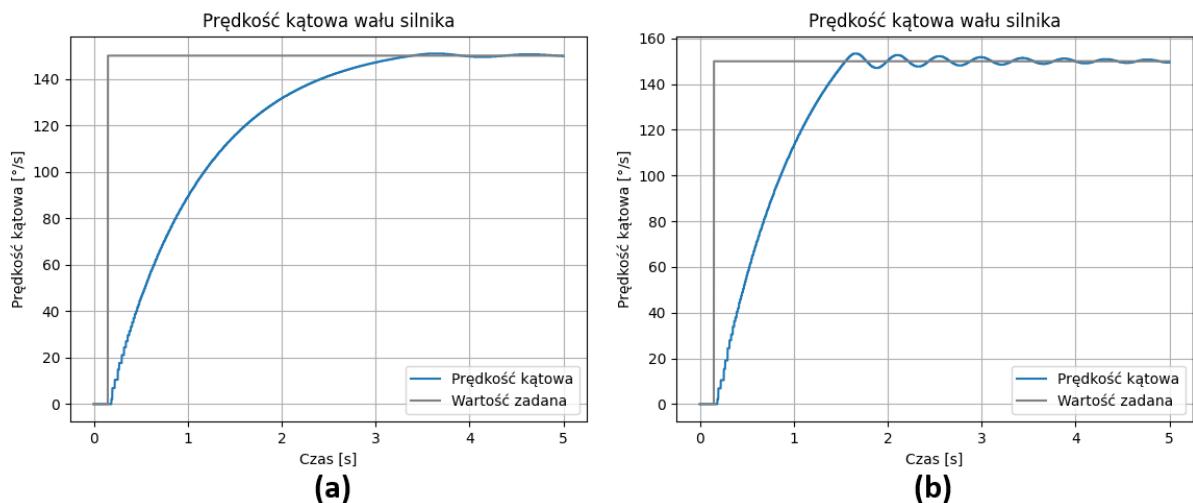
Rys 6.11. Zbiorcza charakterystyka BEMF w niezasilanych fazach silnika

Następnie dokonano realizacji pętli regulacyjnej dla silnika PMSM. Początkowo zaimplementowano układ sterujący składający się z dwóch regulatorów PI. Pierwszy z nich odpowiada za regulację prądu w uzwojeniach silnika, co bezpośrednio wpływa na moment obrotowy poprzez zmianę wypełnienia sygnału PWM. Drugi regulator kontroluje prędkość obrotową zarządzając częstotliwością zmiany sekwencji algorytmu sterującego, co zapewnia dynamiczną i precyzyjną kontrolę pracy silnika PMSM. W celu zminimalizowania problemów związanych z nasyceniem członu całkującego, zastosowano również mechanizm *anti windup*. Optymalne nastawy regulatorów PI w pętli regulacji prędkości zostały dobrane na podstawie praktycznych eksperymentów, a ostateczne wartości przedstawiono w tabeli 10.

Tabela 10. Wartości nastaw regulatorów - regulacja prędkości i prądu

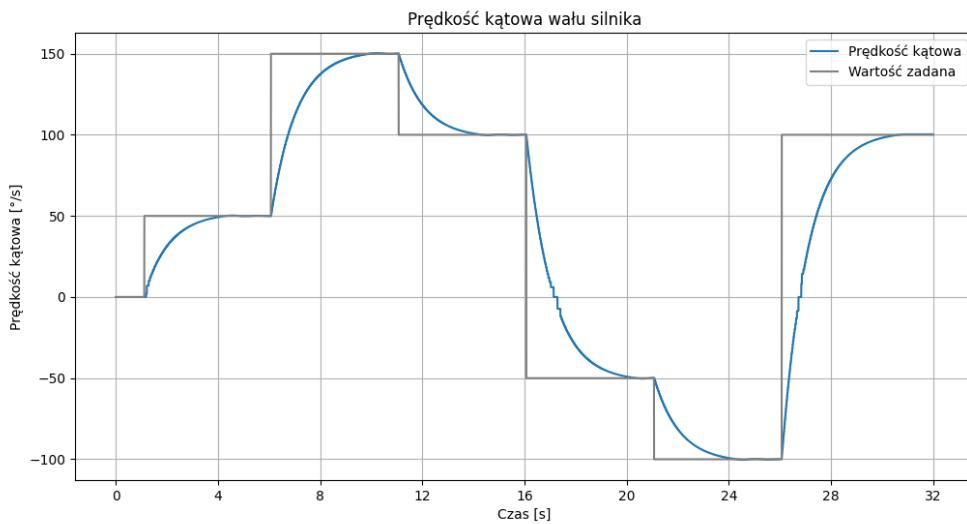
Regulator	K_p	K_i
Prądu	0.2	0.1
Prędkości	0.005	0.001

