

POLITECHNIKA POZNAŃSKA

Instytut Robotyki i Inteligencji Maszynowej



Rozprawa doktorska

Sterowanie nieliniowych układów mechanicznych z
wykorzystaniem metody aktywnej kompensacji zakłóceń
(ADRC)

mgr inż. Bartłomiej Wicher

Promotor: dr hab. inż. Stefan Brock, prof. PP

Poznań 2023

Streszczenie

Metoda aktywnej kompensacji zakłóceń (ADRC - Active Disturbance Rejection Control) wywodzi się z klasycznej struktury PID i w swojej podstawowej wersji dedykowana jest dla układów typu "chain integrator" powszechnie występujących w układach napędowych. Inspiracją dla opracowania tego sposobu sterowania była próba stworzenia regulatora wymagającego do nastrojenia znajomości niewielu parametrów obiektu. Dostępna literatura dość obszernie traktuje o sterowaniu układów mechatronicznych za pomocą podstawowej wersji ADRC, lecz bardzo niewiele prac traktuje o zastosowaniu tej metody do układów z luzem mechanicznym. W niniejszej pracy skupiono się na zastosowaniu tej metody w wersji podstawowej oraz uogólnionej (GESOBC - Generalized Extended State Observer Based Control) do sterowania układu dwumasowego z połączeniem sprężystym oraz nieliniowością w postaci luzu mechanicznego i tarcia. W ramach przeprowadzonych prac opisano strukturę układów sterowania opartych o ADRC (podstawową i GESOBC) oraz przedstawiono metody doboru nastaw, w szczególności przedstawiono metodę pozwalającą przewidzieć skutki jakie niesie dla układu sterowania nieliniowość w postaci luzu i w jaki sposób można uwzględnić ten fakt w doborze nastaw. Następnie opracowano model symulacyjny w środowisku Matlab/Simulink na bazie którego dokonano wstępnej weryfikacji postawionych hipotez badawczych. Ostatecznie, przeprowadzono badania eksperymentalne na stanowisku laboratoryjnym, potwierdzające słuszność sformułowanych hipotez. Wyniki badań odniesiono do znanych z literatury sposobów sterowania tego typu obiektem.

Słowa kluczowe: układ dwumasowy, luz mechaniczny, ADRC, obserwator, sterowanie ruchem.

Abstract

Active Disturbance Rejection Control (ADRC) method is derived from the classic PID structure and in its native version is dedicated to “chain integrator” systems commonly found in drive systems. The inspiration for the development of this control method was an attempt to create a controller requiring the knowledge of few object parameters to tune it. The available literature deals extensively with the control of mechatronic systems using the basic version of ADRC, but very few works deal with the application of this method to systems with mechanical backlash. This paper focuses on the application of this method in its basic and generalized versions (GESOBC - Generalized Extended State Observer Based Control) to control a two mass system with an elastic interconnection and non-linearity in the form of mechanical backlash and friction. As part of the work carried out, the structure of control systems based on ADRC (basic and generalized) was described and the methods of setting gains were presented. In particular, a method that allows predicting the effects of backlash for the control system was presented. Moreover, the author discussed the way of taking the backlash effects into consideration while selecting the controller gains. Then, a simulation model was developed in the Matlab/Simulink environment, on the basis of which the research hypotheses were initially verified. Finally, experimental research was carried out on a laboratory stand, confirming the validity of the formulated hypotheses. The results of the research were referred to the control methods of this type of object known from the literature.

Keywords: two mass system, backlash, ADRC, observers, motion control.

Spis treści

1	WSTĘP	9
1.1	Struktura rozprawy	9
1.2	Obecny stan wiedzy	10
1.2.1	Sterowanie ruchem układów z połączeniem o ograniczonej sztywności	10
1.2.2	Sterowanie obiektami z luzem mechanicznym w strukturze	12
1.2.3	Zastosowanie metody aktywnej kompensacji zakłóceń do sterowania obiektów elektromechanicznych	13
1.3	Cel, zakres i teza pracy	14
2	Opis matematyczny obiektu	17
2.1	Układ dwumasowy idealizowany	17
2.2	Model luzu	18
2.3	Model tarcia	20
2.4	Model elementu wykonawczego	22
2.5	Model nieliniowy obiektu	23
3	Układ regulacji	27
3.1	Układ regulacji prędkości ze sprzężeniem zwrotnym od strony silnika - praca w strefie luzu	27
3.1.1	Uwagi wstępne	27
3.1.2	Obserwator o rozszerzonej przestrzeni stanu (<i>ESO</i>)	28
3.1.3	Blok odsprężania sygnału zakłócenia (<i>Rejector</i>)	31
3.1.4	Blok kształtowania sygnału (<i>Signal Shaping</i>)	32
3.1.5	Regulator	32
3.1.6	Właściwości statyczne	33
3.1.7	Właściwości dynamiczne	34
3.1.7.1	Przypadek gdy dynamika pętli momentowej jest nieistotna	35
3.1.7.2	Przypadek gdy uwzględniono dynamikę pętli momentowej	36

3.2	Układ regulacji prędkości ze sprzężeniem zwrotnym od strony silnika - praca poza strefą luzu	39
3.2.1	Uwagi wstępne	39
3.2.2	Wpływ momentu skrętnego na pętlę regulacji prędkości	39
3.2.3	Wpływ momentu obciążenia na pętlę regulacji prędkości	41
3.2.4	Właściwości statyczne	43
3.2.5	Analiza wpływu momentów tarcia	45
3.2.6	Właściwości dynamiczne pętli regulacji prędkości z uwzględnieniem momentu skrętnego. Dobór parametrów	46
3.2.7	Odporność zamkniętego układu regulacji na zmianę wybranych parametrów	50
3.3	Układ regulacji prędkości ze sprzężeniem zwrotnym od strony silnika oraz obciążenia	55
3.3.1	Uwagi wstępne	55
3.3.2	Uogólniony obserwator o rozszerzonej przestrzeni stanu (<i>GESO</i>)	56
3.3.3	Blok odsprzęgania sygnału zakłócenia	59
3.3.4	Regulator	59
3.3.5	Właściwości statyczne i dynamiczne pętli regulacji prędkości z regulatorem stanu. Dobór parametrów	62
3.3.5.1	Regulacja prędkości po stronie obciążenia	62
3.3.5.2	Regulacja prędkości po stronie silnika	63
3.3.5.3	Dobór wzmacnień	63
3.3.6	Odporność zamkniętego układu regulacji na zmianę wybranych parametrów	66
4	Badania symulacyjne	71
4.1	Model numeryczny i parametry obiektu oraz stanowiska laboratoryjnego	72
4.2	Badanie właściwości <i>ESO</i> dla struktury ADRC1	76
4.3	Badanie właściwości <i>GESO</i> dla struktury ADRC2	78
4.3.1	Odtwarzanie prędkości po stronie silnika oraz obciążenia	78
4.3.2	Odtwarzanie momentu skrętnego oraz momentów zakłócających	83
4.4	Odpowiedź układów regulacji na skokową zmianę prędkości zadanej	93
4.4.1	Zestawienie wskaźników błędów	94
4.4.2	Przykładowe przebiegi - obiekt bez luzu	95
4.4.3	Przykładowe przebiegi - obiekt z luzem o szerokości 10 stopni	98
4.5	Odpowiedź układów regulacji na skokową zmianę momentu obciążającego	100
4.5.1	Zestawienie wskaźników jakości	101
4.5.2	Przykładowe przebiegi - obiekt bez luzu	103

4.5.3	Przykładowe przebiegi - obiekt z luzem o szerokości 10 stopni . . .	105
4.6	Badanie odporności układów regulacji na zmianę momentu bezwładności obciążenia	107
4.7	Podsumowanie badań symulacyjnych	114
5	Badania eksperymentalne	115
5.1	Stanowisko laboratoryjne - opis oraz parametry	115
5.2	Eksperymentalna identyfikacja zastępczej stałej czasowej regulatora prądu	120
5.3	Eksperymentalna weryfikacja hipotezy o wpływie szerokości strefy luzu na efektywny współczynnik sprężystości	121
5.4	Eksperymentalna weryfikacja odtwarzania prędkości silnika oraz obciążenia przez <i>GESO</i>	125
5.5	Odtwarzanie momentów zakłócających za pomocą <i>ESO</i> oraz <i>GESO</i>	128
5.6	Odpowiedź układów regulacji na skokową zmianę prędkości zadanej - wpływ luzu	133
5.6.1	Przykładowe przebiegi - obiekt bez luzu	133
5.6.2	Przykładowe przebiegi - obiekt z luzem o szerokości 10 stopni . . .	136
5.7	Odpowiedź układów regulacji na skokową zmianę momentu obciążenia . . .	138
5.7.1	Przykładowe przebiegi - obiekt bez luzu	138
5.7.2	Przykładowe przebiegi - obiekt z luzem o szerokości 10 stopni . . .	140
5.8	Badanie odporności układu regulacji na zmianę momentu bezwładności obciążenia	142
5.9	Podsumowanie badań eksperymentalnych	145
6	Podsumowanie i wnioski	147

Rozdział 1

WSTĘP

1.1 Struktura rozprawy

Dysertację podzielono na 6 rozdziałów:

1. rozdział 1 zawiera tezę pracy, zarysowuje obecny stan wiedzy oraz przedstawia motywację do podjęcia badań,
2. rozdział 2 przedstawia model matematyczny obiektu sterowania,
3. w rozdziale 3 zaprezentowano opracowane struktury układów regulacji łącznie z metodą doboru ich nastaw oraz badaniem odporności na wybrane błędy w identyfikacji obiektu,
4. rozdział 4 obejmuje opis modelu symulacyjnego, wartość przyjętych parametrów oraz zestawienie badań symulacyjnych wraz z przyjętymi wskaźnikami błędu,
5. rozdział 5 przedstawia stanowisko laboratoryjne oraz wyniki badań eksperymentalnych,
6. w rozdziale 6 zaprezentowano podsumowanie oraz wnioski jak również wskazano na oryginalny, zdaniem autora, wkład w tematykę.

W tabelach 1.1 oraz 1.2 zawarto zestawienie badanych struktur regulacji ze wskazaniem najistotniejszych informacji.

Tablica 1.1: Zestawienie badanych struktur regulacji prędkości

Struktura	Pomiar	Wielkość reg.	Regulator	Uwagi
$ADRC1$	Prędkość silnika	Prędkość silnika	P	Struktura klasyczna ADRC
$ADRC2_{\omega 1}$	Położenie silnika Położenie obciążenia	Prędkość silnika	Zmienne stanu	Struktura uogólniona ADRC
$ADRC2_{\omega 2}$	Położenie silnika Położenie obciążenia	Prędkość obciążenia	Zmienne stanu	Struktura uogólniona ADRC
PI - 2DOF	Prędkość silnika	Prędkość silnika	PI - 2DOF	Dla oceny rozwiązań

Tablica 1.2: Zestawienie rozpatrywanych struktur sterowania ze wskazaniem miejsca opisu kluczowych informacji

Struktura	Opis	Dobór nastaw
$ADRC1$	Rozdział 3.2 Strona 39	Rozdział 3.2.6 Strona 46
$ADRC2_{\omega 1}$	Rozdział 3.3.4 Strona 59	Rozdział 3.3.5 Strona 62
$ADRC2_{\omega 2}$	Rozdział 3.3.4 Strona 59	Rozdział 3.3.5 Strona 62
PI - 2DOF	Rozdział 4.1 Strona 72	Rozdział 4.1 Strona 72

1.2 Obecny stan wiedzy

1.2.1 Sterowanie ruchem układów z połączeniem o ograniczonej sztywności

Obiekt dwumasowy, jako model połączenia między maszyną napędzającą a urządzeniem roboczym, umożliwia odzwierciedlenie na elementarnym poziomie szeregu zjawisk występujących podczas sterowania ruchem, m.in. oddziaływania zewnętrznych zakłóceń, występowania rezonansów mechanicznych, tarcia oraz nieliniowości jak np. luz

mechaniczny. Problem sterowania obiektem dwumasowym z uwzględnieniem wpływu wibracji na funkcjonowanie zamkniętej pętli regulacji prędkości oraz położenia był i jest przedmiotem wielu publikacji naukowych. Zasadniczym wyzwaniem przy syntezie układu regulacji dla takiego obiektu jest skuteczne tłumienie wibracji, zwłaszcza jeśli wiedza o obiekcie regulacji jest niepełna lub jego właściwości mogą ulegać zmianie już po doborze nastaw układu regulacji. W literaturze można wyróżnić kilka głównych nurtów w zakresie sterowania obiektem o charakterze oscylacyjnym.

1. Użycie regulatorów o strukturze PID i pokrewnych [1], [2], [3], [4], [5], w szczególności rozbudowanych o dodatkowe sygnały sprzężeń zwrotnych [6]. Jest to podejście historycznie najstarsze, lecz w wielu przypadkach dające w pełni akceptowalne rezultaty. Zaletą tego typu regulatorów jest ich dobre udokumentowanie w literaturze, prosta implementacja oraz znane metody doboru nastaw (w tym również empiryczne), dzięki czemu regulatory tego typu znalazły szerokie zastosowanie w przemyśle do sterowania ruchem obiektów głównie o jednym stopniu swobody. Do wad regulatorów opartych o strukturę PID można zaliczyć niewystarczającą odporność na zmianę parametrów obiektu, stąd też znane z literatury *Robust PID Controller* gdzie za pomocą np. metod sztucznej inteligencji dokonuje się korekty nastaw regulatorów w celu uzyskania zadowalających rezultatów procesu regulacji. Innym wyjściem jest podejście bazujące na znajomości charakterystyk częstotliwościowych lub też parametrów obiektu do takiego doboru nastaw regulatora, aby uzyskać zadane właściwości dynamiczne w określonym przedziale zmienności parametrów obiektu [7]. Niekiedy, w celu zapobieżenia wzbudzenia drgań, w torze sygnału zadanego lub sprzężenia zwrotnego stosowane są filtry o odpowiedniej charakterystyce [8], przez co nie ingeruje się w nastawy regulatorów. Kolejnym rozwiązaniem pozwalającym ograniczyć poziom wibracji, szczególnie w stanach przejściowych, jest zastosowanie bloków kształtowania sygnału zadanego [9], [10], których użycie zasadza się na takiej modyfikacji sygnału referencyjnego, aby uniknąć wzbudzania wibracji w obiekcie. Zaletą tego rozwiązania jest możliwość wykorzystania go praktycznie z każdym układem regulacji.
2. Zastosowanie regulatorów ze sprzężeniem od zmiennych stanu, [11], [12], posiadających szereg zalet, w szczególności umożliwiających dość swobodne kształtowanie charakterystyk częstotliwościowych zamkniętej pętli regulacji dzięki czemu możliwe jest osiągnięcie zadowalających efektów procesu regulacji, szczególnie jeśli stosowane jest sprzężenie od całego wektora stanu. Wadą opisywanych regulatorów jest konieczność znajomości zmiennych stanu w czasie rzeczywistym. W układach napędowych najczęściej stosowane są czujniki położenia, z których możliwe jest obliczenie prędkości, natomiast bardzo rzadko stosowane są czujniki

momentu skrętnego przez co moment skrętny nie jest dostępny w pomiarach i musi zostać odtworzony na podstawie innych pomiarów. Z tego też powodu regulatorom w przestrzeni stanu towarzyszy obserwator (na przykład Luenbergera) odtwarzający brakujące zmienne lub wykorzystuje się w tym celu filtr Kalmana [13], [14], [15], [16], [17], [18],

3. Zastosowanie metod sztucznej inteligencji do zmiany lub adaptacji parametrów wyżej wymienionych układów regulacji w celu osiągnięcia założonych wartości regulacyjnych przy zmieniających się parametrach obiektu [19], [20]
4. Użycie sterowania ślizgowego z mechanizmami adaptacji lub bez [22], [23], [24]
5. Zastosowanie metody aktywnej kompensacji zakłóceń (ADRC) będącej przemiotem niniejszej rozprawy [25], [26], [27], [28], [29], [30], [31].

1.2.2 Sterowanie obiektami z luzem mechanicznym w strukturze

Obiekty z połączeniem elastycznym oraz luzem mechanicznym w strukturze stanowią przedmiot badań [32], [33], [34], [35], [36]. Zaprojektowanie układu regulacji zapewniającego dobrą jakość odpowiedzi na sygnały zadane wymaga uprzednio stworzenia odpowiedniego modelu luzu, dzięki czemu będzie możliwe odzwierciedlenie najistotniejszych cech obiektu. Najczęściej stosowane modele luzu to: model strefy martwej, oraz model fizyczny. Pierwszy zakłada, że tłumienie w połączeniu elastycznym jest pomijalne może zostać użyty dla układów charakteryzujących się niewielkim współczynnikiem tarcia (układy dwumasowe na ogół spełniają ten warunek). Drugi, fizyczny, bierze pod uwagę występowanie tarcia w połączeniu sprężystym, jest jednak istotnie bardziej złożony. Na potrzeby syntezy układów sterowania, w szczególności ich właściwości dynamicznych, model luzu linearyzuje się z użyciem funkcji opisującej. Najczęściej spotykane są układy regulacji oparte na regulatorach liniowych ze sprzężeniem zwrotnym zamkniętym jedynie po stronie silnika, przez co luz mechaniczny nie znajduje się wewnątrz pętli regulacji. Oprócz tego wspomniane układy regulacji rozbudowuje się o obserwatory momentu obciążenia oraz momentu skrętnego celem poprawienia ich właściwości. Spotyka się też układy sterowania adaptacyjnego lub oparte na *gain - schedule* [34]. W literaturze rzadko spotyka się układy sterowania prędkością obciążenia układu dwumasowego, wewnątrz którego znajduje się luz, oparte o metodę ADRC, najczęściej prace poruszające ten temat dotyczą regulacji prędkości jedynie po stronie silnika, stąd też motywacja do podjęcia badań w tym zakresie.

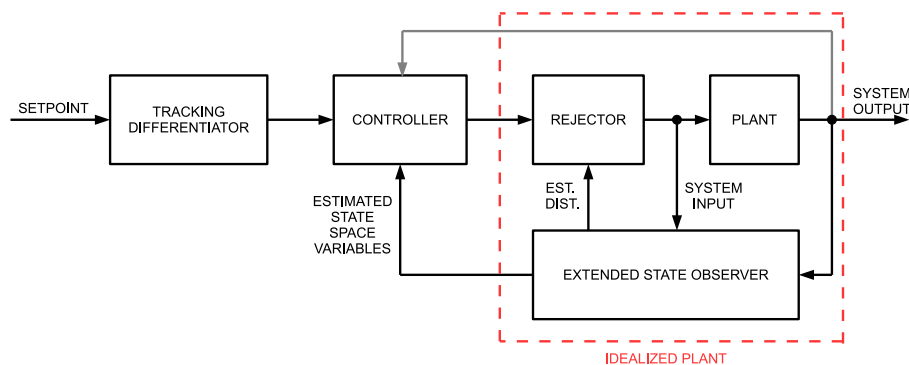
1.2.3 Zastosowanie metody aktywnej kompensacji zakłóceń do sterowania obiektów elektromechanicznych

Metoda aktywnej kompensacji zakłóceń ewoluowała od klasycznej struktury regulacji opartej o sprzężenie zwrotne [37], [38], [39]. W swojej początkowej formie dedykowana była dla układów o strukturze *SISO* typu *chain - integrator*, często spotykanej w układach napędowych, w szczególności przy sterowaniu położeniem [40], [41], [41], jednakże znalazła ona zdecydowanie szersze zastosowanie, m. in. w:

- sterowaniu prędkością napędów z silnikami *PMSM* [42], w strukturze kaskadowej przy sterowaniu wektorowym [43] oraz sterowaniu z zastosowaniem *DTC* [44],
- sterowaniu prędkością układów o charakterze oscylacyjnym, jako regulator nadrzędny nad regulatorem momentu [27], [25], [30],
- sterowaniu ruchem obiektów aerodynamicznych [45]

i wiele innych.

Ideą przyświecającą stworzeniu *ADRC* było opracowanie układu regulacji nie wymagającego szczegółowej wiedzy na temat obiektu [39] i zapewniającego jednocześnie zadowalające wyniki. Ogólna koncepcja układu sterowania opartego o tę metodę przedstawiono na rysunku 1.1, gdzie *Extended State Observer* - ESO odtwarza zakłócenia oddziałujące na układ (oraz zmienne stanu), natomiast blok odsprzegania *Rejector* uwzględnia estymowane zakłócenia i generuje taki sygnał sterujący na obiekt aby z punktu widzenia regulatora obiekt posiadał właściwości obiektu całkującego n -tego rzędu *Idealized Plant*. Takie podejście znacząco upraszcza późniejsze projektowanie regulatora i dobór jego nastaw [46], [47] a całkująca natura uproszczonego obiektu powoduje, że regulator nie musi posiadać bloku całkującego aby zredukować do zera uchyb ustalony przy wymuszeniu skokowym. Warunkiem koniecznym do prawidłowego działania takiej struktury jest odpowiednio zaprojektowany oraz nastrojony ESO, co jest nadal przedmiotem badań [48], [49].



Rysunek 1.1: Schemat blokowy koncepcji sterowania opartej o *ADRC*

1.3 Cel, zakres i teza pracy

Celem rozprawy jest opracowanie układu sterowania prędkością w oparciu o metodę aktywnej kompensacji zakłóceń (*ADRC*), dla nieliniowego obiektu charakteryzującego się połączeniem o ograniczonej sztywności oraz występowaniem luzu mechanicznego i tarcia.

Na podstawie analizy literatury zaproponowano następującą **tezę rozprawy**: *Możliwe jest wykorzystanie metody aktywnej kompensacji zakłóceń dla sterowania prędkością złożonego układu mechatronicznego, zawierającego w swojej strukturze połączenia o ograniczonej sztywności, luz mechaniczny oraz tarcie, pozwalającej na uzyskanie zadanych właściwości dynamicznych zamkniętego układu regulacji.*

Dla wykazania postawionej tezy zaproponowano następujący plan zadań szczegółowych:

- przeprowadzić analizę obecnie dostępnych rozwiązań problemu,
- przygotować model matematyczny, uwzględniający istotne z punktu widzenia rozprawy cechy obiektu,
- stworzyć koncepcję układów sterowania opartych o metodę *ADRC*, następnie opracować ich opis matematyczny oraz określić metodę doboru parametrów dla tych układów,
- przeprowadzić analizę symulacyjną wybranych struktur,
- zweryfikować eksperymentalnie wybrane rozwiązania.

Opis wybranych oznaczeń i symboli

W rozprawie przyjęto oznaczenia zestawione w tabeli 1.3.

Tablica 1.3: Zestawienie wybranych oznaczeń oraz symboli

L.p.	Symbol	Opis	Jednostka
1	θ_1	Położenie silnika	[rad]
2	θ_2	Położenie obciążenia	[rad]
3	ω_1	Prędkość silnika	$\left[\frac{\text{rad}}{\text{s}}\right]$
4	ω_2	Prędkość obciążenia	$\left[\frac{\text{rad}}{\text{s}}\right]$
5	T_1	Moment elektromagn. silnika	[Nm]
6	T_2	Moment obciążenia	[Nm]
7	k	Wsp. sprężystości	$\left[\frac{\text{Nm}}{\text{rad}}\right]$
8	B	Wsp. tarcia wewnętrznego wału	$\left[\frac{\text{Nm} \cdot \text{s}}{\text{rad}}\right]$
9	T_T	Moment skrętny wału	[Nm]
10	J_1	Moment bezwładności silnika	[kg · m ²]
11	J_2	Moment bezwładności obciążenia	[kg · m ²]
12	θ_b	Przemieszczenie w strefie luzu	[rad]
13	θ_s	Skręcenie wału	[rad]
14	θ_d	Przemieszczenie mas	[rad]
15	α	Szerokość strefy luzu	[rad]
16	B_ω	Wsp. tarcia wiskotycznego	$\left[\frac{\text{Nm} \cdot \text{s}}{\text{rad}}\right]$
17	T_C	Wsp. tarcia kulombowskiego	[Nm]
18	T_{F1}	Moment tarcia po stronie silnika	[Nm]
19	T_{F1}	Moment tarcia po stronie obciążenia	[Nm]
20	$i_{q\text{REF}}$	Prąd zadany w osi q	[A]
21	T_{TE}	Stała czasowa pętli reg. momentu	[s]
22	k_T	Stała momentowa silnika	$\left[\frac{\text{Nm}}{\text{A}}\right]$

Rozdział 2

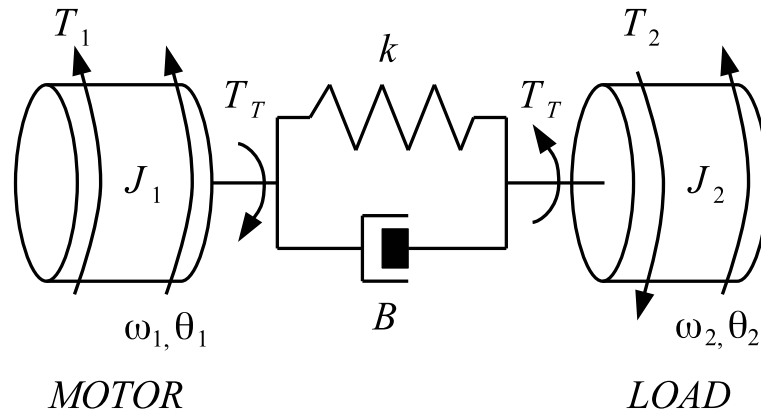
Opis matematyczny obiektu

Modelowanie obiektu sterowania oraz układu regulacji wykonano w dwóch wariantach. Pierwszy z nich ma na celu utworzenie możliwie prostego, lecz odzwierciedlającego najbardziej istotne cechy, opisu matematycznego w dziedzinie czasu ciągłego na potrzeby syntezy układu regulacji. Drugi, bardziej szczegółowy, ma możliwie wiernie odtworzyć stanowisko badawcze w środowisku symulacyjnym. W rozprawie rozważono układ dwumasowy z masami wirującymi J_1 i J_2 (rysunek 2.1), napędzany jednostronnie momentem T_1 generowanym przez silnik synchroniczny z magnesami trwałymi (*PMSM*), moment obciążający (zewnętrzny) T_2 podawany jest na masę J_2 . Przyjęto, że w obiekcie tym występują zjawiska nieliniowe takie jak luz mechaniczny oraz tarcie, w szczególności tarcie spoczynkowe. Przygotowując opis matematyczny obiektu założono, że:

- masy J_1 oraz J_2 są idealnie sztywne,
- masa wałka łączącego jest pomijalnie mała,
- wałek pracuje w zakresie odkształceń liniowych,
- parametry opisujące szerokość strefy luzu oraz tarcie nie ulegają zmianie w trakcie eksperymentu.

2.1 Układ dwumasowy idealizowany

Punktem wyjścia do modelowania układu nieliniowego jest jego postać liniowa, rozbudowana następnie o opis wymieniowych wyżej zjawisk nieliniowych. Modelowany obiekt w formie liniowej przedstawiono na rysunku 2.1, natomiast równania opisujące jego dynamikę opisane są zależnością (2.1) [50].



Rysunek 2.1: Schemat liniowego układu dwumasowego.

$$\begin{cases} J_1 \dot{\omega}_1 = T_1 - T_T \\ J_2 \dot{\omega}_2 = T_T - T_2 \\ T_T = k(\theta_1 - \theta_2) + B(\omega_1 - \omega_2) \end{cases} \quad (2.1)$$

gdzie $k \left(\frac{\text{Nm}}{\text{rad}} \right)$ oznacza współczynnik sprężystości, $B \left(\frac{\text{Nm}\cdot\text{s}}{\text{rad}} \right)$ współczynnik tłumienia wałka, θ_1 (rad) oraz θ_2 (rad) - pozycje kątowe odpowiednio po stronie silnika oraz obciążenia, $\omega_1 \left(\frac{\text{rad}}{\text{s}} \right)$ oraz $\omega_2 \left(\frac{\text{rad}}{\text{s}} \right)$ - prędkości po stronie silnika i obciążenia, T_1 oznacza moment elektromagnetyczny, T_2 moment oporowy a T_T moment skrętny. Charakterystycznymi parametrami są: pulsacja rezonansowa ω_r , pulsacja antyrezonansowa ω_a drgań nietłumionych oraz odpowiadające im współczynniki tłumienia ξ_r oraz ξ_a [50].

$$\begin{aligned} \omega_r &= \sqrt{k \frac{J_1 + J_2}{J_1 J_2}} \\ \omega_a &= \sqrt{\frac{k}{J_2}} \\ \xi_r &= \frac{J_1 + J_2}{J_1 J_2} \frac{B}{2\omega_r} \\ \xi_a &= \frac{B}{2J_2 \omega_a} \end{aligned} \quad (2.2)$$

Model ten rozbudowano następnie o opis luzu mechanicznego oraz tarcia.

2.2 Model luzu

W literaturze spotyka się dwa główne podejścia do modelowania luzu mechanicznego [32], [34]. Pierwsze z nich jest bardziej ogólne, gdyż bazuje na podejściu fizykalnym [35] i uwzględnia zarówno sprężystość jak i stratność elementu łączącego, np. wałka. Podejście uproszczone, bazujące na strefie martwej zakłada, że wpływ tłumienia jest

pomijalny i wówczas ogranicza się jedynie do uwzględnienia sprężystości [36]. Układy dwumasowe należą często w praktyce do obiektów o niewielkim współczynniku tłumienia [51], dlatego też popularną praktyką jest pomijanie wpływu stratności, szczególnie na potrzeby projektowania układu sterowania. W pracy na potrzeby ewaluacji układu sterowania przyjęto dokładniejszy (fizyczny) opis luzu mechanicznego [32]. Z modelu tego wynika, że różnica położenia między silnikiem θ_1 a obciążeniem θ_2 (oznaczona poprzez θ_d) jest sumą przemieszczenia w strefie luzu θ_b oraz aktualnym skreśleniem wału θ_s , co prowadzi do zależności (2.3). Problematiczne w tej sytuacji jest wyznaczenie aktualnego przemieszczenia w strefie luzu θ_b , przy czym jedną z możliwości rozwiązania tego zagadnienia przedstawiono w [32]. Kluczowe przekształcenia prowadzące do ostatecznego modelu luzu (równanie (2.9)) zawarto poniżej.

$$\theta_d = \theta_1 - \theta_2 = \theta_b + \theta_s \quad (2.3)$$

Zależność na moment skrętny T_T ze wzoru (2.1) należy poddać w tej sytuacji modyfikacji, gdyż w przypadku obecności luzu różnica położenia końcówek wałka nie jest tożsama z różnicą położenia wirujących mas (równanie (2.3)), wobec czego moment skrętny będzie dany zależnością (2.4):

$$T_T = k\theta_s + B\dot{\theta}_s \quad (2.4)$$

Biorąc pod uwagę (2.3), skręt wału θ_s można wyrazić wzorem:

$$\theta_s = \theta_d - \theta_b \quad (2.5)$$

Po zróżniczkowaniu względem czasu (2.5) oraz podstawieniu θ_s i pochodnej do (2.4) otrzymuje się związek (2.6):

$$T_T = k(\theta_d - \theta_b) + B(\dot{\theta}_d - \dot{\theta}_b) \quad (2.6)$$

Ponieważ w strefie luzu $T_T = 0$, otrzymuje się warunek (2.7):

$$k(\theta_d - \theta_b) + B(\dot{\theta}_d - \dot{\theta}_b) = 0 \quad (2.7)$$

pozwalający określić dynamikę zmiany przemieszczenia w strefie luzu (2.8):

$$\dot{\theta}_b = \dot{\theta}_d + \frac{k}{B}k(\theta_d - \theta_b) \quad (2.8)$$

Całkując równanie (2.8) przy ograniczeniu $\theta_b \in \left\langle -\frac{\alpha}{2}; \frac{\alpha}{2} \right\rangle$ otrzymuje się model opisany równaniem (2.9).

$$\dot{\theta}_b = \begin{cases} \max\left(0, \dot{\theta}_d + \frac{k}{B}(\theta_d - \theta_b)\right) & \text{gdy } \theta_b = -\frac{\alpha}{2} \\ \dot{\theta}_d + \frac{k}{B}(\theta_d - \theta_b) & \text{gdy } |\theta_b| < \frac{\alpha}{2} \\ \min\left(0, \dot{\theta}_d + \frac{k}{B}(\theta_d - \theta_b)\right) & \text{gdy } \theta_b = \frac{\alpha}{2} \end{cases} \quad (2.9)$$

Znając θ_d z pomiarów oraz θ_b z rozwiązania równania (2.8), możliwe jest obliczenie momentu skrętnego zgodnie z zależnością (2.6). Pierwszy oraz trzeci przypadek opisany wzorem (2.9) oznaczają wybranie luzu (zesprzęglenie) w umownie przyjętym ujemnym oraz dodatnim kierunku przekazywania momentu. Przypadek drugi oznacza, że końcówka wału znajduje się w strefie luzu, co jest równoznaczne z rozprzęgnięciem mas i nie przekazywaniem momentu poprzez wałek ($T_T = 0$).

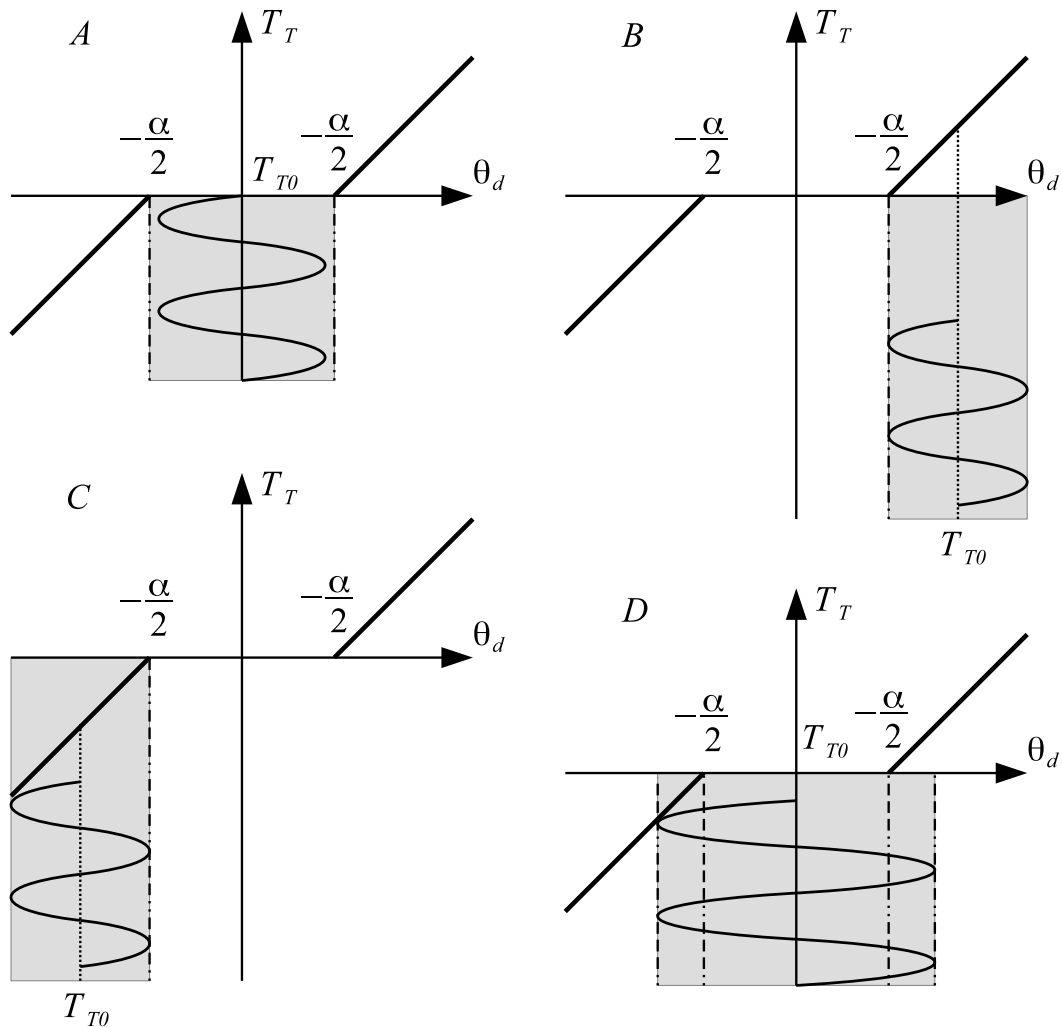
Przyjmując typową sytuację, w której tłumienie wałka jest znikome $B \approx 0$, na potrzeby projektowania układu sterowania wzięto pod uwagę uproszczony, bezinercyjny model luzu, opisany za pomocą strefy martwej. Wówczas mogą zajść trzy podstawowe przypadki (rys. 2.2):

1. praca wewnątrz strefy luzu $|\theta_b| < 0.5\alpha$ - przez wałek nie przekazywany jest moment skrętny (przypadek A),
2. praca poza strefą luzu - punkt pracy T_{T0} (średni moment skrętny) nie zmienia znaku - występuje stałe naprężenie wałka wokół którego układ pracuje (przypadki B oraz C),
3. praca mieszana - wewnątrz oraz poza strefą luzu (przypadek D).

2.3 Model tarcia

Zjawisko tarcia jest z fizycznego punktu widzenia problemem złożonym i przez to trudnym w ogólnym przypadku do dokładnego modelowania, głównie z uwagi na jego zależność od wielu czynników środowiskowych takich jak np. temperatura, rodzaj stykających się materiałów, stopień ich zużycia czy obecność lub brak substancji smarujących [52]. Jak się okazuje w praktyce, pomimo złożoności zagadnienia, z punktu widzenia sterowania pracą serwonapędów, najbardziej istotne znaczenie mają: tarcie wiskotyczne oraz kulombowskie [53], których modelowanie jak i identyfikacja są dobrze udokumentowane [54]. Na łączny moment tarcia T_F składają się zatem tarcie wiskotyczne $T_V = B_\omega \omega$ oraz tarcie kulombowskie $T_{COU} = T_{CSgn}(\omega)$ - patrz równanie (2.10).

$$T_F = B_\omega \omega + T_{CSgn}(\omega) \quad (2.10)$$



Rysunek 2.2: Możliwe punkty pracy. A - praca w strefie luzu. B, C - praca poza strefą luzu. D - praca mieszana. Kolorem szarym oznaczono obszar pracy (zmienności momentu skrętnego).

W modelu przyjęto, że moment tarcia może oddziaływać na każdą z mas J_1 oraz J_2 niezależnie. Dodatkowo założono, że model tarcia po stronie silnika oraz obciążenia opisany jest tymi samymi współczynnikami. Przyjęto także, że współczynniki tarcia B_ω oraz T_C po stronie silnika oraz obciążenia są takie same, co wynika z zastosowania silników tego samego typu oraz identycznych rozwiązań w zakresie łożyskowania po obu stronach oraz znalazło swoje potwierdzenie w trakcie pomiarów. Przyjęcie równych wartości wspomnianych współczynników nie zmniejsza ogólności rozważań rozprawy. Założono, że tarcie jest symetryczne dla obu kierunków ruchu, a efekt Striebecka nie został wzięty pod uwagę.

2.4 Model elementu wykonawczego

W rozprawie uznano, że elementem wykonawczym, generującym moment T_1 będzie silnik synchroniczny z magnesami trwałymi (*PMSM*). Wspomniany silnik PMSM stanowi razem z układem dwumasowym funkcjonalną całość (badany układ nie może bez niego pracować), dlatego też został on uwzględniony jako część obiektu. Wybór silnika został podyktowany m.in. możliwością precyzyjnego sterowania jego ruchem a w szczególności wysoką dynamiką generacji momentu elektromagnetycznego przy wykorzystaniu metod połowo zorientowanych oraz regulatora prądu o zoptymalizowanych nastawach. Rozprawa traktuje jednakże o sterowaniu obiektem mechanicznym o charakterze rezonansowym, gdzie częstotliwości rezonansowe leżą w zakresie niskich częstotliwości (nie przekraczają 30 Hz). Mając na uwadze, iż stałe czasowe części elektrycznej napędu elektrycznego (częstotliwość pracy przekształtnika, wykonywania pomiarów oraz obliczeń) są wielokrotnie mniejsze niż stałe czasowe części mechanicznej, możliwe jest uproszczenie opisu dynamiki części elektrycznej bez istotnego wpływu na jakość projektowanej pętli regulacji prędkości. Na potrzeby rozważań w niniejszej pracy założono, że:

- moment elektromagnetyczny silnika (*PMSM*) jest proporcjonalny do prądu w osi q (2.11):

$$T_1 = k_T i_q \quad (2.11)$$

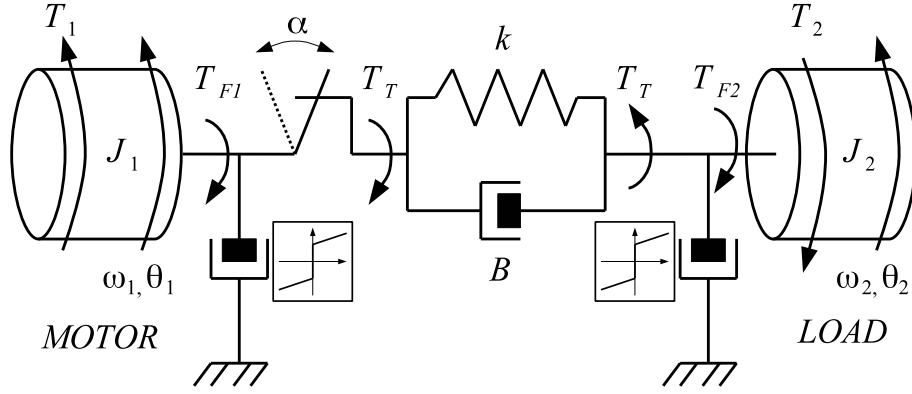
- zoptymalizowana pętla regulacji prądu w osi q może zostać przybliżona obiektem inercyjnym rzędu pierwszego.

Wymienione założenia są często czynione w podobnych badaniach [55, 56, 6], przy czym dla obiektów o wyższych częstotliwościach rezonansowych, rzędu 100 Hz lub więcej, dodatkowo bierze się pod uwagę opóźnienia w torze regulacji. Uwzględniając powyższe warunki, przyjęto że model pętli regulacji momentu, składającej się z silnika, przekształtnika, czujników prądu oraz zoptymalizowanej pętli regulacji prądu, stanowić będzie obiekt inercyjny I rzędu - transmitancja (2.12). Wybór taki potwierdzono w drodze eksperymentu w rozdziale 5.2.

$$G_T = \frac{T_1}{I_{qREF}} = \frac{k_T}{1 + sT_{TE}} \quad (2.12)$$

2.5 Model nieliniowy obiektu

Łącząc opis idealnego obiektu dwumasowego z modelami luzu oraz tarcia, otrzymano opis obiektu dwumasowego w dziedzinie czasu ciągłego, który zilustrowano schematycznie na rysunku 2.3.



Rysunek 2.3: Schemat graficzny modelowanego obiektu sterowania.

Równania opisujące dynamikę obiektu są zależne od tego, czy nastąpiło zesprężlenie (w efekcie wybrania lub braku luzu), czy też ruch odbywa się wewnątrz strefy luzu. Dla przypadku zesprężlenia, równania dynamiki przedstawiono za pomocą zależności (2.13).

$$\begin{cases} J_1 \dot{\omega}_1 = T_1 - k(\theta_1 - \theta_2) - B(\omega_1 - \omega_2) - \overbrace{(B_\omega \omega_1 + T_C \text{sgn}(\omega_1))}^{T_{F1}} \\ J_2 \dot{\omega}_2 = k(\theta_1 - \theta_2) + B(\omega_1 - \omega_2) - \overbrace{(B_\omega \omega_2 + T_C \text{sgn}(\omega_2))}^{T_{F20}} - T_2 \end{cases} \quad (2.13)$$

Gdy obiekt pracuje w strefie luzu, moment skrętny równy jest zero, wobec czego równania dynamiki ulegają modyfikacji do postaci danej wzorem (2.14).

$$\begin{cases} J_1 \dot{\omega}_1 = T_1 - \overbrace{(B_\omega \omega_1 + T_C \text{sgn}(\omega_1))}^{T_{F1}} \\ J_2 \dot{\omega}_2 = - \overbrace{(B_\omega \omega_2 + T_C \text{sgn}(\omega_2))}^{T_{F20}} - T_2 \end{cases} \quad (2.14)$$

W sytuacji pracy mieszanej, na potrzeby projektowania układu regulacji, nieliniowość w postaci strefy martwej uproszczono korzystając z metody funkcji opisującej. Jest to typowe podejście spotykane w opisie podobnych układów [32], [57], [36] umożliwiające analizę właściwości dynamicznych zamkniętej pętli regulacji. Zaletą takiego podejścia jest konieczność znajomości tylko fizycznej dyslokacji mas θ_d a nie kąta wewnątrz strefy luzu θ_b , którego estymacja jest problematyczna.

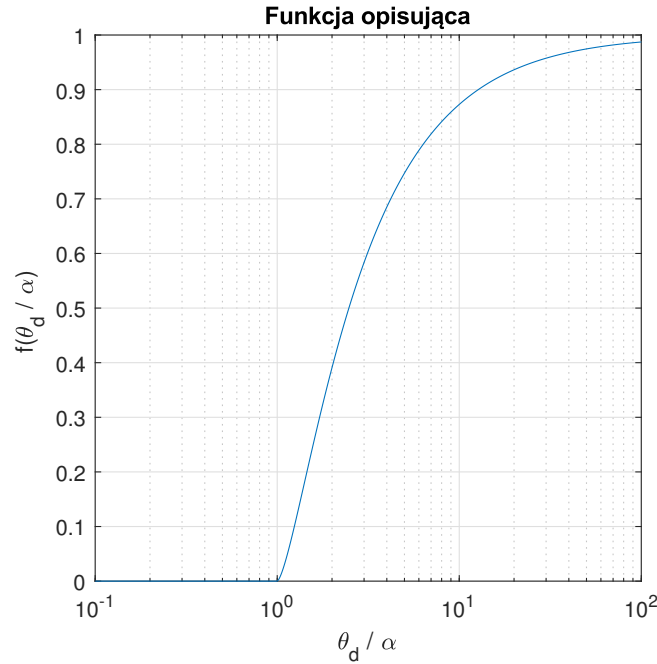
Pominięcie stratności wałka i przyjęcie zerowego punktu pracy T_{T0} upraszcza równanie opisujące moment skrętny do zależności (2.15)

$$T_T = k\theta_s \approx kf(\alpha, \theta_d) \quad (2.15)$$

gdzie $f(\alpha, \theta_d)$ jest funkcją opisującą strefę martwą (równanie 2.16).

$$f(\alpha, \theta_d) = \begin{cases} \frac{2}{\pi} \left[\frac{\pi}{2} - \arcsin\left(\frac{\alpha}{\theta_d}\right) - \left(\frac{\alpha}{\theta_d}\right) \sqrt{1 - \left(\frac{\alpha}{\theta_d}\right)^2} \right] & \text{gdy } \theta_d \geq \alpha \\ 0 & \text{gdy } \theta_d < \alpha \end{cases} \quad (2.16)$$

Kształt funkcji opisującej w zależności od przemieszczenia mas odniesionego do szerokości strefy luzu przedstawiono na rysunku (2.4).



Rysunek 2.4: Funkcja opisująca. Obszar $\theta_d/\alpha < 1$ odpowiada strefie luzu. Funkcja jest asymptotycznie zbieżna do 1.

Funkcja opisująca przyjmuje wartości z przedziału od 0 do 1, stąd też opis układu dwumasowego w strefie mieszanej można uprościć do układu dwumasowego bez luzu, jednakże o zmiennym współczynniku sprężystości, zależnym od θ_d/α . Wprowadzono zatem pojęcie efektywnego współczynnika sprężystości k_{EF} , mogącego przybierać wartości z przedziału $< 0; k >$ a w konsekwencji obniżać pulsacje rezonansową oraz antyrezonansową drgań swobodnych, co wynika z równań (2.2) po podstawieniu $k = k_{EF}$.

$$k_{EF}(\alpha, \theta_d) = \begin{cases} k \frac{2}{\pi} \left[\frac{\pi}{2} - \arcsin\left(\frac{\alpha}{\theta_d}\right) - \left(\frac{\alpha}{\theta_d}\right) \sqrt{1 - \left(\frac{\alpha}{\theta_d}\right)^2} \right] & \text{gdy } \theta_d \geq \alpha \\ 0 & \text{gdy } \theta_d < \alpha \end{cases} \quad (2.17)$$

Problem stanowi oszacowanie θ_d , gdyż zależy ono od aktualnej amplitudy momentu skrętnego T_T . Podstawiając w równaniu (2.5) $\theta_s = \frac{T_T}{k}$ otrzymuje się (2.18).

$$\frac{T_T}{k} = \theta_d - \theta_b \Rightarrow \theta_d = \frac{T_T}{k} + \alpha \quad (2.18)$$

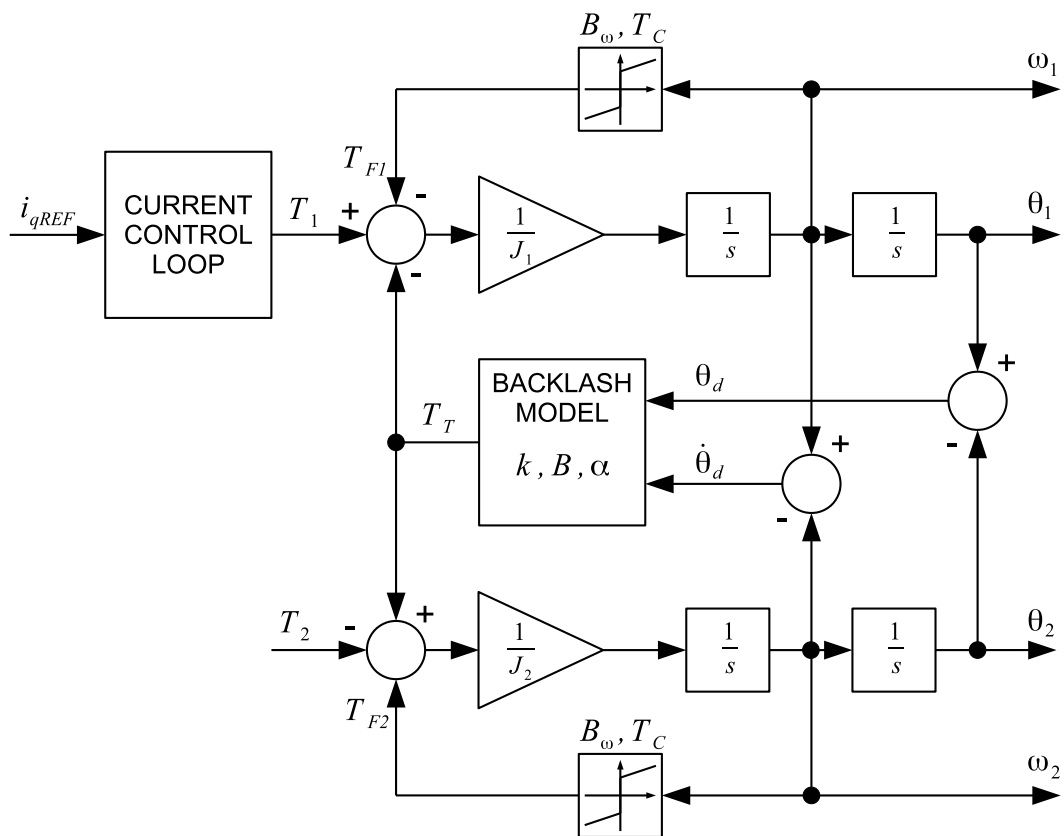
Następnie łącząc (2.18) z (2.17), otrzymano alternatywną postać na efektywny współczynnik sprężystości.

$$k_{\text{EF}}(\alpha, T_T) = k \frac{2}{\pi} \left[\frac{\pi}{2} - \arcsin \left(\frac{\alpha k}{\alpha k + T_T} \right) - \left(\frac{\alpha k}{\alpha k + T_T} \right) \sqrt{1 - \left(\frac{\alpha k}{\alpha k + T_T} \right)^2} \right] \quad (2.19)$$

Wyrażenie $T_x = \alpha k$ można zinterpretować jako wewnętrzny moment odpowiadający za skrócenie wału o kąt równy strefie luzu. Moment ten fizycznie w układzie nie występuje, dlatego należy traktować go czysto abstrakcyjnie, pozwala on jednak w prostszy sposób oszacować stopień zmiany współczynnika sprężystości. Jak się okaże później (rozdział 4.3.2) wirtualny moment T_x będzie stanowił część momentów zakłócających estymowanych przez uogólniony obserwator o rozszerzonej przestrzeni stanów (*GESO*). Warty odnotowania jest również fakt, że zależność na efektywny współczynnik sprężystości dana równaniem (2.19), opisana jest jedną zależnością, w przeciwieństwie do równania (2.17), gdzie współczynnik ten określony jest na podstawie przemieszczenia kąowego θ_d i szerokości luzu α .