Dobrane wartości regulatora prędkości zapewniają stabilną pracę systemu. Rysunek 6.12 prezentuje przebieg prędkości kątowej wału silnika dla nastaw optymalnych oraz zmodyfikowanych, z większą wartością członu całkującego regulatora prędkości. Można zauważyć, że dokonana modyfikacja wpływa na szybsze osiągnięcie wartości zadanej, kosztem oscylacji w odpowiedzi systemu.



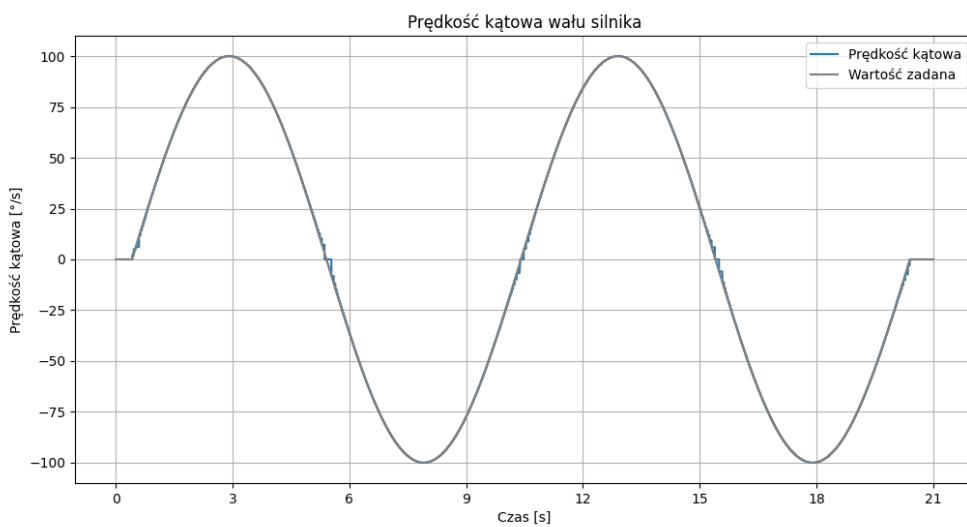
Rys 6.12. Zmiana prędkości kątowej wału silnika, nastawy regulatora prędkości: a) $K_p = 0.005$, $K_i = 0.001$, b) $K_p = 0.005$, $K_i = 0.005$

Następnie przeanalizowano odpowiedź systemu na skokowe zmiany prędkości zadanej, którą aktualizowano co 5 sekund. Rezultaty przedstawiono na rysunku 6.13. Można zauważyć, że gdy prędkość jest bliska零, odpowiedź systemu wykazuje widoczne skokowe przejścia, spowodowane długim czasem pomiędzy zmianami sekwencji sterowania silnikiem.



Rys 6.13. Odpowiedź systemu na skokowe zmiany prędkości zadanej, nastawy regulatora prędkości: $K_p = 0.005$, $K_i = 0.001$

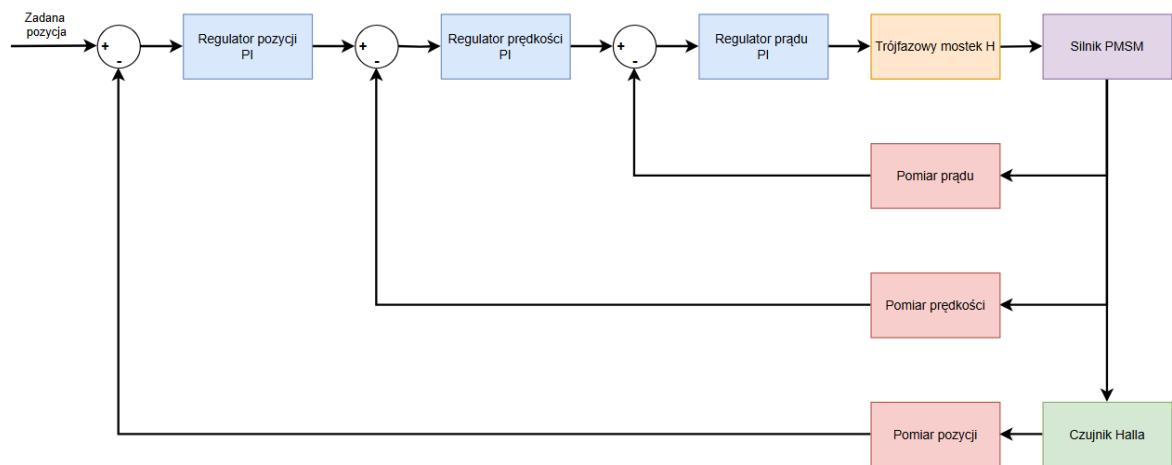
Ostatni eksperyment, w którym wartością zadaną była prędkość silnika, polegał na zbadaniu odpowiedzi systemu na sygnał sinusoidalny. Aby lepiej śledzić zmieniającą się wartość zadaną, zwiększoно nastawy regulatora prędkości, co pozwoliło na szybsze reagowanie systemu na zmiany wartości zadanej. Modyfikacja parametrów miała na celu zapewnienie, że układ nadąża za szybko zmieniającą się wartością prędkości. Rysunek 6.14 prezentuje uzyskane wyniki.



Rys 6.14. Odpowiedź systemu na sinusoidalny sygnał prędkości zadanej, nastawy regulatora prędkości: $K_p = 0.1$, $K_i = 0.02$

Analizując odpowiedzi układu, zauważono, że dobór nastaw regulatora prędkości musi być dostosowany do charakterystyki sygnału zadawanego. Przy powolnych zmianach prędkości (skokowych) układ lepiej radził sobie przy mniejszych wzmacnieniach. Natomiast dla sygnałów dynamicznych, takich jak sinusoidalny, wymagane było zwiększenie nastaw, aby zapewnić płynną odpowiedź.

W ostatnim etapie prac do zrealizowanej pętli sterującej silnikiem dodano regulator pozycji PI. Schemat blokowy układu sterowania zaprezentowano na rysunku 6.15.