Uzupełniając opis części mechanicznej o blok odpowiadający za regulację momentu T_1 , uzyskano schemat blokowy z rysunku 2.5.

W dalszej części rozprawy, na potrzebę syntezy układu sterowania w dziedzinie czasu ciągłego, model obiektu traktowany będzie jako układ *MIMO*, gdzie wejściami są prąd zadany $i_{q\text{REF}}$ oraz moment obciążenia T_2 , natomiast wyjściami są położenia: θ_1 , θ_2 oraz prędkości ω_1 , ω_2 (rysunek 2.5).



Rysunek 2.5: Schemat blokowy układu dwumasowego z uwzględnieniem wybranych nieliniowości. Blok CURRENT CONTROL opisany jest transmitancją (2.12).

Rozdział 3

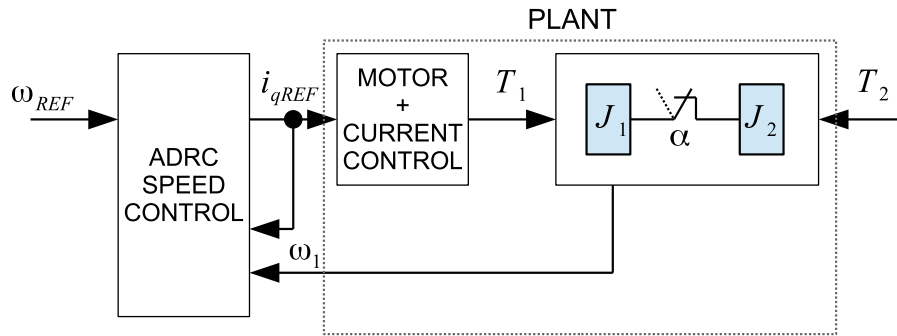
Układ regulacji

3.1 Układ regulacji prędkości ze sprzężeniem zwrotnym od strony silnika - praca w strefie luzu

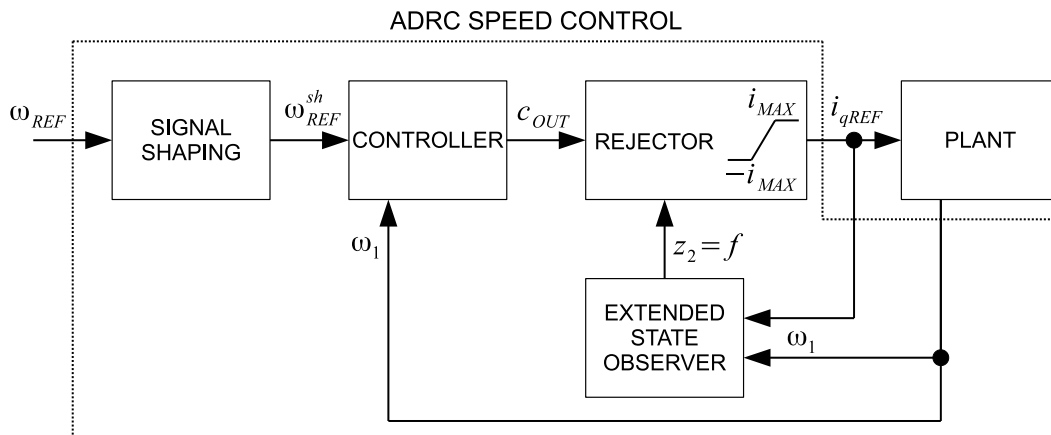
3.1.1 Uwagi wstępne

Jak zaznaczono na początku rozprawy, podstawowa struktura ADRC możliwa jest do zastosowania w układach mających charakter całkujący lub też łańcucha obiektów całkujących (*chain - integrator*) - patrząc od wejścia do wyjścia. Regulacja prędkości jednej masy spełnia takie założenie, ponieważ pomiędzy wymuszeniem a odpowiedzią występuje jedno całkowanie. Z wymienionego powodu w pierwszej kolejności przeanalizowano strukturę regulacji prędkości silnika, nie biorąc pod uwagę, że druga masa jest sprzężona z pierwszą poprzez elastyczny wałek. Tak skrajnie uproszczony przypadek obiektu pomoże również wyjaśnić podstawową koncepcję ADRC. Schemat poglądowy rozważanego układu regulacji przedstawiono na schemacie z rysunku 3.1. Blok *ADRC SPEED CONTROL* składa się z 4 funkcjonalnych elementów (rysunek 3.2):

- obserwatora o rozszerzonej przestrzeni stanu: *Extended State Observer (ESO)*,
- bloku odsprzęgania zakłócenia: *Rejector*,
- regulatora *Controller*,
- bloku kształtowania sygnału zadanego, *SIGNAL SHAPING*, występującego w literaturze często jako *Tracking Differentiator (TD)*.



Rysunek 3.1: Schemat poglądowy układu sterowania prędkością po stronie silnika w układzie dwumasowym



Rysunek 3.2: Schemat blokowy układu sterowania prędkością po stronie silnika za pomocą metody ADRC

3.1.2 Obserwator o rozszerzonej przestrzeni stanu (*ESO*)

Syntezę układu sterowania rozpoczęto od sformułowania równań opisujących *ESO*, które bezpośrednio związane są z opisem obiektu. Zanim to jednak nastąpi, chcąc zachować spójność z opisami znajdującymi się w literaturze, równania łączące wejście i wyjście z obiektu będą przedstawione w znormalizowanej formie [39, 46] (3.1), gdzie u oznacza sygnał wejściowy, y sygnał wyjściowy a f jest zmienną określającą wszelkie zakłócenia, którym poddany jest obiekt, w tym też nieopisaną lub pominiętą dynamikę obiektu, b_0 to stała związana z obiektem. Warto zwrócić uwagę że tor, którym przedostaje się zakłócenie musi być tym samym torem, którym podawane jest wymuszenie - jest to warunek konieczny poprawnego działania *ESO*.

$$\dot{y} = b_0 u + f \quad (3.1)$$

Opis obiektu dany równaniem (3.1) przekształca się następnie do postaci (3.2), zawierającej dodatkową zmienną stanu f , przez co wektor stanu ulega rozszerzeniu do $\underline{x} = [y, f]^T$:

$$\begin{bmatrix} \dot{y} \\ \dot{f} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y \\ f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_0 \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} h \quad (3.2)$$

Na podstawie tak sformułowanego opisu obiektu, projektuje się *ESO* opisany równaniem (3.3), gdzie \hat{b}_0 jest jedynym współczynnikiem związanym z parametrami obiektu, który musi być oszacowany, h jest zmienną oznaczającą pochodną estymowanego zakłócenia. Korekta odbywa się na podstawie sygnału $e_0 = y - z_1$, gdzie z_1 odtwarza zmienną y a z_2 odtwarza zmienną f (uogólnione zakłócenie). Współczynniki β_1 oraz β_2 są wzmocnieniami obserwatora, dobieranymi tak, aby uzyskać odpowiednio szerokie pasmo przenoszenia.

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{b}_0 \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \end{bmatrix} e_0 \quad (3.3)$$

Postępując wg opisanej procedury skonstruowano *ESO*. Z racji tego, że sterowaniu podlega prędkość silnika, z równania (2.14) istotny z punktu widzenia sterowania będzie związek pomiędzy wymuszeniem T_1 a uzyskaną prędkością ω_1 , można zatem zapisać (3.4), gdzie T_{D1} jest całkowitym momentem zakłócającym z punktu widzenia masy J_1 .

$$J_1 \dot{\omega}_1 = T_1 + \overbrace{(-T_{F1})}^{T_{D1}} = T_1 + T_{D1} \quad (3.4)$$

Z modelu elementu wykonawczego wiadomo, że $T_1 = k_T i_q$. Dyskusyjna pozostaje kwestia uwzględnienia dynamiki obiektu wykonawczego. Możliwości są dwie:

- uwzględnienie jej wewnątrz obiektu i przyjęcie jako sygnał wejściowy do obserwatora prądu zadanego i_{qREF} ,
- uwzględnienie jej w torze wymuszenia i przyjęcie jako sygnał wejściowy do obserwatora aktualnego prądu i_q .

Drugie rozwiązanie powoduje, że tor wymuszenia/odsprzęgania będzie posiadać dodatkową inercję (związaną ze stałą czasową pętli regulacji prądu), która nie będzie występować z punktu widzenia *ESO* na etapie odtwarzania, wystąpi więc niezgodność struktur i niezamodelowana dynamika nie będzie odtwarzana przez obserwator, natomiast wystąpi w torze wymuszenia. Pierwsze podejście powoduje, że z punktu widzenia sygnałów i_{qREF} i ω_1 nie jest co prawda układem całkującym czyli nie posiada wymaganej struktury, lecz stała czasowa części elektrycznej będzie miała wpływ na odtwarzane ogólne zakłócenie. Autorzy metody ADRC [39] sugerują aby dynamikę obiektu, której nie można uwzględnić w znormalizowanym zapisie, odtwarzał *ESO*. Zdecydowano się przyjąć właśnie takie podejście. Podstawiając $T_1 = k_T i_{qREF}$ do (3.4) i rozwiązując ze względu na pochodną

ω_1 otrzymano równanie (3.5), które jest zgodne z postacią znormalizowaną (3.1) gdyż wejście i_{qREF} oraz wyjście ω_1 związane są poprzez całkowanie.

$$\dot{\omega}_1 = \frac{k_T}{J_1} i_{qREF} + \overbrace{\frac{1}{J_1} T_{D1}}^f \quad (3.5)$$

Obierając wektor stanu $\underline{x} = [\omega_1, f]^T$, zmienną wyjściową $y = \omega_1$, zmienną wejściową $u = i_{qREF}$ oraz sygnał uogólnionego zakłócenia $f = \frac{T_{D1}}{J_1}$, otrzymano opis (3.6).

$$\begin{bmatrix} \dot{\omega}_1 \\ \dot{f} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_1 \\ f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{k_T}{J_1} \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{J_1} \end{bmatrix} \dot{T}_{D1} \quad (3.6)$$

Mając dane równania układu w przestrzeni stanu, zaprojektowano obserwator odtwarzający zmienne $z_2 \rightarrow f$ (uogólnione zakłócenie) oraz $z_1 \rightarrow \omega_1$, gdzie korekta odbywa się na podstawie uchybu $e_0 = \omega_1 - z_1$. Równania obserwatora prezentują się następująco (3.7).

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{k_T}{J_1} \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \end{bmatrix} e_0 \quad (3.7)$$

Stosując podstawienia $\hat{b}_0 = \frac{k_T}{J_1}$ oraz $e_0 = \omega_1 - z_1$ do (3.7), otrzymano:

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\beta_1 & 1 \\ -\beta_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{b}_0 \\ 0 \end{bmatrix} i_{qREF} + \begin{bmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \end{bmatrix} \omega_1 \quad (3.8)$$

Dynamikę obserwatora ustalono metodą lokowania biegunów, co jest typowym podejściem w podobnych przypadkach [47, 58]. Równanie charakterystyczne obserwatora dane wzorem (3.9) sprowadzono do obiektu oscylacyjnego rzędu II, uzyskując zależności na wzmocnienie dane równaniami (3.10), gdzie ξ_d i ω_d oznaczają odpowiednio pożądany współczynnik tłumienia oraz pasmo obserwatora. Warto wspomnieć w tym miejscu, że na ogół w literaturze przyjmuje się $\xi_d = 0$ przez co dynamikę *ESO* sprowadza się do obiektu inercyjnego n - tego rzędu. W rozprawie postanowiono postąpić inaczej, zyskując tym samym dodatkowy stopień swobody przy kształtowaniu dynamiki pętli zamkniętej.

$$s^2 + \beta_1 s + \beta_2 = 0 \quad (3.9)$$

$$\begin{cases} \beta_1 = 2\xi_d \omega_d \\ \beta_2 = \omega_d^2 \end{cases} \quad (3.10)$$

3.1.3 Blok odsprężania sygnału zakłócenia (*Rejector*)

Blok odsprężania zakłócenia jest pierwszym miejscem w strukturze układu regulacji *ADRC* gdzie następuje zamknięcie pętli sprzężenia zwrotnego (drugie ma miejsce przez regulator). Równanie opisujące w dziedzinie czasu *Rejector* przedstawione jest wzorem (3.11). Mając na uwadze dalszą rozbudowę układu o blok regulatora oraz późniejsze uwzględnienie właściwości dynamicznych obiektu, jak również aby w łatwy sposób dokonać analizy właściwości układu w dziedzinie częstotliwości, zdecydowano się od tego miejsca stosować zapis transmitancyjny zamiast opisu w dziedzinie czasu. W tym celu na obu stronach równania (3.11) dokonano przekształcenie Laplace'a przez co uzyskano wzór (3.12)

$$i_{q\text{REF}} = \frac{C_{\text{OUT}} - z_2}{\hat{b}_0} \quad (3.11)$$

następnie dokonano obustronnego przekształcenia Laplace'a na równaniu (3.8) i rozwiązano ze względu na zmienną Z_2 (3.14). W dalszej kolejności wzięto pod uwagę wzmocnienia dane równaniami (3.10) i w efekcie po podstawieniu zależności na $Z_2(s)$ do równania (3.12) otrzymano zależność wiążącą Ω_1 z wyjściem regulatora oraz momentem zakłócającym T_{D1} (3.13). W dziedzinie zespolonej zmienna Z_2 odtwarza uogólnione zakłócenie F , które dane jest związkem $F = \frac{T_{D1}}{J_1}$. Przyjmując, że $Z_2 \approx F$ oraz biorąc pod uwagę (3.14), możliwe jest określenie zależności między odtwarzanym momentem zakłócenia \hat{T}_{D1} a jego rzeczywistą wartością T_{D1} - równanie (3.14). Warto zauważyć, że \hat{T}_{D1} zawiera również składową zależną od wyjścia regulatora C_{OUT} . Jest to niekorzystna właściwość, będąca efektem skończonej dynamiki pętli prądowej. Wspomniany komponent staje się coraz mniej istotny gdy maleje stała czasowa T_{TE} , co oznaczałoby, że stałą czasową pętli regulacji prądu w relacji do stałej czasowej obserwatora przestaje mieć znaczenie (podrozdział 3.1.7).

$$I_{q\text{REF}} = \frac{C_{\text{OUT}} - Z_2}{\hat{b}_0} \quad (3.12)$$

$$\Omega_1 = \frac{1}{s} G_{\omega_1 C} C_{\text{OUT}} - G_{\omega_1 T_{D1}} T_{D1} \quad (3.13)$$

$$\hat{T}_{D1} = J_1 Z_2 = -G_{Z2C} C_{\text{OUT}} - G_{Z2T_{D1}} T_{D1} \quad (3.14)$$

Dla polepszenia czytelności zastosowano pomocnicze transmitancje: G_{Z2C} , $G_{Z2T_{D1}}$, $G_{\omega_1 C}$, $G_{\omega_1 T_{D1}}$ równania (3.15), (3.16), (3.17), (3.18).

$$G_{Z2C} = \frac{s T_{\text{TE}} \omega_d^2 J_1}{s^3 T_{\text{TE}} + s^2 (2\xi_d \omega_d T_{\text{TE}} + 1) + 2s\xi_d \omega_d + \omega_d^2} \quad (3.15)$$

$$G_{Z2T_{D1}} = \frac{(sT_{TE} + 1) \omega_d^2}{s^3 T_{TE} + s^2 (2\xi_d \omega_d T_{TE} + 1) + 2s\xi_d \omega_d + \omega_d^2} \quad (3.16)$$

$$G_{\omega_1 C} = \frac{s^3 T_{TE} + s^2 (2\xi_d \omega_d T_{TE} + 1) + s (2\xi_d \omega_d - \omega_d^2 T_{TE}) + \omega_d^2}{(1 + sT_{TE}) (s^3 T_{TE} + s^2 (2\xi_d \omega_d T_{TE} + 1) + 2s\xi_d \omega_d + \omega_d^2)} \quad (3.17)$$

$$G_{\omega_1 T_{D1}} = \frac{s^2 T_{TE} + s (2\xi_d \omega_d T_{TE} + 1) + 2\xi_d \omega_d}{J_1 (s^3 T_{TE} + s^2 (2\xi_d \omega_d T_{TE} + 1) + 2s\xi_d \omega_d + \omega_d^2)} \quad (3.18)$$

3.1.4 Blok kształtowania sygnału (*Signal Shaping*)

Sterowanie układami elektromechanicznymi odbywa się przy fizycznych ograniczeniach, w szczególności dotyczących napięć, prądów, momentów sił oraz prędkości. Ograniczenia te stają się istotne zwłaszcza w sytuacji, gdy oczekuje się od układu regulacji zapewnienia dużej dynamiki odpowiedzi, dlatego projektując układ sterowania stosuje się ograniczenia statyczne na wyjściu regulatorów lub limituje się szybkość narastania sygnałów zadanych (często spotykana jest, szczególnie w układach przemysłowych, liniowa rampa). Istnieją jednak bardziej zaawansowane metody ograniczania szybkości zmian sygnału zadanego, zapewniające płynniejsze przejście z obszaru ograniczania szybkości zmian sygnału do pracy liniowej. Układy te nazywane są *Tracking Differentiator* i pozwalają na limitowanie szybkości zmian sygnału zadanego oraz obliczenie pochodnej sygnału zadanego po jego ukształtowaniu. Istnieje wiele rozwiązań w tym zakresie [59, 60, 61, 62], różniących się przede wszystkim rodzajem zastosowanej funkcji kształtującej oraz liczbą parametrów projektowych. W rozprawie rozważana jest struktura sterowania, w której regulator nie posiada wejścia sygnału zadanego dla pochodnych uchybu lub sygnału pomiarowego, m. in. z tego powodu zdecydowano się nie rozpatrywać możliwości zastosowania tego bloku. Konsekwencją przyjęcia takiego założenia jest (3.19):

$$\Omega_{REF}^{sh} = \Omega_{REF}. \quad (3.19)$$

3.1.5 Regulator

Dysponując opisem obiektu regulacji po odsprzęgnięciu zakłócenia (3.13) przystąpiono do wyboru regulatora prędkości (rys. 3.2). Regulowana prędkość Ω_1 jest związana poprzez całkowanie z wyjściem regulatora C_{OUT} , przez co możliwe jest zastosowanie regulatora proporcjonalnego o wzmacnieniu k_P , opisanego wzorem (3.20) jako najprostszego wariantu zapewniającego eliminację uchybu ustalonego przy wymuszeniu skokowym sygnału zadanego [39]. Po podstawieniu (3.20) do (3.13) otrzymano transmitancję między

sygnałem zadany $\Omega_{\text{REF}}^{\text{sh}}$, momentem zakłócającym po stronie silnika T_{D1} a odpowiedzią Ω_1 - równanie (3.21).

$$C_{\text{OUT}} = k_{\text{P}} \left(\Omega_{\text{REF}}^{\text{sh}} - \Omega_1 \right) \quad (3.20)$$

Przyjmując zgodnie z (3.19), uzyskano (3.21)

$$\Omega_1 = \frac{G_{\omega_1 \text{C}} k_{\text{P}}}{s + G_{\omega_1 \text{C}} k_{\text{P}}} \Omega_{\text{REF}} - \frac{s G_{\omega_1 \text{T}_{\text{D1}}}}{s + G_{\omega_1 \text{C}} k_{\text{P}}} T_{\text{D1}} \quad (3.21)$$

3.1.6 Właściwości statyczne

Ocena właściwości statycznych ma na celu stwierdzenie czy zaproponowana struktura układu regulacji gwarantuje osiągnięcie wartości zadanej (zerowego uchybu) przy założonych wymuszeniach oraz spodziewanych zakłóceniach. Założono jednostkowe, skokowe wymuszenie wartości zadanej $\Omega_{\text{REF}}(s) = \frac{1}{s}$ oraz brak momentu obciążenia $T_{\text{D1}} = 0$. Korzystając z granicznego przejścia przekształcenia Laplace'a, obliczono wartość uchybu prędkości w stanie ustalonym $e_{\omega_1}(t \rightarrow \infty)$ (3.24).

$$e_{\omega_1}(t \rightarrow \infty) = \lim_{s \rightarrow 0} s [\Omega_{\text{REF}} - \Omega_1] = \lim_{s \rightarrow 0} s \left[\Omega_{\text{REF}} - \frac{G_{\omega_1 \text{C}} k_{\text{P}}}{s + G_{\omega_1 \text{C}} k_{\text{P}}} \Omega_{\text{REF}} \right] \quad (3.22)$$

gdzie $G_{\omega_1 \text{C}}$ przy $s \rightarrow \infty$ wynosi (3.23)

$$\lim_{s \rightarrow 0} G_{\omega_1 \text{C}} = 1 \quad (3.23)$$

W efekcie uzyskuje się zerowy uchyb ustalony przy braku sygnału obciążenia ($T_{\text{D1}} = 0$) (3.24).

$$e_{\omega_1} = \lim_{s \rightarrow 0} s [\Omega_{\text{REF}} - \Omega_1] = \lim_{s \rightarrow 0} s \left[\Omega_{\text{REF}} - \frac{G_{\omega_1 \text{C}} k_{\text{P}}}{s + G_{\omega_1 \text{C}} k_{\text{P}}} \Omega_{\text{REF}}(s) \right] = \lim_{s \rightarrow 0} s \left[\frac{1}{s} \left(1 - \frac{k_{\text{P}}}{s + k_{\text{P}}} \right) \right] = 0 \quad (3.24)$$

Podanie skokowo momentu zakłócającego $T_{\text{D1}} = \frac{1}{s}$ przy zerowej wartości zadanej prędkości $\Omega_{\text{REF}}(s) = 0$ również zapewni zerowy uchyb ustalony regulacji prędkości - równanie (3.27)

$$\begin{aligned}
 e_{\omega_1}(t \rightarrow \infty) &= \lim_{s \rightarrow 0} s [\Omega_{\text{REF}} - \Omega_1] = \\
 &= \lim_{s \rightarrow 0} s \left[\Omega_{\text{REF}}(s) - \frac{G_{\omega_1 C k_P}}{s + G_{\omega_1 C k_P}} \Omega_{\text{REF}}(s) + \frac{s G_{\omega_1 T_{D1}}}{s + G_{\omega_1 C k_P}} T_{D1}(s) \right] = \\
 &= \lim_{s \rightarrow 0} s \left[0 - \frac{G_{\omega_1 C k_P}}{s + G_{\omega_1 C k_P}} 0 + \frac{s G_{\omega_1 T_{D1}}}{s + G_{\omega_1 C k_P}} \frac{1}{s} \right] = \lim_{s \rightarrow 0} s \left[\frac{G_{\omega_1 T_{D1}}}{s + G_{\omega_1 C k_P}} \right] = 0 \quad (3.25)
 \end{aligned}$$

gdzie $G_{\omega_1 T_{D1}}$ przy $s \rightarrow \infty$ jest równe (3.26)

$$\lim_{s \rightarrow 0} G_{\omega_1 T_{D1}} = \frac{2\xi_d \omega_d}{J_1 \omega_d^2} = \frac{2\xi_d}{J_1 \omega_d} \quad (3.26)$$

Co w konsekwencji prowadzi do (3.27)

$$e_{\omega_1}(t \rightarrow \infty) = \lim_{s \rightarrow 0} s [\Omega_{\text{REF}} - \Omega_1] = \lim_{s \rightarrow 0} s \left[\frac{G_{\omega_1 T_{D1}}}{s + G_{\omega_1 C k_P}} \right] = 0. \quad (3.27)$$

Analiza statyczna wykazała, że zaproponowana struktura zapewnia zerowy uchyb ustalony prędkości dla jednostkowego skokowego wymuszenia wartości zadanej oraz jednostkowego skokowego momentu zakłócenia.

3.1.7 Właściwości dynamiczne

Dynamiczne właściwości odpowiedzi na wymuszenie Ω_{REF} , oraz obciążenie T_{D1} zależą od rozkładu biegunów transmitancji $\frac{\Omega_1}{\Omega_{\text{REF}}}$ oraz $\frac{\Omega_1}{T_{D1}}$ wynikających z równania (3.21):

$$\frac{\Omega_1}{\Omega_{\text{REF}}} \Big|_{T_{D1}=0} = \frac{G_{\omega_1 C k_P}}{s + G_{\omega_1 C k_P}} \quad (3.28)$$

$$\frac{\Omega_1}{T_{D1}} \Big|_{\Omega_{\text{REF}}=0} = -\frac{s G_{\omega_1 T_{D1}}}{s + G_{\omega_1 C k_P}} \quad (3.29)$$

Właściwości pętli zależą od parametrów ξ_d , ω_d , k_P oraz T_{TE} , przy czym ostatni parametr jest wielkością daną - wynika z pętli regulacji momentu. Obecność rozbudowanych wyrażeń $G_{\omega_1 C}$, $G_{\omega_1 T_{D1}}$ powoduje, że rozważono następujące przypadki:

1. $T_{TE} \approx 0$ odpowiadający sytuacji, gdzie stała czasowa pętli momentowej jest nieistotna z punktu widzenia sterowania, np. wówczas, gdy pożądana dynamika części mechanicznej spełnia warunek $\omega_d \ll \frac{1}{T_{TE}}$,
2. sytuacja, gdy T_{TE} nie może zostać pominięta.

3.1.7.1 Przypadek gdy dynamika pętli momentowej jest nieistotna

Przy założeniu $T_{TE} \approx 0$ wyrażenia (3.17) i (3.18) ulegają uproszczeniu do odpowiednio (3.30) i (3.31)

$$G_{\omega_1 C}(s)|_{T_{TE}=0} = \frac{s^2 + 2s\xi_d\omega_d + \omega_d^2}{s^2 + 2\xi_d\omega_d + \omega_d^2} = 1 \quad (3.30)$$

$$G_{\omega_1 T_{D1}}(s)|_{T_{TE}=0} = \frac{s + 2\xi_d\omega_d}{J_1(s^2 + 2\xi_d\omega_d + \omega_d^2)} \quad (3.31)$$

W ten sposób odpowiedź na wartość zadaną redukuje się do obiektu inercyjnego I rzędu (3.32)

$$\frac{\Omega_1}{\Omega_{REF}}|_{T_{D1}=0} = \frac{G_{\omega_1 C}k_P}{s + G_{\omega_1 C}k_P} = \frac{k_P}{s + k_P} \quad (3.32)$$

gdzie wzmocnienie proporcjonalne k_P ma sens pulsacji granicznej ω_C lub też odwrotności stałej czasowej T_C regulatora: $k_P = \omega_C = \frac{1}{T_C}$, wyraża się zatem łatwo w interpretacji wielkością. Odpowiedź na zakłócenie dane jest związkiem (3.33) zawierającym zarówno dynamikę obserwatora jak i regulatora.

$$\begin{aligned} \frac{\Omega_1}{T_{D1}}|_{\Omega_{REF}=0} &= -\frac{sG_{\omega_1 T_{D1}}}{s + G_{\omega_1 C}k_P} = -\frac{s \frac{s+2\xi_d\omega_d}{J_1(s^2+2s\xi_d\omega_d+\omega_d^2)}}{s + k_P} = \\ &= -\frac{s(s + 2\xi_d\omega_d)}{J_1(s + k_P)(s^2 + 2s\xi_d\omega_d + \omega_d^2)} \quad (3.33) \end{aligned}$$

Dynamika odpowiedzi na zakłócenie jest kształtowana nastawami obserwatora oraz regulatora, przy czym szybkość reakcji zamkniętej pętli regulacji prędkości będzie ograniczona dominującą stałą czasową. Możliwe są dwie sytuacje:

1. pulsacja graniczna regulatora ω_C jest większa od pulsacji granicznej obserwatora ω_d , wówczas uzyskuje się szybko zmienną odpowiedź na sygnał zadany oraz relatywnie wolniejszą na zakłócenie,
2. pulsacja graniczna regulatora jest mniejsza od pulsacji granicznej obserwatora, wówczas dynamika odpowiedzi na wartość zadaną oraz zakłócenie będzie zdominowana stałą czasową regulatora i uzyskane zostaną nastawy całego układu regulacji charakteryzujące się relatywnie długą stałą czasową.

3.1.7.2 Przypadek gdy uwzględniono dynamikę pętli momentowej

Uwzględniając właściwości dynamiczne obserwatora oraz pętli regulacji momentu, wyprowadzono zależność na transmitancję wiążącą prędkość regulowaną z prędkością zadaną (3.34) oraz transmitancję między prędkością regulowaną a momentem zakłócającym (3.35).

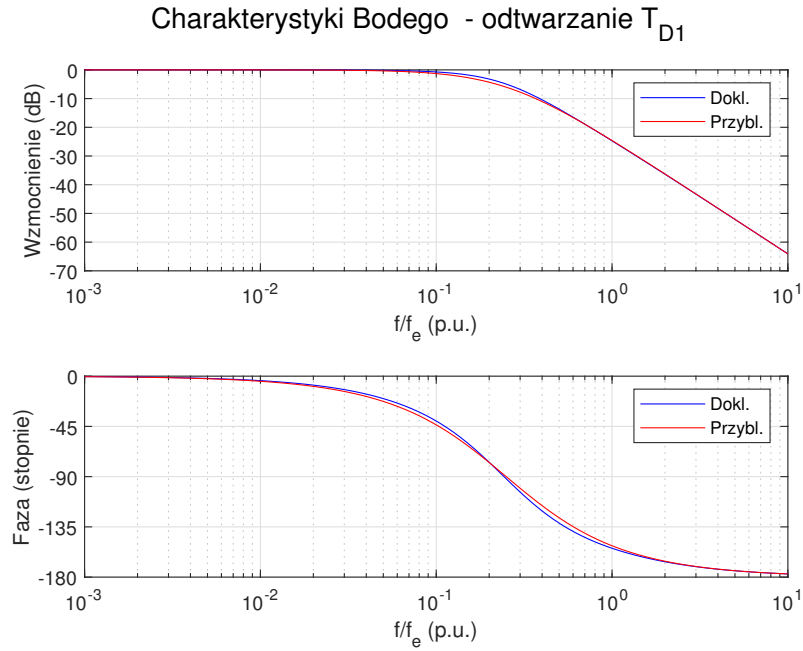
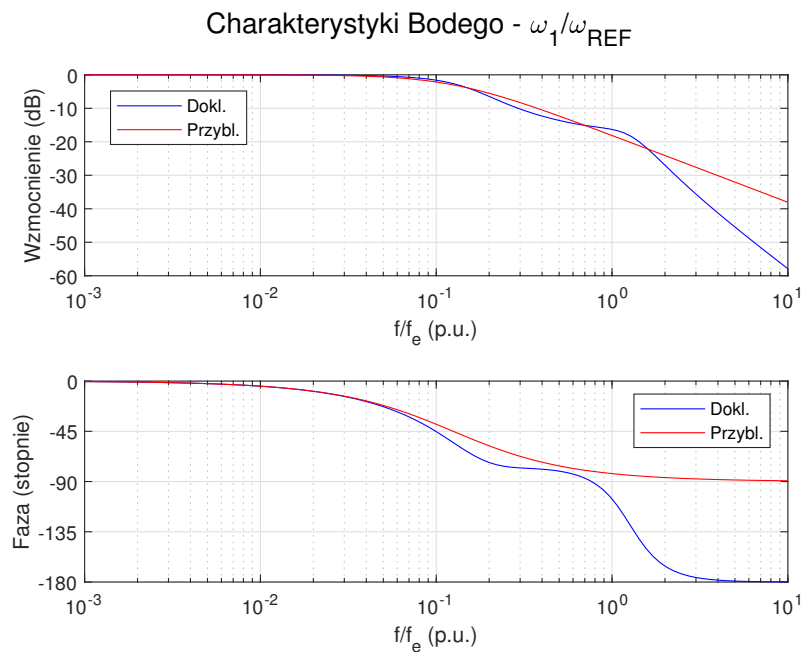
$$\frac{\Omega_1}{\Omega_{\text{REF}}}\Big|_{T_{D1}=0} = \frac{G_{\omega_1 C} k_P}{s + G_{\omega_1 C} k_P} = \frac{T_{\text{TE}} k_P s^3 + k_P (2\xi_d \omega_d T_{\text{TE}} + 1) s^2 + \omega_d k_P (2\xi_d - \omega_d T_{\text{TE}}) s + k_P \omega_d^2}{A_5 s^5 + A_4 s^4 + A_3 s^3 + A_2 s^2 + A_1 s + A_0} \quad (3.34)$$

$$\frac{\Omega_1}{T_{D1}}\Big|_{\Omega_{\text{REF}}=0} = -\frac{s G_{\omega_1 T_{D1}}}{s + G_{\omega_1 C} k_P} = -\frac{T_{\text{TE}}^2 s^4 + 2T_{\text{TE}}(\xi_d \omega_d T_{\text{TE}} + 1) s^3 + (3\xi_d \omega_d T_{\text{TE}} + 1) s^2 + 2\xi_d \omega_d s}{J_1 (A_5 s^5 + A_4 s^4 + A_3 s^3 + A_2 s^2 + A_1 s + A_0)} \quad (3.35)$$

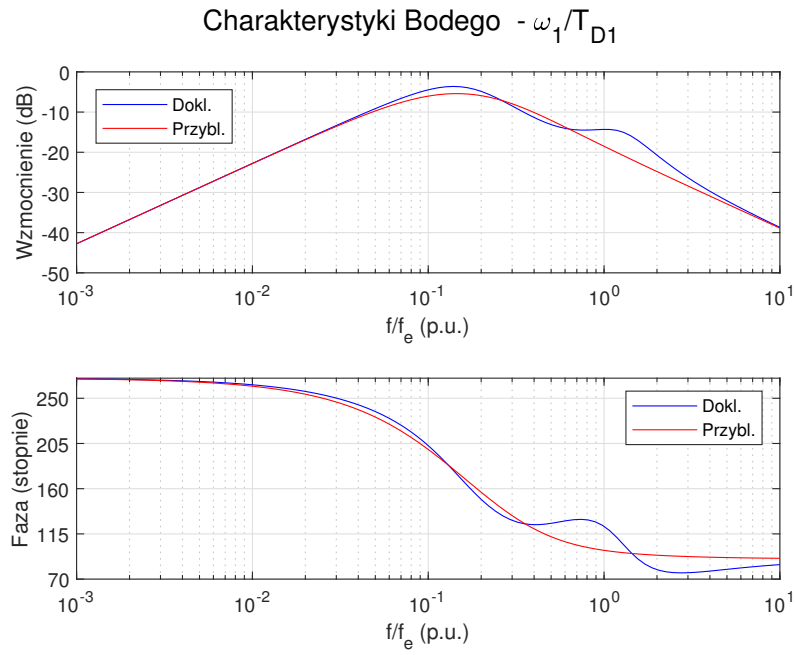
gdzie:

$$\begin{cases} A_5 = T_{\text{TE}}^2 \\ A_4 = T_{\text{TE}}(2\xi_d \omega_d T_{\text{TE}} + 1) \\ A_3 = (4\xi_d \omega_d T_{\text{TE}} + T_{\text{TE}} k_P + 1) \\ A_2 = (2\xi_d \omega_d + T_{\text{TE}} \omega_d^2 + 2\xi_d \omega_d T_{\text{TE}} k_P + k_P) \\ A_1 = (\omega_d^2 + \omega_d k_P (2\xi_d - \omega_d T_{\text{TE}})) \\ A_0 = k_P \omega_d^2 \end{cases} \quad (3.36)$$

Uwzględnienie właściwości dynamicznych pętli regulacji momentu (stanowiącej część uogólnionego zakłócenia) prowadzi do złożonych wyrażeń opisujących transmitancje zamkniętej pętli regulacji prędkości. W pracy skupiono się na układach mechanicznych pracujących w zakresie częstotliwości niskich w porównaniu do częstotliwości granicznej części elektrycznej, dlatego też należy przypuszczać, że przy dostatecznie niskiej częstotliwości granicznej obserwatora oraz regulatora prędkości, możliwe będzie pominięcie krótszej stałej czasowej (elektrycznej). Zbadano zatem wpływ stałej czasowej układu wykonawczego na odpowiedź pętli regulacji prędkości na wartość zadaną - rysunek 3.4, zakłócenie - rysunek 3.5 oraz na charakterystykę odtwarzania zakłócenia - rysunek 3.3. Oś częstotliwości została znormalizowana do częstotliwości granicznej pętli prądowej $f_e = \frac{1}{2\pi T_{\text{TE}}}$, przyjęto relatywnie szerokie pasmo przenoszenia obserwatora: $\omega_d = 0,25 \frac{1}{T_{\text{TE}}}$, $\xi_d = 1$ oraz $k_P = \omega_d$.

Rysunek 3.3: Charakterystyki Bodego dla $\frac{\hat{T}_{D1}}{T_{D1}}$ Rysunek 3.4: Charakterystyki Bodego dla $\frac{\Omega_1}{\Omega_{REF}}$

Bazując na przedstawionych charakterystykach, można przyjąć, że dla częstotliwości granicznej obserwatora oraz regulatora na poziomie 0,25 częstotliwości granicznej pętli regulacji momentu, błąd popełniony przy pominięciu właściwości dynamicznych części elektrycznej, z punktu widzenia sterowania częścią mechaniczną jest nieistotny i możliwe jest korzystanie z uproszczonych zależności. Dlatego też w dalszej części pracy, na potrzeby



Rysunek 3.5: Charakterystyki Bodego dla $\frac{\Omega_1}{T_{D1}}$

opisu układów regulacji przy doborze ich nastaw, nie brano pod uwagę stałej czasowej części elektrycznej.

3.2 Układ regulacji prędkości ze sprzężeniem zwrotnym od strony silnika - praca poza strefą luzu

3.2.1 Uwagi wstępne

Bazując na strukturze układu regulacji z poprzedniego rozdziału, rozważono zachowanie się całego systemu w sytuacji wzięcia pod uwagę dwumasowości obiektu. Brak luzu w układzie lub też jego wybranie będzie skutkowało zmianą obiektu regulacji. Biorąc jako punkt wyjścia równania (2.13), (3.4) i zapisując je w znormalizowanej postaci (3.37)

$$\dot{\omega}_1 = \frac{k_T}{J_1} i_{q\text{REF}} + \overbrace{\frac{1}{J_1} (-k(\theta_1 - \theta_2) - B(\omega_1 - \omega_2) - B_\omega \omega_1 - T_C \text{sgn}(\omega_1))}^f. \quad (3.37)$$

Przy czym wyrażenie $T_T = k(\theta_1 - \theta_2) + B(\omega_1 - \omega_2)$ oznacza moment skrętny. Z punktu widzenia regulatora, na ogólne zakłócenie f składają się w tej sytuacji dwa momenty: całkowity moment tarcia $T_{F1} = B_\omega \omega_1 + T_C \text{sgn}(\omega_1)$ oraz wspomniany moment skrętny (3.37). Zmianie nie ulegnie zaś struktura układu regulacji rysunku 3.2, możliwe będzie zatem użycie dokładnie tych samych bloków funkcjonalnych, które opisano w rozdziale 3.2: obserwatora o rozszerzonej przestrzeni stanu, bloku odsprężania zakłócenia oraz regulatora. Pomijając tłumienie w wałku ($B \approx 0$), równania ruchu mas J_1 oraz J_2 w dziedzinie operatorowej są następujące (3.38).

$$\begin{cases} sJ_1\Omega_1 = T_1 - B_\omega\Omega_1 - T_C\text{sgn}(\Omega_1) - \frac{k}{s}(\Omega_1 - \Omega_2) \\ sJ_2\Omega_2 = \frac{k}{s}(\Omega_1 - \Omega_2) - B_\omega\Omega_2 - T_C\text{sgn}(\Omega_2) - T_2 \end{cases} \quad (3.38)$$

3.2.2 Wpływ momentu skrętnego na pętlę regulacji prędkości

Zakładając że:

1. tłumienie połączenia sprężystego jest pomijalnie małe ($B \approx 0$),
2. dynamika układu wykonawczego jest nieistotna,
3. moment po stronie obciążenia równy jest zeru $T_2 = 0$,
4. pominięty zostanie wpływ tarcia B_ω oraz T_C .

W dziedzinie operatorowej s otrzymano (3.39), gdzie $T_T = k(\Theta_1 - \Theta_2) = \frac{k}{s}(\Omega_1 - \Omega_2)$ ponieważ zachodzą relacje: $\Theta_1 = \frac{1}{s}\Omega_1$ oraz $\Theta_2 = \frac{1}{s}\Omega_2$

$$\begin{cases} sJ_1\Omega_1 = T_1 - \frac{k}{s}(\Omega_1 - \Omega_2) \\ sJ_2\Omega_2 = \frac{k}{s}(\Omega_1 - \Omega_2). \end{cases} \quad (3.39)$$

Podstawiając do pierwszego równania z układu równań (3.39) $T_1 = k_T I_{q\text{REF}}$ oraz $\frac{k}{s}(\Omega_1 - \Omega_2) = T_T$ uzyskano (3.40)

$$sJ_1\Omega_1 = k_T I_{q\text{REF}} - T_T \quad (3.40)$$

dzieląc następnie obustronnie to równanie przez J_1 otrzymano (3.41), gdzie $b_0 = \frac{k_T}{J_1}$

$$s\Omega_1 = \frac{k_T}{J_1} I_{q\text{REF}} - \frac{1}{J_1} T_T = b_0 I_{q\text{REF}} - \frac{1}{J_1} T_T. \quad (3.41)$$

Uwzględniono następnie równanie opisujące działanie bloku odsprzęgania (3.42)

$$I_{q\text{REF}} = \frac{C_{\text{OUT}} - Z_2}{\hat{b}_0} \quad (3.42)$$

gdzie uogólnione zakłócenie Z_2 , wynika z zależności (3.43)

$$Z_2 = -\frac{\omega_d^2}{J_1(s^2 + 2\xi_d\omega_d s + \omega_d^2)} T_T \quad (3.43)$$

co łącznie prowadzi do układu równań (3.44)

$$\begin{cases} s\Omega_1 = b_0 I_{q\text{REF}} + \frac{1}{J_1}(-T_T) \\ I_{q\text{REF}} = \frac{C_{\text{OUT}} - Z_2}{\hat{b}_0} \\ Z_2 = -\frac{\omega_d^2}{J_1(s^2 + 2\xi_d\omega_d s + \omega_d^2)} T_T \\ T_T = \frac{k}{s}(\Omega_1 - \Omega_2). \end{cases} \quad (3.44)$$

Eliminując z niego T_T , Z_2 oraz $I_{q\text{REF}}$, następnie podstawiając $\hat{b}_0 = b_0 = \frac{k_T}{J_1}$ (przyjęto, że parametry związane z silnikiem takie jak moment bezwładności J_1 oraz stała momentowa k_T są dobrze znane) otrzymano (3.45)

$$s\Omega_1 = C_{\text{OUT}} - \frac{k}{s} \frac{s(s + 2\xi_d\omega_d)}{J_1(s^2 + 2\xi_d\omega_d s + \omega_d^2)} (\Omega_1 - \Omega_2). \quad (3.45)$$

W dalszej kolejności wyeliminowano prędkość po stronie obciążenia Ω_2 korzystając z zależności (3.46) [50], którą podstawiono do (3.45), dzięki czemu otrzymano (3.47)

$$\Omega_2 = \frac{k}{J_2 s^2 + k} \Omega_1 = \frac{k}{J_2} \frac{1}{s^2 + \omega_a^2} \Omega_1 = \frac{\omega_a^2}{s^2 + \omega_a^2} \Omega_1 \quad (3.46)$$

$$s\Omega_1 = C_{\text{OUT}} - \Omega_1 \frac{s(s + 2\xi_d\omega_d)}{J_1(s^2 + 2\xi_d\omega_d s + \omega_d)} \frac{J_2 k s}{J_2 s^2 + k} \quad (3.47)$$

Analogicznie jak w przypadku pracy w strefie luzu, między prędkością Ω_1 a wyjściem regulatora C_{OUT} występuje zależność całkowa, wobec czego ponownie zastosowano regulator typu P : $C_{\text{OUT}} = k_P (\Omega_{\text{REF}} - \Omega_1)$, co po podstawieniu do (3.47) dało związek między prędkością regulowaną Ω_1 a prędkością zadaną (3.48).

$$\frac{\Omega_1}{\Omega_{\text{REF}}} = k_P \frac{(s^2 + \omega_a^2)(s^2 + 2\xi_d\omega_d s + \omega_d^2)}{s^5 + A_4 s^4 + A_3 s^3 + A_2 s^2 + A_1 s + A_0}. \quad (3.48)$$

Znając transmitancję $\frac{\Omega_1}{\Omega_{\text{REF}}}$ oraz ponownie korzystając ze wzoru (3.46), otrzymano związek $\frac{\Omega_2}{\Omega_{\text{REF}}}$ (3.49)

$$\begin{aligned} \frac{\Omega_2}{\Omega_{\text{REF}}} &= k_P \frac{k}{J_2} \frac{(s^2 + \omega_a^2)(s^2 + 2\xi_d\omega_d s + \omega_d^2)}{(s^2 + \omega_a^2)(s^5 + A_4 s^4 + A_3 s^3 + A_2 s^2 + A_1 s + A_0)} \\ &= k_P \omega_a^2 \frac{s^2 + 2\xi_d\omega_d s + \omega_d^2}{s^5 + A_4 s^4 + A_3 s^3 + A_2 s^2 + A_1 s + A_0} \end{aligned} \quad (3.49)$$

gdzie wyrażenia A_4, \dots, A_0 oznaczają:

$$\begin{cases} A_4 = k_P + 2\xi_d\omega_d \\ A_3 = \omega_r^2 + \omega_d^2 + 2\xi_d\omega_d k_P \\ A_2 = (\omega_a^2 + \omega_d^2) k_P + 2\xi_d\omega_d \omega_r^2 \\ A_1 = \omega_a^2 \omega_d^2 + 2\xi_d\omega_d \omega_a^2 k_P \\ A_0 = \omega_a^2 \omega_d^2 k_P \end{cases} \quad (3.50)$$

Przy czym ω_a oraz ω_r są pulsacjami antyrezonansową oraz rezonansową układu nietłumionego, danymi zależnościami (2.2).

3.2.3 Wpływ momentu obciążenia na pętlę regulacji prędkości

Przyjmując podobne założenia jak w podrozdziale 3.2.2, z tą różnicą, że założono oddziaływanie momentu oporowego T_2 , układ równań (3.39) ulega modyfikacji do postaci danej zależnością:

$$\begin{cases} sJ_1\Omega_1 = T_1 - \frac{k}{s}(\Omega_1 - \Omega_2) \\ sJ_2\Omega_2 = \frac{k}{s}(\Omega_1 - \Omega_2) - T_2. \end{cases} \quad (3.51)$$

Prowadząc dalsze przekształcenia według przyjętych założeń, oraz pamiętając, że $\frac{k}{s}(\Omega_1 - \Omega_2) = T_T$, można zapisać (3.52)

$$\begin{cases} sJ_1\Omega_1 = T_1 - T_T \\ sJ_2\Omega_2 = T_T - T_2. \end{cases} \quad (3.52)$$

Postępując analogicznie jak w poprzednim podrozdziale, czyli podstawiając do pierwszego równania z układu równań (3.52) $T_1 = k_T I_{qREF}$ uzyskano (3.53)

$$sJ_1\Omega_1 = k_T I_{qREF} - T_T \quad (3.53)$$

dzieląc obustronnie to równanie przez J_1 otrzymano (3.55), gdzie $b_0 = \frac{k_T}{J_1}$

$$s\Omega_1 = \frac{k_T}{J_1} I_{qREF} - \frac{1}{J_1} T_T = \hat{b}_0 I_{qREF} - \frac{1}{J_1} T_T. \quad (3.54)$$

Przekształcając drugie z równań układu (3.52), uzyskano zależność opisującą moment skrętny (3.55)

$$T_T = sJ_2\Omega_2 + T_2 \quad (3.55)$$

biorąc pod uwagę wzór determinujący działanie bloku odsprzęgania (3.56)

$$I_{qREF} = \frac{C_{OUT} - Z_2}{\hat{b}_0} \quad (3.56)$$

gdzie uogólnione zakłócenie Z_2 , wynika z zależności (3.57),

$$Z_2 = -\frac{\omega_d^2}{J_1 (s^2 + 2\xi_d \omega_d s + \omega_d^2)} T_T. \quad (3.57)$$

Sformułowano układ równań (3.58), w którym uwzględniono zależność momentu skrętnego od momentu obciążenia zgodnie ze wzorem (3.55).

$$\begin{cases} s\Omega_1 = b_0 I_{qREF} + \frac{1}{J_1} (-T_T) \\ I_{qREF} = \frac{C_{OUT} - Z_2}{\hat{b}_0} \\ Z_2 = -\frac{\omega_d^2}{J_1 (s^2 + 2\xi_d \omega_d s + \omega_d^2)} T_T \\ T_T = sJ_2\Omega_2 + T_2. \end{cases} \quad (3.58)$$

Eliminując T_T , Z_2 oraz I_{qREF} , otrzymano (3.59)

$$s\Omega_1 = C_{OUT} - \frac{s(s + 2\xi_d \omega_d)}{J_1 (s^2 + 2\xi_d \omega_d s + \omega_d^2)} (sJ_2\Omega_2 - T_2) \quad (3.59)$$

w dalszej kolejności wyrugowano Ω_2 korzystając ze wzoru (3.46) oraz uwzględniono transmitancję regulatora $C_{OUT} = k_P (\Omega_{REF} - \Omega_1)$, gdzie założono, że wartość zadana $\Omega_{REF} = 0$.

Wykonując dalsze przekształcenia, otrzymano związek między Ω_1 a T_2 :

$$\frac{\Omega_1}{T_2} = -\frac{s(s^2 + \omega_a^2)(s + 2\xi_d\omega_d)}{J_1(s^5 + A_4s^4 + A_3s^3 + A_2s^2 + A_1s + A_0)} \quad (3.60)$$

korzystając natomiast ze wzoru (3.46) ustalono związek między Ω_2 a T_2 :

$$\frac{\Omega_2}{T_2} = -\frac{\omega_a^2 s (s + 2\xi_d\omega_d)}{J_1(s^5 + A_4s^4 + A_3s^3 + A_2s^2 + A_1s + A_0)} \quad (3.61)$$

Współczynniki A_4, \dots, A_0 dane wzorami (3.50) są identyczne jak w przypadku transmitancji $\frac{\Omega_1}{\Omega_{REF}}$ i $\frac{\Omega_2}{\Omega_{REF}}$.

3.2.4 Właściwości statyczne

Ocena właściwości statycznych ma na celu odpowiedzieć na pytanie czy uchyb regulacji w stanie ustalonym zostanie zredukowany do zera. Przyjęto, podobnie jak w podrozdziale 3.1.6 że zbadane zostaną dwa przypadki:

1. odpowiedź na skokową jednostkową zmianę wartości zadanej $\Omega_{REF} = \frac{1}{s}$ przy braku momentu obciążającego $T_2 = 0$,
2. odpowiedź na skokową jednostkową zmianę momentu obciążenia $T_2 = \frac{1}{s}$ przy zerowej wartości zadanej $\Omega_{REF} = 0$.