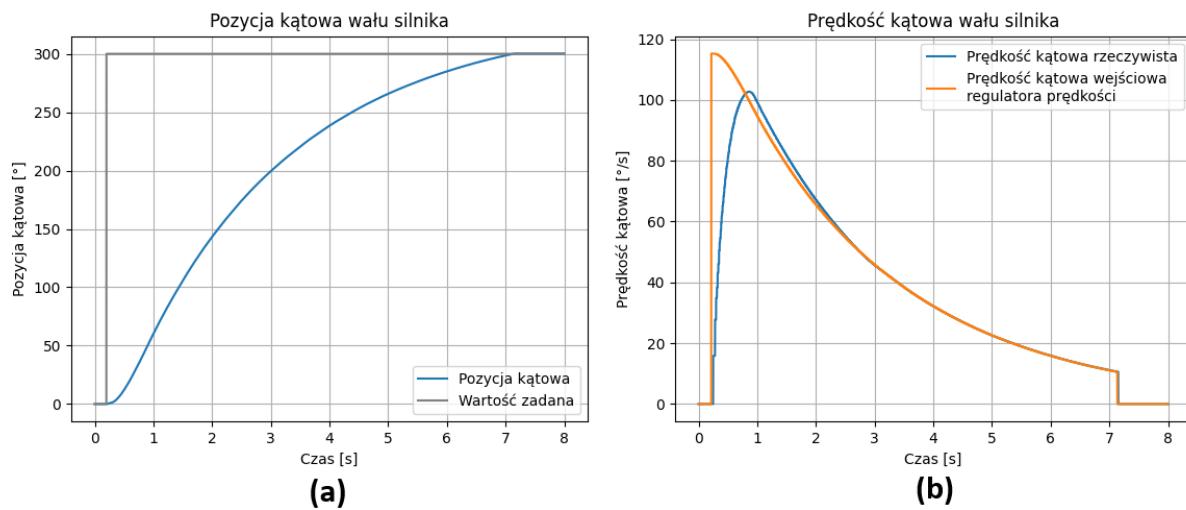


Rys 6.15. Schemat blokowy pętli sterującej silnikiem PMMS

Po raz kolejny przeprowadzono dobór nastaw regulatorów. Ich wartości znajdują się w tabeli 11, a odpowiedzi systemu na zadany skok przedstawia rysunek 6.16, który zawiera wykres zmiany pozycji oraz odpowiadającej prędkości wału silnika. Nastawy regulatorów zostały dobrane w taki sposób, aby zapewnić szybkie osiągnięcie zadanej pozycji przez silnik, jednocześnie unikając znacznego przekroczenia wartości zadanej oraz oscylacji. Taka konfiguracja zapewnia precyzyjne sterowanie oraz stabilną odpowiedź systemu na zadaną zmianę pozycji.

Tabela 11. Wartości nastaw regulatorów - regulacja pozycji, prędkości i prądu

Regulator	K_p	K_i
Prądu	0.2	0.1
Prędkości	0.01	0.002
Pozycji	0.4	0.2



Rys 6.16. Odpowiedzi systemu podczas krótkiego ruchu napędu: a) pozycja kątowa wału silnika, b) prędkość kątowa wału silnika.

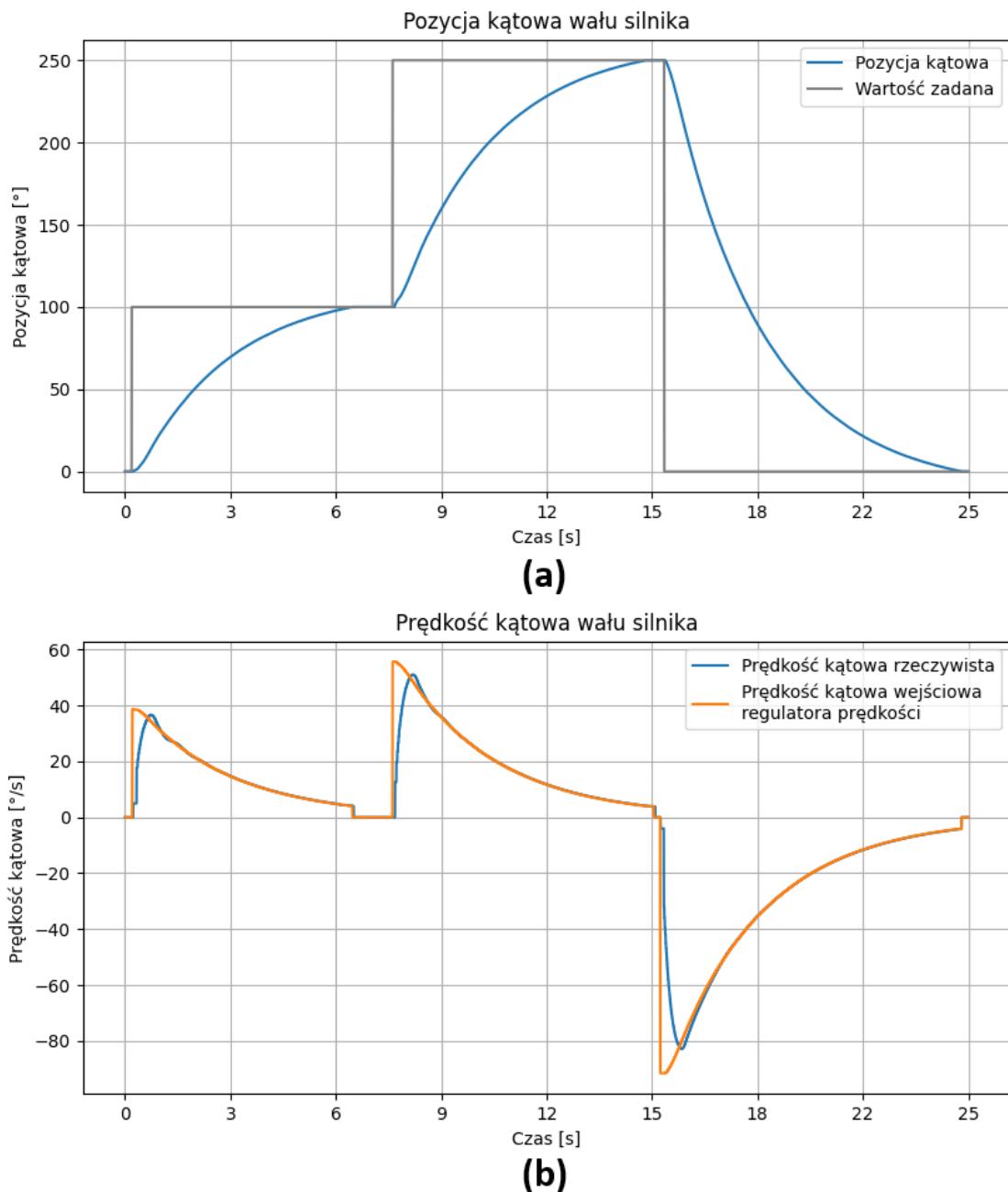
Następnie przeanalizowano odpowiedzi systemu na trzy kolejne skokowe zmiany pozycji wału silnika. Wyniki zaprezentowano na rysunku 6.17.

Na końcu dokonano eksperymentu, w którym zbadano odpowiedzi systemu na sygnał sinusoidalny jako wartość zadana pozycji wału silnika. Aby umożliwić nadążanie systemu za zadanym sygnałem, konieczne było dostosowanie nastaw regulatorów. Nowe parametry zostały dobrane w taki sposób, aby zapewnić szybkie reagowanie na zmiany i minimalizować błąd śledzenia zadanego sygnału. Ich wartości znajdują się w tabeli 12, a odpowiedzi systemu na rysunku 6.18.

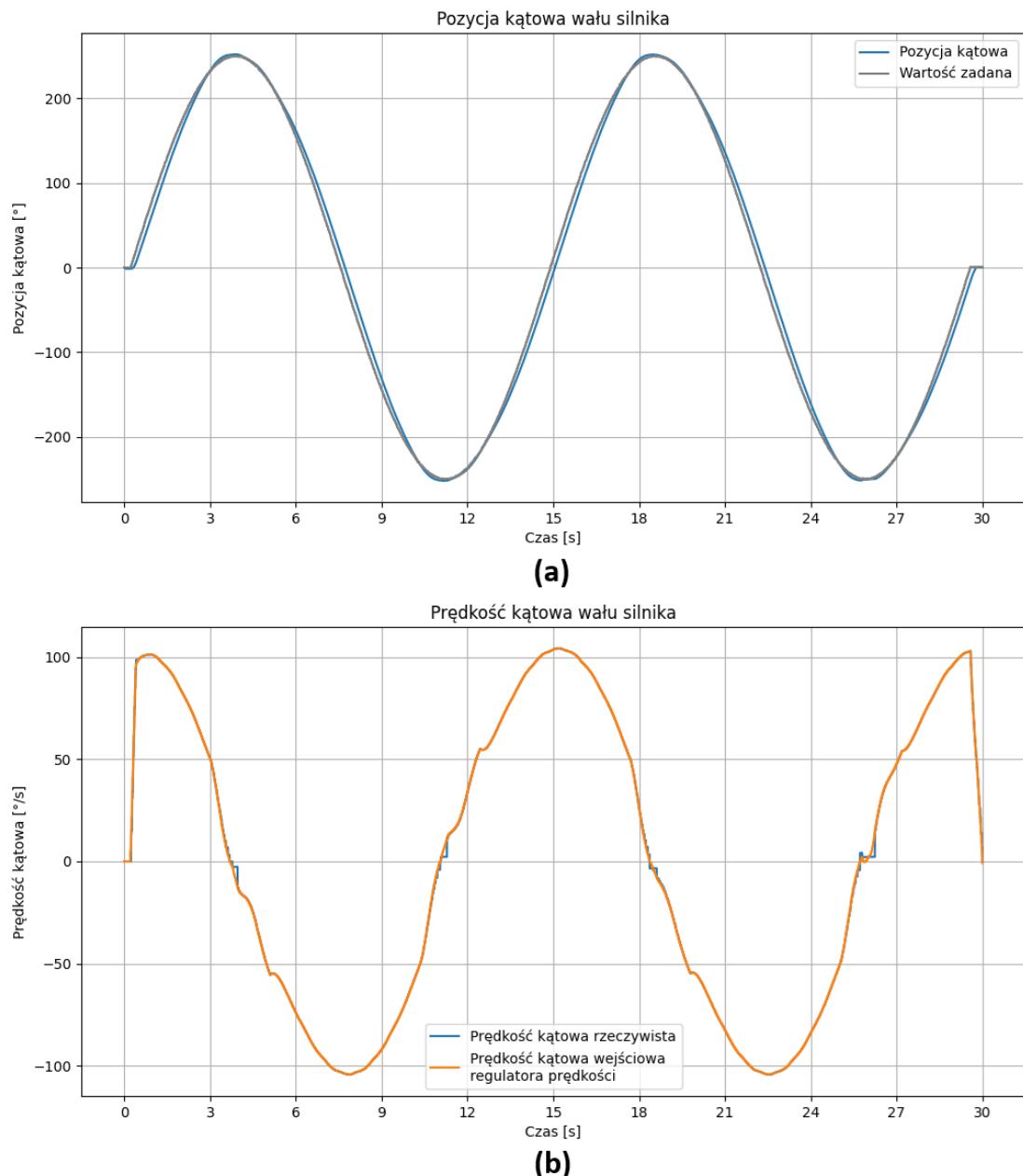
Tabela 12. Zaktualizowane wartości nastaw regulatorów - regulacja pozycji, prędkości i prądu