Przypadek 1, gdzie badana jest granica $e_{\omega_1}(t \rightarrow \infty)$ przy $T_2 = 0$ - równanie (3.62)

$$e_{\omega_1}(t \rightarrow \infty) = \lim_{s \rightarrow 0} s [\Omega_{REF} - \Omega_1] \quad (3.62)$$

gdzie Ω_1 dana jest wzorem (3.48). Po obustronnym przemnożeniu przez Ω_{REF} , wobec czego zachodzi (3.63)

$$\begin{aligned} e_{\omega_1}(t \rightarrow \infty) &= \lim_{s \rightarrow 0} s [\Omega_{REF} - \Omega_1] = \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} s \left[\Omega_{REF} - \Omega_{REF} k_P \frac{(s^2 + \omega_a^2)(s^2 + 2\xi_d\omega_d s + \omega_d^2)}{s^5 + A_4s^4 + A_3s^3 + A_2s^2 + A_1s + A_0} \right] \end{aligned} \quad (3.63)$$

Wyłączając Ω_{REF} przed wspólny nawias i podstawiając $\Omega_{REF}(s) = \frac{1}{s}$ oraz $A_0 = \omega_a^2\omega_d^2k_P$ otrzymano (3.64)

$$e_{\omega_1}(t \rightarrow \infty) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{1}{s} \left[1 - k_P \frac{(s^2 + \omega_a^2)(s^2 + 2\xi_d \omega_d s + \omega_d^2)}{s^5 + A_4 s^4 + A_3 s^3 + A_2 s^2 + A_1 s + A_0} \right] =$$

$$= \left[1 - k_P \frac{\omega_a^2 \omega_d^2}{A_0} \right] = 0. \quad (3.64)$$

Prędkości po stronie silnika oraz obciążenia w stanie ustalonym powinny być jednakowe, w przeciwnym wypadku w miarę upływu czasu różnica położeń θ_d spowodowała by narastanie momentu skrętnego wałka poza wytrzymałość mechaniczną w konsekwencji niszcząc go. Dlatego też w celu potwierdzenia słuszności wyprowadzonych transmitancji, zbadano czy w stanie ustalonym prędkość po stronie obciążenia również będzie zbieżna do wartości zadanej Ω_{REF} przy wymuszeniu skokowym (3.65). Zależność między Ω_2 a Ω_{REF} wzięto z (3.49) i podstawiono do (3.66)

$$e_{\omega_2}(t \rightarrow \infty) = \lim_{s \rightarrow 0} s [\Omega_{REF} - \Omega_2] \quad (3.65)$$

$$e_{\omega_2}(t \rightarrow \infty) = \lim_{s \rightarrow 0} s [\Omega_{REF} - \Omega_2] =$$

$$= \lim_{s \rightarrow 0} s \left[\Omega_{REF} - \Omega_{REF} k_P \omega_a^2 \frac{s^2 + 2\xi_d \omega_d s + \omega_d^2}{s^5 + A_4 s^4 + A_3 s^3 + A_2 s^2 + A_1 s + A_0} \right] \quad (3.66)$$

kontynuując przekształcenia i podstawiając $\Omega_{REF} = \frac{1}{s}$ i $A_0 = \omega_a^2 \omega_d^2 k_P$ uzyskano:

$$e_{\omega_2}(t \rightarrow \infty) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{1}{s} \left[1 - k_P \omega_a^2 \frac{s^2 + 2\xi_d \omega_d s + \omega_d^2}{s^5 + A_4 s^4 + A_3 s^3 + A_2 s^2 + A_1 s + A_0} \right] =$$

$$= \left[1 - k_P \omega_a^2 \frac{\omega_d^2}{A_0} \right] = 0. \quad (3.67)$$

Udowodniono, że przyjęta struktura regulacji redukuje do zera statyczny uchyb regulacji prędkości przy wymuszeniu skokowym po stronie silnika, dodatkowo pokazano też, że prędkość po stronie obciążenia będzie dążyć do prędkości zadanej.

W przypadku 2 badana jest granica $\omega_1(t \rightarrow \infty)$ przy założeniu, że $\Omega_{REF} = 0$ oraz $T_2 = \frac{1}{s}$.

Wychodząc z równania (3.60) i przekształcając je ze względu na Ω_1 a następnie podstawiając $T_2 = \frac{1}{s}$ otrzymano związek (3.68)

$$\begin{aligned}
 e_{\omega_1}(t \rightarrow \infty) &= \lim_{s \rightarrow 0} s\Omega_1 = -\frac{s(s^2 + \omega_a^2)(s + 2\xi_d\omega_d)}{J_1(s^5 + A_4s^4 + A_3s^3 + A_2s^2 + A_1s + A_0)}T_2 = \\
 &= \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{-s(s^2 + \omega_a^2)(s + 2\xi_d\omega_d)}{J_1(s^5 + A_4s^4 + A_3s^3 + A_2s^2 + A_1s + A_0)} \frac{1}{s} = \\
 &= \lim_{s \rightarrow 0} \frac{-2s\omega_a^2\xi_d\omega_d}{J_1A_0} = 0. \quad (3.68)
 \end{aligned}$$

Postępując podobnie dla prędkości po stronie obciążenia, biorąc za punkt wyjścia wzór (3.60), następnie przekształcając go ze względu na Ω_2 i uwzględniając $T_2 = \frac{1}{s}$ otrzymano (3.69)

$$\begin{aligned}
 e_{\omega_2}(t \rightarrow \infty) &= \lim_{s \rightarrow 0} s\Omega_2 = -\frac{s\omega_a^2(s + 2\xi_d\omega_d)}{J_1(s^5 + A_4s^4 + A_3s^3 + A_2s^2 + A_1s + A_0)}T_2 = \\
 &= \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{-s\omega_a^2(s + 2\xi_d\omega_d)}{J_1(s^5 + A_4s^4 + A_3s^3 + A_2s^2 + A_1s + A_0)} \frac{1}{s} = \\
 &= \lim_{s \rightarrow 0} \frac{-2s\omega_a^2\xi_d\omega_d}{J_1A_0} = 0. \quad (3.69)
 \end{aligned}$$

Przeprowadzona analiza wskazuje, że w przypadku skokowej zmiany momentu obciążenia układ regulacji sprowadza prędkość do wartości zadanej, co dowodzi poprawności funkcjonowania pętli regulacji prędkości jako całości.

3.2.5 Analiza wpływu momentów tarcia

Dotychczas przeprowadzona analiza właściwości statycznych pętli regulacji prędkości wykazała jej prawidłowe zachowanie się przy skokowym wymuszeniu wartości zadanej oraz skokowo zmiennym momencie oporowym. W niniejszym podrozdziale przedyskutowany zostanie wpływ oddziaływania momentów tarcia po stronie silnika oraz obciążenia na właściwości pętli regulacji prędkości. W tym celu przytoczony zostanie układ równań (3.38), gdzie podstawiono $T_T = k(\theta_1 - \theta_2)$, oraz $f \rightarrow J_1Z_2$.

$$\begin{cases} sJ_1\Omega_1 = T_1 + \overbrace{(-B_\omega\Omega_1 - T_C\text{sgn}(\Omega_1) - T_T)}^{J_1Z_2} = T_1 + \overbrace{(-T_{F1} - T_T)}^{J_1Z_2} \\ sJ_2\Omega_2 = T_T - B_\omega\Omega_2 - T_C\text{sgn}(\Omega_2) - T_2 = T_T - T_{F2} - T_2 \end{cases} \quad (3.70)$$

Do tej pory rozważano przypadek braku tarcia, dlatego w skład uogólnionego zakłócenia Z_2 wchodził jedynie moment skrętny (wzory (3.43) oraz (3.57)). Uwzględniając obecność tarcia momentów, zależność opisująca Z_2 ulegnie modyfikacji do postaci (3.71)

$$Z_2 = -\frac{\omega_d^2}{J_1 (s^2 + 2\xi_d \omega_d s + \omega_d^2)} (T_T + T_{F1}) \quad (3.71)$$

czyli całkowite zakłócenie odtwarzane będzie w stanie przejściowym zgodnie z przyjętą dynamiką obserwatora, natomiast w stanie ustalonym (przy $s \rightarrow 0$), wyrażenie to przyjmie postać

$$\begin{aligned} z_2(t \rightarrow \infty) &= \lim_{s \rightarrow 0} (sZ_2) = -\lim_{s \rightarrow 0} \left(\frac{\omega_d^2}{J_1 (s^2 + 2\xi_d \omega_d s + \omega_d^2)} \right) \left(\lim_{s \rightarrow 0} (sT_T) + \lim_{s \rightarrow 0} (sT_{F1}) \right) = \\ &= -\frac{1}{J_1} \left(\lim_{s \rightarrow 0} (sT_T) + \lim_{s \rightarrow 0} (sT_{F1}) \right) \quad (3.72) \end{aligned}$$

gdzie $\lim_{s \rightarrow 0} (sT_T)$ oznacza wartość ustaloną momentu skrętnego, a $\lim_{s \rightarrow 0} (sT_{F1})$ jest wartością momentu tarcia po stronie silnika w stanie ustalonym.

3.2.6 Właściwości dynamiczne pętli regulacji prędkości z uwzględnieniem momentu skrętnego. Dobór parametrów

Dynamika pętli regulacji prędkości Ω_1 oraz Ω_2 opisana została transmitancjami ((3.48), (3.49)). Wielomian charakterystyczny opisujący dynamikę posiada 5 współczynników, natomiast zaprezentowana struktura regulacji posiada jedynie 3 parametry podlegające doborowi: wzmocnienie regulatora k_P oraz parametry obserwatora ω_d oraz ξ_d , co nie jest wystarczające aby w pełni swobodnie kształtować dynamikę stosując np. metodę lokowania biegunów. Głównym problemem, jaki występuje w sterowaniu prędkością układu duwmasowego jest tłumienie wibracji, stąd też skupiono się na takim doborze nastaw układu regulacji aby obiekt nie wpadał w nadmierne wibracje. W celu sprostania temu zadaniu, zaproponowano algorytm bazujący na analizie rozkładu biegunów transmitancji układu zamkniętego, pozwalający znaleźć wartości k_P , ω_d oraz ξ_d zapewniające uzyskanie określonej dynamiki odpowiedzi, w szczególności poziomu tłumienia oscylacji oraz pasma przenoszenia dla układu nietłumionego (bez tarcia). Zasadnicza część algorytmu polega na umiejscowieniu dominującego bieguna transmitancji (czyli takiego o najniższej pulsacji) p_{DOM} w określonej relacji do pozostałych biegunów. Transmitancja 5. rzędu musi posiadać co najmniej jeden biegun rzeczywisty (współczynnik tłumienia równy jedności), przyjęto więc że najmniejsza pulsacja związana z biegunem (lub biegunami, jeśli jest ich więcej) rzeczywistym ω_{DOM} powinna pozostawać w relacji z najniższą pulsacją ω_{cMIN} związaną z biegunami zespolonymi wg wzoru (3.73) gdzie $\lambda \in (0, \infty)$ jest parametrem projektowym (wzór (3.73)). Zmiana λ wpływa następująco na względne położenie biegunów:

- wartości $\lambda < 1$ oznaczają, że biegun dominujący (o najniższej pulsacji wśród biegunów rzeczywistych) ma mieć pulsację niższą od najniższej pulsacji związanej z biegunami zespolonymi, prowadzić to będzie do uzyskania odpowiedzi o wysokim tłumieniu,
- wartości $\lambda \geq 1$ oznaczają, biegun dominujący będzie mieć pulsację nie niższą od najniższej wśród biegunów zespolonych, prowadzić to będzie do sytuacji, w której odpowiedź może wykazywać charakter oscylacyjny.

W badaniach przyjęto wartość $\lambda = 1$.

$$\omega_{\text{DOM}} < \lambda \omega_{\text{cMIN}} \quad (3.73)$$

Przedstawiony warunek (3.73) nie zabezpiecza przed pojawieniem się słabo tłumionych oscylacji o dużej pulsacji, dlatego też konieczne okazało się dodanie dodatkowego warunku, zapewniającego minimalny współczynnik tłumienia dla biegunów zespolonych ξ_{pMIN} . W badaniach przyjęto $\xi_{\text{pMIN}} = 0,5$. Algorytm wymaga podania następujących parametrów obiektu: J_1 , ω_r , ω_a , oprócz tego konieczne jest ustalenie zakresu dopuszczalnych wartości dla poszukiwanych parametrów k_P , ω_d oraz ξ_d , które łatwo zinterpretować z punktu widzenia charakterystyk częstotliwościowych: k_P jest pulsacją graniczną zastosowanego regulatora, natomiast ω_d i ξ_d to pulsacja graniczna oraz współczynnik tłumienia obserwatora o rozszerzonej przestrzeni stanu (*ESO*). Korzystając z wniosków z rozdziału (3.2) przyjęto, że $k_P < k_{P\text{max}} = 0,25 \frac{1}{T_{\text{TE}}}$ oraz $\omega_d < \omega_{d\text{MAX}} = 0,25 \frac{1}{T_{\text{TE}}}$, co pozwala pominąć wpływ dynamiki pętli regulacji momentu, dodatkowo określono dopuszczalny zakres $\xi_d \in \langle 0,5; 1,5 \rangle$. W praktyce z uwagi na niewielką wartość stałej czasowej części elektrycznej, zrezygnowano z poszukiwania nastaw układu w jej pobliżu i po analizie odpowiedzi czasowych układu ograniczono się do zakresu $\langle 0; 5\omega_a \rangle$. Przebieg wyboru wzmocnień spełniających podany warunek wygląda następująco:

1. Wygenerować dopuszczalny zestaw parametrów $k_P \in (0; 5\omega_a)$ z krokiem Δ_{k_P} , $\omega_d \in (0; 5\omega_a)$ z krokiem Δ_{ω_d} , oraz $\xi_d \in \langle 0,5; 1,5 \rangle$ z krokiem Δ_{ξ_d} , przy czym krok powinien być dostatecznie mały; sugeruje się aby był mniejszy od 0,1 zakresu,
2. określić wartość współczynnika λ ; sugeruje się aby znajdował się on w przedziale $\langle 0,5; 2 \rangle$,
3. określić wartość współczynnika ξ_{pMIN} , sugerowana wartość to 0,5,
4. dla wszystkich możliwych kombinacji parametrów z przygotowanego w punkcie 1 zestawu k_P , ξ_d , ω_d obliczyć bieguny transmitancji (3.48),

5. sprawdzić czy bieguny uzyskane dla danej kombinacji parametrów spełniają przyjęte założenia:

- żaden ze współczynników tłumienia nie jest mniejszy niż ξ_{pMIN} ,
- $\omega_{DOM} < \lambda\omega_{cMIN}$
- $k_P < \omega_d$

jeśli tak, zestaw parametrów k_P , ξ_d oraz ω_d dla którego warunki te zostały spełnione umieścić w zbiorze rozwiązań,

6. uzyskany zbiór rozwiązań posortować ze względu na k_P i wybrać zestaw dla którego k_P jest największe.

Przedstawiony algorytm doboru parametrów zastosowano dla modelu obiektu odpowiadającego docelowemu stanowisku laboratoryjnemu na którym można zmieniać moment bezwładności poprzez zamocowanie N_2 krążków (tarcz). Szczegółowy opis stanowiska zawarto w rozdziale 4.1. Jak się okazało w toku badań symulacyjnych oraz eksperymentalnych, uzyskane według powyższego algorytmu nastawy, szczególnie dla zwiększonego momentu bezwładności po stronie obciążenia ($N_2 > 0$), dają odpowiedzi o stosunkowo wysokim stopniu tłumienia, przez co skutecznie zabezpieczają przed pojawieniem się oscylacji w odpowiedzi tak na wartość zadaną jak i na zmianę obciążenia. W tabeli 3.1 zestawiono wzmocnienia uzyskane w toku realizacji opisywanego algorytmu dla różnych wartości J_2 , określonych za pomocą liczby krążków zamontowanych po stronie obciążenia. Wartość $N_2 = 0$ odpowiada stosunkowi momentów bezwładności $R = \frac{J_2}{J_1} = 0,84$ natomiast dla $N_2 = 6$, $R = \frac{J_2}{J_1} = 5,1$. W tabeli 3.2 przedstawiono te same wzmocnienia, jednakże znormalizowane do pulsacji antyrezonansowej drgań swobodnych, aby ukazać na ile szersze będzie pasmo obserwatora oraz regulatora od pulsacji ω_a . Warto zwrócić uwagę, że współczynniki tłumienia ξ_d przyjmują wartości mniejsze od jedności.

Tablica 3.1: Wartości parametrów układu regulacji uzyskane w drodze realizacji algorytmu

N_2	ξ_d	$\omega_d \left[\frac{rad}{s} \right]$	$k_P \left[\frac{rad}{s} \right]$
0	0,8	228	51,8
1	0,9	301	33,3
2	0,9	334	27,6
3	0,7	268	22,9
4	0,6	254	17,3
5	0,7	240	11,9
6	0,7	217	8,27

Tablica 3.2: Wartości parametrów układu regulacji uzyskane w drodze realizacji algorytmu, znormalizowane do pulsacji antyrezonansowej. Należy pamiętać, że pulsacja antyrezonansowa zmienia się wraz ze zmianą N_2

N_2	ξ_d	$\frac{\omega_d}{\omega_a}$	$\frac{k_P}{\omega_a}$
0	0,8	2,02	0,46
1	0,9	3,62	0,4
2	0,9	4,84	0,4
3	0,7	4,46	0,38
4	0,6	4,7	0,32
5	0,7	4,84	0,24
6	0,7	4,72	0,18

3.2.7 Odporność zamkniętego układu regulacji na zmianę wybranych parametrów

Istotną cechą układów regulacji jest ich odporność na zmianę parametrów obiektu (lub też ich niedokładną identyfikację). W rozprawie założono, że niepewności (zmianie) podlegać będzie moment bezwładności obciążenia J_2 . Przyjęty sposób uwzględnienia obecności luzu w układzie (patrz rozdział 2.5) pokazał, że luz ten można wziąć pod uwagę na etapie projektowania pętli regulacji poprzez zmianę współczynnika sztywności wałka k , stąd też przeanalizowano rozkład zer i biegunów dla przypadku zmiany k . Zakres przeprowadzonych teoretycznie badań koresponduje z możliwościami technicznymi stanowiska laboratoryjnego, stąd też przyjęto konkretne wartości zakresu zmienności omawianych parametrów. Szczegółowy ich opis znajduje się w rozdziale dotyczącym badań symulacyjnych (rozdział 4.1). Łącznie rozważono 3 warianty, w żadnym z nich na etapie doboru nastaw nie brano pod uwagę wpływu tarcia mechanicznego:

1. dobrano nastawy dla układu wyjściowego nie zawierającego luzu ($\alpha = 0$) i charakteryzującego się minimalną wartością momentu bezwładności J_2 , ($N_2 = 0$, co odpowiada $R = J_2/J_1 = 0,84$), następnie badano wpływ zwiększania się J_2 aż do przypadku $N_2 = 6$ krążków, co odpowiada $R = 5,1$. Przemieszczanie się zer oraz biegunów $\Omega_1/\Omega_{\text{REF}}$ dla tej sytuacji zamieszczono na rysunku 3.6.
2. Dobrano nastawy dla układu, w którym nie występuje luz a strona obciążenia charakteryzuje się największym możliwym do uzyskania na stanowisku laboratoryjnym momentem bezwładności: $\alpha = 0$, $N_2 = 6$, co odpowiada $R = 5,1$, następnie badano wpływ zmniejszania się J_2 aż do przypadku $N_2 = 0$ krążków, co odpowiada $R = 0,84$. Przemieszczanie się zer oraz biegunów $\Omega_1/\Omega_{\text{REF}}$ dla tej sytuacji zamieszczono na rysunku 3.7.
3. Dobrano nastawy dla układu wyjściowego nie zawierającego luzu ($\alpha = 0$) i charakteryzującego się minimalną wartością momentu bezwładności J_2 , ($N_2 = 0$, co odpowiada $R = 0,84$), następnie badano wpływ zwiększania się szerokości strefy luzu α w przedziale od 0 do 10 stopni, co uwzględniono poprzez zmniejszanie współczynnika sprężystości od wartości wyjściowej k do $0,28k$, która to wynikała z największej redukcji zarejestrowanej w trakcie eksperymentu na stanowisku laboratoryjnym (patrz tabela 5.2). Przemieszczanie się zer oraz biegunów $\Omega_1/\Omega_{\text{REF}}$ dla tej sytuacji zamieszczono na rysunku 3.8.

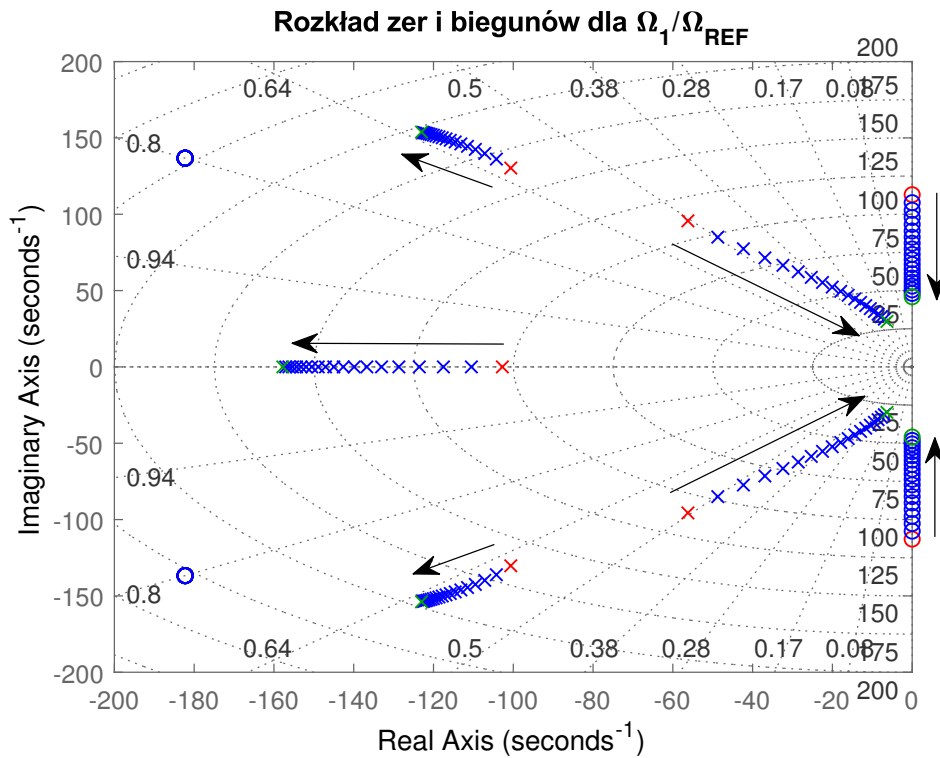
Obliczenia wykonano dla obiektu nietłumionego, jest to zatem przypadek najmniej korzystny z punktu widzenia jakości regulacji/możliwości pojawienia się ewentualnych

drzań, gdyż realnie występujące tarcie będzie zwiększać współczynnik tłumienia. Wymienione rozkłady zer oraz biegunów sporządzono na bazie transmitancji danej wzorem (3.48), przy czym nastawy k_P , ξ_d oraz ω_d dobrano wg tabeli 3.1.

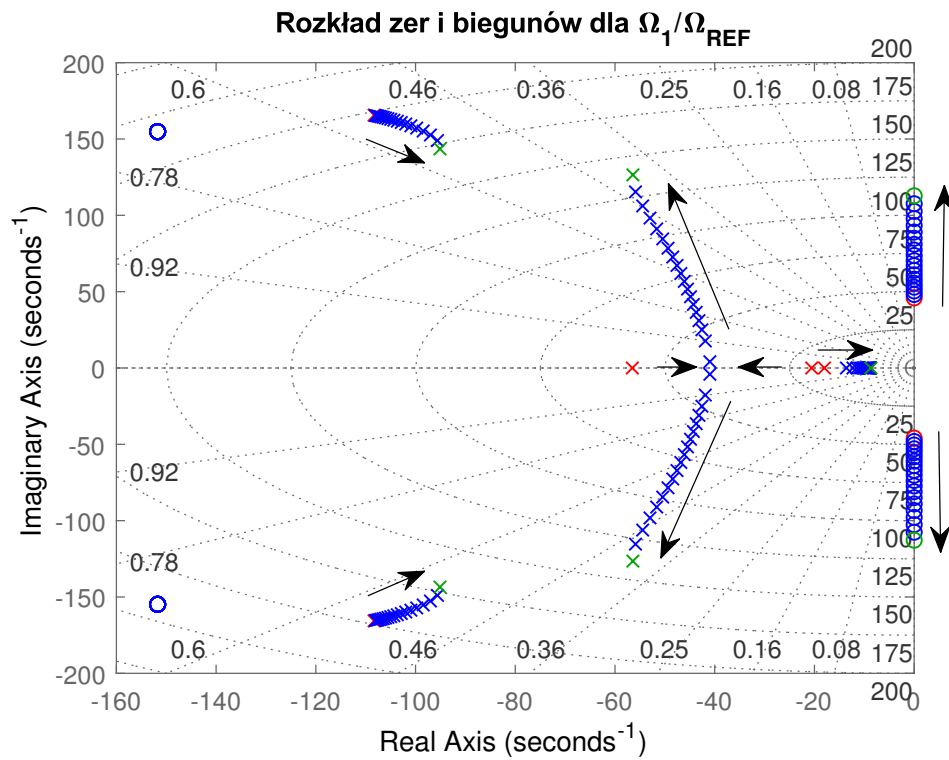
Wnioski płynące z analizy wymienionych przypadków są następujące.

1. Analiza rysunku 3.6 prowadzi do kilku wniosków. Przede wszystkim bieguny można podzielić ze względu na sposób ich przemieszczania się na dwie grupy, pierwsza z nich: dwa zespolone o wyższej wyjściowej pulsacji oraz rzeczywisty, początkowo dominujący, oddalają się od początku układu współrzędnych zachowując w przybliżeniu stały współczynnik tłumienia. Druga grupa zachowuje się odmiennie - przemieszcza się w kierunku zera, tym samym obniżając pulsację oraz współczynnik tłumienia, stając się w konsekwencji biegunami dominującymi. Będzie prowadzić to do pojawienia się coraz słabiej tłumionych drzań o coraz to niższej częstotliwości (w miarę zwiększania się J_2), wnioski te potwierdzono symulacyjnie (rozdział 4.4) oraz eksperymentalnie (rozdział 5.8). Położenie jednej pary zer zespolonych, leżących na osi urojonej, zmienia się z racji zmiany pulsacji antyrezonansowej w funkcji zmiany J_2 , druga para zer pozostaje nieruchoma - wynikają one z nastaw obserwatora.
2. Przesuwanie się biegunów w sytuacji zmniejszania się momentu bezwładności jest istotnie odmiennie (rysunek 3.7) niż w przypadku opisanym powyżej. W punkcie początkowym układ posiada 3 bieguny rzeczywiste (wśród nich znajduje się oczywiście biegun dominujący) oraz 2 zespolone o pulsacjach istotnie wyższych. Dominujący w sytuacji wyjściowej, rzeczywisty biegun przesuwa się w stronę początku układu współrzędnych, pozostając w dalszym ciągu dominującym, natomiast dwa pozostałe stają się zespolone, ich pulsacja dość gwałtownie rośnie a współczynnik tłumienia spada. Relatywnie duża wartość pulsacji związanych ze słabo tłumionymi biegunami w odniesieniu do bieguna dominującego powoduje, że ewentualne oscylacje od nich pochodzące nie będą realnie stanowić problemu w trakcie pracy układu.
3. Zmniejszanie się efektywnego współczynnika sprężystości w wyniku pojawienia się luzu mechanicznego prowadzi do odmiennego niż w obu powyżej opisywanych przypadkach, przemieszczania się biegunów - rysunek 3.8. Dominujący w stanie początkowym, rzeczywisty biegun przesuwa się w stronę początku układu współrzędnych, cały czas pozostając rzeczywistym, z kolei dwa bieguny zespolone o niższych pulsacjach również przemieszczają się w kierunku początku układu współrzędnych. Ich pulsacje maleją jednak szybciej niż pierwotnie dominującego bieguna rzeczywistego, wobec czego stają się dominujące. Ich współczynniki tłumienia maleją wraz ze wzrostem szerokości luzu/zmniejszenia się wymuszenia.

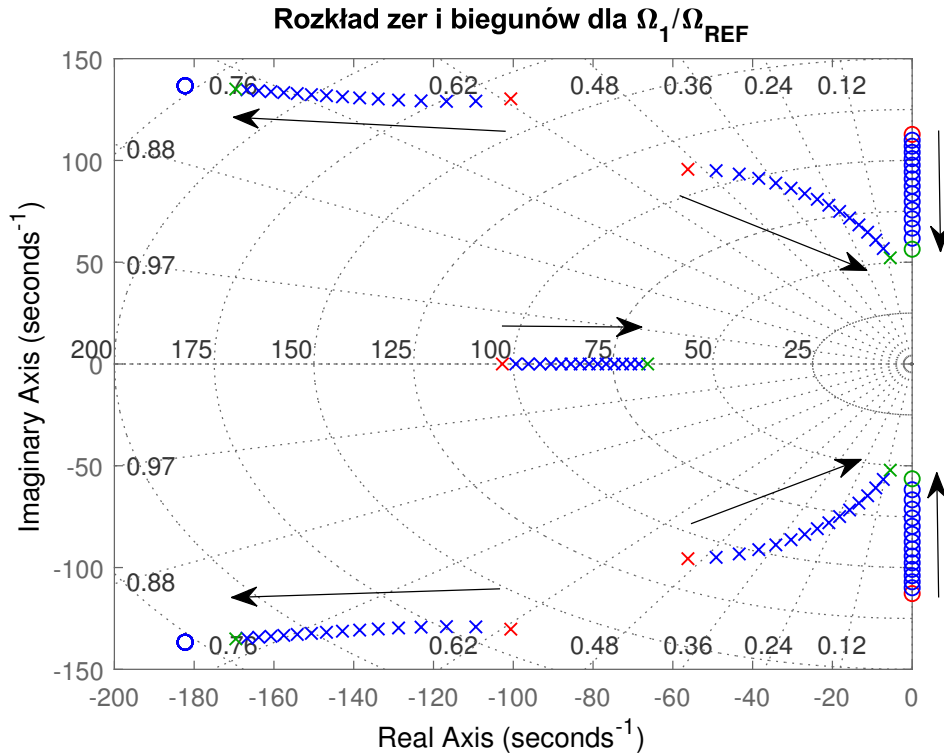
Dwa pozostałe zespolone bieguny oddalają się od początku układu współrzędnych, zwiększając jednocześnie współczynniki tłumienia, zatem ich udział w powstaniu ewentualnych oscylacji będzie mało istotny. Ostatecznie, w przypadku pojawienia się luzu w układzie należy spodziewać się pojawienia relatywnie słabo tłumionych oscylacji o częstotliwości tym niższej im szersza jest strefa luzu.



Rysunek 3.6: Zmiana położenia zer oraz biegunów transmitancji Ω_1/Ω_{REF} przy zmianie R w przedziale od 0,84 do 5,1. Kolorem czerwonym zaznaczono punkty odpowiadające $R = 0,84$, kolorem zielonym punkty odpowiadające $R = 5,1$. Strzałki na wykresie wskazują kierunek przemieszczania się biegunów oraz zer przy zwiększaniu współczynnika R



Rysunek 3.7: Zmiana położenia zer oraz biegunów transmitancji Ω_1/Ω_{REF} przy zmianie R w przedziale od 5,1 do 0,84. Kolorem czerwonym zaznaczono punkty odpowiadające $R = 5,1$, kolorem zielonym punkty odpowiadające $R = 0,84$. Strzałki na wykresie wskazują kierunek przemieszczania się biegunów oraz zer przy zmniejszaniu współczynnika R .



Rysunek 3.8: Zmiana położenia zer oraz biegunów transmitancji Ω_1/Ω_{REF} przy zmianie współczynnika sprężystości od wartości nominalnej do 0,28, odpowiadająca szerokości luzu 10 stopni. Strzałki na wykresie wskazują kierunek przemieszczania się biegunów oraz zer przy zmniejszaniu współczynnika k

3.3 Układ regulacji prędkości ze sprzężeniem zwrotnym od strony silnika oraz obciążenia

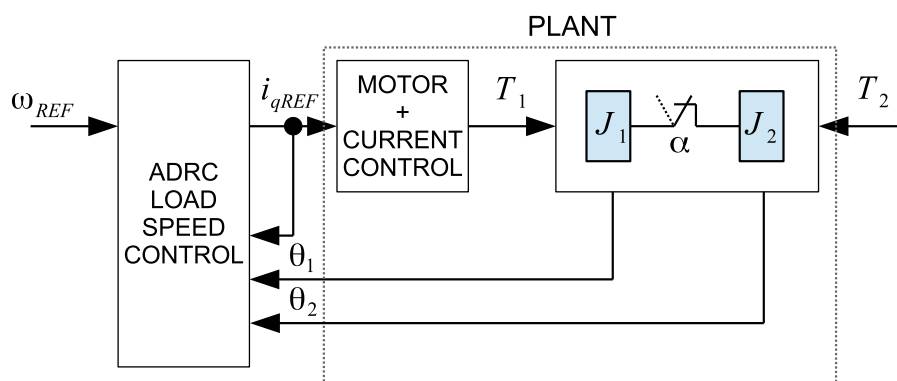
3.3.1 Uwagi wstępne

Regulacja prędkości z pomiarem po stronie silnika oraz obciążenia jest uogólnieniem idei *ADRC*, wymaga jednak modyfikacji w obrębie *ESO*, gdyż struktura rozważana do tej pory zakładała, że estymowane zakłócenie oraz wymuszenie dostają się do obiektu tym samym torem - w literaturze znane jest to jako *Matched Uncertainties*. Jeśli zakłócenie oddziałuje na obiekt kanałem innym niż wymuszenie (*Mismatched Uncertainties*) [63] wówczas typowa struktura nie może zostać zastosowana i należy skorzystać z uogólnionej wersji obserwatora o rozszerzonej przestrzeni stanu - *GESO* - *Generalized Extended State Observer*. Przyjmując, że dostępne są sygnały położenia, zarówno po stronie silnika jak i obciążenia, zaproponowano układ regulacji schematycznie pokazany na rysunku 3.9. Oprócz opisywanej, koniecznej do uwzględnienia, różnicy w strukturze obserwatora, zdecydowano się na sprzężenie od sygnału położenia zamiast prędkości jak to miało miejsce w przypadku sterowania prędkością po stronie silnika. Podejście to jest uzasadnione z kilku powodów:

1. wspólnie dostępne czujniki przemysłowe zwracają sygnał położenia, a nie prędkości,
2. mając na względzie chęć zastosowania regulatora ze sprzężeniem od wektora stanu, gdzie jedną ze zmiennych stanowi estymowany moment skrętny, korzystniejsze okazuje się zastosowanie korekty od położenia zamiast od prędkości, ponieważ dominująca składowa momentu skrętnego pochodzi od skreślenia wału θ_s ,
3. stosując korektę od położen θ_1 oraz θ_2 , *GESO* może odtwarzać prędkości ω_1 oraz ω_2 , pełniąc jednocześnie rolę filtru dolnoprzepustowego,
4. uproszczeniu ulegnie tor przetwarzania sygnału - nie będzie konieczności stosowania filtrów dolnoprzepustowych (wprowadzających m. in. opóźnienie oraz ograniczających pasmo przenoszenia) do filtracji sygnału prędkości.

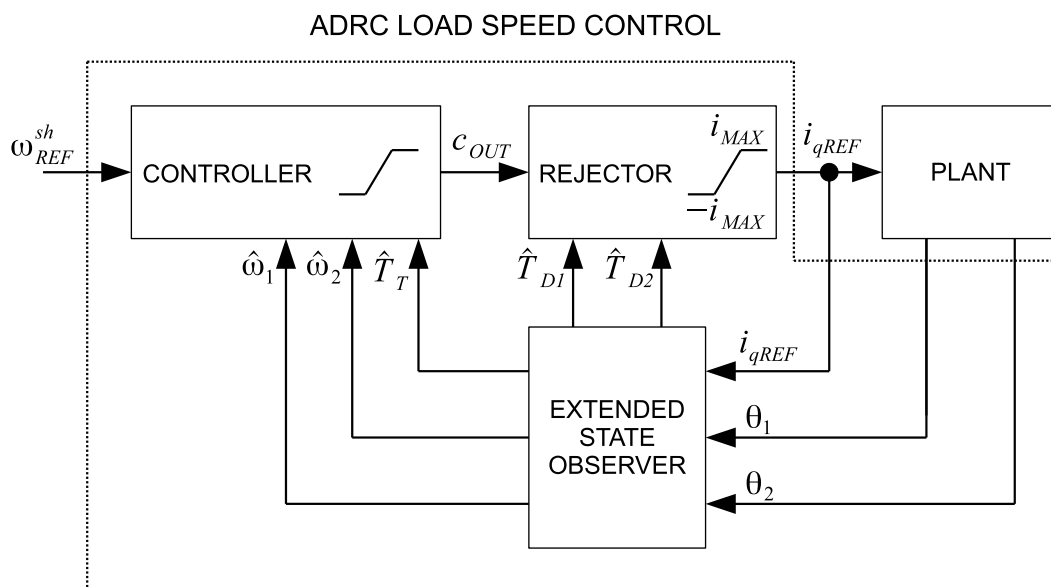
W celu uzasadnienia przyjętego sposobu odtwarzania prędkości, przeprowadzono badania symulacyjne (rozdział 4.3.1) oraz eksperymentalne (rozdział 5.4) potwierdzające skuteczność takiego rozwiązania w odniesieniu do klasycznego podejścia polegającego na filtrowaniu pochodnej sygnału położenia.

Blok *ADRC LOAD SPEED CONTROL* podobnie jak w przypadku sterowania prędkością po stronie silnika, posiada 3 zasadnicze podsystemy (rysunek 3.10).



Rysunek 3.9: Schemat poglądowy układu sterowania prędkością z sygnałami sprzężenia zwrotnego pochodzącymi od strony silnika oraz obciążenia w układzie dwumasowym

Zrezygnowano z bloku kształtowania sygnału, co umotywowano uprzednio w rozdziale 3.1.4.



Rysunek 3.10: Schemat blokowy układu sterowania prędkością po stronie obciążenia za pomocą metody *ADRC*

3.3.2 Uogólniony obserwator o rozszerzonej przestrzeni stanu (*GESO*)

Analogicznie jak w przypadku tworzenia *ESO* opisanej w rozdziale 3.1.2, syntezę układu sterowania rozpoczęto od sformułowania równań opisujących uogólniony obserwator o rozszerzonej przestrzeni stanu *GESO*. Jest on fundamentalny dla układu regulacji. Etapem poprzedzającym formułowanie równań obserwatora jest przedstawienie opisu obiektu w znormalizowanej postaci (równanie (3.74)), celem przygotowania macierzy o odpowiedniej strukturze, które staną się bazą dla równań *GESO* [63].

$$\begin{cases} \dot{\underline{x}}_e = A_e \underline{x}_e + B_e \underline{u} + E \underline{h} \\ \underline{y}_e = C_e \underline{x}_e \end{cases} \quad (3.74)$$

Macierze A_e , B_e , C_e , E są macierzami blokowymi i wyrażają się równaniami (3.75), gdzie indeks e pochodzi od *extended*. Macierz A_e opisuje dynamikę układu w rozszerzonej przestrzeni stanu, natomiast macierze B_e oraz E określają tor oddziaływania odpowiednio wymuszenia zewnętrznego oraz uogólnionych zakłóceń na rozszerzony wektor stanu.

$$A_e = \begin{bmatrix} A & B_d \\ 0 & 0 \end{bmatrix} B_e = \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} C_e = [C \ 0] E = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.75)$$

Występujące wewnątrz macierze A , B , C oraz B_d opisują obiekt w postaci uwzględniającej kanał oddziaływania zakłóceń \underline{u}_D (równanie (3.77)). Odwołując się do modelu obiektu z rysunku 2.3 oraz przytaczając opisujący go układ równań przy założeniu, że tłumienie w wałku jest pomijalne, otrzymano (3.76)

$$\begin{cases} J_1 \dot{\omega}_1 = T_1 - k(\theta_1 - \theta_2) + \overbrace{-B_\omega \omega_1 - T_C \text{sgn}(\omega_1)}^{T_{D1}} \\ J_2 \dot{\omega}_2 = k(\theta_1 - \theta_2) + \overbrace{-B_\omega \omega_2 - T_C \text{sgn}(\omega_2) - T_2}^{T_{D2}} \end{cases} \quad (3.76)$$

gdzie T_{D1} oraz T_{D2} są momentami zakłócającymi oddziałującymi po stronie silnika oraz obciążenia. Przyjmując wektor stanu w postaci $\underline{x} = [\theta_1 \ \omega_1 \ \theta_2 \ \omega_2]^T$, wektor wymuszeń jako pojedynczy sygnał momentu elektromagnetycznego $u = T_1$, wektor momentów zakłócających $\underline{u}_d = [T_{D1} \ T_{D2}]^T$ oraz dokonując odpowiednich przekształceń otrzymano (3.78)

$$\begin{cases} \dot{\underline{x}} = A \underline{x} + B \underline{u} + B_d \underline{u}_d \\ \underline{y} = C \underline{x} + D \underline{u} \end{cases} \quad (3.77)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\theta}_1 \\ \dot{\omega}_1 \\ \dot{\theta}_2 \\ \dot{\omega}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{k}{J_1} & 0 & \frac{k}{J_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ \frac{k}{J_2} & 0 & -\frac{k}{J_2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_1 \\ \omega_1 \\ \theta_2 \\ \omega_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{J_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} T_1 + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{J_1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{J_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_{D1} \\ T_{D2} \end{bmatrix} \quad (3.78)$$

gdzie macierze układu dane są (3.79) a macierz B_d opisuje tor oddziaływania momentów zakłócających.

$$\begin{aligned}
 A &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{k}{J_1} & 0 & \frac{k}{J_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ \frac{k}{J_2} & 0 & -\frac{k}{J_2} & 0 \end{bmatrix} \\
 B &= \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{J_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\
 C &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \\
 D &= [0] \\
 B_d &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{J_1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{J_2} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.79}$$

Chcąc odtwarzać w czasie rzeczywistym momenty zakłócające T_{D1} oraz T_{D2} należy rozszerzyć przestrzeń stanu o dodatkowe zmienne, które oznaczono w tym przypadku odpowiednio przez f_1 i f_2 , co w konsekwencji daje nowy wektor stanu $\underline{x}_e = [\theta_1 \ \omega_1 \ \theta_2 \ \omega_2 \ f_1 \ f_2]^T$. Uwzględniając następnie (3.74) oraz (3.75) i podstawiając moment elektromagnetyczny w postaci $T_1 = k_T i_{qREF}$ (przyjęto, że stała czasowa pętli regulacji prądu jest nieistotna wobec mechanicznych stałych czasowych, co udokumentowano w rozdziale 5.2), dało w rezultacie (3.80). Stałą transformacji k_T włączono do macierzy B_e .

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{\theta}_1 \\ \dot{\omega}_1 \\ \dot{\theta}_2 \\ \dot{\omega}_2 \\ \dot{f}_1 \\ \dot{f}_2 \end{bmatrix}}_{\underline{\dot{x}}_e} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{k}{J_1} & 0 & \frac{k}{J_1} & 0 & \frac{1}{J_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{k}{J_2} & 0 & -\frac{k}{J_2} & 0 & 0 & \frac{1}{J_2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{A_e} \underbrace{\begin{bmatrix} \theta_1 \\ \omega_1 \\ \theta_2 \\ \omega_2 \\ f_1 \\ f_2 \end{bmatrix}}_{\underline{x}_e} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ \frac{k_T}{J_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_e} i_{qREF} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}_E \underbrace{\begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix}}_h \tag{3.80}$$

gdzie $h_1 = \dot{f}_1$ oraz $h_2 = \dot{f}_2$ są pochodnymi momentów zakłócających. Równanie obserwatora odtwarzającego wektor stanu $\hat{\underline{x}}_e$ na podstawie sygnału wejściowego i_{qREF} oraz korekty od położenia θ_1 i θ_2 ma postać [63] (3.81).

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{\theta}}_1 \\ \dot{\hat{\omega}}_1 \\ \dot{\hat{\theta}}_2 \\ \dot{\hat{\omega}}_2 \\ \dot{\hat{f}}_1 \\ \dot{\hat{f}}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{k}{J_1} & 0 & \frac{k}{J_1} & 0 & \frac{1}{J_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{k}{J_2} & 0 & -\frac{k}{J_2} & 0 & 0 & \frac{1}{J_2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\theta}_1 \\ \hat{\omega}_1 \\ \hat{\theta}_2 \\ \hat{\omega}_2 \\ \hat{f}_1 \\ \hat{f}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{k_T}{J_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} i_{q\text{REF}} + \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \\ L_{31} & L_{32} \\ L_{41} & L_{42} \\ L_{51} & L_{52} \\ L_{61} & L_{62} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_1 - \hat{\theta}_1 \\ \theta_2 - \hat{\theta}_2 \end{bmatrix} \quad (3.81)$$

gdzie $\hat{f}_1 = \hat{T}_{D1}$, $\hat{f}_2 = \hat{T}_{D2}$. Ponieważ tłumienie wewnętrzne w wałku zostało pominięte $B \approx 0$, to na podstawie odtworzonych położenia $\hat{\theta}_1$ oraz $\hat{\theta}_2$ można obliczyć estymowany moment skrętny (3.82).

$$\hat{T}_T = k (\hat{\theta}_1 - \hat{\theta}_2) \quad (3.82)$$

Dobór wzmocnień L_{11}, \dots, L_{62} przeprowadzono metodą lokowania biegunów, korzystając z wbudowanej w pakiet *Matlab* funkcji *place*, sprowadzając dynamikę obserwatora do potrójnego układu rzędu II o współczynniku tłumienia $\xi_d = \frac{\sqrt{2}}{2}$ i paśmie dużo większym niż spodziewana najwyższa pulsacja rezonansowa $\omega_d \gg \omega_r$, jednocześnie pamiętając, aby spełnić warunek $\omega_d < 0,25 \frac{1}{T_{TE}}$.

3.3.3 Blok odsprzęgnięcia sygnału zakłócenia

Podobnie jak miało to miejsce w przypadku poprzedniej struktury regulacji (rozdział 3.2) tak i tutaj występuje blok odsprzęgnięcia sygnałów zakłócających *Rejector*, który został opisany w dziedzinie operatorowej równaniem (3.83). Równanie to różni się stałym współczynnikiem względem równania (3.12).

$$I_{q\text{REF}} = \frac{C_{\text{OUT}} - (k_{D1}\hat{T}_{D1} + k_{D2}\hat{T}_{D2})}{k_T} \quad (3.83)$$

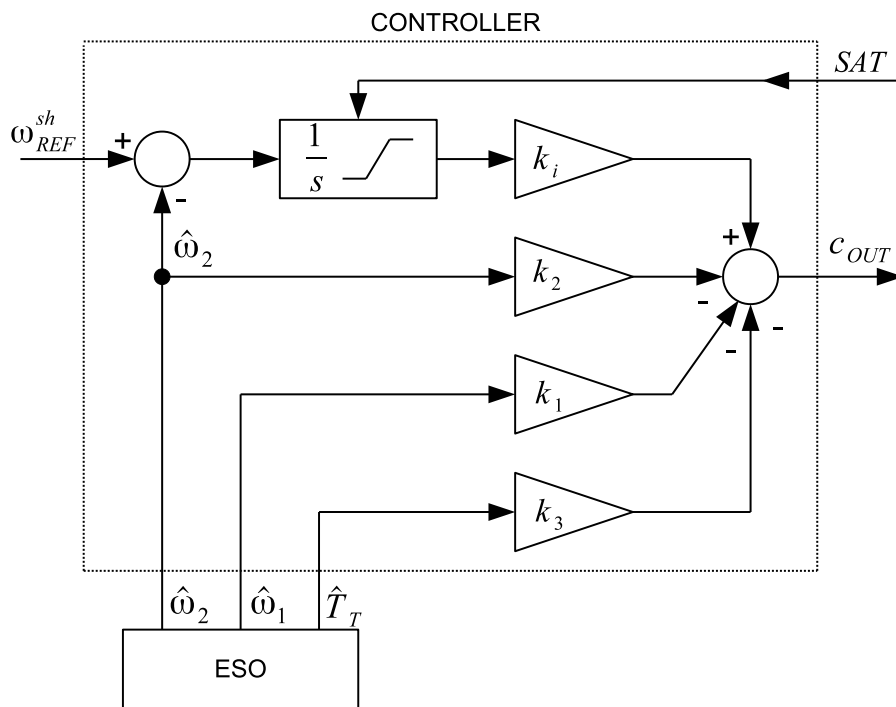
3.3.4 Regulator

Mając do dyspozycji odtworzone prędkości $\hat{\omega}_1$ oraz $\hat{\omega}_2$ jak również moment skrętny \hat{T}_T możliwa jest implementacja regulatora w przestrzeni stanu, dzięki czemu można uzyskać bardzo dobre rezultaty procesu regulacji [64], [6]. Zdecydowano się zastosować strukturę opisaną m. in. w [12] - dany równaniem (3.85) dla regulacji prędkości obciążenia oraz równaniem (3.84) dla regulacji prędkości po stronie silnika. Regulatory te posiadają dodatkowy stan będący całką z uchybu regulowanej prędkości odpowiednio ω_1 oraz ω_2 w celu eliminacji uchybu ustalonego przy wymuszeniu skokowym. *SAT* jest sygnałem

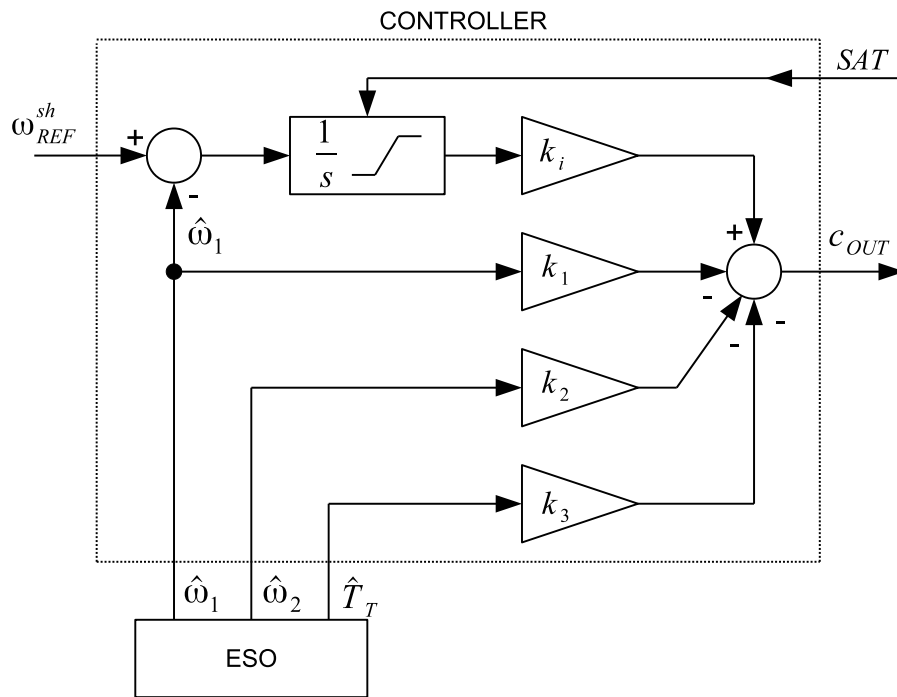
binarnym oznaczającym, że wyjście bloku odsprężenia (de facto sygnał sterujący) pracuje w nasyceniu, w konsekwencji czego akcja całkująca w regulatorze zostaje wstrzymana. Schematy blokowe odpowiadające opisywanym regulatorom w przestrzeni stanu zamieszczono na rysunkach 3.11 oraz 3.12 dla regulatora prędkości odpowiednio po stronie obciążenia oraz silnika.

$$C_{OUT} = \frac{k_i}{s} (\Omega_{REF} - \hat{\Omega}_1) - k_1 \hat{\Omega}_1 - k_2 \hat{\Omega}_2 - k_3 \hat{T}_T \quad (3.84)$$

$$C_{OUT} = \frac{k_i}{s} (\Omega_{REF} - \hat{\Omega}_2) - k_1 \hat{\Omega}_1 - k_2 \hat{\Omega}_2 - k_3 \hat{T}_T \quad (3.85)$$



Rysunek 3.11: Schemat blokowy regulatora prędkości od strony obciążenia.



Rysunek 3.12: Schemat blokowy regulatora prędkości od strony silnika.