Regulator	K_p	K_i
Prądu	0.2	0.1
Prędkości	0.1	0.02
Pozycji	3.0	0.5

Przeprowadzone eksperymenty potwierdziły skuteczność zaprojektowanego systemu sterowania silnikiem PMSM w różnych warunkach dynamicznych. Regulacja pozycji i prędkości wykazała wysoką precyzję, zarówno przy skokowych zmianach wartości zadanej, jak i podczas śledzenia sygnału sinusoidalnego. Odpowiednie dostrojenie parametrów regulatorów pozwoliło na uzyskanie stabilnej i szybkiej odpowiedzi systemu. Z tego względu opracowany układ nadaje się do sterowania serwonapędami oraz aplikacjami wymagającymi precyzyjnej kontroli położenia.



Rys 6.17. Odpowiedzi systemu na skokowe zmiany pozycji zadanej: a) pozycja kątowa wału silnika, b) prędkość kątowa wału silnika.



Rys 6.18. Odpowiedzi systemu na sinusoidalny sygnał pozycji zadanej: a) pozycja kątowa wału silnika, b) prędkość kątowa wału silnika.

7 Podsumowanie

Celem niniejszej pracy było zaprojektowanie urządzenia pełniącego rolę sterownika silników BLDC oraz PMSM, wraz z programową implementacją algorytmu sterującego dla silników bezszczotkowych. Ważnym aspektem projektu była możliwość detekcji pozycji silnika, co umożliwiało skuteczną kontrolę jego ruchu.

Praca dyplomowa zawiera szczegółowy opis kolejno wykonywanych czynności podczas powstawania urządzenia. Rozpoczęto od wyboru komponentów elektronicznych. Następnie dokonano opisu projektowania schematu elektronicznego, układu płytki PCB oraz montażu urządzenia. Na końcu zrealizowano badania funkcjonalne, w których skład wchodziły detekcja pozycji kątowej wału oraz wirnika silnika, optymalizacja zajętości pamięci i obciążenia mikrokontrolera, a także opis pętli regulujących prędkość oraz pozycję.