3.3.5 Właściwości statyczne i dynamiczne pętli regulacji prędkości z regulatorem stanu. Dobór parametrów

Zastosowanie regulatora ze sprzężeniem od zmiennych stanu pozwala w dość swobodny sposób kształtować docelową dynamikę zamkniętej pętli regulacji. Przyjmując, że pasmo obserwatora spełnia warunki opisane w podrozdziale 3.3.2, następnie wiążąc to równanie z modelem obiektu (2.13) przy założeniu, że tłumienie w wałku jest pomijalne i równaniem bloku odsprzęgania otrzymano w dziedzinie operatorowej (3.86).

$$\begin{cases} sJ_1\Omega_1 = T_1 - T_T + T_{D1} \\ sJ_2\Omega_2 = T_T + T_{D2} \\ sT_T = k(\Omega_1 - \Omega_2) \\ T_1 = k_T I_{qREF} = C_{OUT} - (k_{D1}\hat{T}_{D1} + k_{D2}\hat{T}_{D1}) \end{cases} \quad (3.86)$$

Podchodząc do doboru wzmocnień układu regulacji przyjęto odmienne podejście niż miało to miejsce w przypadku układu regulacji ze sprzężeniem od prędkości jedynie po stronie silnika (rozdział 3.2). W obecnie omawianej strukturze regulacji, *GESO* ma za zadanie poprawnie odtworzyć zmienne stanu (również te odpowiadające za estymację zakłóceń), natomiast właściwości statyczne i dynamiczne zamkniętej pętli regulacji mają wynikać z parametrów regulatora w przestrzeni stanu oraz bloku odsprzęgania. W poprzednio omawianej strukturze założono, że dynamika zamkniętej pętli regulacji będzie kształtowana również parametrami samego obserwatora, co było podyktowane zastosowaniem bardzo prostego regulatora (typu P). Zakładając, że *GESO* ma dostatecznie szerokie pasmo, można przyjąć, że $\hat{T}_{D1} \approx T_{D1}$, oraz $\hat{T}_{D2} \approx T_{D2}$. Łatwo wtedy zauważyć, że przy $k_{D1} = 1$ uproszczeniu ulega pierwsze z równań z układu (3.87), a całkowity moment zakłócający działający na masę J_1 zostaje wyrugowany. Chcąc wyrugować w stanie ustalonym zakłócenie od strony obciążenia, przyjęto również $k_{D2} = 1$.

$$\begin{cases} sJ_1\Omega_1 = C_{OUT} - k_{D1}\hat{T}_{D1} - k_{D2}\hat{T}_{D2} - T_T + T_{D1} = C_{OUT} - k_{D2}\hat{T}_{D2} - T_T \\ sJ_2\Omega_2 = T_T + T_{D2} \\ sT_T = k(\Omega_1 - \Omega_2) \end{cases} \quad (3.87)$$

3.3.5.1 Regulacja prędkości po stronie obciążenia

Posiadając opis matematyczny obiektu po odsprzęgnięciu estymowanych momentów zakłócających \hat{T}_{D1} oraz \hat{T}_{D2} , możliwe jest zamknięcie pętli sprzężenia zwrotnego zaproponowanym regulatorem od zmiennych stanu i wyprowadzenie transmitancji

obrazujących związki istotne z punktu widzenia właściwości układu regulacji poprzez podstawienie (3.85) do (3.87) i rozwiązanie układu równań ze względu na:

1. $\frac{\Omega_2}{\Omega_{REF}}$ przy założeniu, że $T_{D2} = 0$, co prowadzi do (3.88),
2. $\frac{\Omega_2}{T_{D2}}$ przy założeniu, że $\Omega_{REF} = 0$, skąd uzyskano (3.89),

$$\frac{\Omega_2}{\Omega_{REF}} = \frac{\omega_a^2 \frac{k_i}{J_1}}{s^4 + \frac{k_1}{J_1} s^3 + \left(\omega_r^2 + \frac{k_3 k}{J_1} \right) s^2 + \omega_a^2 \frac{k_1 + k_2}{J_1} s + \omega_a^2 \frac{k_i}{J_1}} \quad (3.88)$$

$$\frac{\Omega_2}{T_{D2}} = \frac{1}{J_2} \frac{s \left(s^2 + \frac{k_1}{J_1} s + \frac{k}{J_1} (k_3 + 1 - k_{D2}) \right)}{s^4 + \frac{k_1}{J_1} s^3 + \left(\omega_r^2 + \frac{k_3 k}{J_1} \right) s^2 + \omega_a^2 \frac{k_1 + k_2}{J_1} s + \omega_a^2 \frac{k_i}{J_1}}. \quad (3.89)$$

Pamiętać należy, że moment obciążający T_2 zawiera się w T_{D2} (równanie (3.76)).

3.3.5.2 Regulacja prędkości po stronie silnika

Wykonując analogiczne przekształcenia dla regulatora ze sprzężeniem zwrotnym od strony silnika (podstawiając (3.84) do (3.87)), uzyskano:

1. $\frac{\Omega_1}{\Omega_{REF}}$ dla $T_{D2} = 0$ - równanie (3.90),
2. $\frac{\Omega_1}{T_{D2}}$ dla $\Omega_{REF} = 0$ - równanie (3.91),

$$\frac{\Omega_1}{\Omega_{REF}} = \frac{\frac{k_i}{J_1} (s^2 + \omega_a^2)}{s^4 + \frac{k_1}{J_1} s^3 + \left(\omega_r^2 + \frac{k_3 k}{J_1} + \frac{k_i}{J_1} \right) s^2 + \omega_a^2 \frac{k_1 + k_2}{J_1} s + \omega_a^2 \frac{k_i}{J_1}} \quad (3.90)$$

$$\frac{\Omega_1}{T_{D2}} = \frac{1}{J_1} \frac{s \left(k_{D2} s^2 + \frac{k_2}{J_2} s + \frac{k}{J_2} (k_{D2} - k_3 - 1) \right)}{s^4 + \frac{k_1}{J_1} s^3 + \left(\omega_r^2 + \frac{k_3 k}{J_1} + \frac{k_i}{J_1} \right) s^2 + \omega_a^2 \frac{k_1 + k_2}{J_1} s + \omega_a^2 \frac{k_i}{J_1}} \quad (3.91)$$

3.3.5.3 Dobór wzmocnień

Zaproponowane regulatory ze sprzężeniem od zmiennych stanu posiadają dodatkową zmienną będącą całką z uchybu prędkości, co gwarantuje sprowadzenie uchybu regulacji do zera. Docelową dynamikę zamkniętej pętli regulacji ukształtowano stosując metodę lokowania biegunów, poprzez sprowadzenie mianowników transmitancji $\frac{\Omega_2}{\Omega_{REF}}$ i $\frac{\Omega_2}{T_{D2}}$ do obiektu 4. rzędu, składającego się z dwóch obiektów rzędu 2. o pulsacji granicznej ω_c i tłumieniu ξ_c połączonych kaskadowo (równanie (3.92)). Podobne podejście stosowane jest w literaturze [12]. Metoda lokowania biegunów pozwala kształtować właściwości dynamiczne układu zamkniętego, pod warunkiem że parametry obiektu regulacji zostaną poprawnie zidentyfikowane. Założono, że znane są parametry związane z charakterystykami częstotliwościowymi: ω_r , ω_a oraz moment bezwładności po stronie

silnika J_1 . W trakcie doboru nastaw nie brano pod uwagę informacji odnośnie tarcia w układzie.

$$M(s) = (s^2 + 2\xi_c\omega_c s + \omega_c^2)^2 = s^4 + 4\omega_c\xi_c s^3 + (4\omega_c^2\xi_c^2 + 2\omega_c^2) s^2 + 4\omega_c^3\xi_c s + \omega_c^4 \quad (3.92)$$

Porównując współczynniki przy odpowiednich potęgach $M(s)$ (równanie (3.92)) ze współczynnikami wielomianów w mianowniku równań (3.88) i (3.89), otrzymano zależności na wzmacnienia (3.93) regulatora prędkości po stronie obciążenia

$$\begin{cases} k_1 = 4\xi_c\omega_c J_1 \\ k_2 = 4\xi_c\omega_c^3 \frac{J_1}{\omega_a^2} - k_1 \\ k_3 = \frac{J_1}{k} (4\xi_c^2\omega_c^2 + 2\omega_c^2 - \omega_r^2) \\ k_i = \omega_c^4 \frac{J_1}{\omega_a^2} \end{cases} \quad (3.93)$$

Postępując analogicznie wobec transmitancji $\frac{\Omega_1}{\Omega_{REF}}$ i $\frac{\Omega_1}{T_{D2}}$ otrzymano poniższe zależności na wzmacnienia (3.94) dla regulatora prędkości po stronie silnika

$$\begin{cases} k_1 = 4\xi_c\omega_c J_1 \\ k_2 = 4\xi_c\omega_c^3 \frac{J_1}{\omega_a^2} - k_1 \\ k_3 = \frac{J_1}{k} \left(4\xi_c^2\omega_c^2 + 2\omega_c^2 - \omega_r^2 - \frac{\omega_c^4}{\omega_a^2} \right) \\ k_i = \omega_c^4 \frac{J_1}{\omega_a^2} \end{cases} \quad (3.94)$$

Transmitancja $\frac{\Omega_1}{\Omega_{REF}}$ zawiera zespolone zero (wynikające ze zjawiska antyrezonansu). Aby dokonać kompensacji tego zera, docelowy mianownik transmitancji $\frac{\Omega_1}{\Omega_{REF}}$ powinien mieć postać (3.95) po to, aby możliwa była redukcja zera poprzez odpowiednio dobrany biegun. Porównując odpowiednie współczynniki wielomianów, wyznaczono wzmacnienia dla tego przypadku (3.96).

$$M(s) = (s^2 + 2\xi_c\omega_c s + \omega_c^2) (s^2 + \omega_a^2) \quad (3.95)$$

$$\begin{cases} k_1 = 4\xi_c\omega_c J_1 \\ k_2 = 0 \\ k_3 = -1 \\ k_i = \omega_c^2 J_1. \end{cases} \quad (3.96)$$

W praktyce jednak taka kompensacja jest dość kłopotliwa, gdyż wymaga bardzo dokładnej znajomości parametrów obiektu, w szczególności $\omega_c = \omega_a$ i nawet niewielkie odchylenia w tym zakresie spowodują, że kompensacja ta okaże się nieskuteczna. Co jest warte odnotowania, w tej sytuacji regulator nie wykorzystuje sygnału prędkości po stronie obciążenia $k_2 = 0$.

Podsumowując, dobór wzmocnień dla regulatora w przestrzeni stanu tak po stronie silnika jak i obciążenia wymaga znajomości pulsacji rezonansowej ω_r oraz antyrezonansowej ω_a jak również współczynnika sztywności k i momentu bezwładności po stronie silnika J_1 . Parametry te są związane ze sobą zależnościami (2.2), zatem wystarczy znać 3 dowolne z nich aby obliczyć potrzebne wielkości.

3.3.6 Odporność zamkniętego układu regulacji na zmianę wybranych parametrów

Niniejszy podrozdział nawiązuje ściśle do podobnego podrozdziału poświęconego badaniu odporności układu z jednym sygnałem sprzężenia zwrotnego (patrz 3.2.7). Przyjęto takie same 3 warianty testów, w żadnym z nich na etapie doboru nastaw nie brano pod uwagę wpływu tarcia mechanicznego, natomiast w odróżnieniu od analizy z rozdziału 3.2.7, w tym przypadku badane jest zachowanie się transmitancji Ω_2/Ω_{REF} dla następujących wariantów:

1. dobrano nastawy dla układu początkowego nie zawierającego luzu ($\alpha = 0$) i charakteryzującego się minimalną wartością momentu bezwładności J_2 , ($N_2 = 0$, co odpowiada $R = 0,84$), następnie badano wpływ zwiększania się J_2 aż do przypadku $N_2 = 6$ krążków, co odpowiada $R = 5,1$. Przemieszczanie się zer oraz biegunów Ω_2/Ω_{REF} dla tej sytuacji zamieszczono na rysunku 3.13.
2. Dobrano nastawy dla układu, w którym nie występuje luz a strona obciążenia charakteryzuje się największym możliwym do uzyskania na stanowisku laboratoryjnym momentem bezwładności: $\alpha = 0$, $N_2 = 6$, co odpowiada $R = 5,1$, następnie badano wpływ zmniejszania się J_2 aż do przypadku $N_2 = 0$ krążków, co odpowiada $R = 0,84$. Przemieszczanie się zer oraz biegunów Ω_2/Ω_{REF} dla tej sytuacji zamieszczono na rysunku 3.14.
3. Dobrano nastawy dla układu wyjściowego nie zawierającego luzu ($\alpha = 0$) i charakteryzującego się minimalną wartością momentu bezwładności J_2 , ($N_2 = 0$, co odpowiada $R = 0,84$), następnie badano wpływ zwiększania się szerokości strefy luzu α w przedziale od 0 do 10 stopni, co uwzględniono poprzez zmniejszanie współczynnika sprężystości od wartości wyjściowej k do $0,28k$, która to wynikała z największej redukcji zarejestrowanej w trakcie eksperymentu na stanowisku laboratoryjnym (patrz tabela 5.2). Przemieszczanie się zer oraz biegunów Ω_2/Ω_{REF} dla tej sytuacji zamieszczono na rysunku 3.15.

Jako pożądane nastawy przyjęto $\omega_c = 150 \frac{rad}{s}$ oraz $\xi_c = 1$, $k_{D2} = 1$.

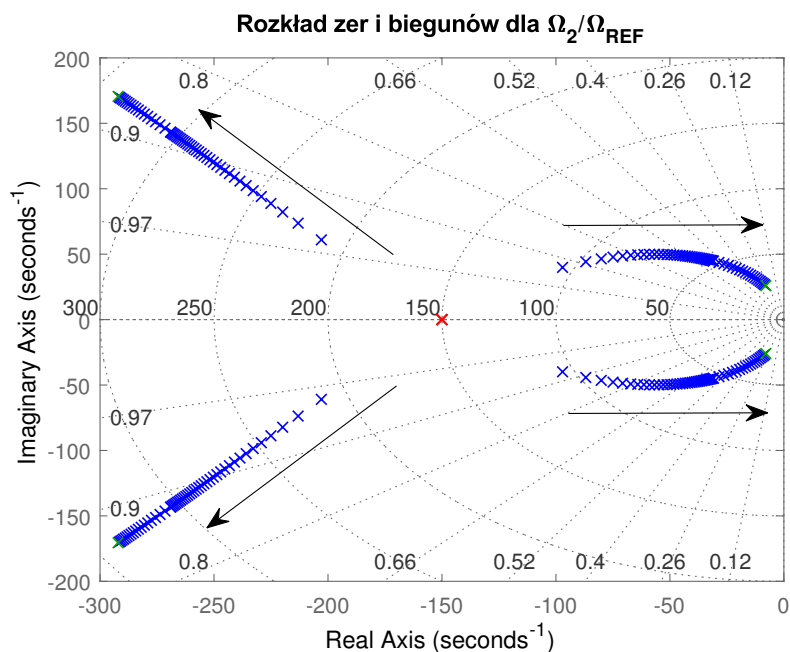
Z analizy zmienności położenia biegunów wysunięto następujące wnioski.

1. Zwiększanie momentu bezwładności obciążenia powoduje, że bieguny zamkniętego układu regulacji można podzielić na dwie grupy. Pierwsza z nich obejmuje dwa bieguny sprzężone oddalające się od początku układu współrzędnych, dla których współczynnik tłumienia zmniejsza się relatywnie niewiele, osiągając wartość przekraczającą 0,85 w najgorszym przypadku. Dlatego też bieguny te nie będą

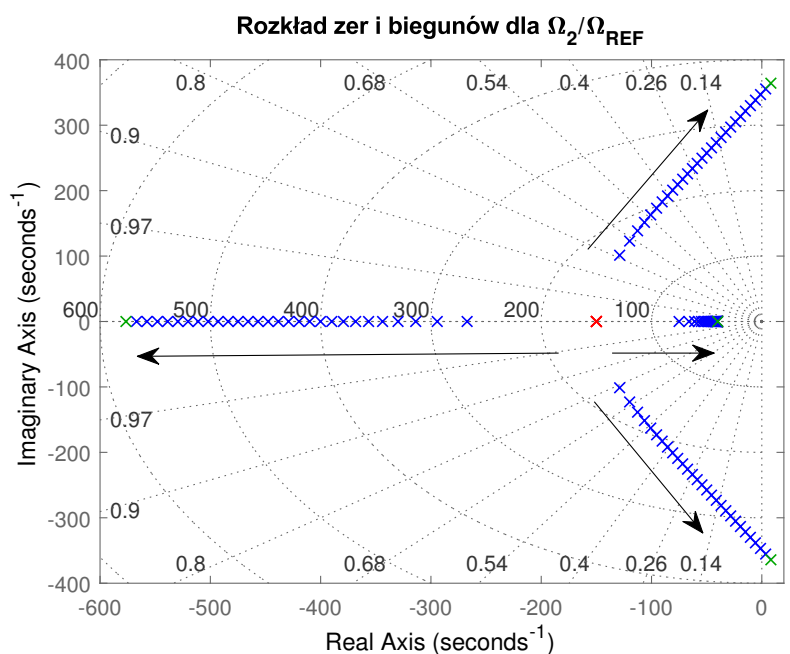
pogarszać właściwości dynamicznych. Druga grupa składa się z dwóch biegunów zespolonych przemieszczających się w kierunku początku układu współrzędnych, dla tych biegunów dość gwałtownie maleje współczynnik tłumienia oraz pulsacja, przez co będą one powodem wystąpienia słabo tłumionych oscylacji o relatywnie niskiej częstotliwości.

2. Zmniejszanie momentu bezwładności obciążenia powoduje, że układ zamknięty posiada dwa bieguny rzeczywiste: jeden oddalający się od początku układu współrzędnych a drugi zmierzający do jego początku (ten pozostaje dominujący cały czas), oraz dwa sprzężone, których pulsacja ulega zwiększeniu a współczynnik tłumienia zmniejszeniu, gdzie dla $R < 1$ bieguny te posiadają dodatnią część rzeczywistą, co będzie prowadzić do niestabilności.
3. Zmniejszanie efektywnego współczynnika sprężystości niesie podobne konsekwencje jak zmniejszanie momentu bezwładności, z tą różnicą, że pulsacja biegunów sprzężonych nie ulega zwiększeniu ale zmniejszeniu. Bieguny te przemieszczają się w kierunku dodatniej części płaszczyzny zespolonej, w konsekwencji czego można spodziewać się, że dalsza redukcja efektywnego współczynnika sprężystości (będąca efektem albo poszerzenia strefy luzu albo dalszego ograniczania amplitudy drgań) doprowadziła by do niestabilności zamkniętej pętli regulacji.

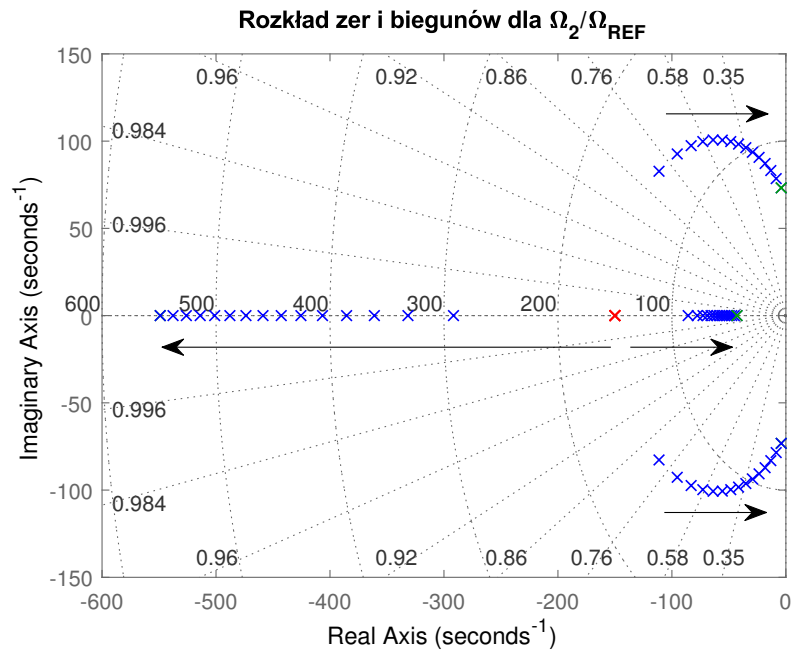
Podsumowując, zarówno zmniejszanie się momentu bezwładności po stronie obciążenia jak i pojawienie się luzu mechanicznego w układzie może prowadzić do niestabilności zamkniętej pętli regulacji. Badania przeprowadzone w identycznym zakresie zmian parametrów dla układu ze sprzężeniem zwrotnym tylko od strony silnika nie wykazało takich cech, przez co należy sądzić, że układ ten będzie wykazywać większą odporność na niewłaściwą identyfikację parametrów obiektu.



Rysunek 3.13: Zmiana położenia zer oraz biegunów transmitancji Ω_2/Ω_{REF} przy zmianie R w przedziale od 0,84 do 5,1. Kolorem czerwonym zaznaczono punkty odpowiadające $R = 0,84$, kolorem zielonym punkty odpowiadające $R = 5,1$.



Rysunek 3.14: Zmiana położenia zer oraz biegunów transmitancji Ω_2/Ω_{REF} przy zmianie R w przedziale od 5,1 do 0,84. Kolorem czerwonym zaznaczono punkty odpowiadające $R = 5,1$, kolorem zielonym punkty odpowiadające $R = 0,84$.



Rysunek 3.15: Zmiana położenia zer oraz biegunów transmitancji Ω_2/Ω_{REF} przy zmianie współczynnika sprężystości od wartości nominalnej k do $0,28k$, odpowiadająca szerokości luzu 10 stopni.

Rozdział 4

Badania symulacyjne

Celem badań symulacyjnych było sprawdzenie słuszności opracowywanych koncepcji przed ich ostateczną weryfikacją na stanowisku laboratoryjnym. Oprócz tego w drodze symulacji przeprowadzono badania w zakresie niemożliwym do realizacji w warunkach laboratoryjnych, w szczególności zachowania się w warunkach idealnych - przy braku tarcia. Badania symulacyjne przeprowadzono w pakiecie Matlab/Simulink. Założono, że badania symulacyjne będą ściśle związane ze stanowiskiem laboratoryjnym użytym do weryfikacji hipotez badawczych, stąd starano się możliwie wiernie odzwierciedlić jego strukturę, w tym:

- rozdzielczość czujników położenia (24 bity dla części silnikowej oraz 14 bitów dla strony obciążenia),
- częstotliwość próbkowania pomiarów ($10 \text{ kHz} \rightarrow T_{sD} = 100 \mu\text{s}$) będącą jednocześnie częstotliwością pracy pętli regulacji prądu oraz pętli regulacji prędkości,
- istniejącą strukturę pętli regulacji prądu - regulator o dwóch stopniach swobody - rysunek 4.2,
- ogólną strukturę programu DSP, w celu przeniesienia określonych symulacyjnie parametrów układów regulacji na docelowe stanowisko laboratoryjne bez konieczności wykonywania dodatkowych ich przeliczeń.

W trakcie prowadzenia badań symulacyjnych przyjęto następujący sposób postępowania:

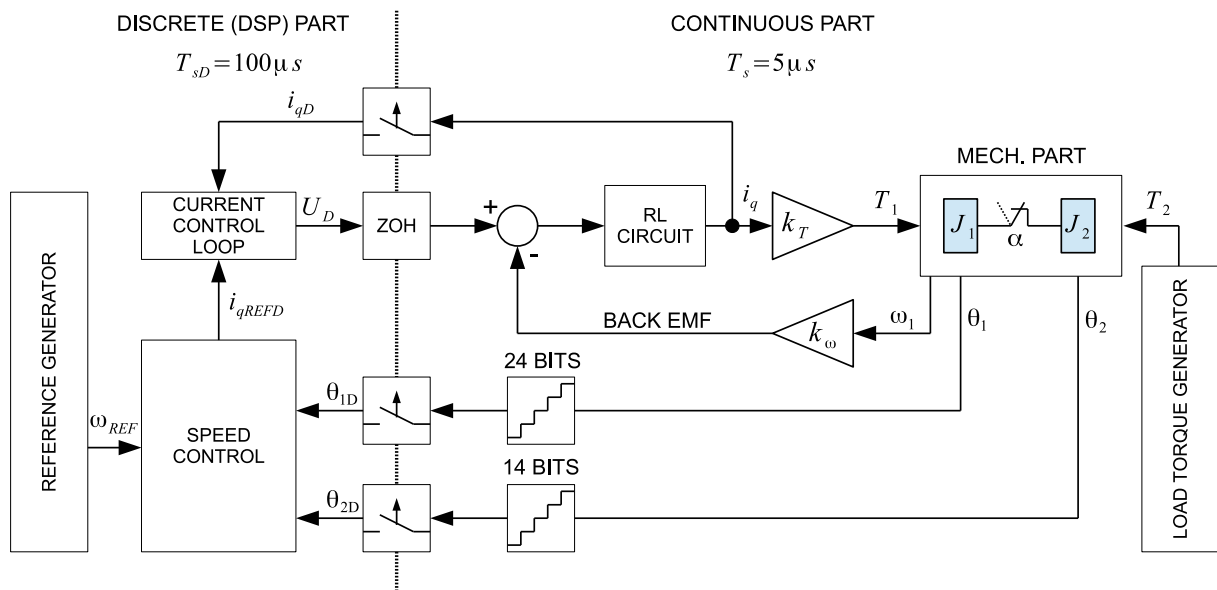
- bazując na równaniach przedstawionych w rozdziale 2, przygotowano model numeryczny obiektu w środowisku Simulink, zastosowano stały krok próbkowania $T_s = 5 \mu\text{s}$ oraz metodę całkowania *ODE3* przy modelowaniu części ciągłej ,

- zaimplementowano w formie dyskretnej analizowane struktury regulacji opisane w rozdziale (3), zastosowano metodę dyskretyzacji Eulera w przód oraz krok próbkowania $T_{sD} = 100^{-} \text{s}$,
- znając parametry modelu (stanowiska laboratoryjnego), dokonano doboru nastaw wybranych struktur regulacji dla obiektu ciągłego, następnie stosując przyjętą metodę dyskretyzacji, określono wartości parametrów tychże regulatorów w postaci dyskretnej,
- zweryfikowano poprawność działania kompletnych układów regulacji na podstawie analizy wybranych przebiegów oraz wskaźników jakości, w razie konieczności ponownie dobierano nastawy. W toku badań symulacyjnych, wyniki porównywano z innymi, znanymi metodami sterowania (PI - 2DOF),
- współczynniki zweryfikowanych symulacyjnie struktur regulacji przenoszono do programu *DSP* stanowiska laboratoryjnego.

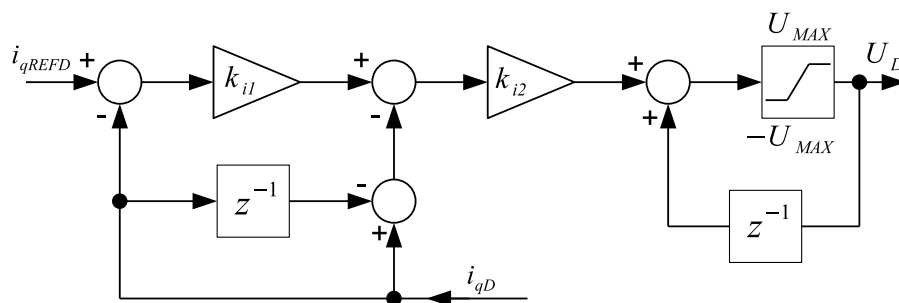
4.1 Model numeryczny i parametry obiektu oraz stanowiska laboratoryjnego

Opierając się na algorytmie postępowania, opisanym we wstępie bieżącego rozdziału, zbudowano model numeryczny pozwalający odzwierciedlić istotne z punktu widzenia rozprawy właściwości części mechanicznej obiektu oraz najistotniejsze właściwości części elektrycznej. Schemat blokowy modelu przedstawiono na rysunku 4.1. Podział na dwie części wynika z różnych częstotliwości próbkowania. Przejście z części o dłuższym okresie próbkowania do części o krótszym okresie (części pseudociągłej) odbywa się za pomocą *ZOH* - *Zero Order Hold* - ekstrapolatora zerowego rzędu, natomiast w odwrotną stronę za pomocą metody *S/H* - *Sample and Hold*. Schemat wewnętrzny pętli regulacji prądu zamieszczono na rysunku 4.2, gdzie k_{i1} oraz k_{i2} są wzmocnieniami tej pętli, natomiast U_{MAX} - wartością ograniczenia napięcia na wyjściu uproszczonego modelu przekształtnika. Schemat ten odpowiada implementacji regulatora prądu w języku C w procesorze sygnałowym. W drodze weryfikacji eksperymentalnej (podrozdział 5.2) zdecydowano o modelowaniu dynamiki jedynie regulatora prądu w osi q , ponieważ prąd w osi d nawet w stanach szybkiej zmiany i_q , jest pomijalnie mały a co za tym idzie, nie ma wpływu na pracę silnika. Na rysunku 4.3 zaprezentowano schemat blokowy regulatora prędkości nazwanego w rozprawie PI-2DOF, będącego punktem odniesienia podczas porównywania struktur regulacji. Nastawy regulatora dobrano zgodnie z metodą określoną w [1].

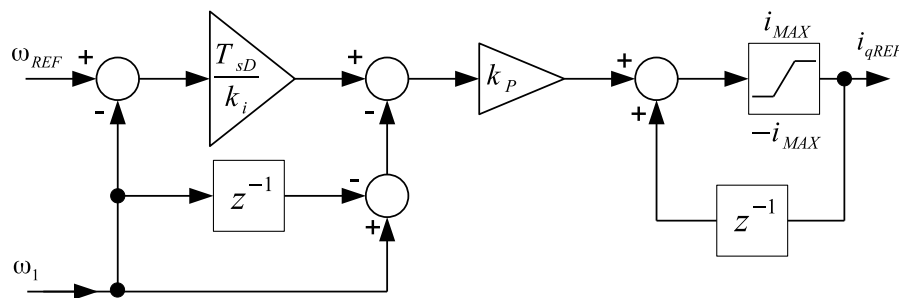
Symbole z indeksem dolnym “D” odnoszą się do wartości w domenie cyfrowej.



Rysunek 4.1: Schemat blokowy modelu symulacyjnego zaimplementowanego w środowisku Matlab/Simulink



Rysunek 4.2: Schemat blokowy pętli regulacji prądu zaimplementowanej w modelu symulacyjnym.



Rysunek 4.3: Schemat blokowy regulatora prędkości PI-2DOF.

Przed rozpoczęciem badań symulacyjnych konieczne było ustalenie kluczowych parametrów obiektu, które zestawiono w tabeli 4.1. Parametry te pozyskano w drodze analizy dokumentacji technicznej jak również przeprowadzenia szeregu pomiarów i wzięcia pod uwagę wyników wcześniejszych prac zespołu [13].

O ile nie zostało wskazane inaczej, wartości parametrów (wzmocnień) układów regulacji w trakcie badań symulacyjnych przyjmują wartości zestawione w tabeli 4.2.

Dobór nastaw przeprowadzono dla układu ciągłego w przypadku: $N_1 = 0$, $N_2 = 0$ krążków (co odpowiada $R = 0,84$), oraz braku luzu w układzie ($\alpha = 0$). Dla regulatora prędkości po stronie silnika, opisanego w rozdziale 3.2 (*ADRC1*), posłużono się tabelą 3.1. Dla regulatora z uogólnionym obserwatorem o rozszerzonej przestrzeni stanu (rozdział 3.3) przyjęto docelową pulsację graniczną zamkniętej pętli regulacji prędkości po stronie silnika (*ADRC2 ω_1*) oraz obciążenia (*ADRC2 ω_2*) na $\omega_C = 150 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ oraz współczynnik tłumienia $\xi_C = 1$. Pulsację graniczną dobrano w taki sposób, aby była ona porównywalna z częstotliwością rezonansową (w omawianym przypadku jest ona równa $\omega_r \approx 138 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$). W obiekcie dwumasowym moduły transmitancji $\frac{\Omega_1}{T_1}$ oraz $\frac{\Omega_2}{T_1}$ znacząco spadają powyżej pulsacji rezonansowej [50], dlatego też próba osiągnięcia dobrej dynamiki dla pulsacji wyższych od rezonansowej będzie okupiona użyciem znacznego sygnału wymuszającego. Przyjmując że $\omega_C \approx \omega_r$ można w maksymalnym stopniu wykorzystać pasmo przenoszenia samego obiektu do osiągnięcia zadowalającej dynamiki, jednocześnie nie powodując w stanach dynamicznych długotrwałej saturacji wyjść regulatora. Nastawy regulatora PI-2DOF dobrano wg metody opisanej w [1] i odpowiadają one wprost współczynnikom w cyfrowej implementacji tego regulatora, stąd ich wartości różnią się znacząco względem trzech pozostałych.

Tablica 4.1: Zestawienie wybranych parametrów modelu stanowiska laboratoryjnego

L.p.	Parametr	Opis	Wartość z jednostką
1	J_1	Moment bezwładności silnika	$1,4 \cdot 10^{-3} \text{ kgm}^2$
2	J_2	Moment bezwładności obciążenia	$1,2 \cdot 10^{-3} \text{ kgm}^2$
3	$J_{2\text{MAX}}$	Maks. moment bezwładności obciążenia	$7,1 \cdot 10^{-3} \text{ kgm}^2$
4	J_k	Moment bezwładności krążka	$0,98 \cdot 10^{-3} \text{ kgm}^2$
5	k_T	Stała momentowa silnika	$0,88 \frac{\text{Nm}}{\text{A}}$
6	k	Współczynnik sprężystości wałka	$15 \frac{\text{Nm}}{\text{rad}}$
7	B_ω	Wsp. tarcia wiskotycznego	$6,7 \cdot 10^{-3} \frac{\text{Nm} \cdot \text{s}}{\text{rad}}$
8	T_C	Wsp. tarcia kulombowskiego	$0,12 \text{ Nm}$
9	B	Wsp. tłumienia wewn. wałka	$1 \cdot 10^{-3} \frac{\text{Nm} \cdot \text{s}}{\text{rad}}$
10	α	Szerokość strefy luzu	$[0, 2,5, 5, 10]^\circ$
11	N_1	Liczba krążków po stronie silnika	0
12	N_2	Liczba krążków po stronie obciążenia	$[0, 1, 2, \dots, 6]$

Tablica 4.2: Zestawienie parametrów układów regulacji przyjętych w toku badań symulacyjnych.

ADRC1		ADRC2 ω_1		ADRC2 ω_2		PI-2DOF	
Parametr	Wartość	Parametr	Wartość	Parametr	Wartość	Parametr	Wartość
ξ_d	0,8	k_1	0,837	k_1	0,837	k_P	1418
ω_d	228	k_2	0,637	k_2	0,637	k_i	0,0306
k_P	51,9	k_3	6,68	k_3	10,36		
		k_i	55,27	k_i	55,27		

4.2 Badanie właściwości *ESO* dla struktury ADRC1

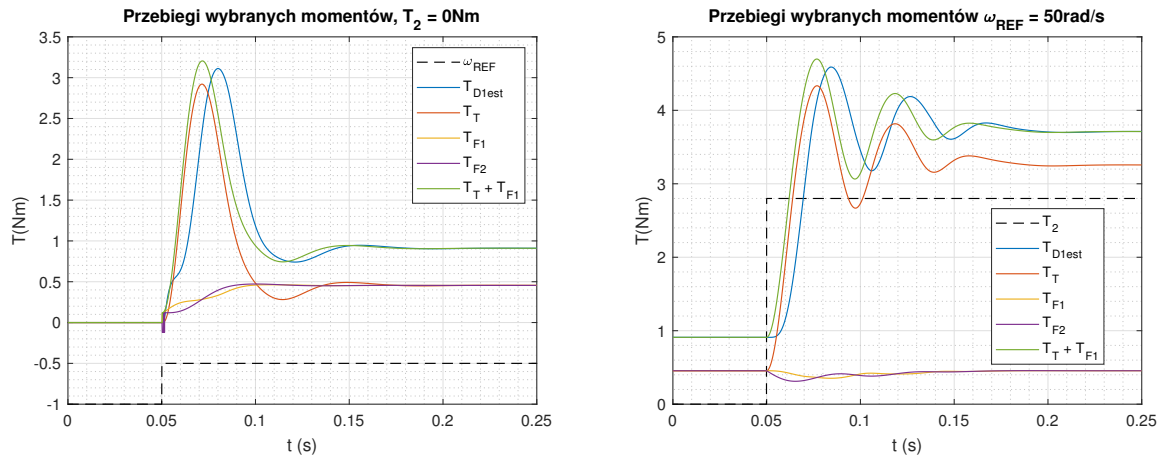
Obserwator o rozszerzonej przestrzeni stanu jest kluczową częścią układu regulacji opartego o metodę *ADRC*, dlatego zbadano czy w stanie ustalonym daje on wyniki zgodne z przewidywaniami oraz czy właściwości dynamiczne odpowiadają założonym. Przeprowadzono łącznie 4 testy, z czego dwa w układzie bez luzu mechanicznego a dwa kolejne gdy w układzie obecny był luz o szerokości 10° :

1. odpowiedź zamkniętego układu regulacji na skok prędkości zadanej od 0 do $50 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$,
2. odpowiedź na skokową zmianę obciążenia, przy stałej prędkości zadanej $50 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ po uprzednim odczekaniu na zanik stanów przejściowych.

Wyniki testów przedstawiono odpowiednio na rysunkach 4.4 gdy w układzie nie występował luz oraz na 4.5 dla układu z luzem. Zgodnie z zależnością (3.72) estymowany całkowity moment zakłócenia \hat{T}_{D1} , oznaczony na wykresach jako $T_{D1\text{est}}$, powinien stanowić sumę: momentu tarcia po stronie silnika T_{F1} oraz momentu skrętnego T_T . Ukazane przebiegi potwierdzają prawidłowość estymacji tych momentów w stanie ustalonym. Widoczne opóźnienie między $T_{F1} + T_T$ a $T_{D1\text{est}}$ wynosi $8,4\text{ms}$, co odpowiada pulsacji $119 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$, zważywszy na pulsację graniczną obserwatora $228 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ uznano, że *ESO* pracuje zgodnie z oczekiwaniami.

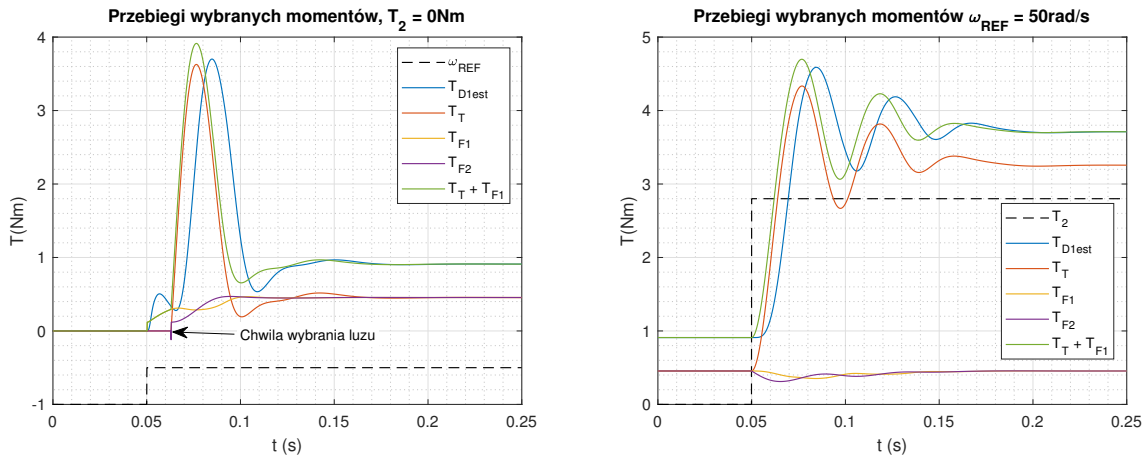
Wyniki dla układu z luzem mechanicznym nie wykazują istotnych różnic. Jedyna zauważalna zmiana, względem układu bez luzu, dotyczy sytuacji skokowej zmiany prędkości zadanej z 0 do $50 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$, gdzie następuje wybranie luzu, którego chwilę zaznaczono na rysunku 4.5a. Moment wybrania luzu nie występuje w trakcie pracy ze stałą prędkością a następnie podaniu obciążenia, ponieważ moment skrętny w tej sytuacji nie zmienia znaku (jest to sytuacja opisana na rysunku 2.2 - B).

Podsumowując, wykonane testy potwierdziły prawidłowe działanie *ESO* w zakresie odtwarzania całkowitego momentu zakłócenia.



(a) Przebiegi wybranych momentów w trakcie skoku wartości prędkości zadanej (b) Przebiegi wybranych momentów w trakcie skoku momentu obciążenia. $T_2 = 2,8\text{ Nm}$.

Rysunek 4.4: Przebiegi wybranych momentów. W układzie nie występował luz mechaniczny. Parametry obserwatora $\xi_d = 0,8$, $\omega_d = 228 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$. Linia przerywaną na (a) zaznaczono poglądowo chwilę skokowej zmiany prędkości zadanej, skala nie jest zachowana.



(a) Przebiegi wybranych momentów w trakcie skoku wartości prędkości zadanej (b) Przebiegi wybranych momentów w trakcie skoku momentu obciążenia. $T_2 = 2,8\text{ Nm}$.

Rysunek 4.5: Przebiegi wybranych momentów. W układzie występował luz mechaniczny o szerokości 10 stopni. Parametry obserwatora $\xi_d = 0,8$, $\omega_d = 228 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$. Linia przerywaną na (a) zaznaczono poglądowo chwilę skokowej zmiany prędkości zadanej, skala nie jest zachowana.

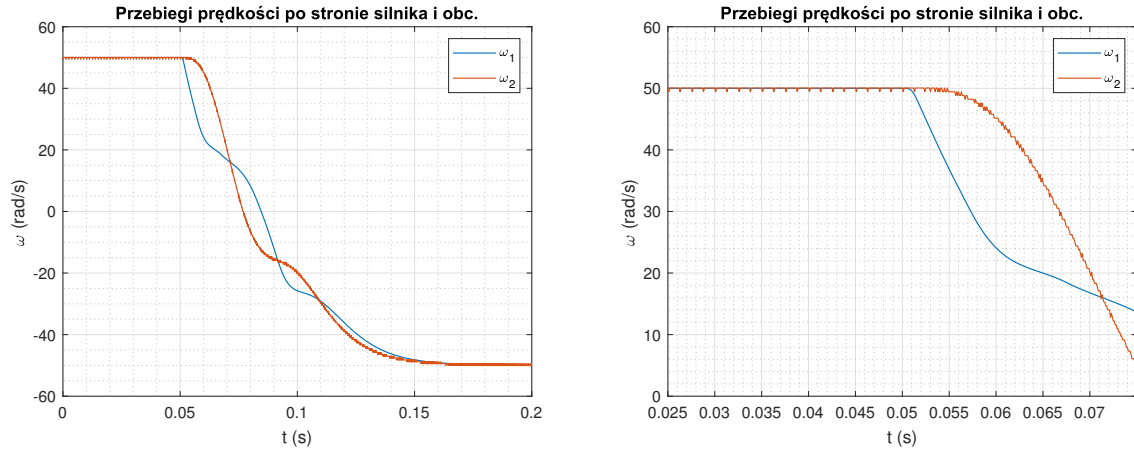
4.3 Badanie właściwości *GESO* dla struktury ADRC2

4.3.1 Odtwarzanie prędkości po stronie silnika oraz obciążenia

Badania przeprowadzono w celu sprawdzenia czy *GESO* działa w sposób zgodny z oczekiwaniami dla poprawnie zidentyfikowanych parametrów obiektu jak również w sytuacji gdy odbiegają one od założonych w ograniczonym zakresie. Jako punkt odniesienia przyjęto przebiegi prędkości obliczone na podstawie numerycznej pochodnej położenia ω_f , odfiltrowane przy pomocy filtru dolnoprzepustowego rzędu 4 o charakterystyce Butterwortha i częstotliwości granicznej $f_0 = 375$ Hz dobranego eksperymentalnie. Przebiegi prędkości bez filtracji przedstawiono na rysunku 4.6, gdzie zauważyć można dość wyraźny szum w przebiegu prędkości po stronie obciążenia (na stanowisku laboratoryjnym znajduje się po tej stronie enkoder o mniejszej rozdzielczości).

W rozprawie założono, że istnieje możliwość zmiany momentu bezwładności obciążenia J_2 oraz szerokości strefy luzu, która, zgodnie z tym co napisano w podrozdziale 2.5, ma wpływ na efektywny współczynnik sprężystości k . Zarówno J_2 jak i k są parametrami znajdującymi się w równaniu opisującym dynamikę *GESO*, stąd istnieje uzasadnione podejrzenie, że odchyłka tych parametrów od założonych może mieć wpływ na działanie samego obserwatora oraz w konsekwencji całej pętli regulacji prędkości. Zbadano symulacyjnie odporność na pojawienie się luzu i zmianę momentu bezwładności po stronie obciążenia (J_2). Jako miarę tej odporności przyjęto wartość skuteczną błędu rozumianego jako różnica między prędkością rzeczywistą po stronie silnika i obciążenia odpowiednio ω_1 oraz ω_2 a prędkością odtwarzaną przez *GESO*: $\hat{\omega}_1$ i $\hat{\omega}_2$ (wzory (4.1), (4.2)) i obliczoną jako filtrowana pochodna ω_{1f} i ω_{2f} (wzory (4.3), (4.4)).

Scenariusz testowy zakładał sprawdzenie poprawności działania w stanie ustalonym oraz w stanie dynamicznym (w tym przypadku nawrocie od $50 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ do $-50 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$). Wskaźniki jakości liczone były z okna czasowego o długości 200 ms - rysunki 4.7a oraz 4.8a. Relatywnie niewielki udział stanu ustalonego podyktowany jest faktem, iż błąd sprowadzany jest do zera (cecha pożądana), a główna część niepewności pojawia się w trakcie stanów dynamicznych, co jest zrozumiałe, ponieważ obserwator posiada ograniczoną dynamikę jak również w pewnych przypadkach jego parametry mogą nie odpowiadać parametrom obiektu. W trakcie przeprowadzanych eksperymentów wzmocnienia obserwatora dobrano w taki sposób, aby jego pasmo było równe $\omega_d = 750 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ przy współczynniku tłumienia $\xi_d = \frac{\sqrt{2}}{2}$.



(a) Pełna skala czasu, $N_2 = 0$, $\alpha = 0$

(b) Fragment przebiegu, $N_2 = 0$, $\alpha = 0$

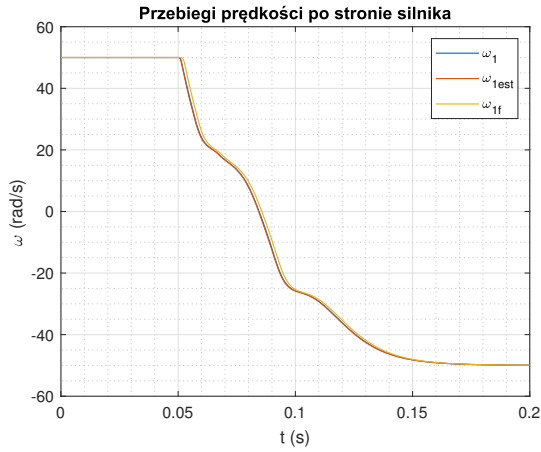
Rysunek 4.6: Przebiegi prędkości silnika oraz obciążenia, obliczone jako pochodna numeryczna położenia. Nie zastosowano filtracji dolnoprzepustowej.

$$\Delta\hat{\omega}_1 = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\hat{\omega}_1(i) - \omega_1(i))^2} \quad (4.1)$$

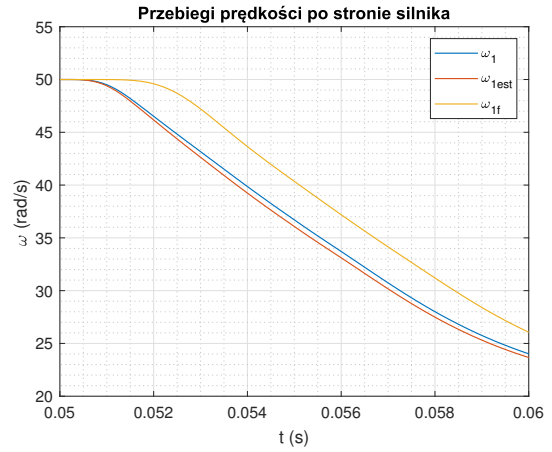
$$\Delta\hat{\omega}_2 = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\hat{\omega}_2(i) - \omega_2(i))^2} \quad (4.2)$$

$$\Delta\omega_{1f} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\omega_{1f}(i) - \omega_1(i))^2} \quad (4.3)$$

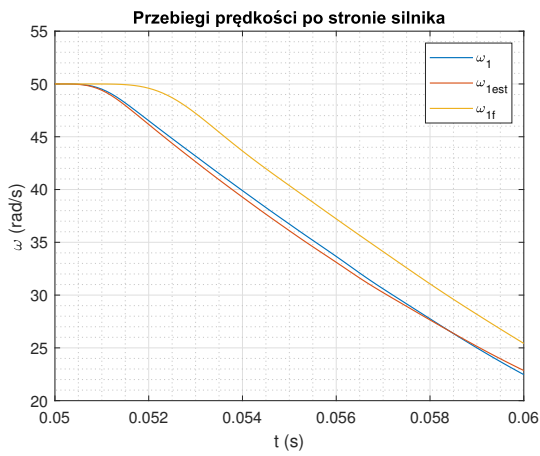
$$\Delta\omega_{2f} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\omega_{2f}(i) - \omega_2(i))^2} \quad (4.4)$$



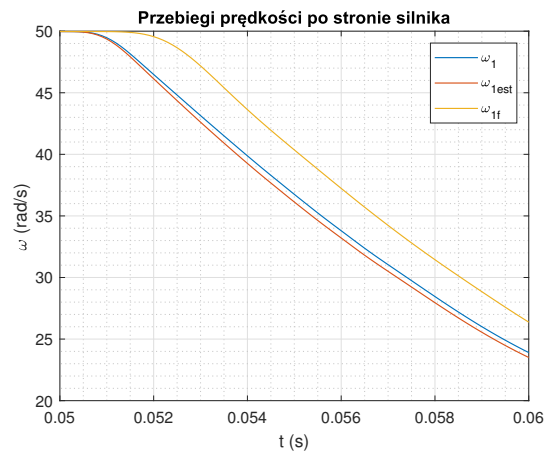
(a) Pełna skala czasu, $N_2 = 0$, $\alpha = 0$



(b) Fragment przebiegu, $N_2 = 0$, $\alpha = 0$

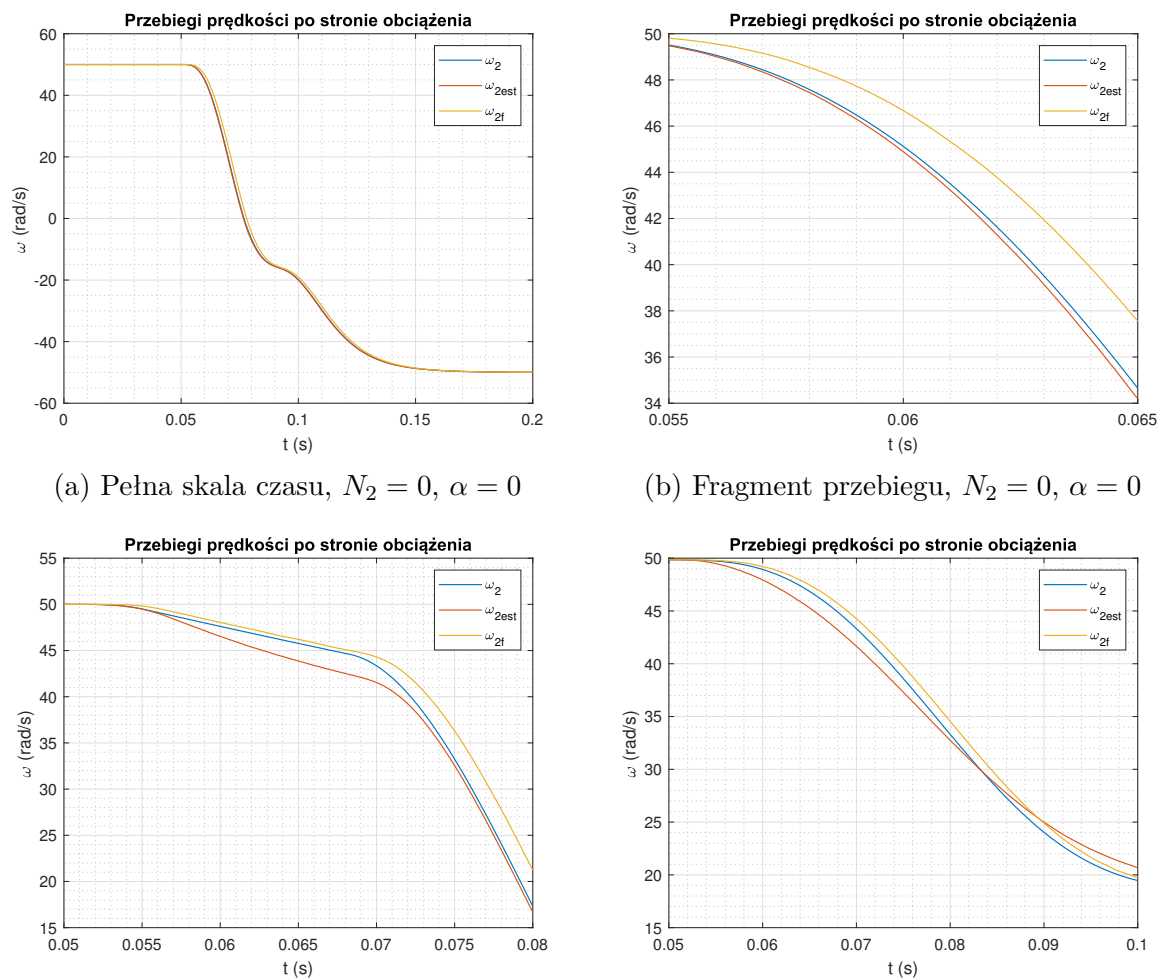


(c) Fragment przebiegu, $N_2 = 0$, $\alpha = 10$ stopni



(d) Fragment przebiegu, $N_2 = 6$, $\alpha = 0$ stopni

Rysunek 4.7: Przebiegi rzeczywistej prędkości silnika ω_1 , estymowanej prędkości silnika $\omega_{1est} = \hat{\omega}_1$ oraz prędkości silnika obliczonej na podstawie filtrowanej pochodnej ω_{1ff}



Rysunek 4.8: Przebiegi rzeczywistej prędkości obciążenia ω_2 , estymowanej prędkości obciążenia $\omega_{2est} = \hat{\omega}_2$ oraz prędkości obciążenia obliczonej na podstawie filtrowanej pochodnej ω_{2f}

Tablica 4.3: Zestawienie wartości skutecznej błędów prędkości dla zmiennej szerokości luzu mechanicznego. Nastawy obserwatora dobrano dla przypadku $N_2 = 0$, $\alpha = 0$

α (stopnie)	$\Delta\hat{\omega}_1$ (rad/s)	$\Delta\hat{\omega}_2$ (rad/s)	$\Delta\omega_{1f}$ (rad/s)	$\Delta\omega_{2f}$ (rad/s)
0	0,176	0,186	1,05	1,09
2,5	0,176	0,256	1,1	1,11
5	0,231	0,342	1,12	1,11
10	0,355	0,5	1,14	1,11
20	0,558	0,735	1,13	1,09

Tablica 4.4: Zestawienie wartości skutecznej błędu prędkości dla zmiennej wartości momentu bezwładności. Nastawy obserwatora dobrano dla przypadku $N_2 = 0$, $\alpha = 0$

N_2	R	$\Delta\hat{\omega}_1$ (rad/s)	$\Delta\hat{\omega}_2$ (rad/s)	$\Delta\omega_{1f}$ (rad/s)	$\Delta\omega_{2f}$ (rad/s)
0	0,84	0,18	0,19	1,05	1,09
1	1,55	0,19	0,31	1,11	0,98
2	2,26	0,2	0,44	1,21	0,86
3	2,96	0,22	0,54	1,3	0,77
4	3,67	0,23	0,63	1,4	0,7
5	4,37	0,25	0,68	1,44	0,64
6	5,08	0,25	0,73	1,49	0,58

Analizując przebiegi z rysunków 4.7 i 4.8 oraz wskaźniki błędu (tabele 4.3, 4.4) można stwierdzić że:

- stosując *GESO* można uzyskać bardzo dobre właściwości dynamiczne odtwarzania prędkości, jednocześnie skutecznie ją filtrując,
- dla zdecydowanej większości przypadków, przyjęty wskaźnik jakości przyjmuje mniejszą wartość w przypadku odtwarzania prędkości przy pomocy obserwatora aniżeli w przypadku stosowania filtracji dolnoprzepustowej dla pochodnej położenia,
- główną przyczyną gorszych wyników dla filtrowanej prędkości jest dość znaczne (w porównaniu do *GESO*) opóźnienie, osiągające wartość w rzędu 1 – 1,2 ms,
- dla *GESO* zwiększająca się szerokość luzu wpływa degradująco na odtwarzanie prędkości tak po stronie silnika jak i obciążenia, przy czym nawet dla luzu o szerokości 20 stopni uzyskuje się lepszą (w sensie przyjętego wskaźnika jakości) jakość pomiaru niż dla filtrowanej pochodnej,
- zwiększanie momentu bezwładności po stronie obciążenia pogarsza jakość odtwarzania prędkości po stronie obciążenia, brak jest istotnego wpływu na tę jakość po stronie silnika, co istotne jakość filtrowanej prędkości ulega poprawieniu z uwagi na mniejszą dynamikę stanów przejściowych.

4.3.2 Odtwarzanie momentu skrętnego oraz momentów zakłócających

Podrozdział poświęcono zbadaniu właściwości statycznych oraz dynamicznych *GESO* podczas pracy w zamkniętej pętli regulacji prędkości od strony obciążenia ω_2 - patrz rozdział 3.3.4, weryfikacji podlegają:

- jakość odtwarzania momentu skrętnego jako jednej ze zmiennych stanu, stanowiącej sprzężenie zwrotne,
- jakość odtwarzania uogólnionego momentu zakłócenia po stronie silnika oraz obciążenia.

Wyszczególnione wyżej testy przeprowadzono dla następujących przypadków:

1. doboru nastaw obserwatora przy poprawnie zidentyfikowanym obiekcie (przyjęto kombinację: $N_2 = 0$ - brak krążków po stronie obciążenia, co odpowiadało $R = 0,84$ oraz $\alpha = 0^\circ$),
2. doboru nastaw obserwatora przy niepoprawnie zidentyfikowanym obiekcie. Założono, że moment bezwładności obciążenia ulegał zmianie dla odpowiadającej montażowi $N_2 = [0 \ 1 \ 2 \ \dots \ 6]$ krążków po stronie obciążenia, gdzie nastawy obserwatora dobrano dla $N_2 = 0$ (jak w punkcie 1), nie rozpatrywano obecności luzu w układzie, w czasie każdego z testów moment bezwładności J_2 pozostawał stały,
3. doboru nastaw obserwatora przy niepoprawnie zidentyfikowanym obiekcie. Założono wystąpienie luzu mechanicznego o szerokości $\alpha = [0 \ 2,5 \ 5 \ 10 \ 20]$ stopni, gdy $N_2 = 0$ co odpowiadało $R = 0,84$, gdzie nastawy obserwatora dobrano również dla $N_2 = 0$ (jak w punkcie 1)

Wskaźniki jakości zostały zdefiniowane jako wartość skuteczna błędu. W zależności od badanych sygnałów wyrażają się następującymi wzorami (N oznacza liczbę próbek z której liczony był dany wskaźnik):

1. błąd odtwarzania momentu skrętnego:

$$\Delta(\hat{T}_T) = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\hat{T}_T(i) - T_T(i))^2} \quad (4.5)$$

2. błąd odtwarzania momentu zakłócającego po stronie silnika:

$$\Delta(\hat{T}_{D1}) = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\hat{T}_{D1}(i) - T_{F1}(i))^2} \quad (4.6)$$

3. błąd odtwarzania momentu zakłócającego po stronie obciążenia:

$$\Delta(\hat{T}_{D2}) = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\hat{T}_{D2}(i) - (T_{F2}(i) + T_2(i)))^2} \quad (4.7)$$

4. błąd odtwarzania całkowitego momentu zakłócającego:

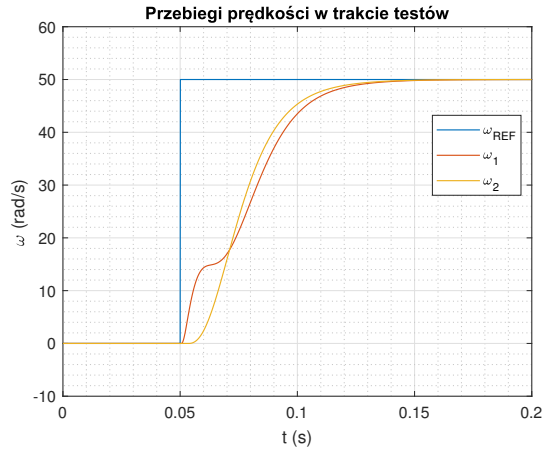
$$\Delta(\hat{T}_{D1} + \hat{T}_{D2}) = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N ((\hat{T}_{D1}(i) + \hat{T}_{D2}(i)) - (T_{F1}(i) + T_{F2}(i) + T_2(i)))^2} \quad (4.8)$$

Wartości wymienionych wskaźników zostały zamieszczone w tabelach: 4.5 oraz 4.6 a obliczono je na podstawie 200 ms wycinków odpowiednich przebiegów licząc od chwili podania skokowej zmiany momentu obciążenia.

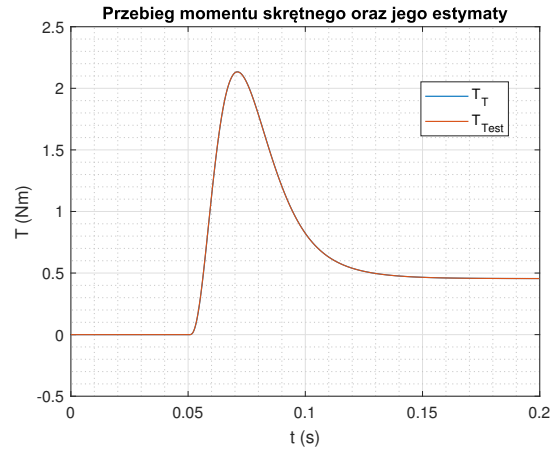
Przebiegi dla poprawnie zidentyfikowanych parametrów obiektu w trakcie reakcji układu regulacji na skokową zmianę wartości zadanej

Pierwszy z testów polegał na ocenie poprawności odtwarzania wymienionych powyżej momentów, dla przypadku zgodności parametrów modelu obiektu, przyjętych w trakcie doboru nastaw obserwatora, z parametrami modelu obiektu. Rezultaty przedstawiono na rysunku 4.11. Z przebiegów tych można wywnioskować, że:

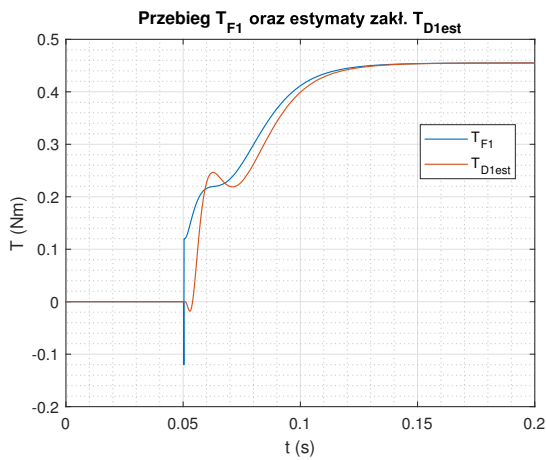
- w stanie ustalonym uchyb odtwarzania wszystkich momentów równy jest zeru,
- czas trwania stanów przejściowych nie przekracza 10 ms,
- najdokładniej odtwarzany jest moment skrętny.



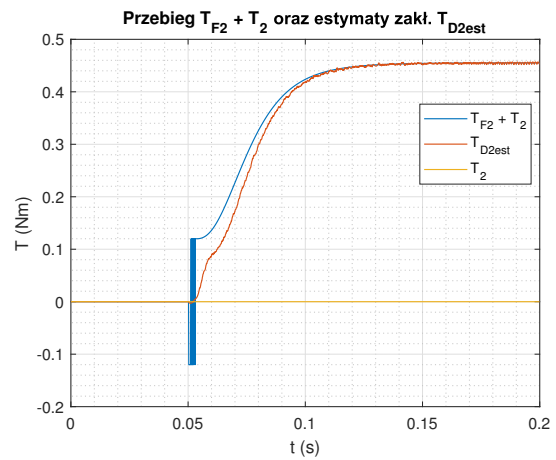
(a) Przebiegi prędkości



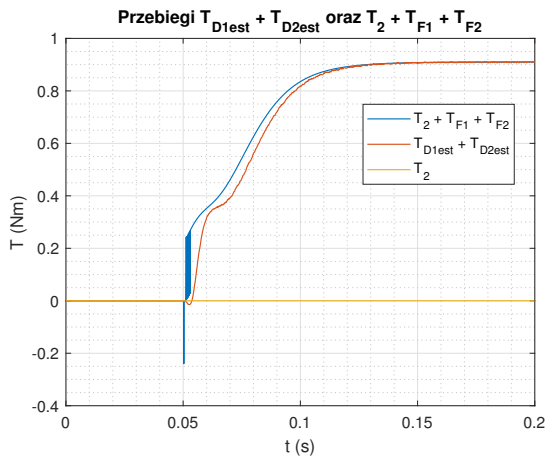
(b) Przebieg momentu skrętnego



(c) Przebieg całkowitego momentu zakłócającego po stronie silnika



(d) Przebieg całkowitego momentu zakłócającego po stronie obciążenia



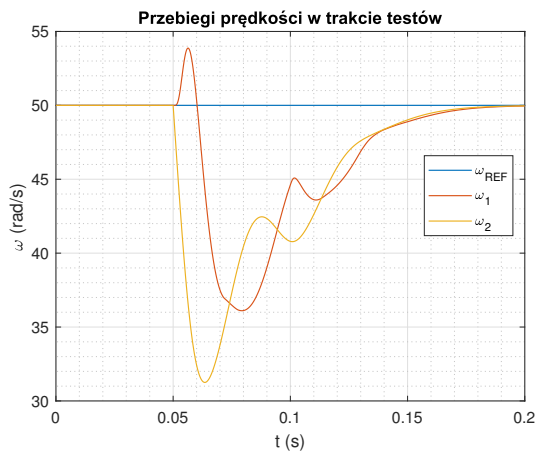
(e) Przebieg sumy całkowitych momentów zakłócających po stronie silnika oraz obciążenia

Rysunek 4.9: Przebiegi ilustrujące odtwarzanie: momentu skrętnego i jego estymaty (b), całkowitego momentu zakłócającego po stronie silnika (c), całkowitego momentu zakłócającego po stronie obciążenia (d), sumy całkowitych momentów zakłócających po stronie silnika i obciążenia (e) w chwili skokowej zmiany prędkości z 0 do $50 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$

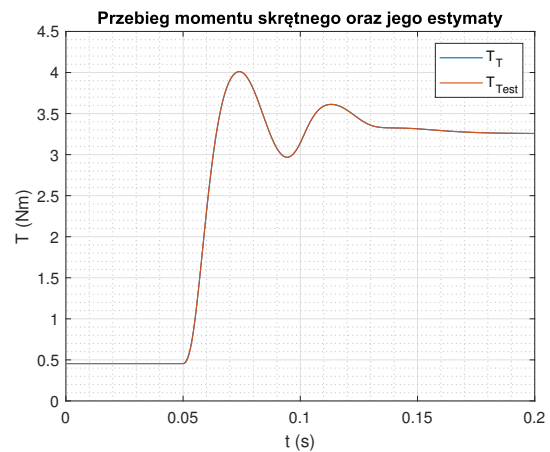
Przebiegi dla poprawnie zidentyfikowanych parametrów obiektu w trakcie reakcji na skokową zmianę momentu obciążenia

Następny ze scenariuszy zakładał analizę przebiegów w sytuacji skokowej zmiany obciążenia (momentu T_2) - wyniki zamieszczono na rysunku 4.10. Obserwowane przebiegi pozwalają stwierdzić, że:

- w stanie ustalonym, wszystkie obserwowane momenty odtwarzane są poprawnie (uchyb odtwarzania jest zerowy),
- skokowa zmiana obciążenia prowadzi w stanie przejściowym do powstania błędów estymacji również po stronie silnika,
- najdokładniej estymowany jest moment skrętny.



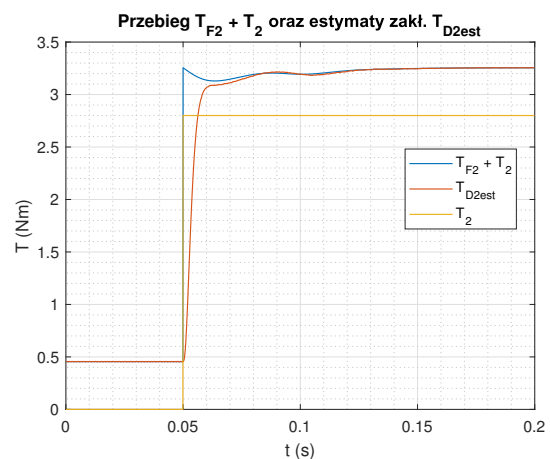
(a) Przebiegi prędkości



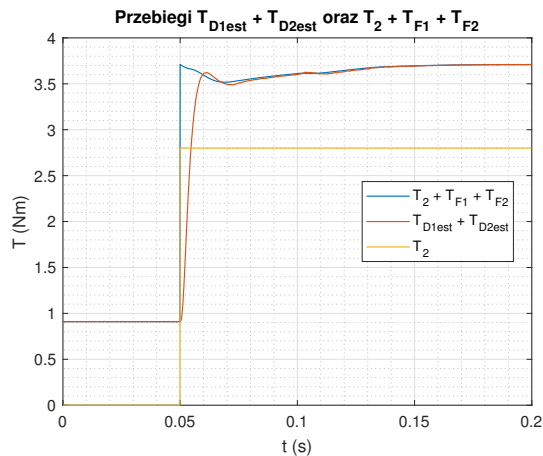
(b) Przebieg momentu skrętnego



(c) Przebieg całkowitego momentu zakłócającego po stronie silnika



(d) Przebieg całkowitego momentu zakłócającego po stronie obciążenia



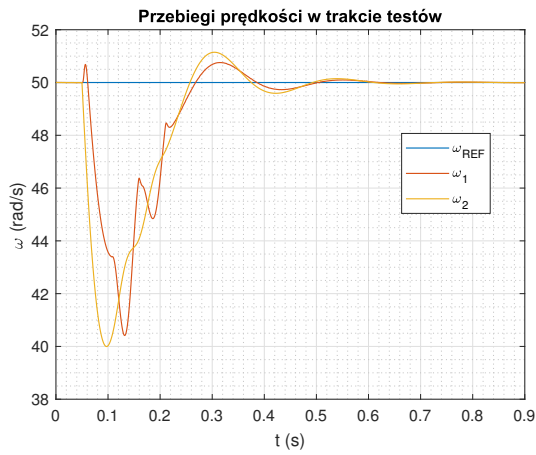
(e) Przebieg sumy całkowitych momentów zakłócających po stronie silnika oraz obciążenia

Rysunek 4.10: Przebiegi ilustrujące odtwarzanie: momentu skrętnego i jego estymaty (b), całkowitego momentu zakłócającego po stronie silnika (c), całkowitego momentu zakłócającego po stronie obciążenia (d), sumy całkowitych momentów zakłócających po stronie silnika i obciążenia (e) w chwili skokowej zmiany momentu obciążenia T_2 z 0 do $2,8Nm$

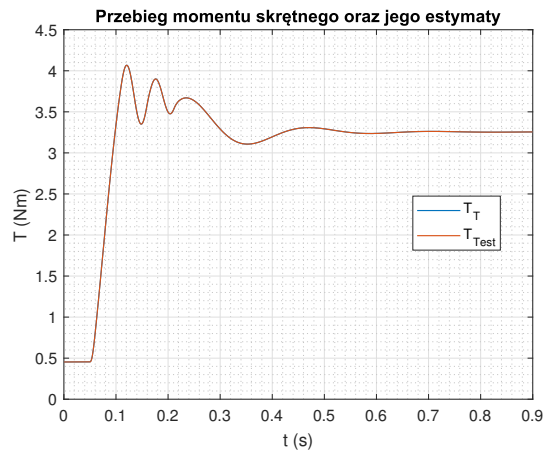
Przebiegi dla niepoprawnie zidentyfikowanych parametrów obiektu w trakcie reakcji na skokową zmianę momentu obciążenia - wpływ zmiany momentu bezwładności po stronie obciążenia

Na rysunku 4.11 przedstawiono przebiegi zarejestrowane gdy moment bezwładności J_2 zwiększono do wartości odpowiadającej $N_2 = 6$ krążków. Konieczne okazało się wydłużenie okna prezentacji przebiegów z 200 ms do 900 ms z uwagi na wydłużenie procesów przejściowych po skokowej zmianie momentu obciążenia. Wskaźnik jakości liczono jednak nadal w oknie o pierwotnej długości 200 ms. Z przedstawionych przebiegów możliwe jest wyciągnięcie następujących wniosków:

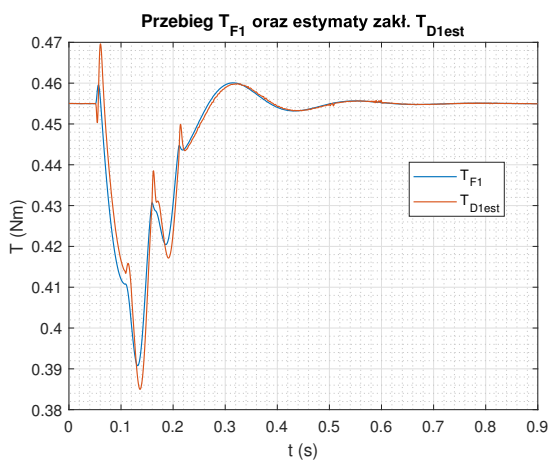
- w stanie ustalonym wszystkie z badanych momentów odtwarzane są poprawnie,
- po stronie obciążenia występuje znaczący błąd estymacji momentu zakłócającego,
- po stronie silnika błąd estymacji nie jest większy niż przed zmianą J_2 ,
- najdokładniej odtwarzany jest moment skrętny.



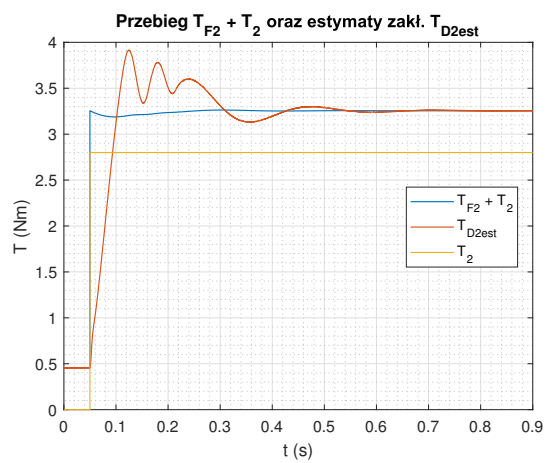
(a) Przebiegi prędkości



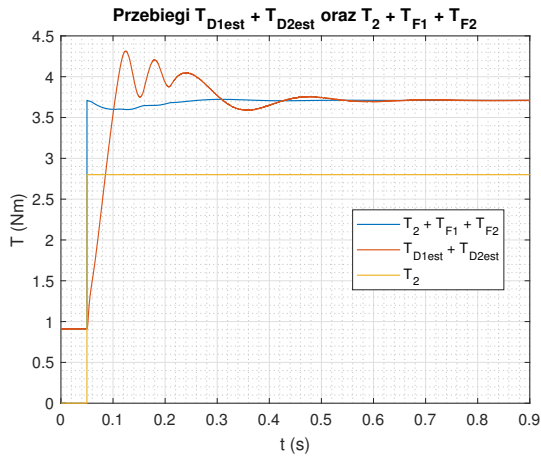
(b) Przebieg momentu skrętnego



(c) Przebieg całkowitego momentu zakłócającego po stronie silnika



(d) Przebieg całkowitego momentu zakłócającego po stronie obciążenia

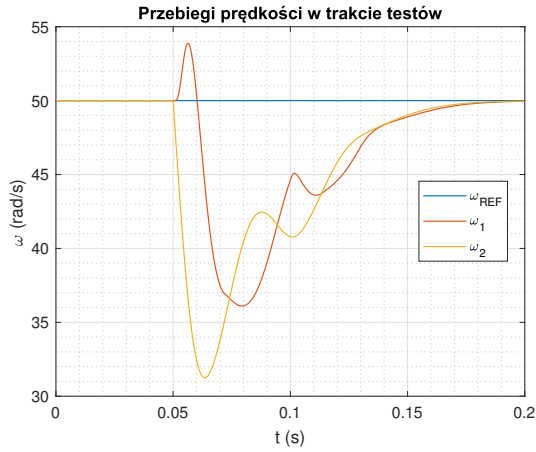


(e) Przebieg sumy całkowitych momentów zakłócających po stronie silnika oraz obciążenia

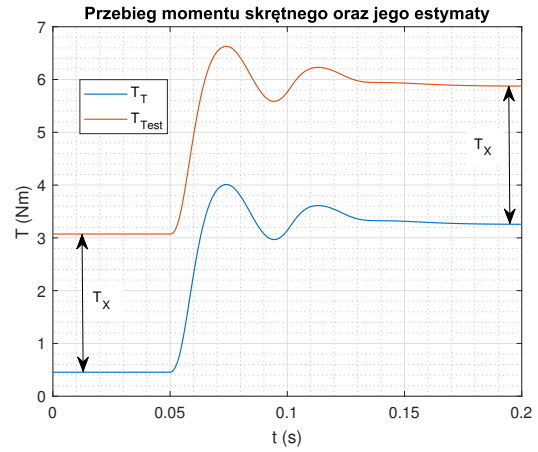
Rysunek 4.11: Przebiegi ilustrujące odtwarzanie: momentu skrętnego i jego estymaty (b), całkowitego momentu zakłócającego po stronie silnika (c), całkowitego momentu zakłócającego po stronie obciążenia (d), sumy całkowitych momentów zakłócających po stronie silnika i obciążenia (e) w chwili skokowej zmiany momentu obciążenia T_2 z 0 do $2,8Nm$

Przebiegi dla niepoprawnie zidentyfikowanych parametrów obiektu w trakcie reakcji na skokową zmianę momentu obciążenia - wpływ obecności luzu mechanicznego

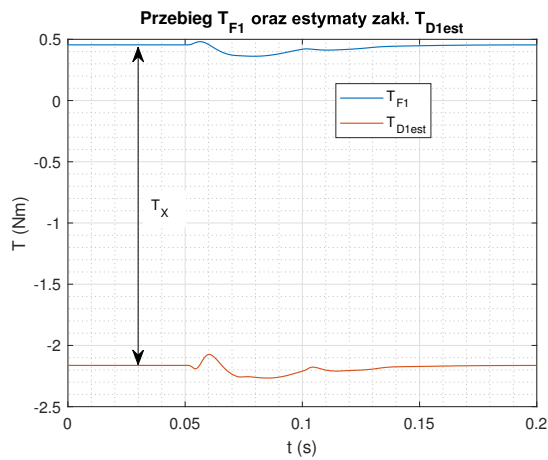
Ostatni z przeprowadzonych testów miał wskazać wpływ obecności luzu mechanicznego na działanie obserwatora. Przykładowe przebiegi, dla przypadku $\alpha = 10^\circ$ przedstawiono na rysunku 4.12. Zaznaczony na wykresach moment T_x jest wirtualnym momentem skrętnym, o którym była mowa w podrozdziale 2.5. Jeśli w układzie występuje luz mechaniczny, wówczas pojawia się dodatkowa składowa w estymowanych przez *GESO* momentach zakłócających \hat{T}_{D1} oraz \hat{T}_{D2} . Jak się okazuje jest ona równa dokładnie $T_x = k\alpha$, przy czym wpływ T_x ma odmienny znak dla strony silnika oraz dla obciążenia, po stronie silnika \hat{T}_{D1} jest zaniżony o T_x natomiast po stronie obciążenia \hat{T}_{D2} jest zawyżony o T_x . Potwierdzeniem tego spostrzeżenia będzie również fakt, że po zsumowaniu \hat{T}_{D1} oraz \hat{T}_{D2} uzyskuje się poprawną estymatę łącznego momentu zakłócającego $T_{F1} + T_{F2} + T_T$. W omawianym przypadku po podstawieniu danych otrzymano $T_x = k\alpha = 15 \frac{Nm}{rad} \cdot 0,1745 \text{ rad} \approx 2,60 \text{ Nm}$. Co jest jeszcze istotne, dokładnie taki sam błąd T_x występuje w estymowanym momencie skrętnym \hat{T}_T .



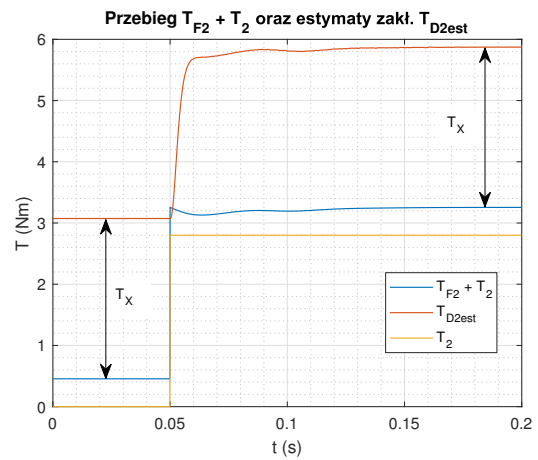
(a) Przebiegi prędkości



(b) Przebieg momentu skrętnego



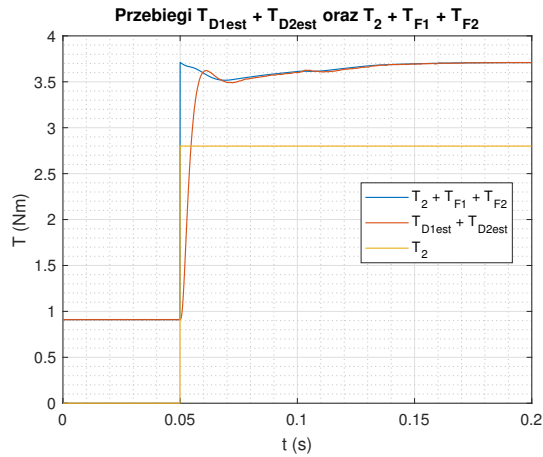
(c) Przebieg całkowitego momentu zakłócającego po stronie silnika



(d) Przebieg całkowitego momentu zakłócającego po stronie obciążenia

Tablica 4.5: Zestawienie wartości skutecznej błędów odtwarzania wybranych momentów dla zmiennej szerokości luzu

α (stopnie)	$\Delta \hat{T}_T$ (mNm)	$\Delta \hat{T}_{D1}$ (mNm)	$\Delta \hat{T}_{D2}$ (mNm)	$\Delta(\hat{T}_{D1} + \hat{T}_{D2})$ (mNm)
0	1,9	15,4	261	263
2,5	655	654	688	263
5	1309	1308	1297	263
10	2618	2617	2592	263
20	5236	5235	5203	263



(e) Przebieg sumy całkowitych momentów zakłócających po stronie silnika oraz obciążenia

Rysunek 4.12: Przebiegi ilustrujące odtwarzanie: momentu skrętnego i jego estymaty (b), całkowitego momentu zakłócającego po stronie silnika (c), całkowitego momentu zakłócającego po stronie obciążenia (d), sumy całkowitych momentów zakłócających po stronie silnika i obciążenia (e) w chwili skokowej zmiany momentu obciążenia T_2 z 0 do $2,8Nm$

Tablica 4.6: Zestawienie wartości skutecznej błędu odtwarzania wybranych momentów dla zmiennej wartości momentu obciążenia

N_2	R	$\Delta \hat{T}_T$ (mNm)	$\Delta \hat{T}_{D1}$ (mNm)	$\Delta \hat{T}_{D2}$ (mNm)	$\Delta(\hat{T}_{D1} + \hat{T}_{D2})$ (mNm)
0	0,84	1,9	15,4	261	263
1	1,55	1	9,5	383	381
2	2,26	0,73	7,5	482	481
3	2,96	0,58	6,5	558	558
4	3,67	0,5	5,9	620	620
5	4,37	0,44	5,6	674	680
6	5,08	0,4	5,3	721	710

Konkludując, przy uwzględnieniu przedstawionych przebiegów oraz danych zawartych w tabeli 4.5 oraz 4.6 można stwierdzić co następuje:

- obecność luzu mechanicznego ma bardzo silny wpływ na pogorszenie jakości odtwarzania momentów: zakłócających po stronie silnika oraz obciążenia jak również momentu skrętnego, nie ma za to wpływu na jakość odtwarzania łącznego momentu zakłócającego rozumianego jako $\hat{T}_{D1} + \hat{T}_{D2}$,
- znaczne zwiększenie momentu bezwładności obciążenia wpływa głównie na pogorszenie jakości estymacji momentu zakłócającego po stronie obciążenia,

natomiast po stronie silnika oraz w przypadku momentu skrętnego można obserwować jej polepszenie. Główną przyczyną takiego stanu rzeczy jest spowolnienie stanów dynamicznych dla znacznie zwiększonego J_2 przez co relacja w postaci stosunku pasma przenoszenia obserwatora do częstotliwości granicznych obiektu staje się korzystniejsza z punktu widzenia wpływu na jakość estymacji.

4.4 Odpowiedź układów regulacji na skokową zmianę prędkości zadanej

Celem badań jest określenie właściwości dynamicznych opisywanych układów regulacji w odpowiedzi na skokową zmianę wartości zadanej. Ocenę właściwości układów regulacji w odpowiedzi na skokową zmianę wartości zadanej dokonano na podstawie wskaźników błędu obliczanych dla każdego z regulatorów:

- wartości skutecznej uchybu prędkości po stronie silnika oraz obciążenia: $MISE_{\omega}$ (równanie (4.9)),
- ważonej czasem całki z wartości bezwzględnej uchybu prędkości po stronie silnika oraz obciążenia: $ITAE_{\omega}$ (równanie (4.10)),
- 2% czasowi regulacji, odpowiadającemu czasowi, po którym wartość odpowiedzi mieści się z odchyłką 2% od wartości zadanej: $t_{reg\omega}$,
- przeregulowaniu względnemu, wyrażonemu w procentach: $\Delta\omega_{rel}$, (równanie (4.11)),

które obliczano na podstawie 500 ms wycinka przebiegu, po dokonaniu przez napęd nawrotu (najbardziej wymagający pod względem dynamiki fragment testu) - na przebiegach w pełnej skali czasu odpowiada to odcinkowi od $t = 1$ s do $t = 1,5$ s. Scenariusz testowy w zakresie odpowiedzi na zmianę prędkości zakładał rozruch od 0 do $50 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ w chwili $t = 0,5$ s, następnie nawrót w chwili $t = 1$ s a w końcowej fazie zatrzymanie po kolejnej skokowej zmianie prędkości zadanej w chwili $t = 1,5$ s.

Wzory opisujące wyszczególnione wskaźniki jakości w postaci dyskretnej przedstawiono poniżej (N jest liczbą próbek, i jest i - tą próbką, ω_{OVS} jest przeregulowaniem po skokowej zmianie wartości zadanej):

$$MISE_{\omega} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\omega(i) - \omega_{REF}(i))^2} \quad (4.9)$$

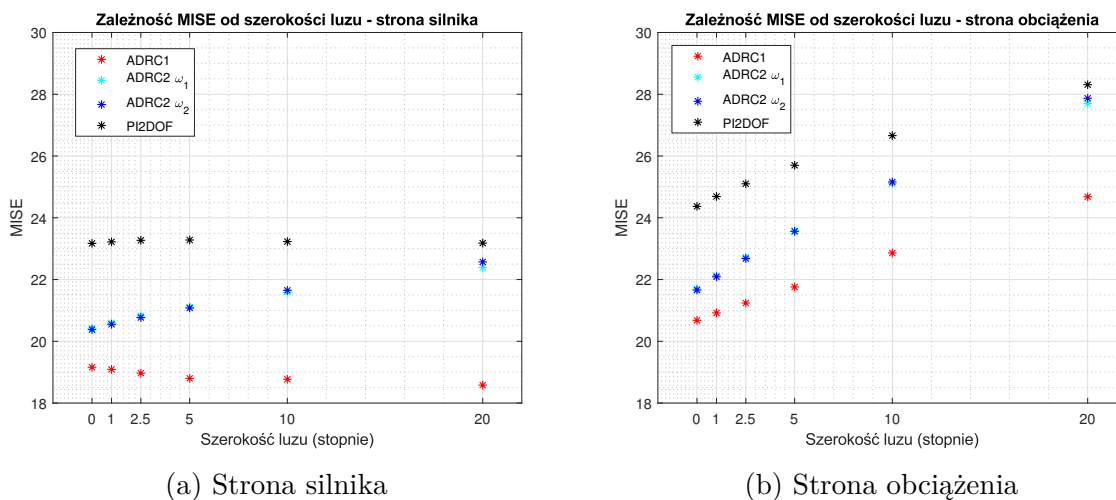
$$ITAE_{\omega} = \sum_{i=1}^N |\omega(i) - \omega_{REF}(i)| \cdot t(i) \quad (4.10)$$

$$\Delta\omega_{rel} = \frac{|\omega_{OVS} - \omega_{REF}|}{\omega_{REF}} \cdot 100\% \quad (4.11)$$

Omówione wskaźniki jakości uzupełniono przykładowymi przebiegami ilustrującymi zachowanie się układów regulacji w dziedzinie czasu.

4.4.1 Zestawienie wskaźników błędu

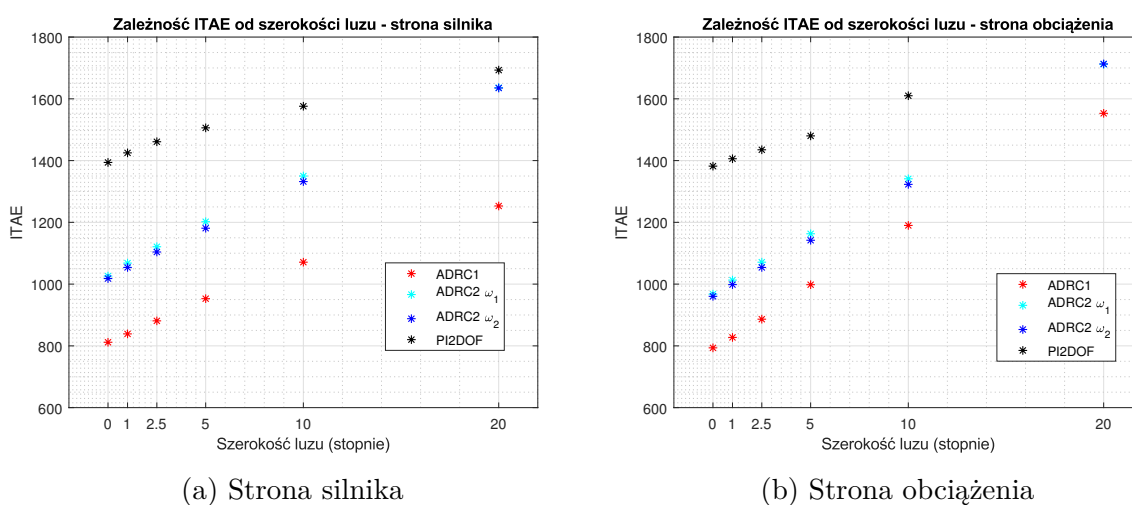
Na poniższych rysunkach przedstawiono zależność przyjętych wskaźników błędu od szerokości luzu. Wykresy pogrupowano ze względu na konkretny wskaźnik.



(a) Strona silnika

(b) Strona obciążenia

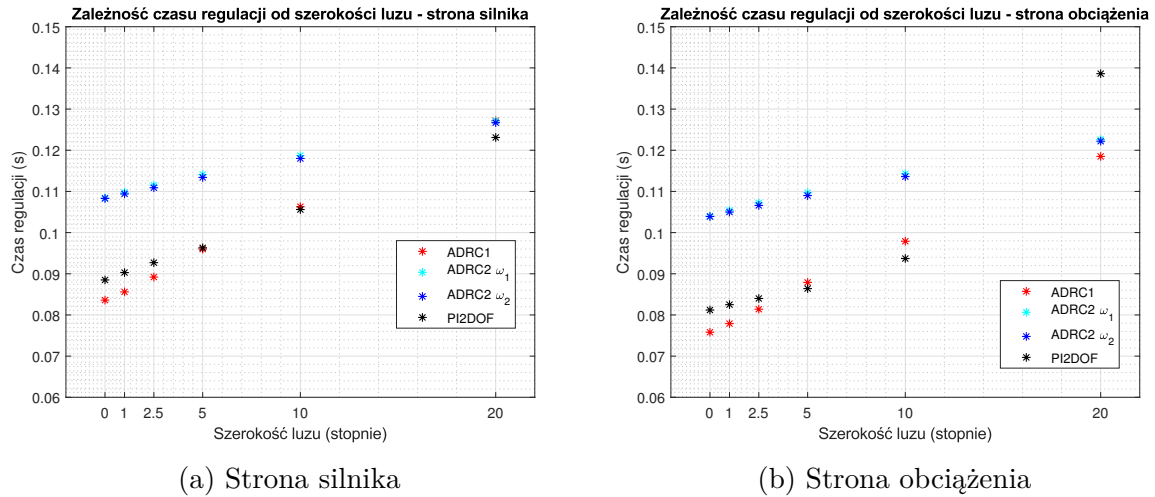
Rysunek 4.13: Zależność wartości skutecznej uchybu prędkości od szerokości luzu. Parametrem wykresów jest rodzaj układu regulacji.



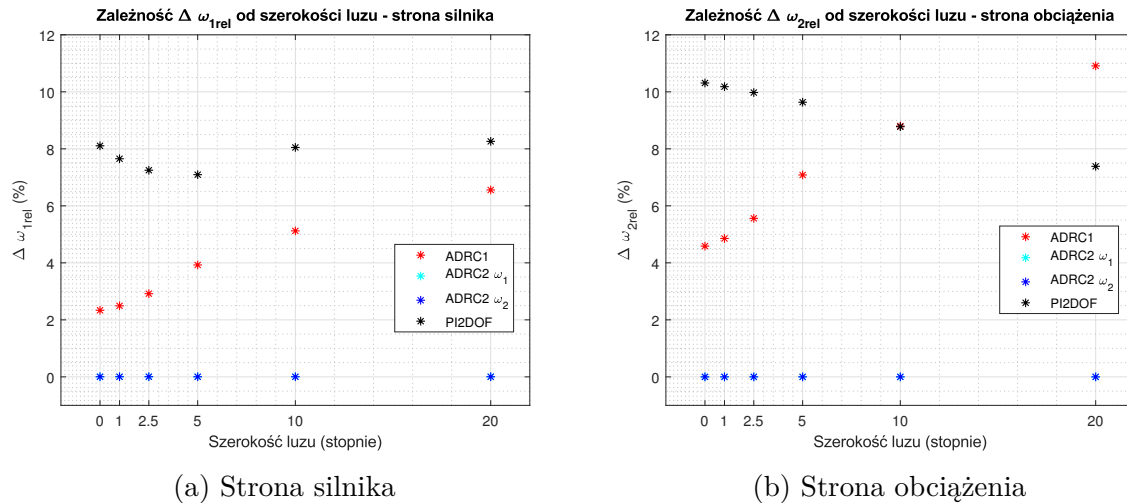
(a) Strona silnika

(b) Strona obciążenia

Rysunek 4.14: Zależność ITAE od szerokości luzu. Parametrem wykresów jest rodzaj układu regulacji.



Rysunek 4.15: Zależność czasu regulacji od szerokości luzu. Parametrem wykresów jest rodzaj układu regulacji.



Rysunek 4.16: Zależność względnego przeregulowania wyrażonego w procentach od szerokości luzu. Parametrem wykresów jest rodzaj układu regulacji.

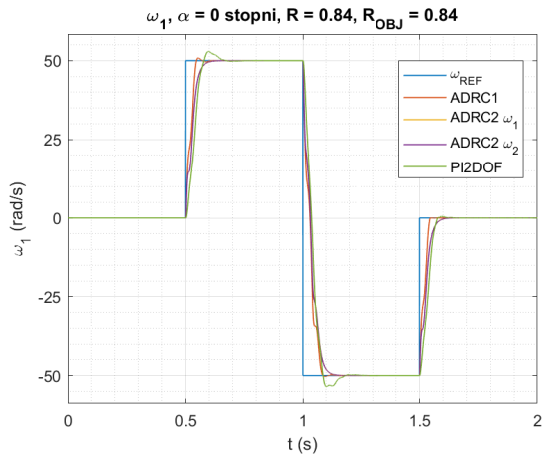
4.4.2 Przykładowe przebiegi - obiekt bez luzu

Celem poniższego testu jest ocena właściwości statycznych oraz dynamicznych w warunkach poprawnej identyfikacji parametrów oraz braku luzu w układzie. Analizując przebiegi z rysunku 4.23 można zauważyć, że:

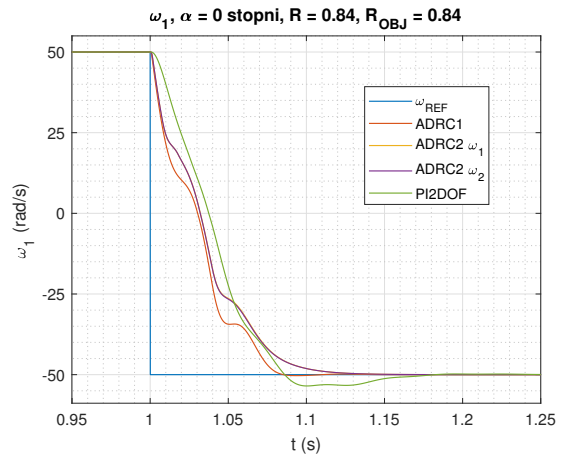
1. wszystkie układy regulacji sprowadzają uchyb ustalony do zera,
2. charakter odpowiedzi regulatorów ze sprzężeniem od zmiennych stanu wskazuje na ich poprawne funkcjonowanie, zarówno w przypadku ADRC2 $_{\omega_1}$ i ADRC2 $_{\omega_2}$ brak jest przeregulowania, a odpowiedź tak po stronie silnika jak i obciążenia w sposób bezoscylacyjny osiąga wartość zadaną, czego należało oczekiwać, ponieważ

przyjęto współczynnik tłumienia zamkniętej pętli regulacji $\xi_c = 1$. Uwagę zwraca też bardzo duże podobieństwo w przebiegach prędkości po stronie silnika oraz obciążenia (wykresy praktycznie nakładają się na siebie),

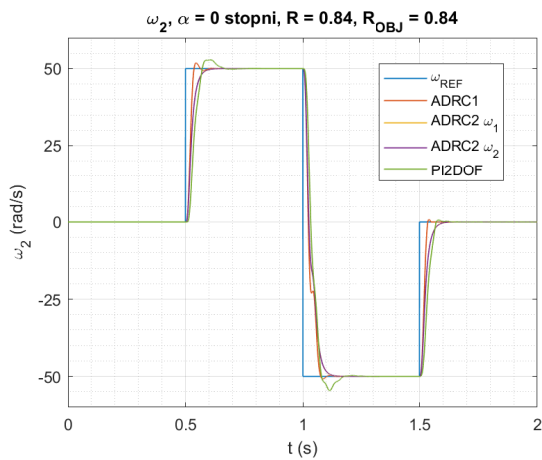
3. kształt odpowiedzi regulatora ADRC1 również wskazuje na jego poprawne działanie. Zarówno po stronie silnika jak i obciążenia regulator ten charakteryzuje się najlepszą dynamiką odpowiedzi, przeregulowanie nie występuje,
4. stanowiący punkt odniesienia regulator PI-2DOF charakteryzuje się nieco gorszą dynamiką odpowiedzi oraz nieznacznym przeregulowaniem, jego odpowiedź ma natomiast gładszy przebieg (brak jest zafalowań ω_1 w okolicy prędkości $\pm 25 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ jak to ma miejsce dla regulatorów opartych o *ADRC*),
5. przyglądając się sygnałowi sterującemu zauważyć można, że wszystkie regulatory oparte o *ADRC* charakteryzują się natychmiastową odpowiedzią i niezwłocznie po rozpoczęciu nawrotu wymuszają ograniczenie sygnału momentu elektromagnetycznego T_1 , ponownie zwraca uwagę niemalże identyczna odpowiedź obu regulatorów ze sprzężeniem od zmiennych stanu. Regulator PI-2DOF z uwagi na swoją strukturę zawierającą blok całkowania na wyjściu, osiąga sygnał ograniczenia po relatywnie długim czasie.



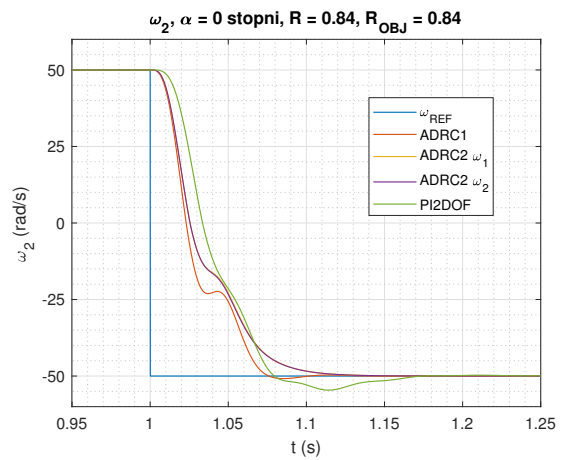
(a) Pełna skala czasu



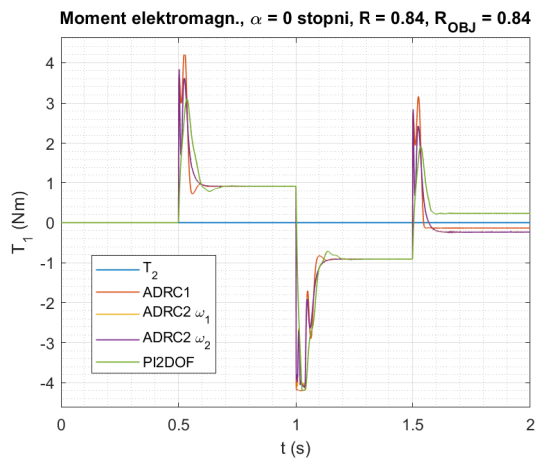
(b) Fragment przebiegu



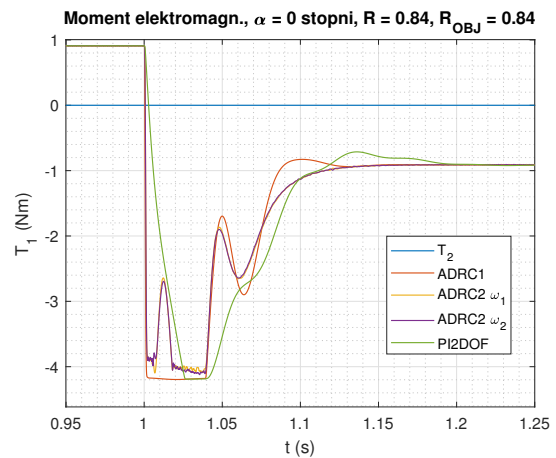
(c) Pełna skala czasu



(d) Fragment przebiegu



(e) Pełna skala czasu



(f) Fragment przebiegu

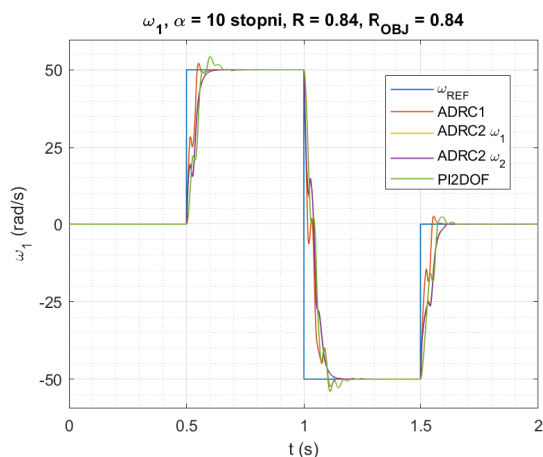
Rysunek 4.17: Przebieg prędkości silnika (a, b), obciążenia (c, d) oraz momentu elektromagnetycznego (e, f) w odpowiedzi na skokową zmianę prędkości zadanej, gdy w obiekcie nie występował luz mechaniczny

4.4.3 Przykładowe przebiegi - obiekt z luzem o szerokości 10 stopni

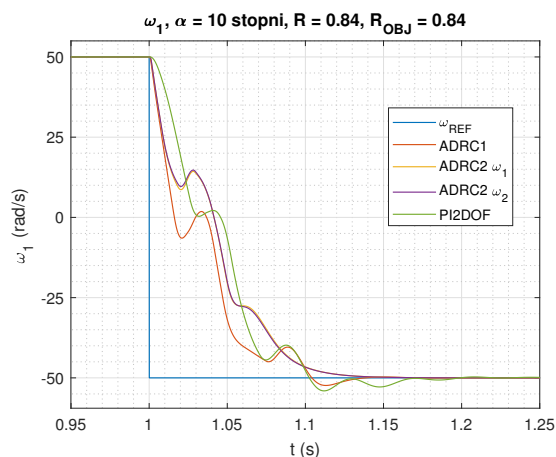
Poniższe przebiegi (rysunek 4.18) uzyskano, gdy w układzie pojawił się luz mechaniczny o szerokości 10 stopni. Wg analizy teoretycznej z rozdziałów 3.2.7 oraz 3.3.6 należy oczekiwać pojawienia się oscylacji w sygnałach prędkości. Bliższa analiza przebiegów pozwala stwierdzić co następuje:

1. wszystkie regulatory zapewniają osiągnięcie wartości zadanej,
2. w przebiegach prędkości po stronie silnika oraz obciążenia pojawiają się spodziewane oscylacje, szczególnie widoczne w przypadku ADRC1, podobne zjawiska zaobserwować można dla PI-2DOF. Regulatory ze sprzężeniem od zmiennych stanu bardzo skutecznie niwelują powstające w stanach przejściowych oscylacje, zapewniając, pomimo luzu, osiągnięcie prędkości zadanej w sposób bezoscylacyjny, bez przeregulowania. Sprzyja temu moment tarcia zwiększający tłumienie oscylacji,
3. pojawiające się po stronie obciążenia gwałtowne zmiany prędkości w przedziale czasu od 1,04 s do 1,05 s są efektem wybierania luzu (zderzeń), zjawisko to dotyczy struktury ADRC1 oraz referencyjnej PI-2DOF,
4. przebiegi momentu elektromagnetycznego charakteryzują się większą zmiennością niż w sytuacji braku luzu w układzie. Podobnie jak poprzednio, regulatory oparte o ADRC reagują natychmiast na zmianę wartości zadanej.