Wnioski płynące z przeprowadzonych badań wskazują na potencjał opracowanego systemu w praktycznych zastosowaniach, a także możliwość jego dalszej rozbudowy i optymalizacji w przyszłości. Płytnka zawiera jednostkę do nawigacji inercyjnej, która mogłaby stanowić element fuzji danych podczas implementacji zaawansowanych algorytmów sterowania. Złącze umieszczone na sterowniku, które realizowało funkcję połączenia z zewnętrznym modułem detekcji pozycji, zapewnia kompatybilność z innymi rozwiązaniami, co daje możliwość przetestowania działania innowacyjnych technologii, które mogą wpływać na poprawę jakości procesu detekcji pozycji.

Bibliografia

- [1] <https://www.diodes.com/assets/Uploads/AN1164-BLDC-Motors.pdf>,
dostęp: 06.09.2024
- [2] K. Krykowski, *Silniki PM BLDC właściwości, sterowanie, aplikacje*, Wydawnictwo BTC, Legionowo 2015
- [3] <https://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00885a.pdf>,
dostęp: 06.09.2024
- [4] https://www.monolithicpower.com/media/document/Brushless_DC_Motor_Fundamentals.pdf?srsltid=AfmB0oqAtMiC1lxFWzMHTfPp09QKYRSA1NwgfgzfI_s5isDveQtGjURY, dostęp: 07.09.2024
- [5] S.Sakunthala, Dr. R.Kiranmayi, Dr. P.Nagaraju Mandadi, *A Study on Industrial Motor Drives. Comparison and Applications of PMSM and BLDC Motor Drives*, 2017
- [6] https://www.ti.com/lit/ab/slvaeg3b/slvaeg3b.pdf?ts=1725693179873&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F, dostęp: 07.09.2024
- [7] R.M. Pindoriyal, A.K. Mishra, B.S. Rajpurohie and R. Kumar, *Analysis of Position and Speed Control of Sensorless BLDC Motor using Zero Crossing Back-EMF Technique*, 2016
- [8] <https://www.ti.com/lit/an/sprabz4/sprabz4.pdf>, dostęp: 08.09.2024
- [9] <https://www.mathworks.com/discovery/clarke-and-park-transforms.html>,
dostęp: 08.09.2024
- [10] <https://term.pl/pdf/resolvery/Tamagawa/karta-katalogowa-Tamagawa-TS2651N141E781.pdf>, dostęp: 08.09.2024
- [11] <https://home.agh.edu.pl/~maziarz/userfiles/downloads/TS-11-2-cz.magnetyczne.pdf>, dostęp: 09.09.2024
- [12] https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tmag5170.pdf?ts=1724768031338&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FTMAG5170,
dostęp: 10.09.2024
- [13] <https://www.ti.com.cn/content/dam/videos/external-videos/en-us/10/3816841626001/introduction-AMR-sensors.mp4/subassets/introduction-AMR-sensors-presentation.pdf>, dostęp: 10.09.2024

- [14] https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tmag6180-q1.pdf?ts=1725911625396&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FTMAG6180-Q1, dostęp: 10.09.2024
- [15] <https://www.akm.com/eu/en/products/rotation-angle-sensor/tutorial/magnetic-encoder/>, dostęp: 11.09.2024
- [16] <https://dewesoft.com/blog/what-is-ethercat-protocol>, dostęp: 14.09.2024
- [17] <https://www.infineon.com/cms/en/product/microcontroller/32-bit-industrial-microcontroller-based-on-arm-cortex-m/32-bit-xmc4000-industrial-microcontroller-arm-cortex-m4/xmc4300/>, dostęp: 14.09.2024
- [18] Qunfang Liao, Y. Gene Liao, Chih-Ping Yeh, *A Small-Scale CAN-Based PM BLDC Motor Control for Automotive Accessory Electrification and Electric Traction*, 2009
- [19] <https://www.rls.si/eng/aksim-2-off-axis-rotary-absolute-encoder>, dostęp: 16.09.2024
- [20] Cecil H. Hastings, *Approximations for Digital Computers*, Princeton University Press, Princeton 1995

Załączniki

1. Załącznik 1 - Schemat elektroniczny sterownika BLDC/PMSM
2. Załącznik 2 - Schemat elektroniczny zewnętrznego modułu detekcji pozycji