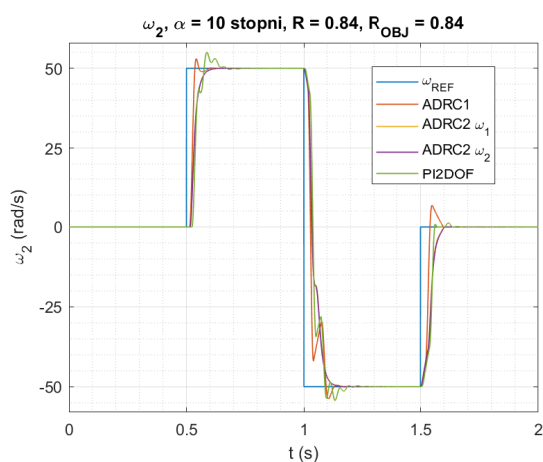
Reasumując, można przyjąć, że dla szerokości strefy luzu na poziomie nawet 10 stopni, pogorszenie właściwości układu regulacji z regulatorem stanu jest na tyle niewielkie że wg autora nie jest wymagana korekta nastaw. Regulator ze sprzężeniem jedynie od strony silnika zapewnia nieco gorsze rezultaty, ale zdaniem autora wciąż akceptowalne.



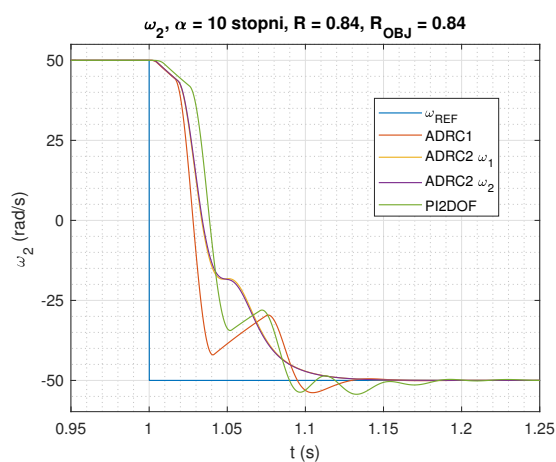
(a) Pełna skala czasu



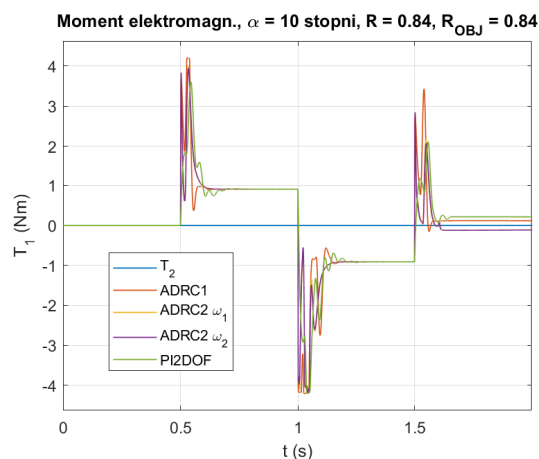
(b) Fragment przebiegu



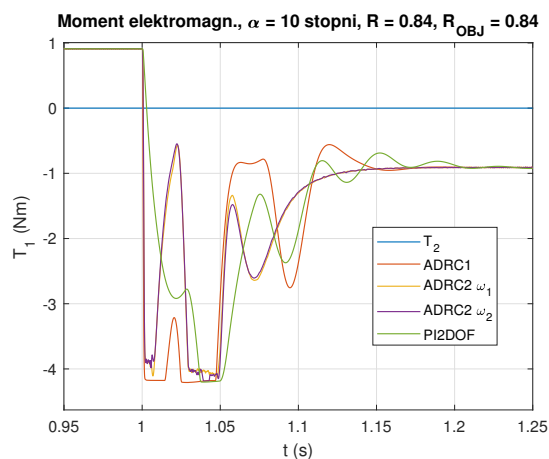
(c) Pełna skala czasu



(d) Fragment przebiegu



(e) Pełna skala czasu



(f) Fragment przebiegu

Rysunek 4.18: Przebieg prędkości silnika (a, b), obciążenia (c, d) oraz momentu elektromagnetycznego (e, f) w odpowiedzi na skokową zmianę prędkości zadanej w obecności luzu o szerokości 10 stopni

4.5 Odpowiedź układów regulacji na skokową zmianę momentu obciążającego

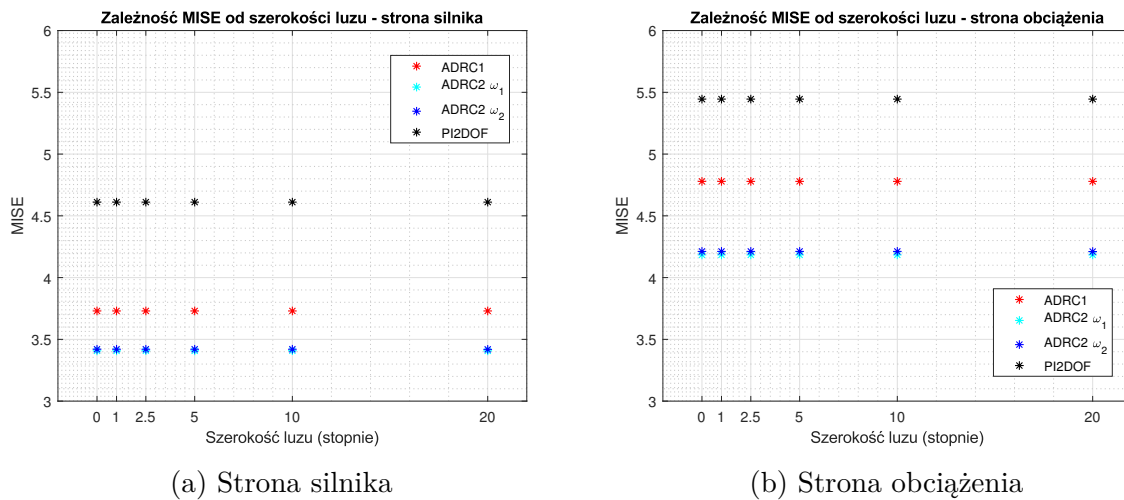
Celem badań jest sprawdzenie reakcji układów regulacji na pojawienie się momentu obciążającego T_2 . Oceny właściwości dynamicznych dokonano na podstawie tych samych wskaźników błędu co w rozdziale poświęconym analizie odpowiedzi na zmianę wartości zadanej (rozdział 4.4), przy czym wskaźnik $\Delta\omega_{rel}$ należy interpretować jako maksymalny względny uchyb dynamiczny. Wskaźniki te obliczano na podstawie 500 ms wycinka przebiegu liczonego od chwili skokowego podania momentu obciążającego - na przebiegach odpowiada to odcinkowi od $t = 3\text{ s}$ do $t = 3,5\text{ s}$, moment obciążenia przyłożony był przez 500 ms. Przed podaniem momentu obciążającego odczekano na zanik stanów przejściowych po uprzednim zadaniu prędkości $50 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$.

Wartości wymienionych wskaźników w funkcji szerokości strefy luzu przedstawiono na rysunkach 4.19 (MISE), 4.20 (ITAE), 4.21 (czas regulacji), 4.22 (maksymalny względny uchyb dynamiczny).

4.5.1 Zestawienie wskaźników jakości

Analiza wyznaczonych wskaźników błędu pozwala stwierdzić że:

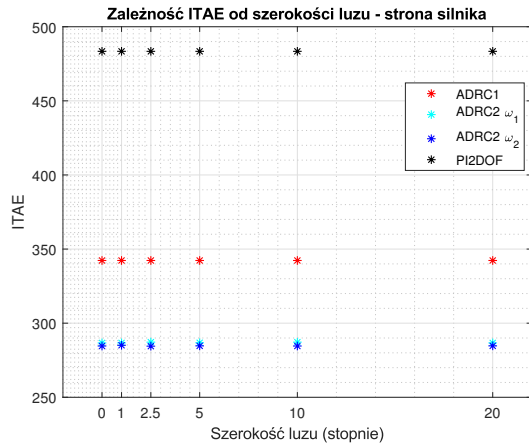
1. żaden z nich nie zależy w istotny sposób od szerokości luzu. Dzieje się tak dlatego, że wałek przez cały czas trwania eksperymentu przenosi moment w jednym kierunku (przed podaniem obciążenia moment przenoszony przez wałek musi zrównoważyć moment tarcia masy J_2 , podanie obciążenia powiększa moment skrętny o T_2), odpowiada to sytuacji "B" z rysunku 2.2,
2. każdy z obliczonych wskaźników błędu przyjmuje niższe (lepsze) wartości dla regulatorów ze sprzężeniem od zmiennych stanu,
3. poza czasem regulacji po stronie obciążenia, wskaźniki błędu dla regulatora PI-2DOF przyjmują największą wartość spośród wszystkich układów regulacji.



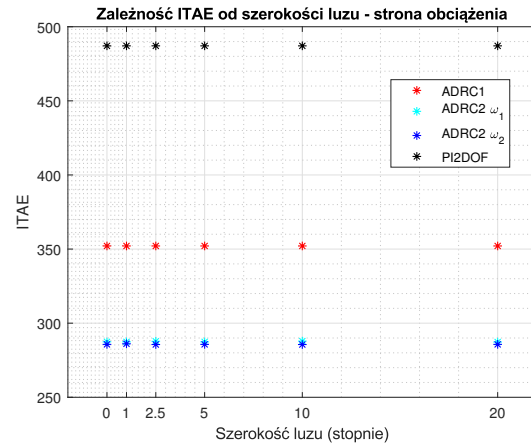
(a) Strona silnika

(b) Strona obciążenia

Rysunek 4.19: Zależność wartości skutecznej uchybu prędkości od szerokości luzu. Parametrem wykresów jest rodzaj układu regulacji.

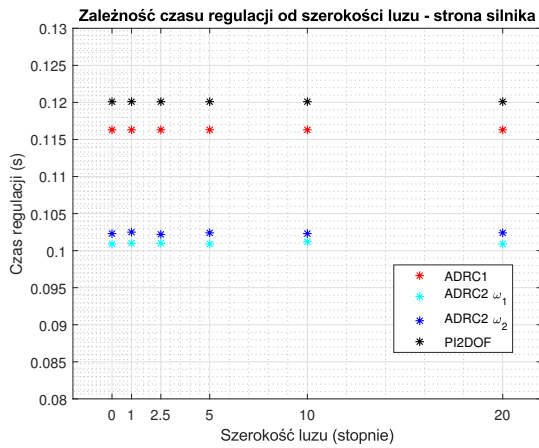


(a) Strona silnika

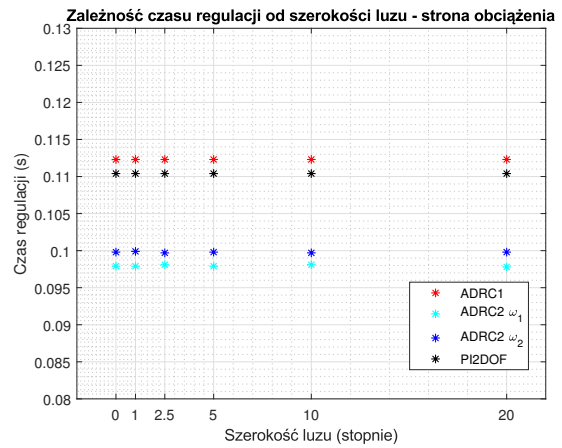


(b) Strona obciążenia

Rysunek 4.20: Zależność ITAE od szerokości luzu. Parametrem wykresów jest rodzaj układu regulacji.

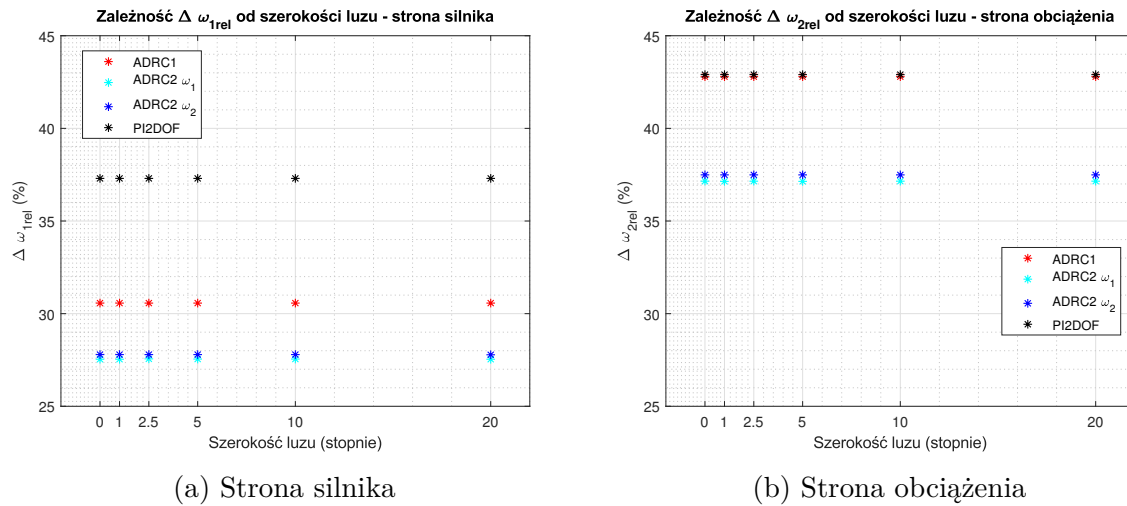


(a) Strona silnika



(b) Strona obciążenia

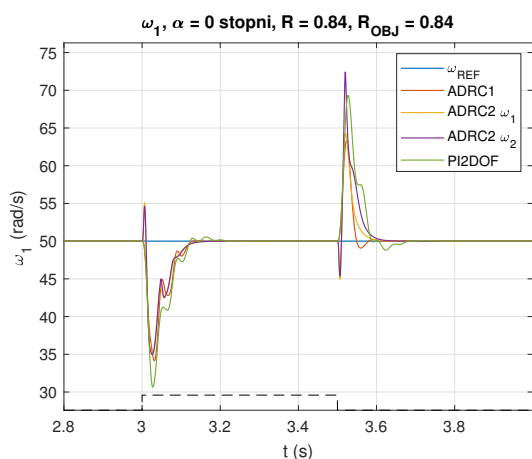
Rysunek 4.21: Zależność czasu regulacji od szerokości luzu. Parametrem wykresów jest rodzaj układu regulacji.



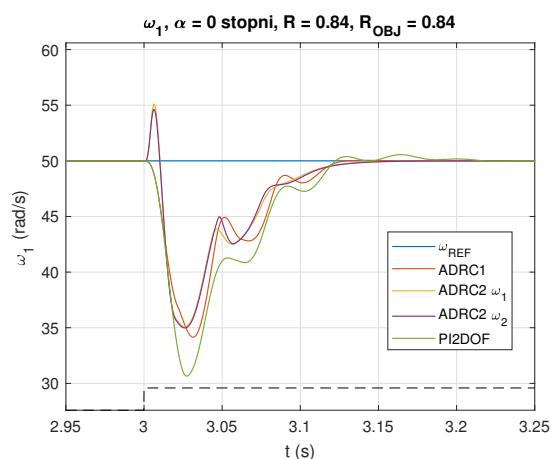
Rysunek 4.22: Zależność względnego przeregulowania wyrażonego w procentach od szerokości luzu. Parametrem wykresów jest rodzaj układu regulacji.

4.5.2 Przykładowe przebiegi - obiekt bez luzu

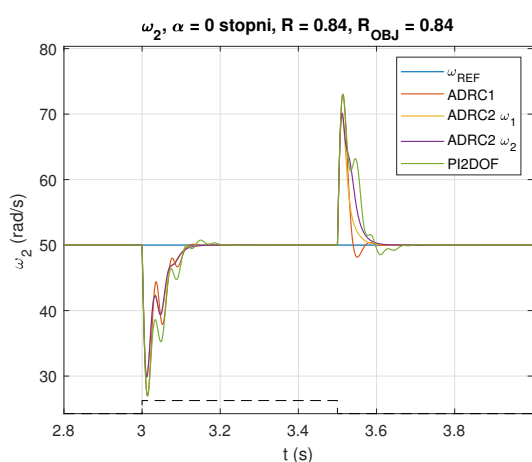
Opis jakości procesu regulacji uzupełniono analizą przebiegów prędkości ω_1 i ω_2 oraz momentu T_1 . W pierwszej kolejności przeanalizowano przebiegi gdy w układzie nie występował luz mechaniczny (rysunek 4.23). Na przebiegach tych dostrzec można odmienne zachowanie się regulatorów ADRC2 ω_1 i ADRC2 ω_2 , gdzie tuż po podaniu skoku T_2 generowany jest znaczny moment elektromagnetyczny powodujący powstanie w przebiegu prędkości ω_1 przeregulowania rzędu 10% gdy w tym samym czasie pozostałe regulatory pozwalają na jej zmniejszenie. Analogiczna sytuacja ma miejsce gdy moment obciążenia ustępuje - prędkość ω_1 na krótko spada poniżej wartości zadanej, podczas gdy w przypadku pozostałych regulatorów prędkość na wzrasta. Tak dynamiczna reakcja jest przyczyną osiągnięcia przez regulatory ADRC2 ω_1 i ADRC2 ω_2 najlepszych wskaźników błędów regulacji (wśród badanych struktur). Da się również zauważyć, że tłumienie oscylacji prędkości po ustąpieniu momentu obciążenia jest nieco lepsze niż po jego podaniu, ponieważ następuje krótkotrwałe zwiększenie prędkości w obecności tarcia wiskotycznego, którego moment rośnie proporcjonalnie do prędkości.



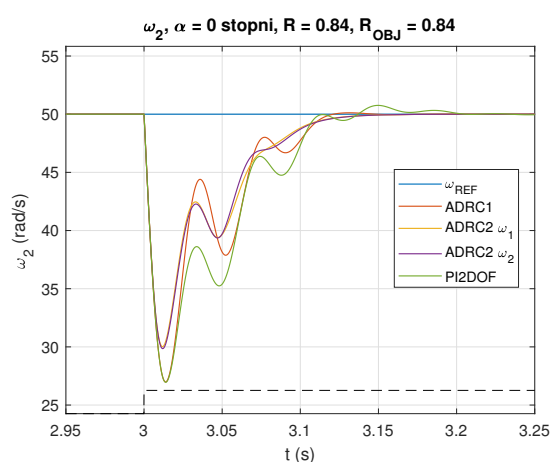
(a) Pełna skala czasu



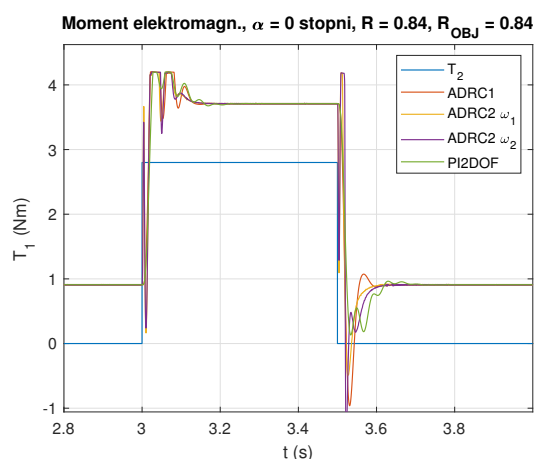
(b) Fragment przebiegu



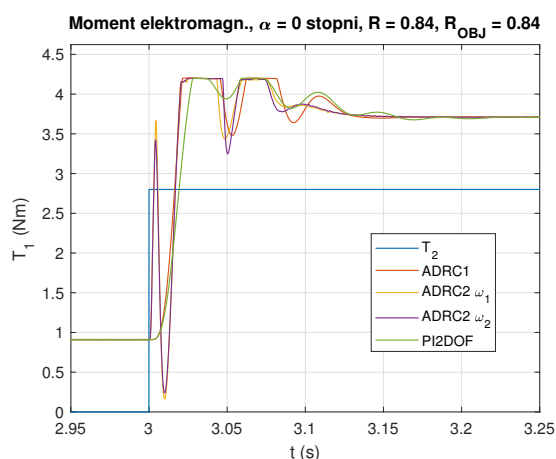
(c) Pełna skala czasu



(d) Fragment przebiegu



(e) Pełna skala czasu

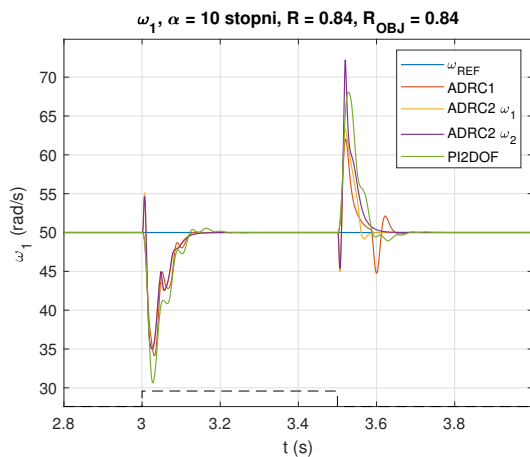


(f) Fragment przebiegu

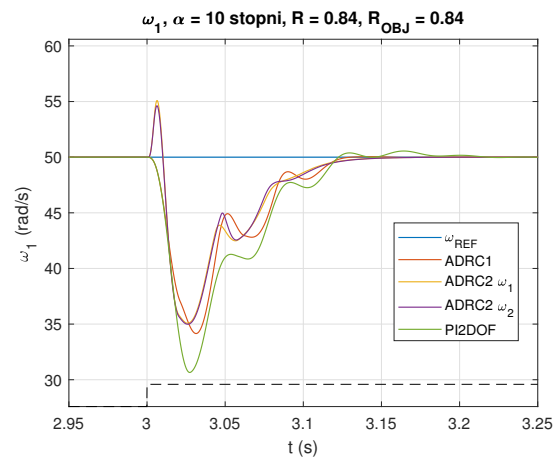
Rysunek 4.23: Przebieg prędkości silnika (a, b), obciążenia (c, d) oraz momentu elektromagnetycznego (e, f) w odpowiedzi na skokową zmianę momentu obciążenia. W obiekcie nie występował luz mechaniczny. Linia przerywaną na rysunkach (a, b, c, d) zaznaczono poglądowo chwilę podania momentu obciążenia $T_2 = 2,8 \text{ Nm}$ (skala nie jest zachowana).

4.5.3 Przykładowe przebiegi - obiekt z luzem o szerokości 10 stopni

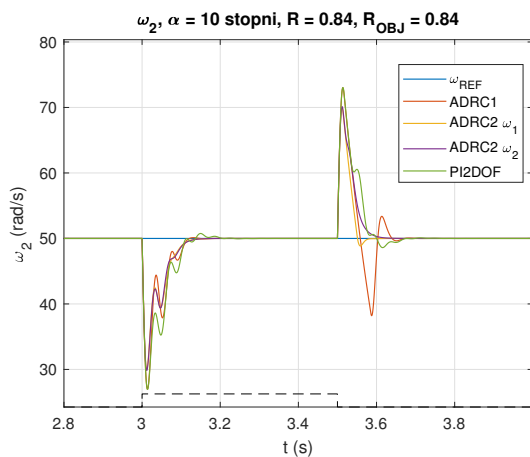
Przebiegi z rysunku 4.24f, gdzie wewnątrz układu występował luz pokazują, że w chwili podania momentu obciążenia nie są widoczne efekty występowania wspomnianego luzu. Odmiennie ma się sytuacja gdy moment obciążający jest zdejmowany, wówczas widać znaczny spadek prędkości, szczególnie po stronie obciążenia. Oscylacje te są jednak skutecznie tłumione w czasie około 200 ms (dla badanego przypadku). Największe oscylacje po ustąpieniu momentu obciążenia zaobserwowano dla układu regulacji ADRC1.



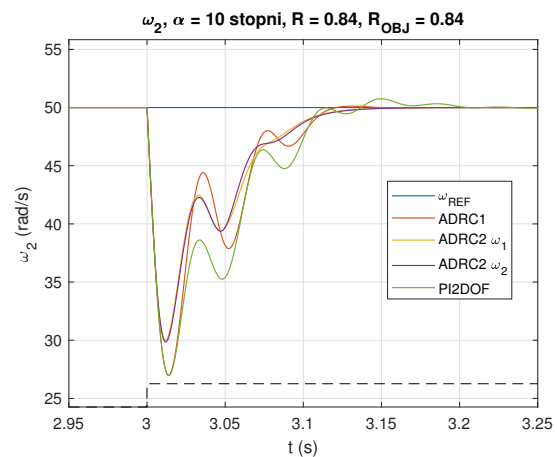
(a) Pełna skala czasu



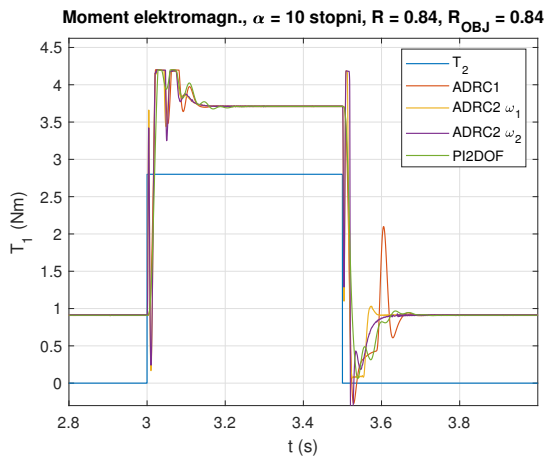
(b) Fragment przebiegu



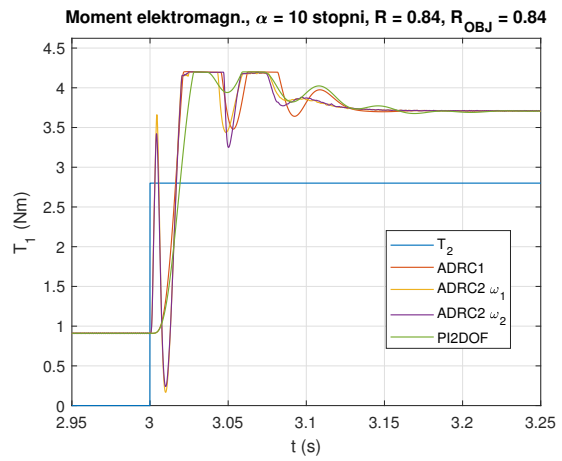
(c) Pełna skala czasu



(d) Fragment przebiegu



(e) Pełna skala czasu



(f) Fragment przebiegu

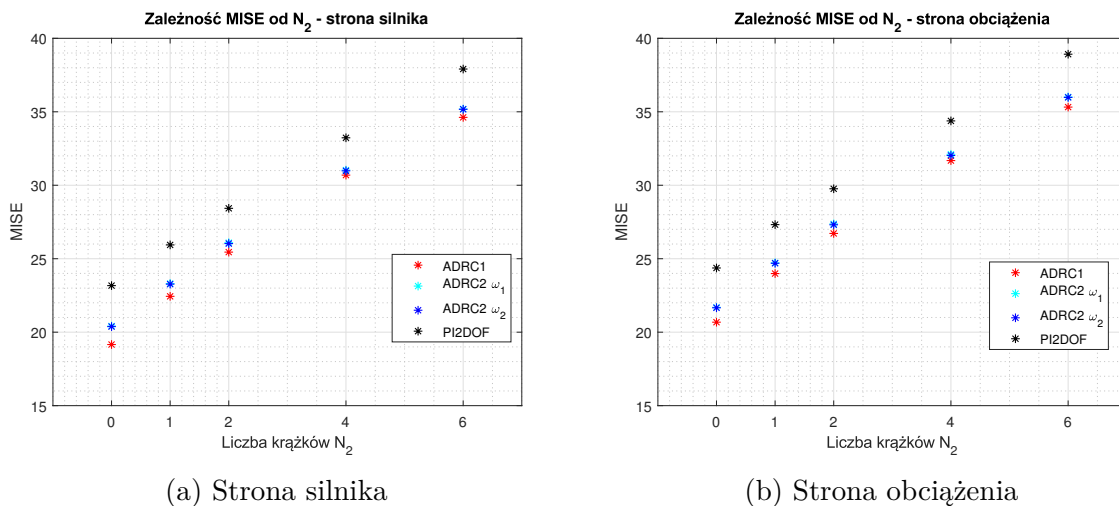
Rysunek 4.24: Przebieg prędkości silnika (a, b), obciążenia (c, d) oraz momentu elektromagnetycznego (e, f) w odpowiedzi na skokową zmianę momentu obciążenia. W obiekcie występował luz mechaniczny o szerokości 10 stopni. Linia przerywaną na rysunkach (a, b, c, d) zaznaczono poglądowo chwilę podania momentu obciążenia $T_2 = 2,8 \text{ Nm}$ (skala nie jest zachowana).

4.6 Badanie odporności układów regulacji na zmianę momentu bezwładności obciążenia

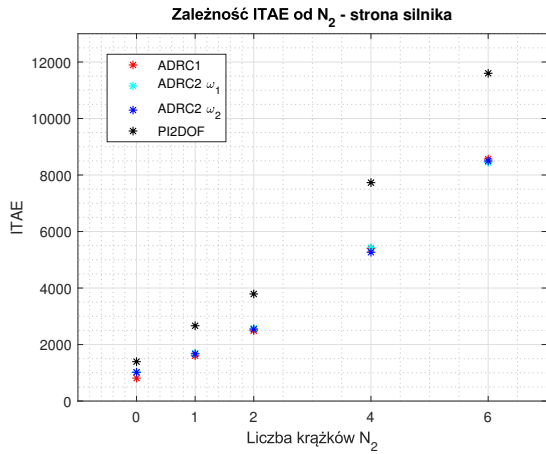
Rozdział poświęcono ocenie wpływu zmiany momentu po stronie obciążenia na jakość regulacji oraz zbadano, czy wprowadzenie korekty nastaw da przewidywalne wyniki. W tym celu przeprowadzono dwa eksperymenty. Pierwszy z nich polegał na ocenie jakości procesu regulacji gdy nastawy dobrano dla obiektu, w którym nie występował luz mechaniczny oraz po stronie obciążenia nie zamocowano dodatkowych krążków ($N_2 = 0$, co odpowiada $R = 0,84$), a następnie zwiększano N_2 . Drugi z eksperymentów polegał na korekcie nastaw dla regulatora dobranego na maksymalny analizowany moment bezwładności obciążenia ($N_2 = 6$, co odpowiada $R = 5,1$). Oceny procesu regulacji dla nastaw nieadekwatnych dokonano na podstawie wcześniej już opisanych wskaźników błędu (wzory (4.9), (4.10), (4.11) oraz 2% czasu regulacji), których zmianę w zależności od N_2 przedstawiono na rysunku. Jako uzupełnienie zamieszczono poglądowe przebiegi dla przypadku nastaw nieadekwatnych do parametrów obiektu - rysunek 4.29 oraz nastaw po korekcie - rysunek 4.30.

Właściwości układów regulacji przy parametrach dobranych nieadekwatnie do parametrów obiektu

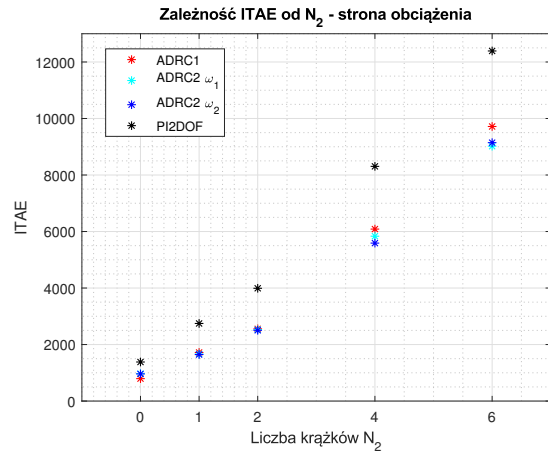
Na rysunkach 4.27, 4.27, 4.27, 4.28 przedstawiono zależność obliczonych współczynników błędu w zależności od liczby N_2 dodatkowych krążków zamontowanych po stronie obciążenia.



Rysunek 4.25: Zależność wartości skutecznej uchybu prędkości od liczby krążków po stronie obciążenia. Parametrem wykresów jest rodzaj układu regulacji.

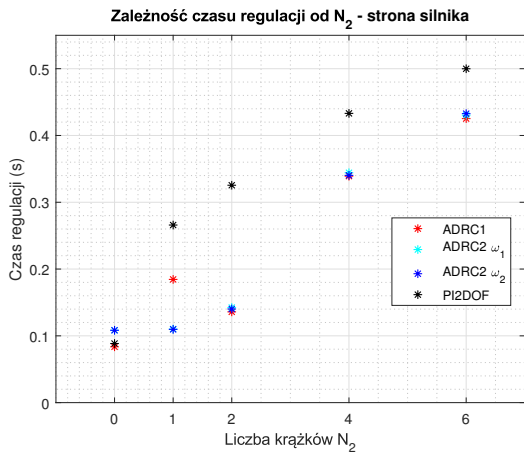


(a) Strona silnika

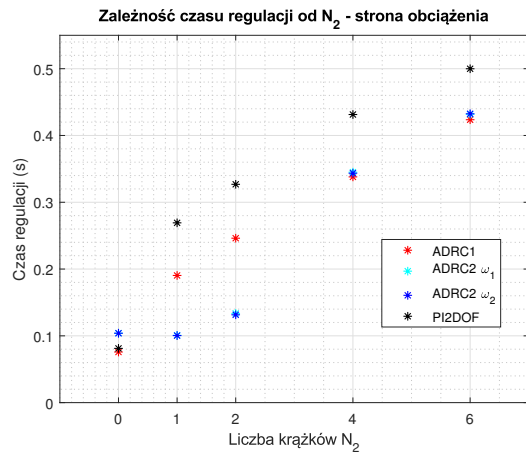


(b) Strona obciążenia

Rysunek 4.26: Zależność ITAE od liczby krążków po stronie obciążenia. Parametrem wykresów jest rodzaj układu regulacji.

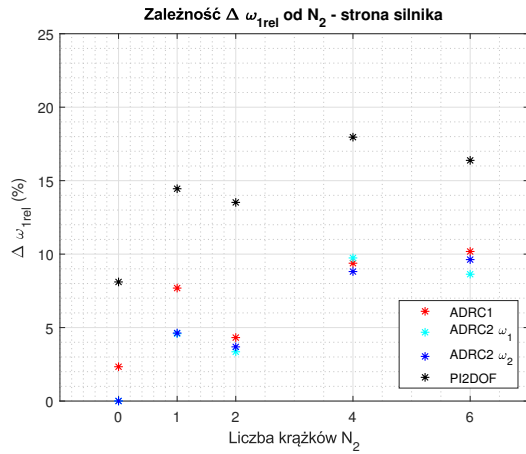


(a) Strona silnika

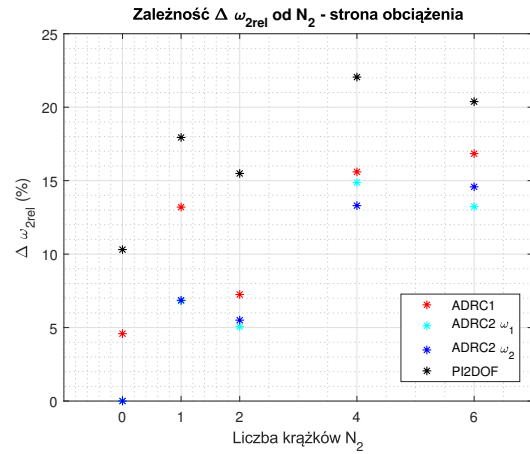


(b) Strona obciążenia

Rysunek 4.27: Zależność czasu regulacji od liczby krążków po stronie obciążenia. Parametrem wykresów jest rodzaj układu regulacji.



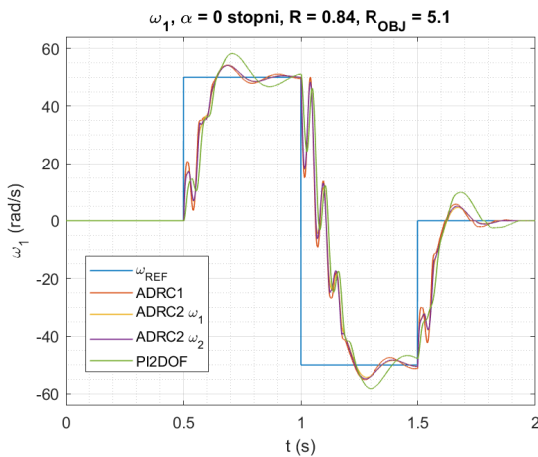
(a) Strona silnika



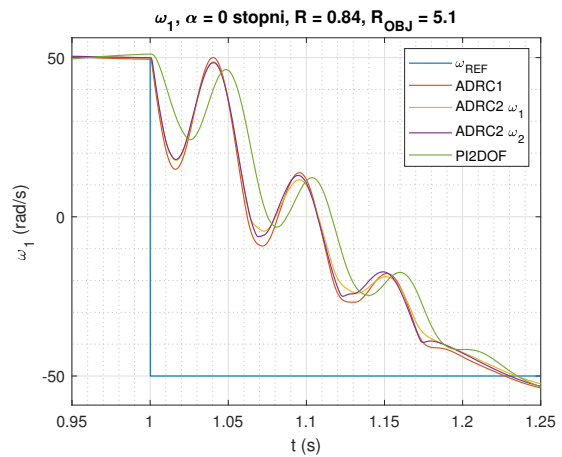
(b) Strona obciążenia

Rysunek 4.28: Zależność względnego przeregulowania wyrażonego w procentach od liczby krążków po stronie obciążenia. Parametrem wykresów jest rodzaj układu regulacji.

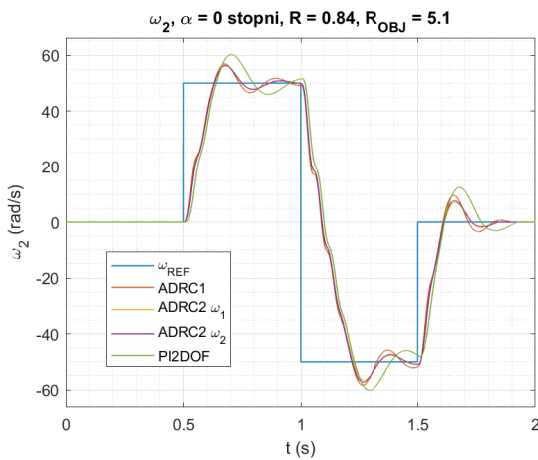
Na rysunku 4.29 przedstawiono przykładowe przebiegi.



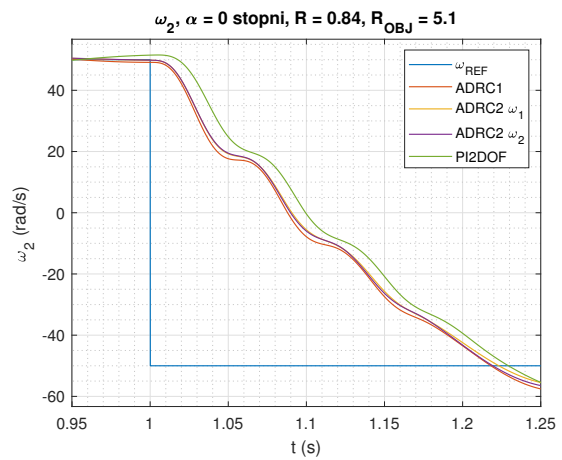
(a) Pełna skala czasu



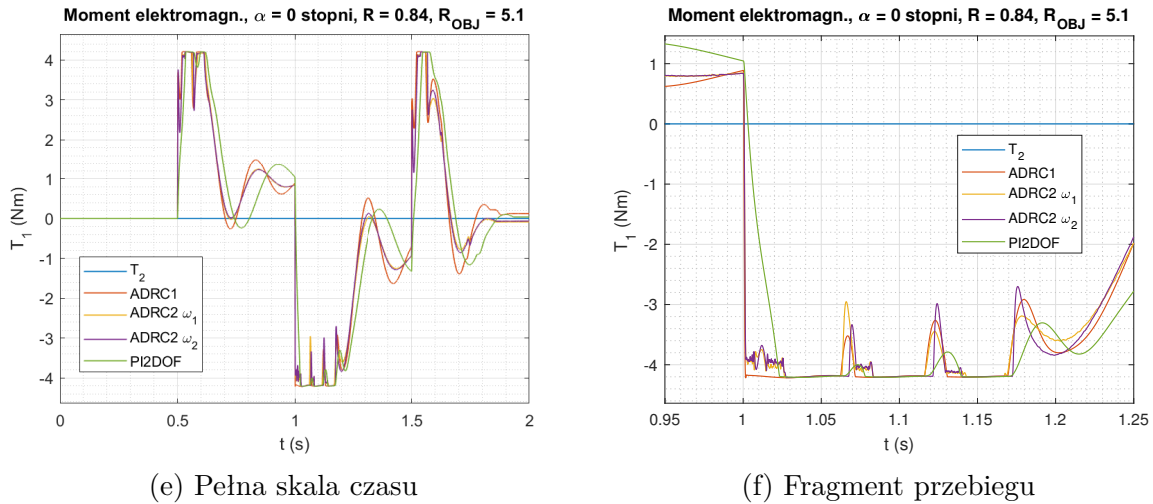
(b) Fragment przebiegu



(c) Pełna skala czasu



(d) Fragment przebiegu



Rysunek 4.29: Przebieg prędkości silnika (a, b), obciążenia (c, d) oraz momentu elektromagnetycznego (e, f) w odpowiedzi na skokową zmianę prędkości zadanej. W obiekcie nie występował luz mechaniczny.

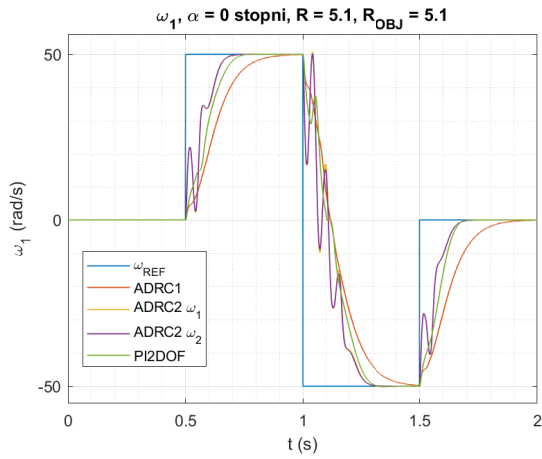
Unaocznione rezultaty w postaci wskaźników jakości oraz przykładowych przebiegów pozwalają stwierdzić, że:

1. wartość wskaźnika MISE zmienia się monotonicznie wraz ze wzrostem momentu bezwładności obciążenia, dotyczy to tak strony silnika jak obciążenia. Układy regulacji bazujące na metodzie ADRC osiągają bardzo zbliżone rezultaty, regulator PI-2DOF wykazuje około 10% gorsze wartości tego wskaźnika,
2. ITAE zmienia się również w sposób monotoniczny w zależności od N_2 , podobnie jak dla MISE, układy regulacji bazujące na ADRC wykazują bardzo zbliżone wartości wskaźnika. Regulator referencyjny okazuje się wyraźnie gorszy w sensie wymienionego wskaźnika jakości. Wartości wskaźnika dla kolejnych wartości N_2 układają się na krzywej przypominającej kształtem parabolę, jest to spowodowane faktem iż duży moment bezwładności powoduje że w stanach dynamicznych znaczący okres czasu przypada na pracę w ograniczeniu momentu T_1 - rysunek (e) oraz (f) z 4.29, dlatego też lepszą wartość omawianego wskaźnika osiągną regulatory charakteryzujące się krótszym czasem reakcji,
3. czas regulacji rośnie niemalże proporcjonalnie do N_2 , dla $N_2 = 1$ oraz $N_2 = 2$ nieco odmiennie (korzystniej) zachowują się regulatory ze sprzężeniem od zmiennych stanu. Regulator PI-2DOF wykazuje gorsze rezultaty o około 20%
4. przeregulowanie względne dla osiąga wyraźnie mniejsze wartości dla regulatorów opartych o ADRC,

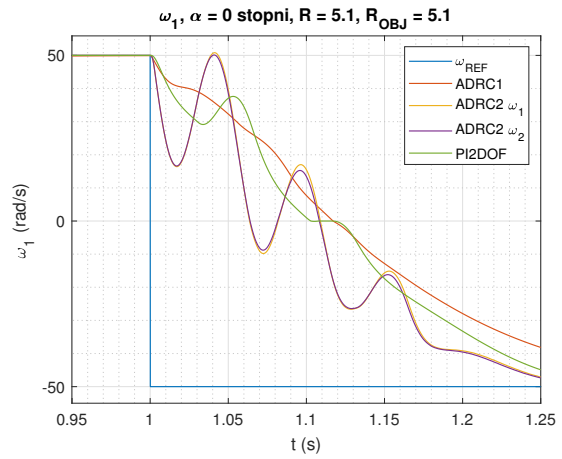
5. przebiegi prędkości po stronie silnika w przedziale czasu od $t = 1\text{ s}$ do $t = 1,2\text{ s}$ charakteryzują się dość silnymi oscylacjami bez względu na analizowaną strukturę sterowania. Jest to spowodowane faktem występowania dużego uchybu i pracą w zasadzie wszystkich regulatorów przez ten okres czasu w ograniczeniu, przez co nawet regulator ze sprzężeniem od zmiennych stanu nie ma możliwości właściwie zareagować. Warto nadmienić, że zastosowany w regulatorach ze sprzężeniem od zmiennych stanu mechanizm ochrony przed wystąpieniem zjawiska *wind - up* działa skutecznie (patrz schematy blokowe z rysunków 3.11 oraz 3.12),
6. z uwagi na dość znaczne oscylacje w stanach przejściowych, rekomendowany jest ponowny dobór nastaw układu regulacji, czego efekt przebadano w następnym podrozdziale.

Właściwości układów regulacji po korekcie nastaw do aktualnych parametrów obiektu

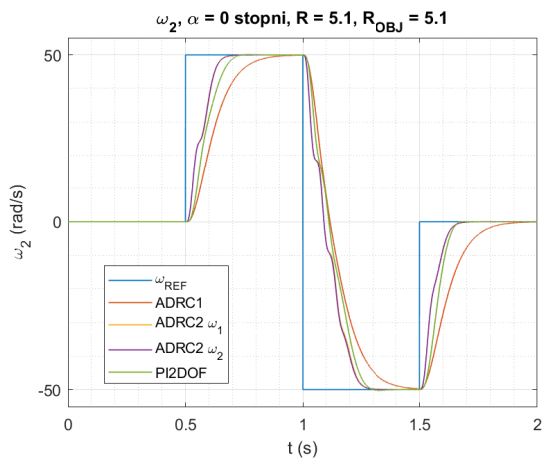
Jak wskazano we wnioskach z poprzedniego podrozdziału, znaczne pogorszenie właściwości w stanach dynamicznych sugeruje dokonania korekt nastaw układów regulacji. Układ *ADRC1*, przestrojono dla $N_2 = 6$ zgodnie z tabelą 3.1. Układy regulacji *ADRC2_{ω1}* oraz *ADRC2_{ω2}* przestrojono, zmieniając ω_C do wartości równej pulsacji rezonansowej $\omega_C = 105 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ odpowiadającej $N_2 = 6$, którą po testach symulacyjnych skorygowano do docelowej wartości $\omega_C = 90 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ dzięki czemu osiągnięto zadowalającą dynamikę odpowiedzi, zmniejszając jednocześnie poziom wibracji po stronie silnika. Wykresy z rysunku 4.30 obrazują uzyskane przebiegi. Widoczna jest znaczna poprawa jakości odpowiedzi, przede wszystkim przebiegi wolne są od przeregulowań tak po stronie silnika jak obciążenia. Dostrzec można zauważalne spowolnienie odpowiedzi układu regulacji *ADRC1* (jego nastawy dobrano zgodnie z algorytmem opisanym w rozdziale 3.2.6), jeśli istniała by potrzeba zwiększenia szybkości odpowiedzi można to łatwo wykonać poprzez zwiększenie parametru k_P dla tego regulatora. W toku badań symulacyjnych stwierdzono, że w omawianej sytuacji 2 - krotne zwiększenie k_P prowadziło do istotnego zwiększenia szybkości odpowiedzi, jednocześnie nie generując negatywnych skutków ubocznych w postaci np. przeregulowania lub pojawienia się nadmiernych wibracji. Podsumowując, w przypadku znacznego zwiększenia momentu bezwładności obciążenia, zasadna jest konieczność zmiany wzmocnień układów regulacji, celem wyeliminowania znacznych przeregulowań w odpowiedzi.



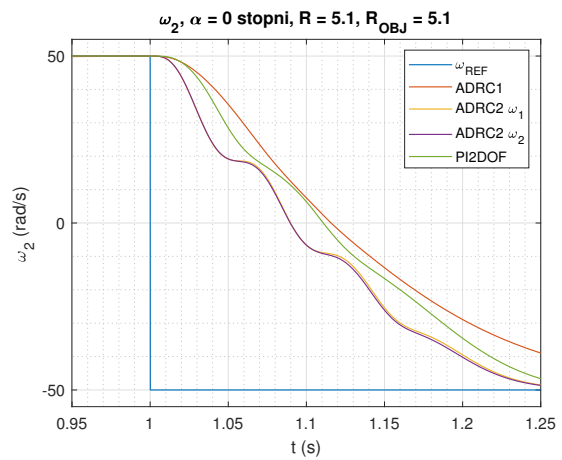
(a) Pełna skala czasu



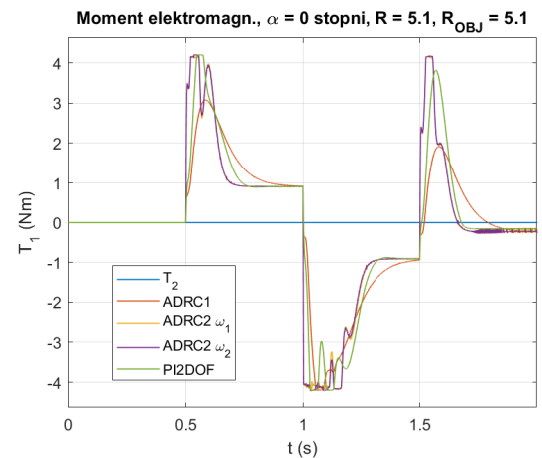
(b) Fragment przebiegu



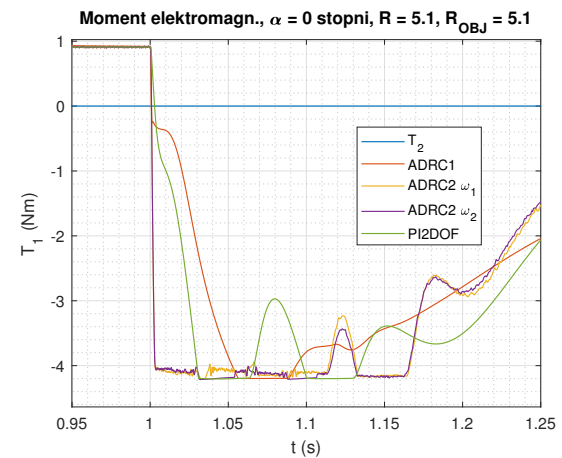
(c) Pełna skala czasu



(d) Fragment przebiegu



(e) Pełna skala czasu



(f) Fragment przebiegu

Rysunek 4.30: Przebieg prędkości silnika (a, b), obciążenia (c, d) oraz momentu elektromagnetycznego (e, f) w odpowiedzi na skokową zmianę prędkości zadanej. W obiekcie nie występował luz mechaniczny. Nastawy układu regulacji skorygowano do aktualnych parametrów obiektu.

4.7 Podsumowanie badań symulacyjnych

Podsumowując prace wykonane w ramach badań symulacyjnych stwierdzono co następuje.

1. *ESO* działa poprawnie w zakresie odtwarzania momentów zakłócenia dla układu z luzem oraz bez luzu.
2. *GESO* działa poprawnie w zakresie odtwarzania prędkości silnika oraz obciążenia w warunkach zmiennej szerokości luzu oraz zmiennego momentu bezwładności po stronie obciążenia. Uzyskane wyniki okazały się w zdecydowanej większości przypadków lepsze niż dla klasycznego podejścia polegającego na filtrowaniu sygnału pochodnej położenia.
3. *GESO* poprawnie odtwarza moment skrętny oraz momenty zakłócające w warunkach braku luzu w układzie. W przypadku pojawienia się luzu, występują błędy systematyczne przy odtwarzaniu wymienionych momentów w stanie ustalonym, mające ścisły związek z szerokością strefy luzu oraz współczynnikiem sprężystości wałka.
4. Znaczna zmiana momentu bezwładności obciążenia prowadzi do pogorszenia dynamicznych właściwości procesu regulacji (takich jak wielkość przeregulowania, czas ustalania się odpowiedzi), dlatego też dla uzyskania wolnych od przeregulowań odpowiedzi na skokową zmianę prędkości zadanej zaleca się wprowadzenie korekty doboru nastaw.
5. Luz mechaniczny także prowadzi do pogorszenia jakości regulacji, lecz w badanym w ramach pracy zakresie stref luzu, degradacja ta nie jest na tyle poważna aby wymagała korekty nastaw.
6. Najlepsze właściwości dynamiczne oraz jakość regulacji (w sensie przyjętych wskaźników błędu) zapewniają regulatory w przestrzeni stanu $ADRC2_{\omega 1}$ $ADRC2_{\omega 2}$.
7. Zachowanie się układów regulacji $ADRC2_{\omega 1}$ i $ADRC2_{\omega 2}$ jest na tyle podobne w sensie przyjętych wskaźników błędu oraz kształtów odpowiedzi na sygnał zadany i zakłócenie, że w ramach eksperymentu na stanowisku laboratoryjnym przebadana zostanie jedynie struktura $ADRC2_{\omega 2}$.

Rozdział 5

Badania eksperymentalne

Celem badań eksperymentalnych była ostateczna weryfikacja opracowanych wcześniej koncepcji oraz porównanie ich z wybranymi metodami sterowania podobnymi obiektami. Badania te prowadzono wg poniższej metodologii:

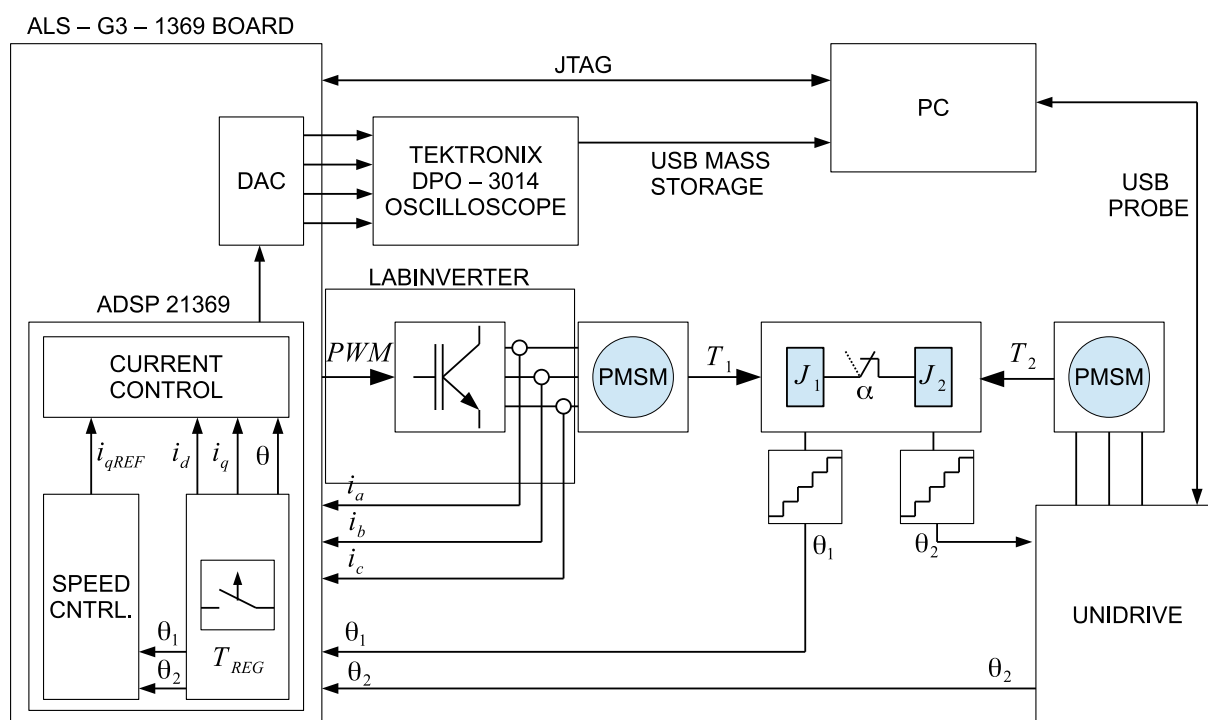
- opracowane w toku badań symulacyjnych metody sterowania zaimplementowano w procesorze sygnałowym (*DSP*) korzystając z języka *C*, wszelkie parametry programu (np. wzmocnienia, współczynniki filtrów cyfrowych, itp.) generowano w sposób automatyczny przy pomocy wcześniej przygotowanego skryptu w środowisku Matlab i następnie przenoszono do kodu do języku *C*,
- przeprowadzano właściwy eksperyment na stanowisku laboratoryjnym, sygnały zadane dla układu regulacji generowano bezpośrednio w programie *DSP*, natomiast wybrane sygnały (maksymalnie 4) , po odpowiednim przeskalowaniu, wystawiano jako sygnał napięciowy na wyjścia analogowe płyty sterownika *ALS-G3-1396*,
- dane pomiarowe rejestrowano z użyciem oscyloskopu cyfrowego *TEKTRONIX DPO 3014*, które to następnie zapisywano w pamięci przenośnej *USB* podłączonej do oscyloskopu,
- dane zapisane na nośniku *USB* poddawano obróbce niezbędnej do ich prezentacji w formie przebiegów lub też obliczenia pożądanych wskaźników. Przetwarzania tych danych dokonano w środowisku Matlab.

5.1 Stanowisko laboratoryjne - opis oraz parametry

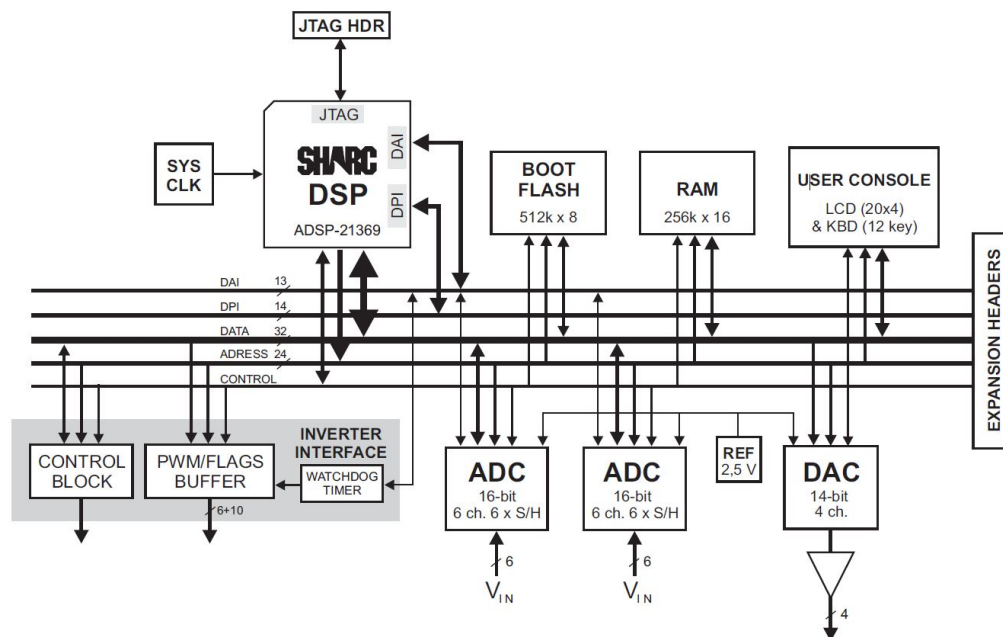
Schemat blokowy stanowiska laboratoryjnego zaprezentowano na rysunku 5.1. Zasadniczymi elementami tego stanowiska są:

- część mechaniczna, składająca się metalowej ramy przykręconej do betonowej podstawy, dwóch maszyn synchronicznych z magnesami trwałymi, sprężystego wałka, zestawu metalowych krążków i podzespołu umożliwiającego zmianę szerokości luzu - rysunki 5.3, 5.5, 5.5,
- część energoelektroniczna, składająca się z dwóch przekształtników: przemysłowego *UNIDRIVE*, sterującego pracą silnika obciążającego oraz laboratoryjnego *LABINVERTER*, zasilającego silnik sterowany. Przekształtnik przemysłowy zasilano z sieci trójfazowej $230/400V$ zaś przekształtnik laboratoryjny z zasilacza prądu stałego o regulowanym napięciu oraz ograniczeniu prądowym,
- część sterująca (system uruchomieniowy DSP) zbudowana w oparciu o procesor sygnałowy firmy *Analog Devices* - *ADSP 21369* wraz z peryferiami - patrz rysunek 5.2,
- część kontrolno - pomiarowa: komputer PC z interfejsem JTAG do programowania *DSP*, oscyloskop oraz generator używany do zadawania momentu obciążenia.

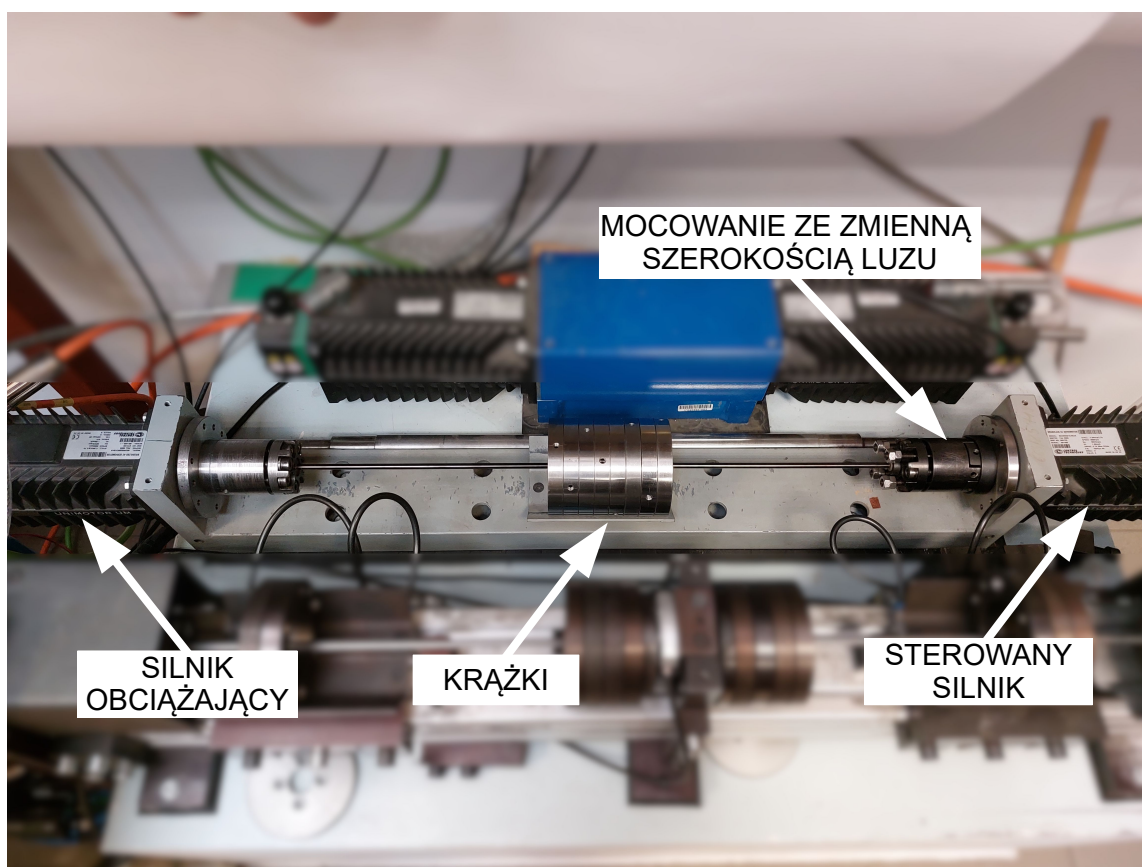
Kluczowe parametry stanowiska, które uwzględniono podczas budowy modelu symulacyjnego oraz które były podstawą do doboru nastaw układów regulacji zestawiono w tabeli 4.1.



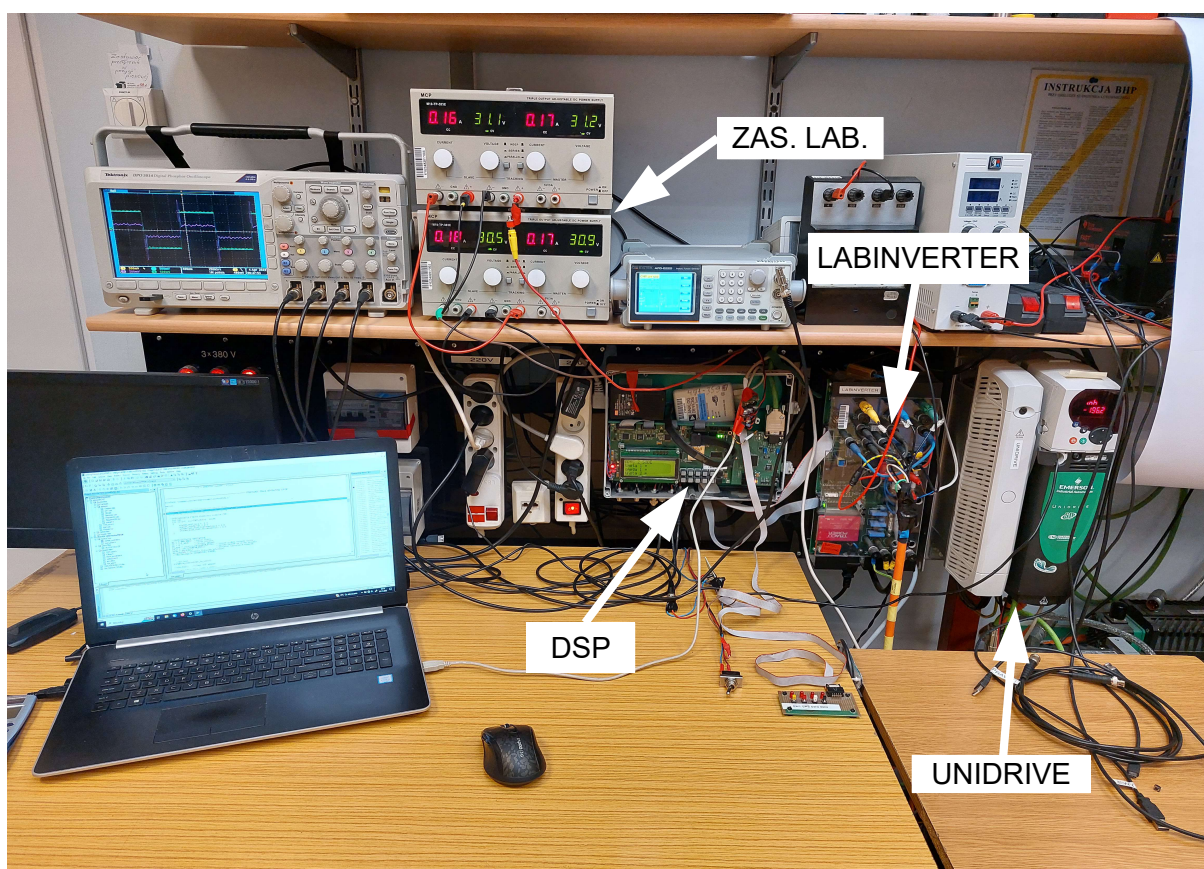
Rysunek 5.1: Schemat blokowy stanowiska laboratoryjnego



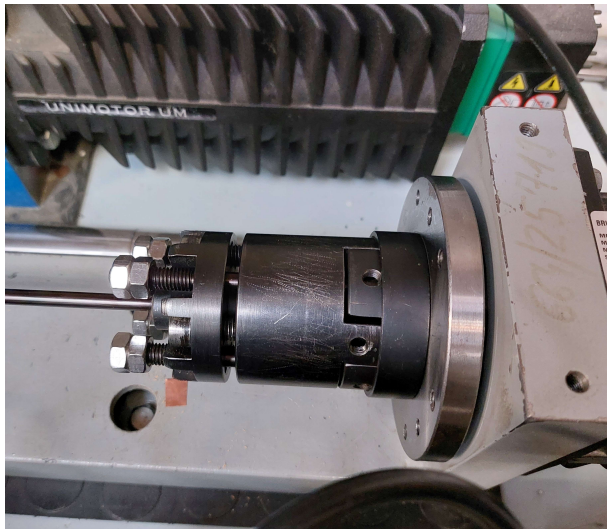
Rysunek 5.2: Schemat blokowy szyny danych oraz adresowej płyty sterownika ALS-G3-1369. Źródło: dokumentacja techniczna



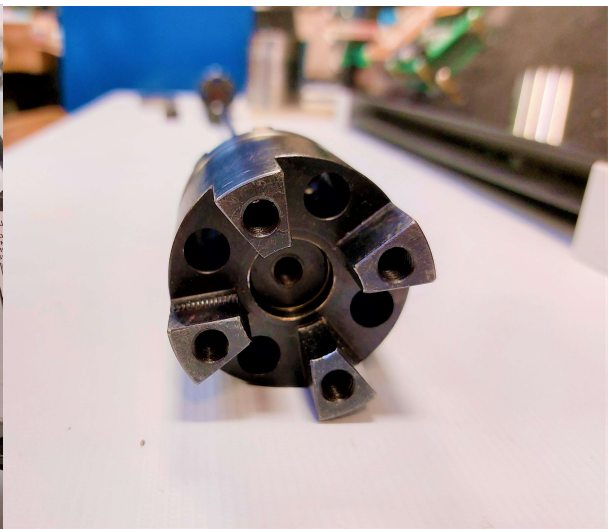
Rysunek 5.3: Fotografia przedstawiająca zespół maszynowy.



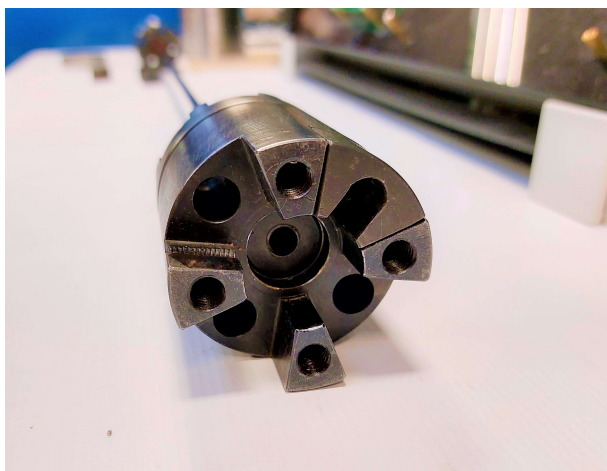
Rysunek 5.4: Fotografia przedstawiająca elementy sterujące stanowiska.



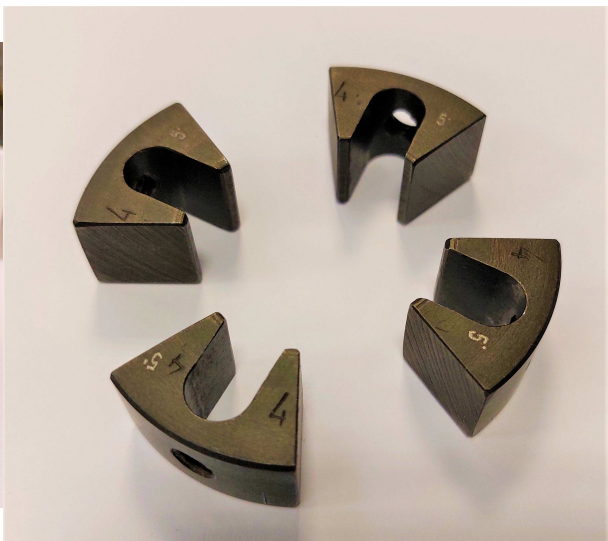
(a) Maszyna napędzająca - mocowanie wałka



(b) Widok mocowania z miejscem na kliny



(c) Widok mocowania z umieszczonym klinem

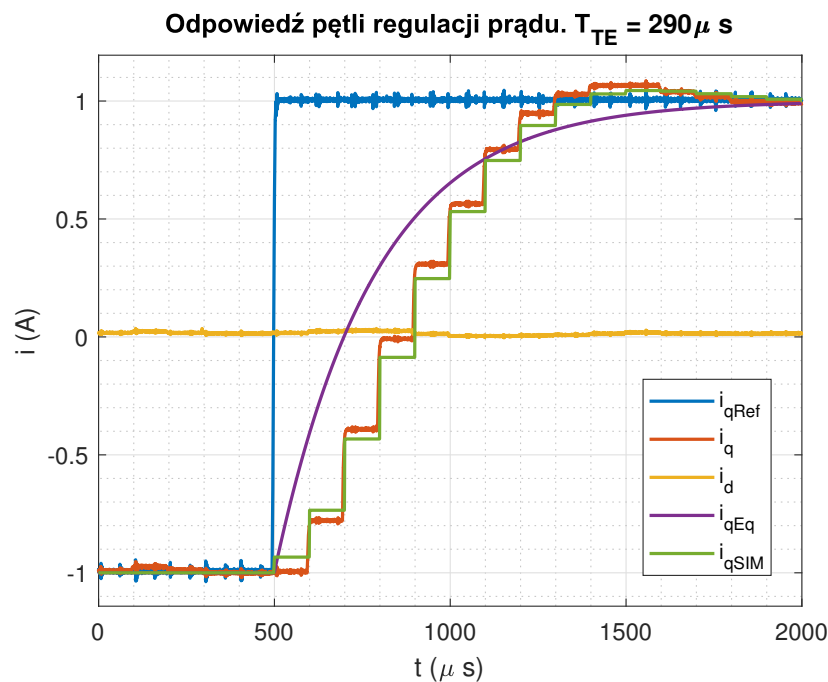


(d) Kliny ustalające szerokość luzu

Rysunek 5.5: Fotografie przedstawiające elementy umożliwiające zmianę szerokości strefy luzu.

5.2 Eksperymentalna identyfikacja zastępczej stałej czasowej regulatora prądu

Na potrzeby oszacowania zastępczej stałej czasowej dla uproszczonego opisu pętli regulacji prądu/momentu, przeprowadzono eksperyment, w którym przy zatrzymanym wale silnika, zadawano skokową zmianę prądu w osi q (przebieg prostokątny bipolarny o amplitudzie 1 A), następnie tak dobrano parametry odpowiedzi zastępczej, aby uzyskać jednakowy czas osiągnięcia 0,9 wartości zadanej dla układu rzeczywistego oraz teoretycznego uproszczonego. Uzyskana wartość stałej czasowej $T_{TE} = 290 \mu\text{s}$ odpowiada pulsacji granicznej $3450 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \approx 549 \text{ Hz}$. Częstotliwość ta znacznie przekracza maksymalną częstotliwość rezonansową występującą w analizowanym układzie mechanicznym. Oprócz tego zbadano przebieg prądu w osi d (wartość zadana 0 A), który jak można zauważyć, zmienia się w znikomym stopniu, wobec czego uzasadnione jest przycięcie, że prąd ten w procesie regulacji pozostaje stale równy 0 A. Dla porównania na wykresie zamieszczono też odpowiedź skokową pętli regulacji prądu w symulacji $i_{q\text{SIM}}$.



Rysunek 5.6: Przebieg procesu regulacji prądu w osiach d i q przy skokowej zmianie prądu zadanego w osi q . Na wykresie przedstawiono również przebieg odpowiadający odpowiedzi uproszczonej pętli prądowej w dziedzinie czasu ciągłego i_{qEq} oraz odpowiedź pętli regulacji prądu w symulacji numerycznej i_{qSIM} .

5.3 Eksperymentalna weryfikacja hipotezy o wpływie szerokości strefy luzu na efektywny współczynnik sprężystości

Zgodnie z analizą teoretyczną z rozdziału (2.19), należy spodziewać się, że w wyniku pojawienia się luzu mechanicznego, obniżeniu ulegnie efektywny współczynnik sprężystości, co powinno skutkować obniżeniem się częstotliwości rezonansowej ω_r oraz antyrezonansowej ω_a . Wpływ na stopień jego obniżenia powinna mieć również amplituda momentu skrętnego - im większa tym stopień obniżenia powinien być niższy. Aby zbadać przedstawioną hipotezę, wykreślono charakterystyki częstotliwościowe $\frac{\Omega_1}{I_{qREF}}$ przy pobudzeniu momentem sinusoidalnie zmiennym w czasie o liniowo narastającej częstotliwości z przedziału $\langle 1; 50 \rangle$ Hz (*Chirp*). Zmianie również podlegały:

1. amplituda prądu: $i_{qREF} = [0,5, 0,75, 1, 1,25]$ A,
2. szerokość strefy luzu: 0, 2,5, 5, 10 stopni,
3. wielkość momentu bezwładności obciążenia J_2 dla przypadku montażu 0, 2, 4, 6 metalowych krążków po stronie obciążenia (N_2), co pozwoliło osiągnąć stosunek momentów bezwładności $R = [0,84, 2,26, 3,67, 5,08]$.

Z każdej z uzyskanych charakterystyk częstotliwościowych odczytano wartość częstotliwości rezonansowej, następnie obliczono stosunek efektywnego współczynnika sprężystości do wartości nominalnej z zależności (5.1), gdzie f_{rB} oznacza częstotliwość rezonansową w sytuacji, gdy w układzie występuje luz mechaniczny, natomiast f_r oznacza analogiczny układ bez luzu w strukturze. W przypadku braku luzu w układzie, względny efektywny współczynnik sprężystości obliczono z charakterystyki wykreślonej dla wymuszenia 1,25 A.

Przedstawione wyniki potwierdzają hipotezę o obniżeniu częstotliwości rezonansowej w układzie z występującym luzem mechanicznym, zjawisko to można zaobserwować zarówno przy poszerzaniu strefy luzu przy stałym wysterowaniu, jak również przy obniżaniu wysterowania przy danej, stałej szerokości luzu. Warto odnotować również zmianę kształtu krzywych rezonansowych - w miarę poszerzania się strefy luzu krzywe stają się szersze (maleje dobroć), podobny efekt pojawia się gdy zmniejszane jest wysterowanie.

$$\frac{k_{EF}}{k} = \frac{f_{rB}^2}{f_r^2} \quad (5.1)$$

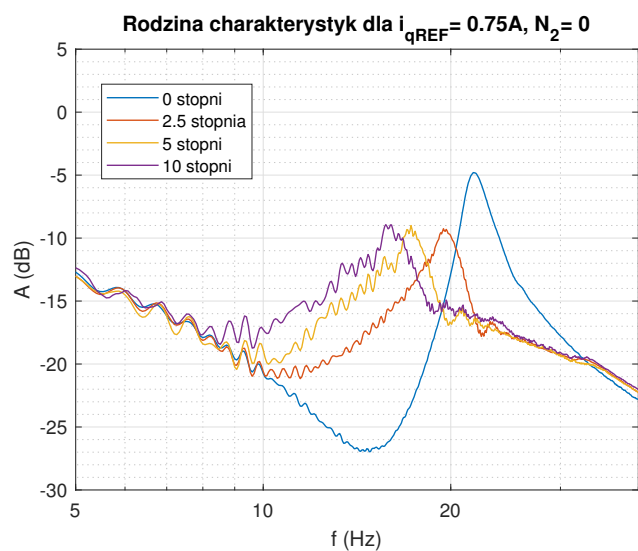
Wpływ zmiany szerokości luzu na kształt charakterystyk częstotliwościowych $\frac{\Omega_1}{I_{qREF}}$ przedstawiono na rysunku (5.7) dla wartości wymuszeń 1,25 A oraz 0,75 A i braku dodatkowych krążków po stronie obciążenia $N_2 = 0$.

Tablica 5.1: Wpływ szerokości strefy luzu oraz amplitudy prądu wymuszającego na częstotliwość rezonansową

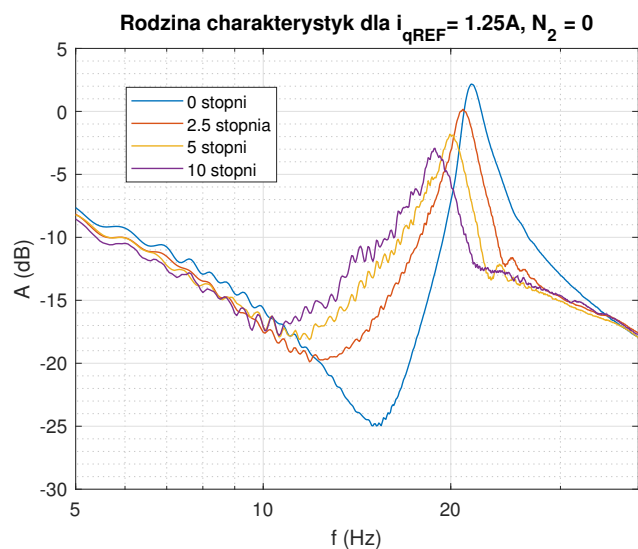
Brak luzu					Luz o szerokości 2,5 stopnia						
f_r [Hz]	i_{qREF} [A]				f_r [Hz]	i_{qREF} [A]					
	0,5	0,75	1,0	1,25		0,5	0,75	1,0	1,25		
N_2	0	22,1	22	21,9	22	N_2	0	15,8	19,4	20,9	21,1
	2	18,8	18,6	18,6	18,8		2	17,1	17,9	18,1	18
	4	17,2	17,4	17	17,1		4	16	16,9	16,8	16,8
	6	17	17	16,7	16,7		6	16	16,4	16,2	16,5
Luz o szerokości 5 stopni					Luz o szerokości 10 stopni						
f_r [Hz]	i_{qREF} [A]				f_r [Hz]	i_{qREF} [A]					
	0,5	0,75	1,0	1,25		0,5	0,75	1,0	1,25		
N_2	0	13,3	17,1	18,9	20,3	N_2	0	11,6	16,3	17,9	19,1
	2	13,3	15,8	17,3	17,3		2	11,3	14,7	16,9	17,1
	4	14	16	16,3	16,3		4	12,5	14,9	15,7	15,6
	6	14	15,6	16	15,8		6	12,8	14,8	15,4	15,5

Tablica 5.2: Wpływ szerokości strefy luzu oraz amplitudy momentu wymuszającego na efektywny współczynnik sprężystości

Brak luzu					Luz o szerokości 2,5 stopnia						
$\frac{k_{EF}}{k}$	i_{qREF} [A]				$\frac{k_{EF}}{k}$	i_{qREF} [A]					
	0,5	0,75	1,0	1,25		0,5	0,75	1,0	1,25		
N_2	0	1,01	1	0,99	1	N_2	0	0,51	0,78	0,91	0,92
	2	1	0,98	0,98	1		2	0,83	0,93	0,95	0,92
	4	1,01	1,04	0,99	1		4	0,87	0,94	0,98	0,97
	6	1,04	1,04	1	1		6	0,83	0,93	0,94	0,97
Luz o szerokości 5 stopni					Luz o szerokości 10 stopni						
$\frac{k_{EF}}{k}$	i_{qREF} [A]				$\frac{k_{EF}}{k}$	i_{qREF} [A]					
	0,5	0,75	1,0	1,25		0,5	0,75	1,0	1,25		
N_2	0	0,36	0,6	0,74	0,85	N_2	0	0,28	0,55	0,67	0,75
	2	0,5	0,72	0,87	0,85		2	0,36	0,62	0,83	0,83
	4	0,66	0,85	0,92	0,91		4	0,53	0,73	0,85	0,83
	6	0,68	0,84	0,92	0,9		6	0,57	0,76	0,85	0,86

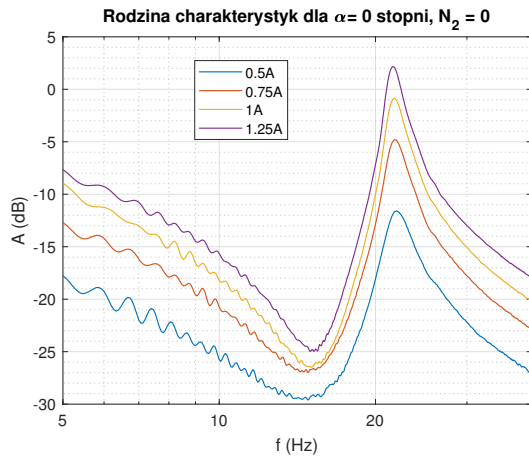


(a) Charakterystyki częstotliwościowe dla 0,75 A

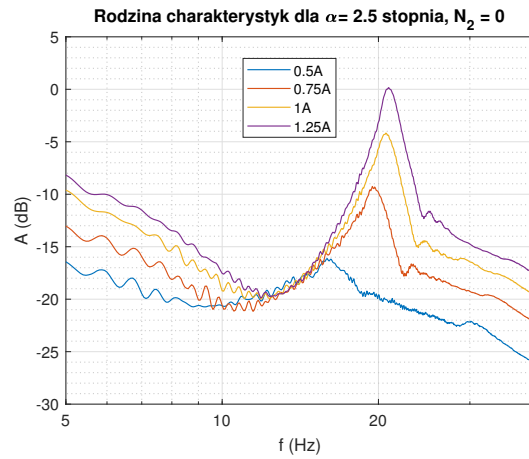


(b) Charakterystyki częstotliwościowe dla 1,25 A

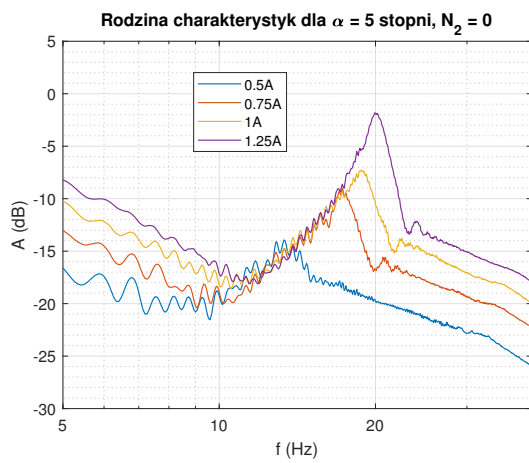
Rysunek 5.7: Rodzina charakterystyk częstotliwościowych $\frac{\Omega_1}{I_{qREF}}$ dla różnych wartości prądu wymuszającego. Parametrem krzywych jest szerokość luzu.



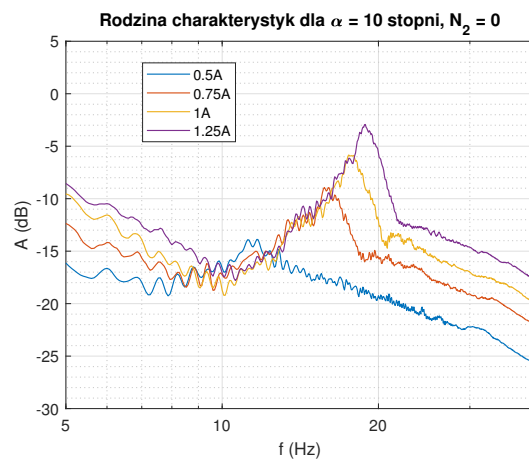
(a) Brak luzu



(b) Szerokość strefy luzu 2,5 stopnia.



(c) Szerokość strefy luzu 5 stopni.



(d) Szerokość strefy luzu 10 stopni.

Rysunek 5.8: Rodzina charakterystyk częstotliwościowych $\frac{\Omega_1}{I_{qREF}}$ dla różnych wartości szerokości strefy luzu. Parametrem krzywych jest amplituda prądu wymuszającego i_{qREF} .

5.4 Eksperymentalna weryfikacja odtwarzania prędkości silnika oraz obciążenia przez *GESO*

Niniejszy rozdział stanowi weryfikację eksperymentalną badań przeprowadzonych w rozdziale 4.3.1. Wykazano tam, że *GESO* skutecznie odtwarza prędkość po stronie silnika oraz obciążenia nawet w sytuacji gdy w obiekcie występuje luz mechaniczny oraz gdy moment bezwładności znacząco odbiega od przyjętego w trakcie doboru nastaw. Aby zweryfikować uzyskane w toku badań symulacyjnych rezultaty przeprowadzono eksperymenty porównujące przebiegi prędkości odtworzonych przez obserwator ω_{1est} i ω_{2est} z prędkościami obliczonymi na podstawie filtrowanego sygnału pochodnej ω_{1f} i ω_{2f} . Stanowisko laboratoryjne nie jest wyposażone w inne, bardziej precyzyjne czujniki prędkości, mogące stanowić punkt odniesienia, dlatego też w przeciwieństwie do badań symulacyjnych, nie zostały tutaj obliczone wskaźniki jakości, a skupiono się jedynie na porównaniu przebiegów, w szczególności odczytaniu maksymalnego opóźnienia między odpowiadającymi sobie prędkościami. Podczas eksperymentu rozważono trzy przypadki, w każdym z nich nastawy *GESO* dobrano dla przypadku $N_2 = 0$ oraz $R = 0,84$:

1. gdy parametry stanowiska odpowiadają parametrom przyjętym podczas doboru nastaw,
2. gdy w układzie pojawił się luz mechaniczny o szerokości 10 stopni,
3. gdy moment bezwładności obciążenia zwiększono, montując $N_2 = 6$ krążków po stronie obciążenia.

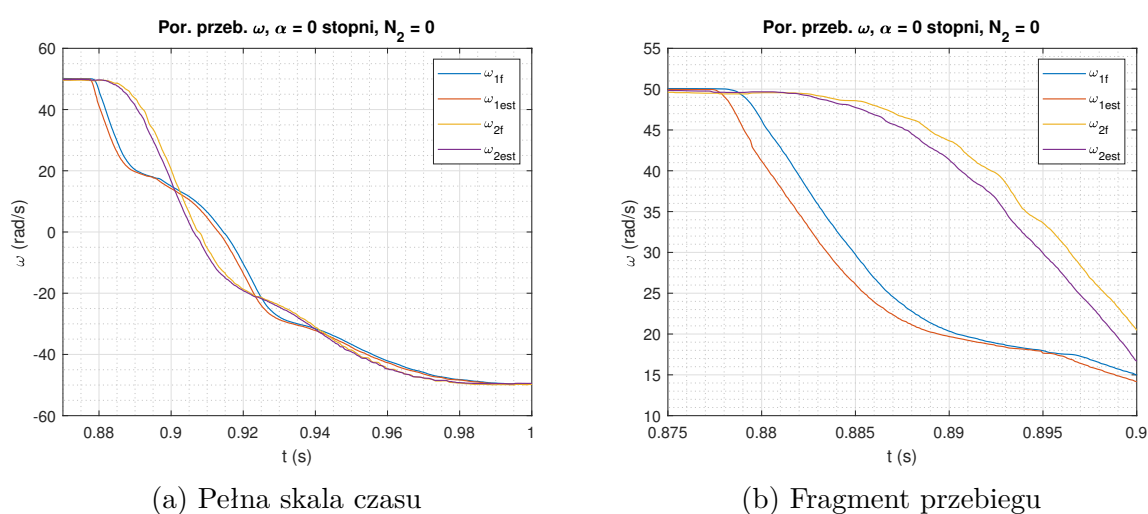
Dane pomiarowe zebrano w trakcie pracy napędu w zamkniętej pętli regulacji prędkości, gdy prędkość zadana była bipolarną falą prostokątną o amplitudzie $50 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ i okresie 1s. Na potrzeby analizy wybrano fragment przebiegu, gdy wykonywany był nawrót. Przebiegi z wymienionych badań zamieszczono na rysunkach, odpowiednio: 5.9, 5.10 i 5.11.

Analiza przedstawionych przebiegów pozwala stwierdzić, że:

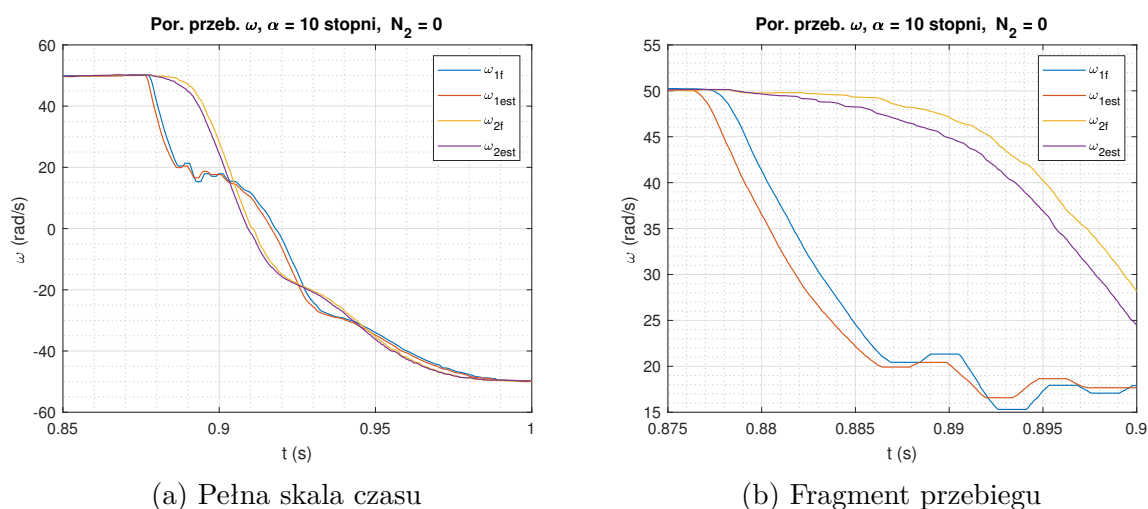
1. podobnie jak w badaniach symulacyjnych, prędkości ω_{1f} oraz ω_{2f} opóźnione są względem ω_{1est} oraz ω_{2est} o około 1 – 1,2 ms i opóźnienie to jest niezmiennie zarówno w stanie powolnej zmiany prędkości jak i szybszej,
2. pojawienie się luzu mechanicznego (rysunek 5.10) nie zmienia w istotnym stopniu opóźnienia między przebiegami,
3. zwiększenie momentu bezwładności powoduje, że opóźnienie w stanach szybkiej zmiany prędkości po stronie obciążenia nie jest stałe i istnieją przedziały czasu, np.

między 0,84 s a 0,88 s gdzie obserwator charakteryzuje się mniejszym opóźnieniem oraz przedziały czasu, np. między 0,9 s a 0,92 s gdzie przebiegi uzyskane z obserwatora pokrywają się lub są nieco opóźnione względem prędkości filtrowanej (rysunek 5.11). Zjawisko to nie występuje po stronie silnika, co potwierdzają badania symulacyjne, gdzie w analogicznym przypadku odtwarzanie prędkości po stronie silnika nie ulegało istotnej degradacji w funkcji zmiany N_2 .

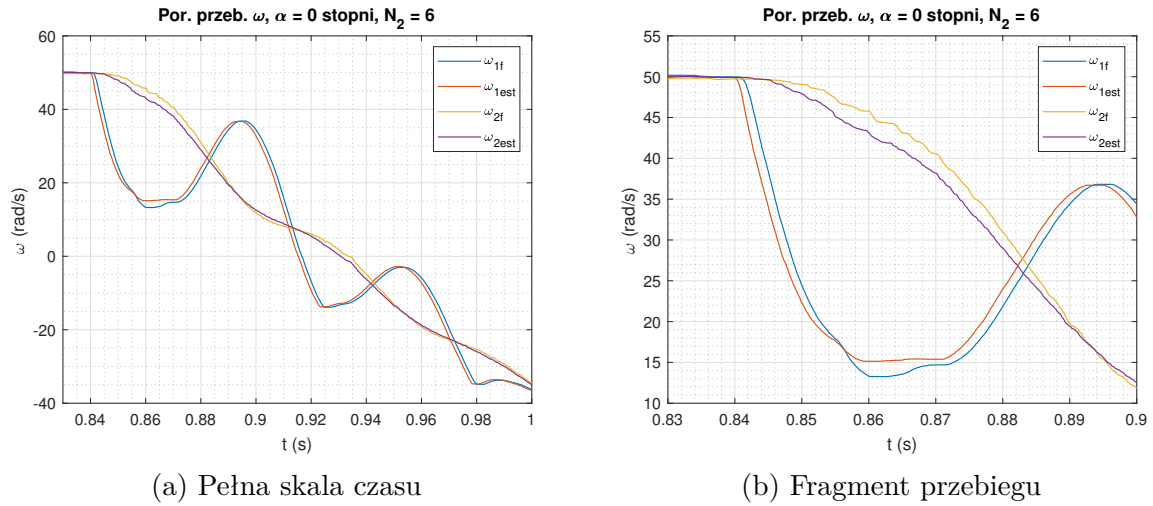
Podsumowując eksperyment można stwierdzić, że jakość odtwarzania prędkości przez obserwator na stanowisku laboratoryjnym jest zadowalająca i estymaty te mogą być wzięte jako sygnały sprzężenia zwrotnego w procesie regulacji. Warto zwrócić uwagę że osiągnięto dobrą zgodność w zakresie odwzorowania opóźnienia między symulacją a eksperymentem.



Rysunek 5.9: Przebiegi prędkości silnika oraz obciążenia gdy parametry modelu przyjęte przy obliczaniu wzmacnień obserwatora odpowiadają parametrom obiektu.



Rysunek 5.10: Przebiegi prędkości silnika oraz obciążenia gdy w obiekcie występował luz mechaniczny o szerokości 10 stopni.



Rysunek 5.11: Przebiegi prędkości silnika oraz obciążenia gdy po stronie obciążenia zamontowano $N_2 = 6$ krążków. W obiekcie nie występował luz mechaniczny

5.5 Odtwarzanie momentów zakłócających za pomocą *ESO* oraz *GESO*

W niniejszym rozdziale przedstawiono efekty eksperymentalnej weryfikacji skuteczności estymacji momentów zakłócających przez oba przedstawione w rozprawie obserwatory. Ponieważ stanowisko laboratoryjne nie jest wyposażone w tensometr, nie jest możliwe odniesienie estymowanych momentów zakłócających do wartości rzeczywistej, możliwe jest jednak zestawienie przebiegów z *ESO* oraz *GESO* i wyciągnięcie na tej podstawie wniosków.

Przebieg eksperymentu był następujący:

1. dobrano nastawy obu obserwatorów dla przypadku $N_2 = 0$ krążków oraz braku luzu mechanicznego $\alpha = 0$ stopni (parametry zgodne z konfiguracją stanowiska laboratoryjnego),
2. uruchomiono stanowisko laboratoryjne w trybie regulacji prędkości (pętlę zamknięto przez ADRC1 gdy badano *ESO*, przez ADRC2 $_{\omega_2}$ gdy badano *GESO*, oraz ponownie przez ADRC1 gdy badano jednocześnie *ESO* oraz *GESO*),
3. po ustaleniu się prędkości podano skok momentu oporowego T_2 (na masę J_2) trwający 1 s za pomocą przekształtnika przemysłowego *UNIDRIVE*,
4. zarejestrowano wybrane sygnały a następnie przedstawiono je na rysunkach 5.12 i 5.13 gdy w układzie nie występował luz oraz na rysunkach 5.14 i 5.15 gdy w obiekcie występował luz mechaniczny o szerokości 10 stopni.

Rezultaty oraz dyskusję pogrupowano ze względu na występowanie luzu w układzie.

Przypadek, gdy w obiekcie nie występował luz mechaniczny

Analiza teoretyczna oraz symulacyjna z rozdziału 4.2 wykazała, że dla układu regulacji ADRC1 łączny estymowany moment zakłócenia \hat{T}_{D1} oznaczony na wykresach jako T_{D1est} będzie równy sumie momentów tarcia T_{F1} po stronie silnika oraz skrętnego T_T . Oprócz tego, z równania (3.12) wiadomo, że prąd i_{qREF} będący wyjściem układu regulacji prędkości ADRC1 posiada dwa komponenty: pierwszy pochodzący od regulatora c_{OUT} oraz drugi, pochodzący od estymowanego zakłócenia z_2 . Jak wynika z opisywanego już w rozdziale 2.4 modelu układu wykonawczego, moment elektromagnetyczny T_1 jest proporcjonalny do prądu i_q a ten z kolei po pominięciu stałej czasowej części elektrycznej T_{TE} równy z dobrym przybliżeniem prądowi i_{qREF} (rozdział 5.2). Wiedząc, że między $T_T + T_{F1}$ zachodzi związek dany równaniem (3.71), można w dziedzinie operatorowej zapisać (5.2)

$$\begin{aligned}
 T_1 = I_{q\text{REF}} k_T &= \frac{C_{\text{OUT}} - Z_2}{\hat{b}_0} k_T = \frac{C_{\text{OUT}} - \left(-\frac{\omega_d^2}{J_1(s^2 + 2\xi_d \omega_d s + \omega_d^2)} (T_T + T_{F1}) \right)}{\hat{b}_0} k_T = \\
 &= \frac{k_T}{\hat{b}_0} C_{\text{OUT}} + \underbrace{\frac{k_T}{\hat{b}_0} \frac{\omega_d^2}{J_1(s^2 + 2\xi_d \omega_d s + \omega_d^2)} (T_T + T_{F1})}_{T_{D1\text{est}}} \quad (5.2)
 \end{aligned}$$

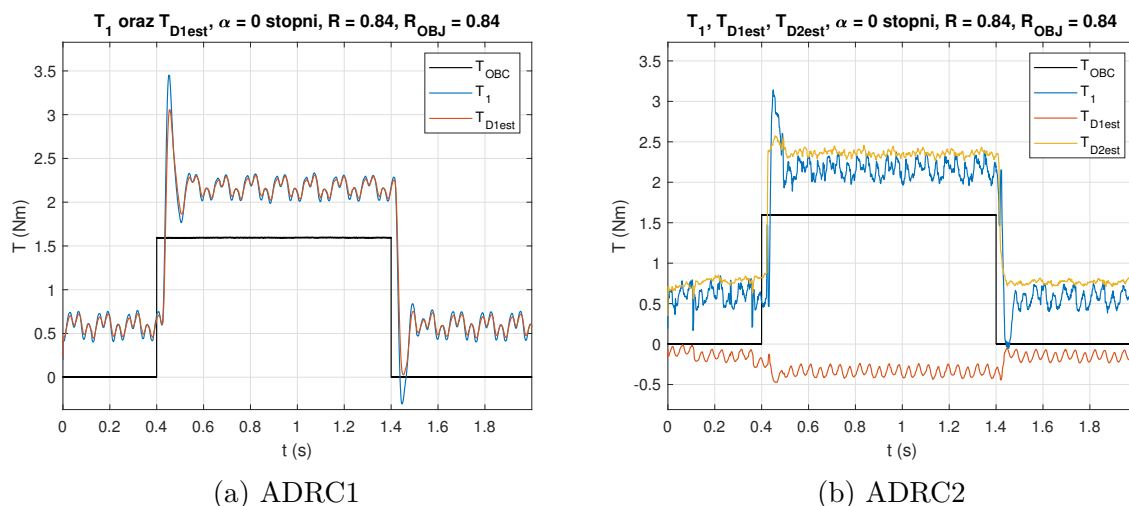
Odnosząc się do przebiegów z rysunku 5.12a można że:

1. W przebiegach widoczne jest wahanie momentu T_1 , mające charakter okresowy. Jego przyczyną jest najprawdopodobniej niewielkie skrzywienie wałka i wynikające stąd dodatkowe momenty sił oddziałujące na masy J_1 oraz J_2 .
2. przed pojawieniem się obciążenia jak również po jego ustąpieniu widoczna jest składowa stała momentu T_1 , pochodząca od momentu tarcia.
3. w stanie ustalonym zarówno przed podaniem momentu obciążenia jak i po, jedyną składową T_1 jest składowa pochodząca od estymowanego zakłócenia. Należało tego oczekiwać, ponieważ regulator proporcjonalny jaki został zastosowany w tej strukturze dla ustalonej prędkości nie generuje składowej do sygnału sterującego. Powyższe jest zgodne z rozważaniami teoretycznymi i w pełni potwierdza prawidłowe działanie *ESO*.
4. w stanach przejściowych tuż po podaniu obciążenia oraz tuż po jego usunięciu, moment T_1 nie pokrywa się z $T_{D1\text{est}}$ a dodatkowa składowa wynika z oddziaływania regulatora.

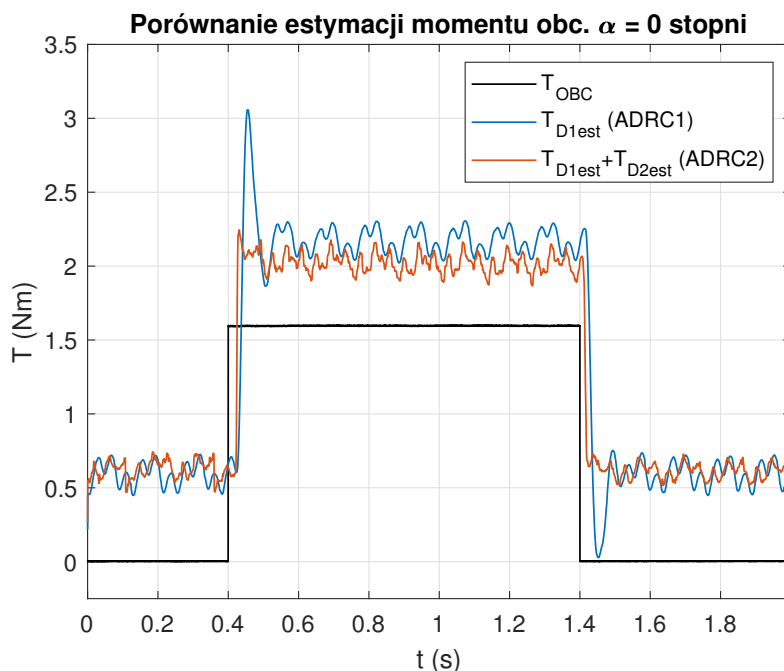
Przechodząc do *GESO*, w rozdziale 4.3.2 udowodniono symulacyjnie, że przy dostatecznie szerokim paśmie obserwatora możliwe jest odtwarzanie zakłócenia tak po stronie silnika jak i obciążenia, czyli powinno zachodzić: $T_{D1\text{est}} = \hat{T}_{D1} \approx T_{F1}$ oraz $T_{D2\text{est}} = \hat{T}_{D2} \approx T_{F2} + T_2$. Ze wzoru (3.83) po uwzględnieniu jak wyżej, $T_1 = k_T i_{q\text{REF}}$ wynika, że moment T_1 ma trzy składowe: jedną pochodzącą od wyjścia regulatora oraz dwie pochodzące od estymowanych momentów zakłócających. Na rysunku 5.12b można zauważyć, że:

1. po podaniu obciążenia następuje wyraźna zmiana w sygnale $T_{D2\text{est}}$, czego należało oczekiwać, bo moment obciążenia jest zawarty w tej właśnie estymacie,
2. w stanie ustalonym dominującą wartość w momencie T_1 stanowi składowa $T_{D2\text{est}}$,
3. w stanie przejściowym pojawia się wyraźnie dodatkowa składowa T_1 pochodząca od wyjścia regulatora, powodując że $T_{D2\text{est}}$ oraz T_1 nie są już tak do siebie zbliżone.

Odnosząc się do rysunku 5.13 można zauważyć, że w stanie ustalonym T_{D1est} z ADRC1 oraz $T_{D1est} + T_{D2est}$ z ADRC2 w stanie ustalonym przyjmują bardzo zbliżone wartości. Należało tego oczekiwać (wynika to z analizy przeprowadzonej w rozdziałach 4.2 i 4.3.2) i przedstawione zachowanie potwierdza prawidłowość działania zarówno *ESO* jak i *GESO* w przypadku prawidłowo zidentyfikowanych parametrów.



Rysunek 5.12: Przebieg prezentujące estymaty momentów zakłócających dla dwóch układów regulacji: ADRC1 (a), ADRC2 (b). Układ bez luzu.



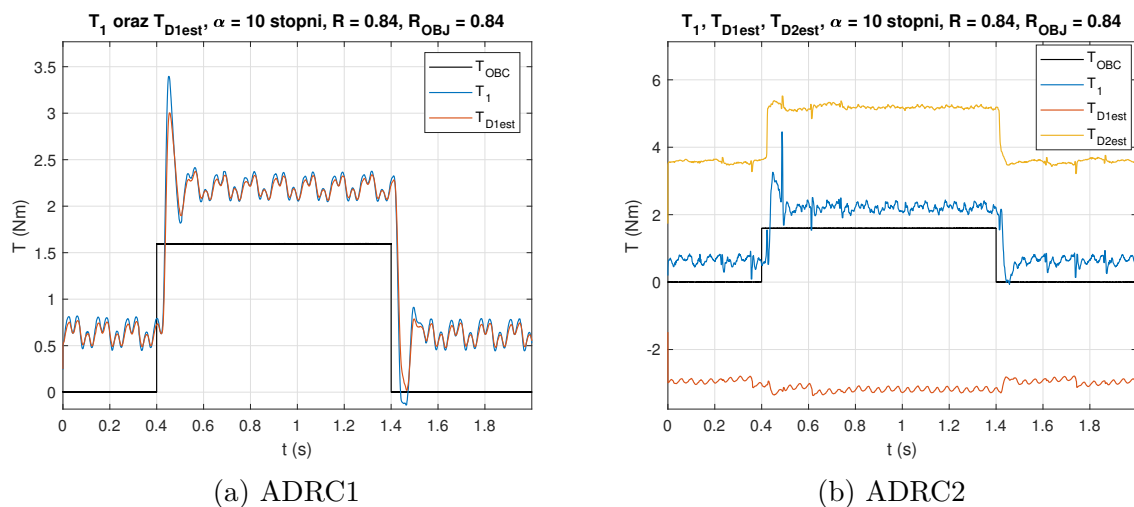
Rysunek 5.13: Porównanie łącznego momentu zakłócenia estymowanego przez *ESO* dla układu regulacji ADRC1 oraz sumy momentów zakłócenia estymowanych przez *GESO* dla układu regulacji ADRC2. Układ bez luzu w swej strukturze.

Przypadek, gdy w obiekcie występował luz mechaniczny o szerokości 10 stopni

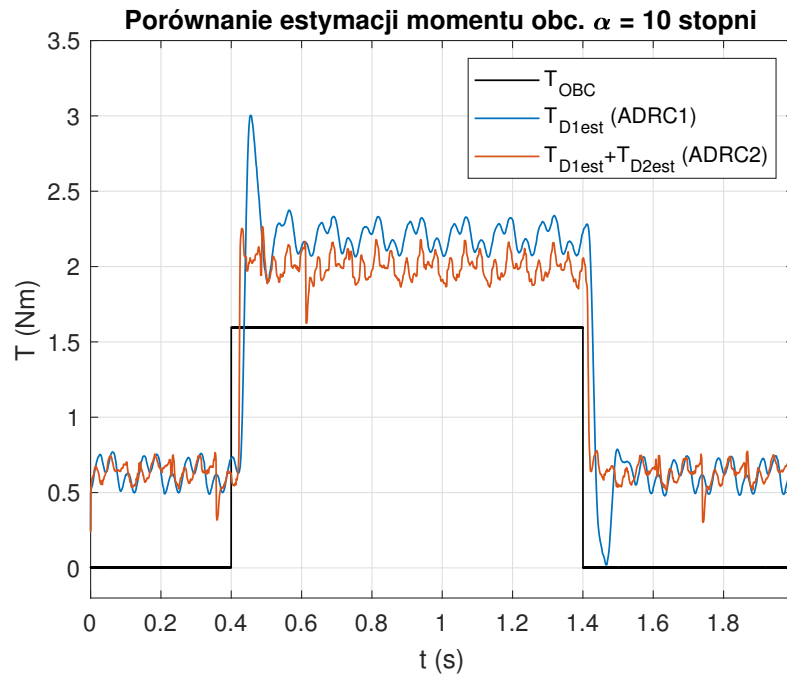
Rozważania teoretyczne oraz badania symulacyjne z rozdziału 4.2 wykazały, że dla ADRC1 luz mechaniczny w stanie ustalonym w obecności momentu obciążenia nie odgrywa roli, zatem nie oczekuje się zmian w przebiegu estymowanego momentu dla tej struktury \hat{T}_{D1} w porównaniu do pracy z obiektem bez luzu. Odmienne wygląda sytuacja dla ADRC2, gdzie luz mechaniczny manifestował się pojawieniem dodatkowego, wirtualnego momentu T_x występującego jako dodatkowa składowa \hat{T}_{D1} oraz \hat{T}_{D2} ze znakiem przeciwnym (rozdział 4.3.2). W rozdziale tym pokazano również, że luz mechaniczny nie ma wpływu na wartość łącznego zakłócenia rozumianego jako suma $\hat{T}_{D1} + \hat{T}_{D2}$ która być równa całkowitemu momentowi zakłócającemu \hat{T}_{D1} dla struktury ADRC1. Wyniki eksperymentu przedstawiono na rysunku 5.14b, skąd można wysunąć następujące wnioski:

1. dla struktury ADRC1 wpływ luzu jest pomijalny (przebiegi praktycznie nie różnią się od tych z 5.12a),
2. dla struktury ADRC2 następuje charakterystyczne rozsuniecie przebiegów T_{D1est} i T_{D2est} w przeciwnych kierunkach, zupełnie jak miało to miejsce w analizie symulacyjnej (zobacz rysunki 4.12d),
3. przebiegi $\hat{T}_{D1} + \hat{T}_{D2}$ dla ADRC2 oraz \hat{T}_{D1} dla ADRC1 są do siebie bardzo zbliżone.

Przedstawione powyżej obserwacje potwierdzają przeprowadzoną analizę teoretyczną - symulacyjną oraz wskazują na poprawność implementacji zarówno *ESO* jak i *GESO* na stanowisku laboratoryjnym.



Rysunek 5.14: Przebiegi prezentujące estymaty momentów zakłócających dla dwóch układów regulacji: ADRC1 (a), ADRC2 (b). W układzie występował luz o szerokości 10 stopni.



Rysunek 5.15: Porównanie łącznego momentu zakłócenia estymowanego przez *ESO* dla układu regulacji ADRC1 oraz sumy momentów zakłócenia estymowanych przez *GESO* dla układu regulacji ADRC2. W układzie występował luz o szerokości 10 stopni.

5.6 Odpowiedź układów regulacji na skokową zmianę prędkości zadanej - wpływ luzu

Niniejszy rozdział przedstawia wyniki badań uzyskanych na stanowisku laboratoryjnym przy skokowej zmianie prędkości zadanej i bezpośrednio nawiązuje do badań symulacyjnych zaprezentowanych w rozdziale 4.4. Scenariusz eksperymentu był następujący:

1. dobrano nastawy układu regulacji adekwatne do parametrów stanowiska, wybrano przypadek $N_2 = 0$ oraz $\alpha = 0$ stopni (tabela 4.2),
2. przeprowadzono test dla wyżej wymienionych nastaw,
3. wprowadzono do układu luzu o szerokości 10 stopni i ponownie przeprowadzono eksperyment.

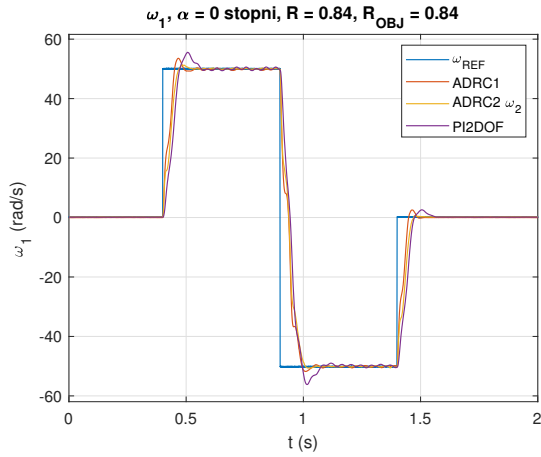
Wyniki w formie przebiegów prędkości oraz momentu elektromagnetycznego pogrupowano ze względu na obecność luzu w obiekcie. Aby móc bezpośrednio odnieść się do badań symulacyjnych, przebiegi z badań eksperymentalnych zestawiono w taki sam sposób jak w badaniach symulacyjnych.

5.6.1 Przykładowe przebiegi - obiekt bez luzu

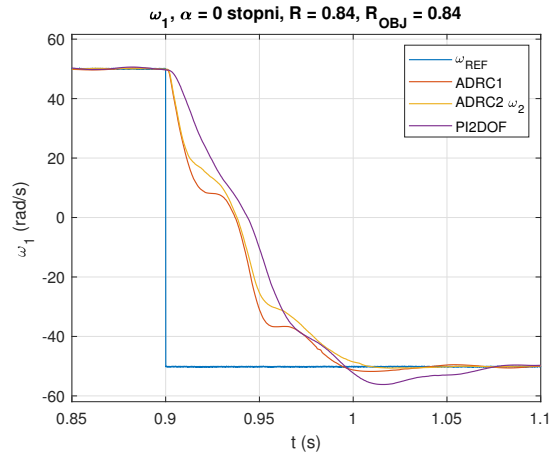
Rysunek 5.16 przedstawia przebiegi: prędkości zadanej, prędkości po stronie silnika i obciążenia oraz momentu elektromagnetycznego dla badanych regulatorów, które można porównać bezpośrednio z przebiegami z rysunku 4.23. Widoczna jest bardzo dobra zgodność badań symulacyjnych z analogicznym eksperymentem na stanowisku laboratoryjnym (pod względem charakteru i kształtu przebiegów jak również wartości przeregulowania), w szczególności można zauważyć że:

1. regulator ze sprzężeniem od zmiennych stanu ADRC $_{2\omega_2}$ bezoscylacyjnie sprowadza prędkość ω_2 do wartości zadanej,
2. regulator ADRC1 charakteryzuje się nieco lepszym czasem narastania, lecz po stronie obciążenia widoczne jest nieznaczne przeregulowanie,
3. regulator PI - 2DOF charakteryzuje się największym przeregulowaniem spośród badanych struktur,
4. przebiegi prędkości tak po stronie silnika jak i obciążenia podlegają niewielkim wahaniom, wiążąc je z przebiegiem momentu elektromagnetycznego gdzie również

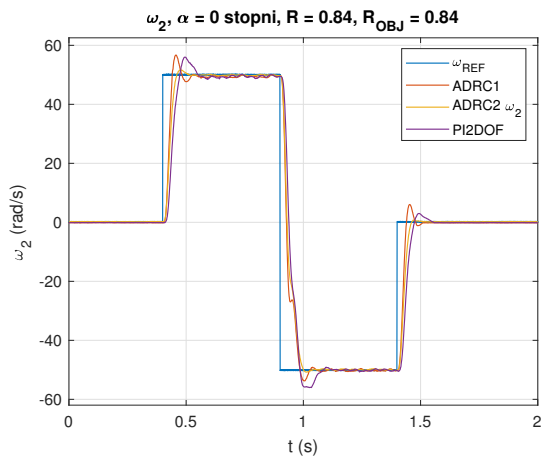
widać wahania o podobnym charakterze, można przyjąć, że ich przyczyną są pewne kwestie związane z niedoskonałościami części mechanicznej stanowiska (przypuszczalnie przyczyną jest niewielkie wykrzywienie wałka).



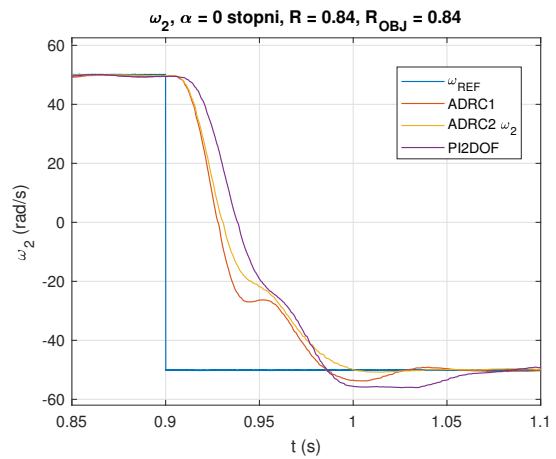
(a) Pełna skala czasu



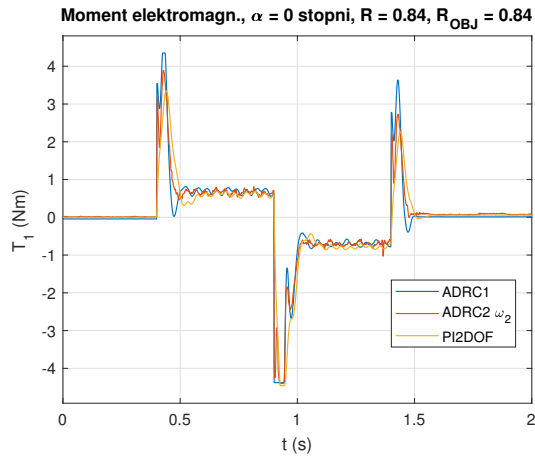
(b) Fragment przebiegu



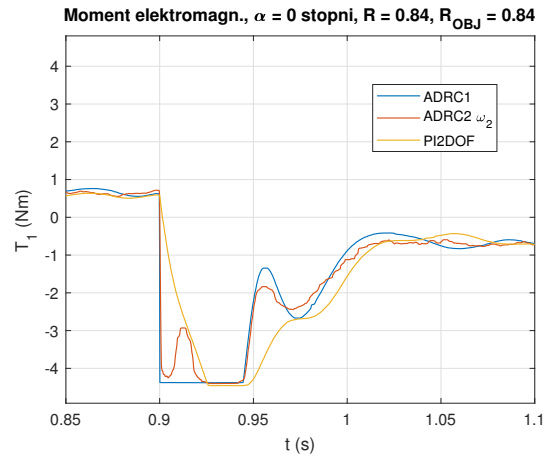
(c) Pełna skala czasu



(d) Fragment przebiegu



(e) Pełna skala czasu

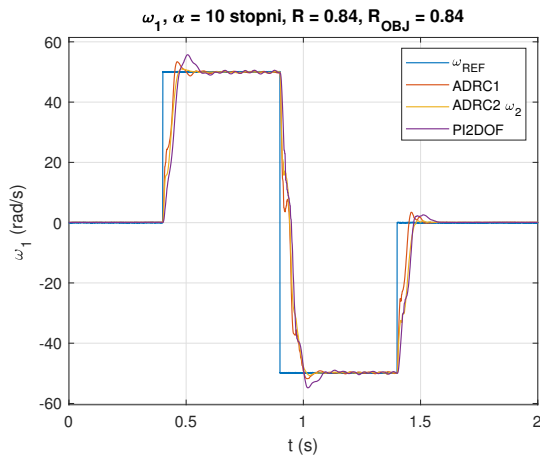


(f) Fragment przebiegu

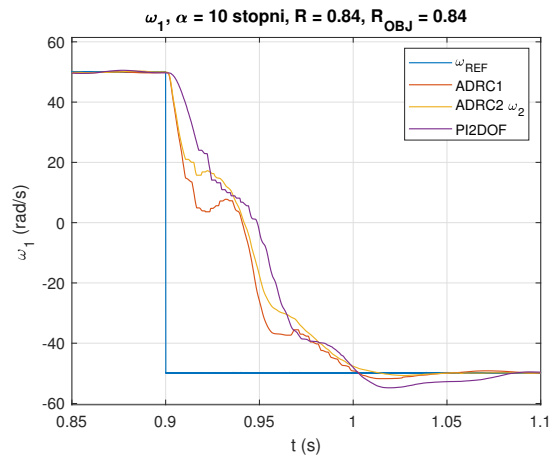
Rysunek 5.16: Przebieg prędkości silnika (a, b), obciążenia (c, d) oraz momentu elektromagnetycznego (e, f) w odpowiedzi na skokową zmianę prędkości zadanej

5.6.2 Przykładowe przebiegi - obiekt z luzem o szerokości 10 stopni

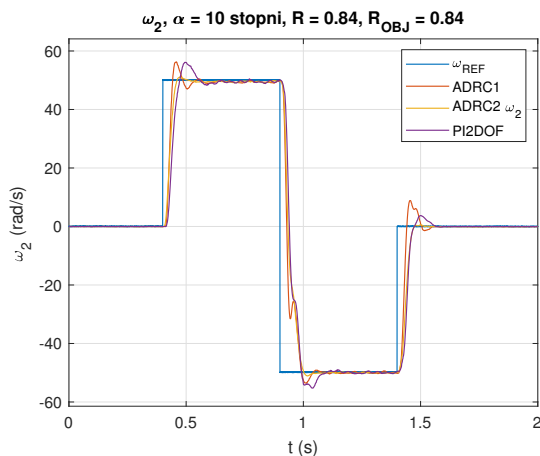
Przebiegi z rysunku 5.17 zarejestrowano, gdy w układzie obecny był luz o szerokości 10 stopni, co jest maksymalną możliwą do uzyskania na dostępnym stanowisku szerokością luzu. Prezentowany jest zatem najbardziej wymagający z punktu widzenia układów regulacji przypadek. Poniższy rysunek można zestawić z analogicznym otrzymanym w toku badań symulacyjnych 4.18. Wnioski płynące z weryfikacji eksperymentalnej pokrywają się z wyciągniętymi w drodze analizy symulacyjnej. Drobne różnice jak na przykład niewielkie perturbacje w prędkości silnika w trakcie nawrotu mogą wynikać ze złożonej mechaniki części odpowiedzialnej za realizację luzu mechanicznego na stanowisku.



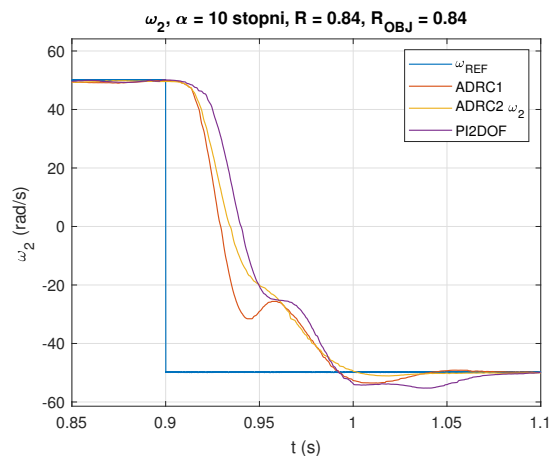
(a) Pełna skala czasu



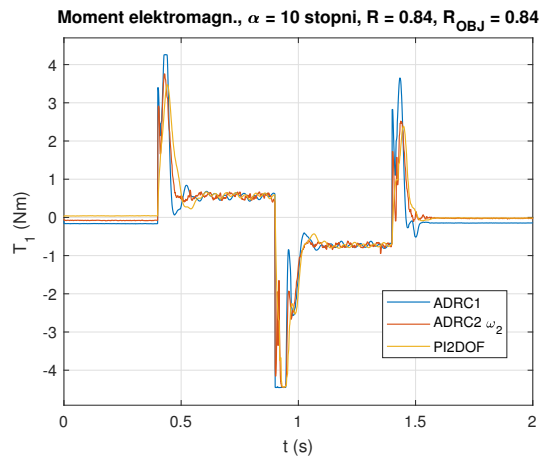
(b) Fragment przebiegu



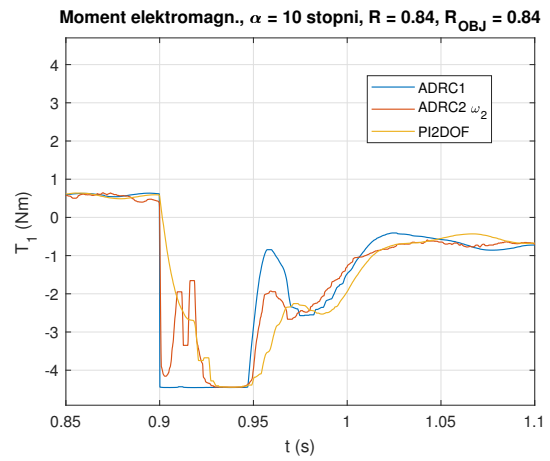
(c) Pełna skala czasu



(d) Fragment przebiegu



(e) Pełna skala czasu



(f) Fragment przebiegu

Rysunek 5.17: Przebieg prędkości silnika (a, b), obciążenia (c, d) oraz momentu elektromagnetycznego (e, f) w odpowiedzi na skokową zmianę prędkości zadanej.

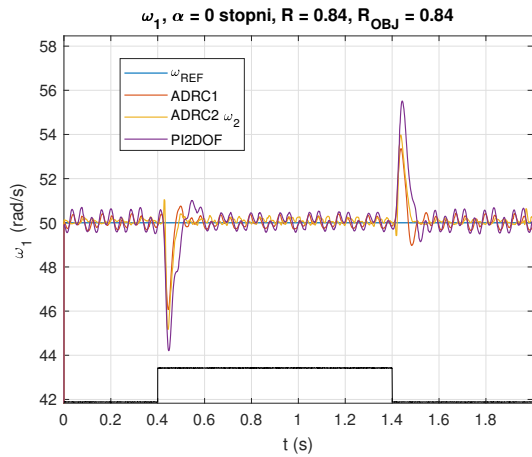
5.7 Odpowiedź układów regulacji na skokową zmianę momentu obciążenia

Niniejszy podrozdział przedstawia przebiegi uzyskane na stanowisku laboratoryjnym przy skokowym podaniu momentu obciążenia. Sam skok trwał 1 s po czym moment ten został zdejmowany. Przed podaniem obciążenia napęd pracował w stanie ustalonym ze stałą prędkością zadaną $50 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$. Wyniki pogrupowano ze względu na obecność luzu w obiekcie. Jak wynika z analizy symulacyjnej, w momencie podania obciążenia luz nie odgrywa roli z uwagi na wstępne już naprężenie wałka momentem związanym z tarciem masy J_2 . Inaczej sytuacja wygląda z nagłym ustąpieniem momentu obciążenia, wówczas luz zaczyna odgrywać rolę.

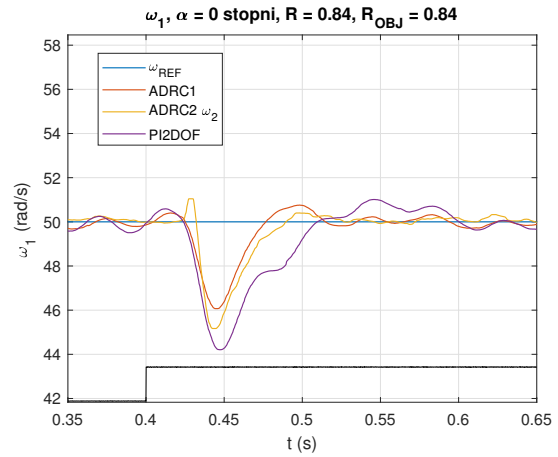
5.7.1 Przykładowe przebiegi - obiekt bez luzu

Przechodząc do analizy przebiegów eksperymentalnych - rysunek 5.18, których odpowiednik z badań symulacyjnych zamieszczono na rysunku 4.24 zauważyć można, że:

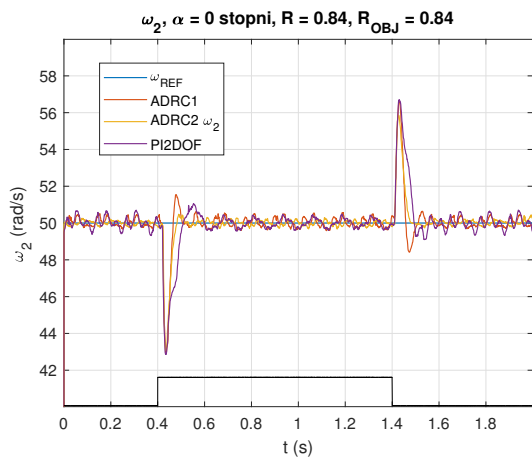
1. charakter uzyskanych przebiegów jest bardzo zbliżony, przy czym nieznacznie mniejszy uchyb dynamiczny dla ω_1 uzyskano stosując regulator ADRC1 (w odróżnieniu od badań symulacyjnych, gdzie najlepsze według tego kryterium były regulatory ADRC2),
2. bezwzględna wartość uchybu dynamicznego po podaniu oraz ustąpieniu obciążenia jest niemalże taka sama,
3. dla układu regulacji ADRC2 $_{\omega_2}$ w przebiegu prędkości ω_1 widać charakterystyczne przeregulowanie tuż po podaniu obciążenia (obserwowano je również w badaniach symulacyjnych).



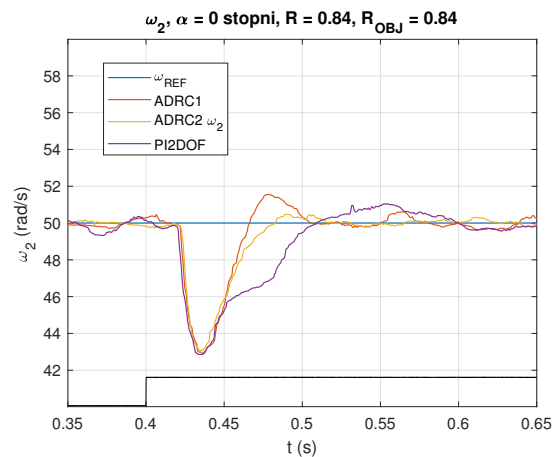
(a) Pełna skala czasu



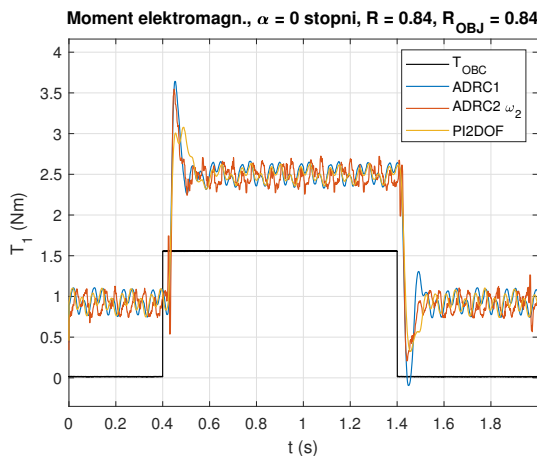
(c) Fragment przebiegu



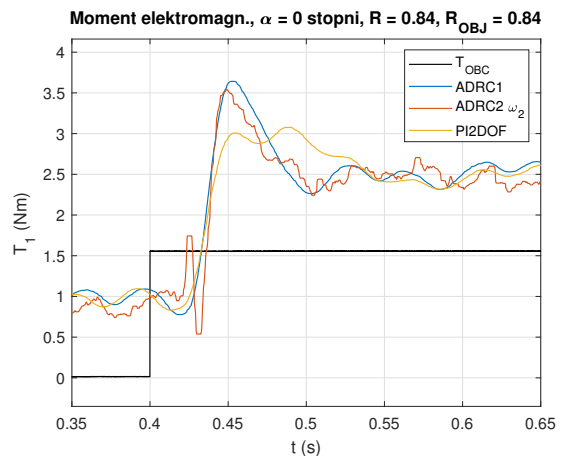
(b) Pełna skala czasu



(d) Fragment przebiegu



(e) Pełna skala czasu

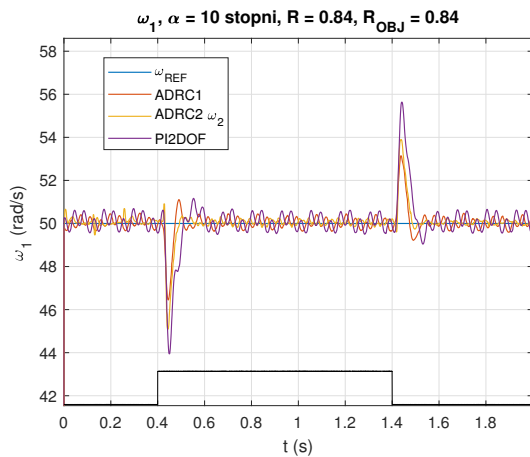


(f) Fragment przebiegu

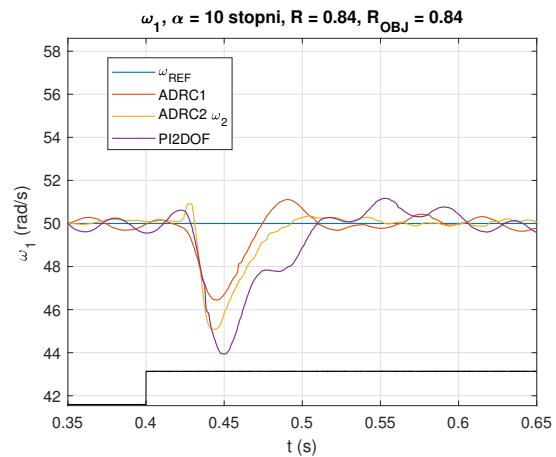
Rysunek 5.18: Przebieg prędkości silnika (a, b), obciążenia (c, d) oraz momentu elektromagnetycznego (e, f) w odpowiedzi na skokową zmianę momentu obciążenia. Podanie momentu obciążenia zobrazowane jest przebiegiem w kolorze czarnym, zamieszczonym u dołu wykresów. Skala wartości tego przebiegu nie jest zachowana i pełni on jedynie funkcje poglądową.

5.7.2 Przykładowe przebiegi - obiekt z luzem o szerokości 10 stopni

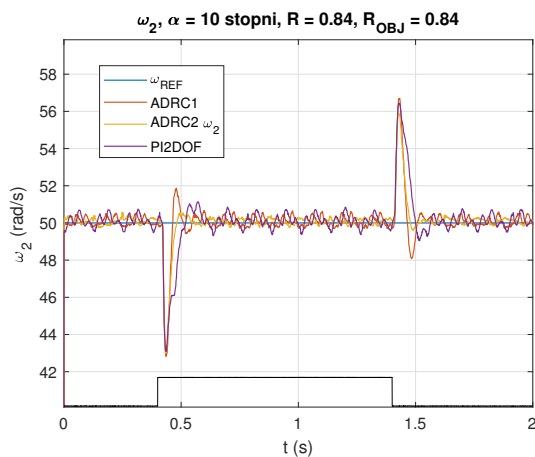
Przebiegi pokazane na rysunku 5.20 stanowią weryfikację eksperymentalną badań symulacyjnych, których wyniki przedstawiono na rysunku 4.24 i dotyczą one analizy przebiegów w obecności luzu mechanicznego. Dla celów eksperymentu wybrano maksymalną dostępną na stanowisku wartość równą 10 stopni. Podobnie jak w analizie symulacyjnej, tym razem dostrzegalna jest asymetria w przebiegach prędkości między chwilą podania obciążenia a chwilą jego ustąpienia. Powodem takiego stanu rzeczy jest reakcja układów regulacji na wzrost prędkości ω_1 i ω_2 ponad wartość zadaną, czego efektem jest generacja ujemnego momentu T_1 w konsekwencji zmienia się znak momentu skrętnego (prędkość masy J_2 też musi zostać zmniejszona).



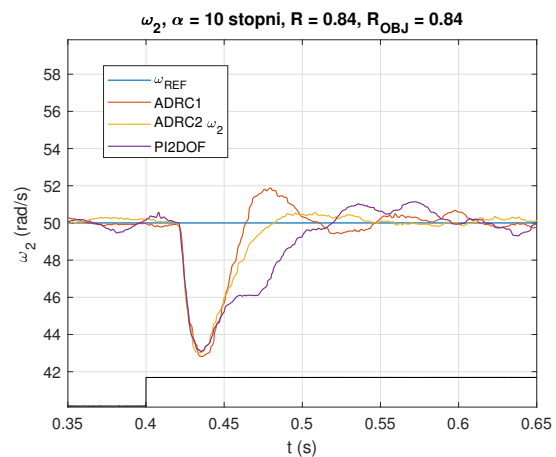
(a) Pełna skala czasu



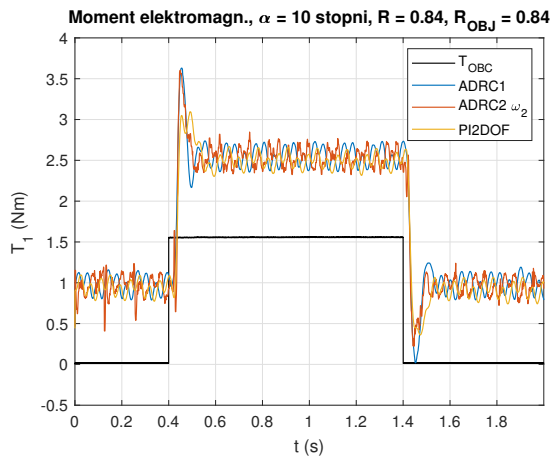
(b) Fragment przebiegu



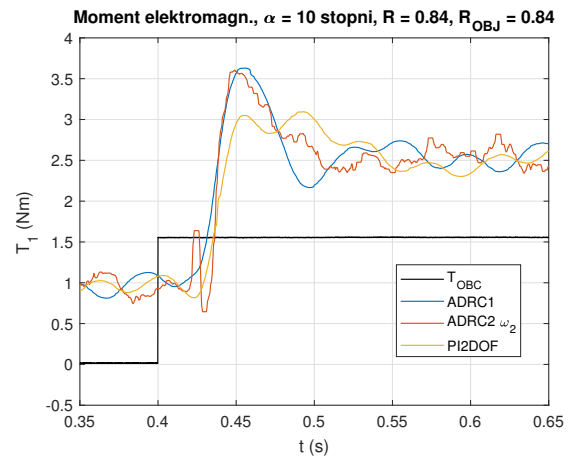
(c) Pełna skala czasu



(d) Fragment przebiegu



(e) Pełna skala czasu



(f) Fragment przebiegu

Rysunek 5.19: Przebieg prędkości silnika (a, b), obciążenia (c, d) oraz momentu elektromagnetycznego (e, f) w odpowiedzi na skokową zmianę momentu obciążenia. W obiekcie występował luz mechaniczny o szerokości 10 stopni. Podanie momentu obciążenia zobrazowane jest przebiegiem w kolorze czarnym, zamieszczonym u dołu wykresów. Skala wartości tego przebiegu nie jest zachowana i pełni on jedynie funkcję poglądową.

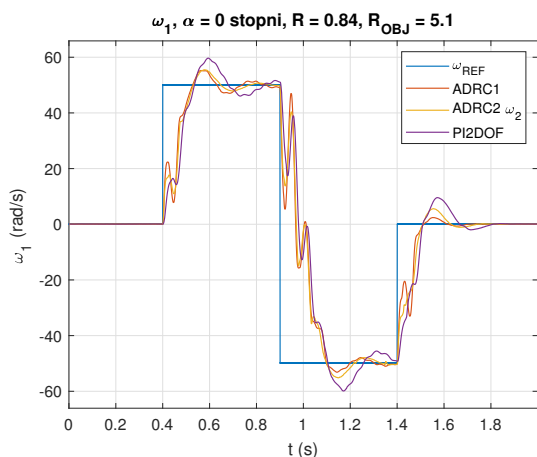
5.8 Badanie odporności układu regulacji na zmianę momentu bezwładności obciążenia

Bieżący rozdział nawiązuje do badań symulacyjnych, których wyniki zamieszczono w rozdziale 4.6. W rozdziale tym wykazano, że istotna zmiana momentu bezwładności przyczynia się do pogorszenia właściwości regulacyjnych wszystkich badanych struktur. Zweryfikowano eksperymentalnie przebiegi odpowiedzi na skokową zmianę wartości zadanej w przypadku, gdy moment bezwładności obciążenia istotnie różni się od momentu dla którego dobierano nastawy. Do testów laboratoryjnych wybrano najmniej korzystny przypadek jaki jest możliwy do uzyskania na stanowisku. Wzięto pod uwagę przypadek braku luzu w układzie.

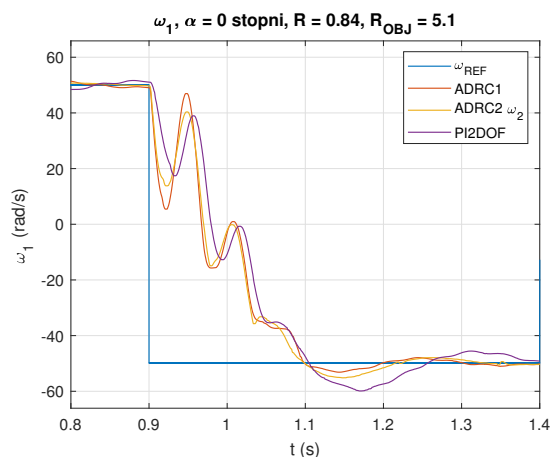
Nastawy układu regulacji nieadekwatne do parametrów obiektu

Przedstawione na rysunku 5.20 po zestawieniu z analogicznymi pochodzącymi z badań symulacyjnych (rysunek 4.29) charakteryzują się znacznym stopniem prawdopodobieństwa, w szczególności:

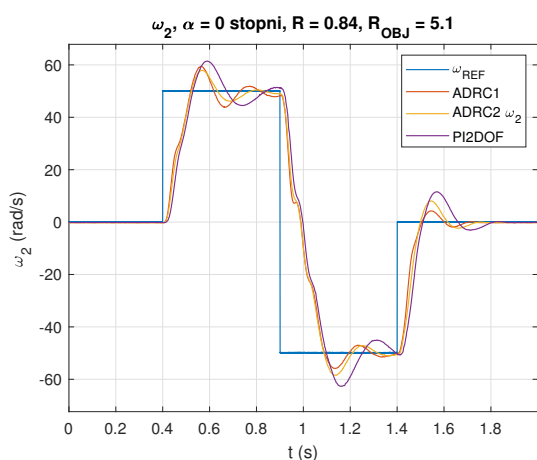
1. widoczne są znaczne przeregulowania w odpowiedzi tak dla prędkości silnika jak i obciążenia, problem ten dotyczy się wszystkich struktur regulacji,
2. moment elektromagnetyczny przez niemalże cały proces nawrotu (trwający w przybliżeniu 200 ms) znajduje się w ograniczeniu, generując bardzo silne sterowanie obiektu, co jest bezpośrednią przyczyną powstania silnych oscylacji.



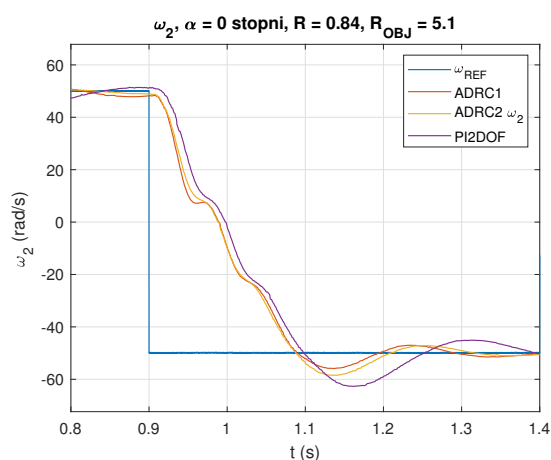
(a) Pełna skala czasu



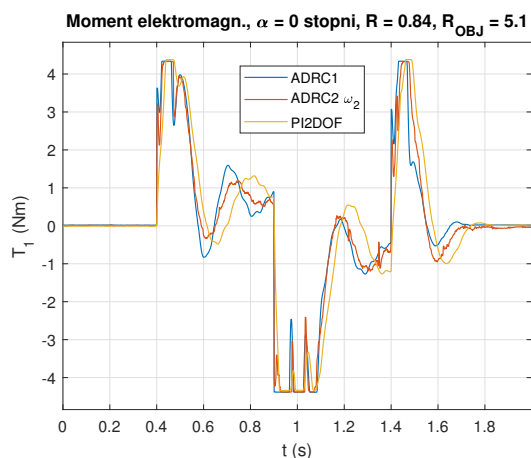
(b) Fragment przebiegu



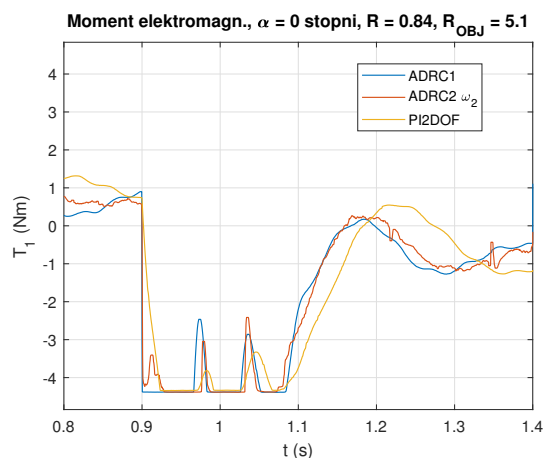
(c) Pełna skala czasu



(d) Fragment przebiegu



(e) Pełna skala czasu

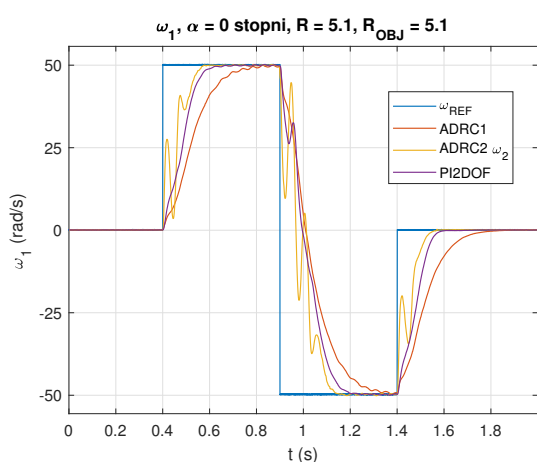


(f) Fragment przebiegu

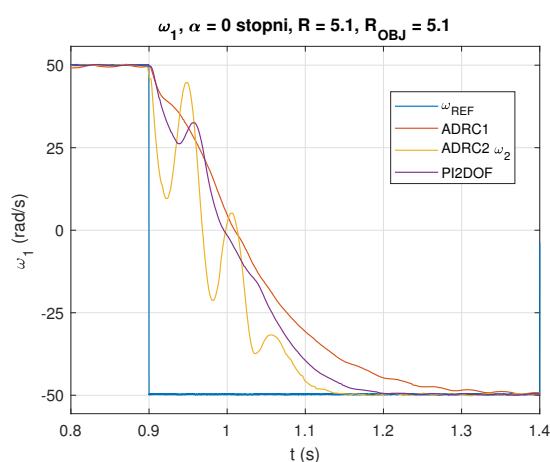
Rysunek 5.20: Przebieg prędkości silnika (a, b), obciążenia (c, d) oraz momentu elektromagnetycznego (e, f) w odpowiedzi na skokową zmianę prędkości obrotowej.

Nastawy układu regulacji skorygowane do zmienionych parametrów obiektu

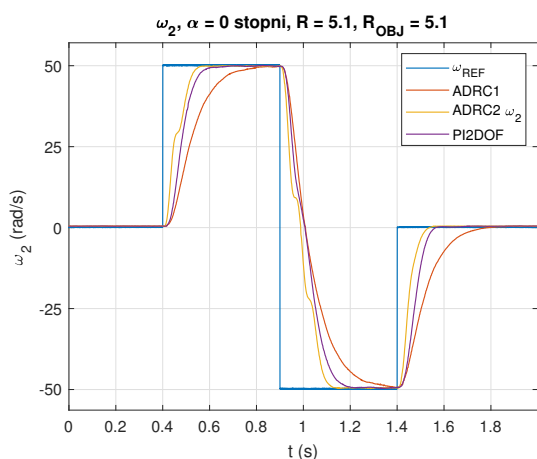
Skorygowanie nastaw znacząco poprawia sytuację, co zaprezentowano na rysunku 5.21. Podczas badań eksperymentalnych przyjęto dokładnie te same nastawy jak w symulacji (rozdział 4.6), której wyniki w postaci przykładowych przebiegów przedstawiono na rysunku 4.30. Skorygowane nastawy pozwoliły wyeliminować znaczne oscylacje, poprawiając tym samym jakość regulacji. W przedstawionym przebiegach (zupełnie jak w badaniach symulacyjnych) wyraźnie mniejszą dynamiką charakteryzuje się regulator ADRC1, którego nastawy dobrano według algorytmu opisanego w rozdziale 3.2.6 zaś dyskusję na ten temat przeprowadzono przy okazji omawiania wyników badań symulacyjnych w rozdziale 4.6.



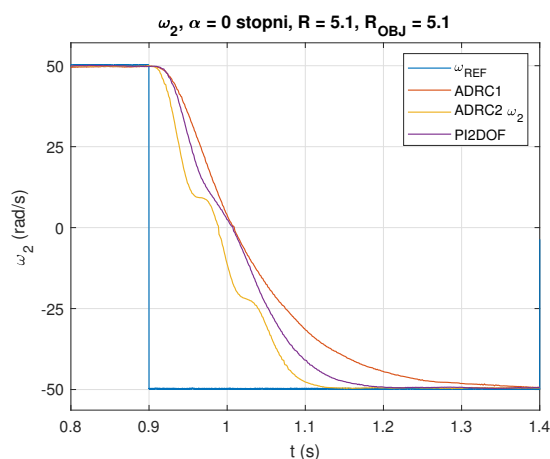
(a) Pełna skala czasu



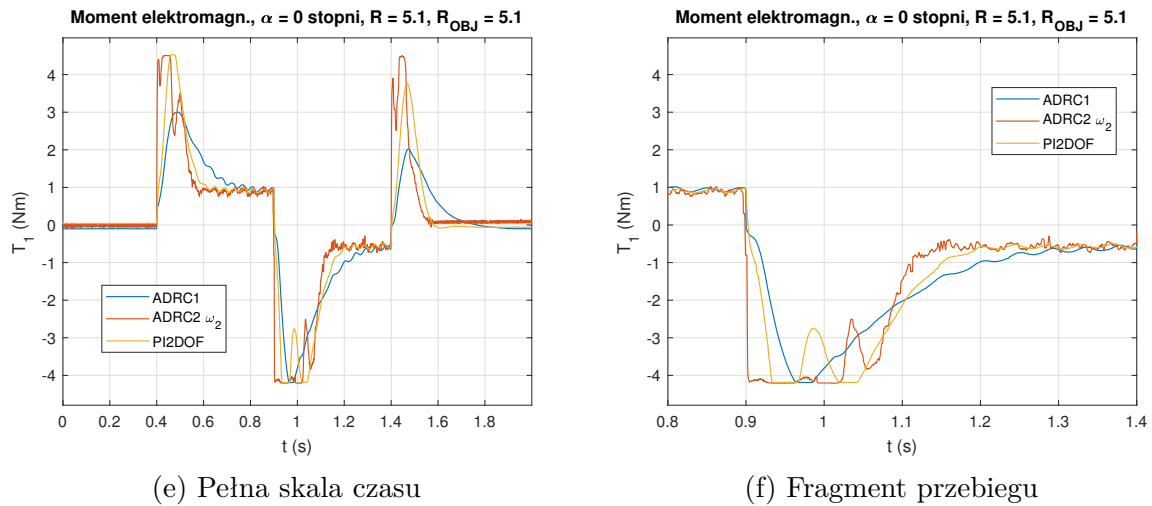
(b) Fragment przebiegu



(c) Pełna skala czasu



(d) Fragment przebiegu



(e) Pełna skala czasu

(f) Fragment przebiegu

Rysunek 5.21: Przebieg prędkości silnika (a, b), obciążenia (c, d) oraz momentu elektromagnetycznego (e, f) w odpowiedzi na skokową zmianę prędkości obrotowej.

5.9 Podsumowanie badań eksperymentalnych

Część eksperymentalną rozprawy podsumowano poniższymi wnioskami.

1. Istnieje bardzo dobra zbieżność badań symulacyjnych z analogicznymi testami przeprowadzonymi na stanowisku laboratoryjnym, świadczy to o prawidłowym odwzorowaniu (w sensie struktury oraz parametrów) w środowisku symulacyjnym kluczowych, z punktu widzenia badań, elementów składowych stanowiska testowego.
2. Potwierdzono eksperymentalnie hipotezę o wpływie szerokości luzu na charakterystyki częstotliwościowe układu dwumasowego.
3. Zbadano oraz potwierdzono eksperymentalnie, że *GESO* można skutecznie odtwarzać prędkość po stronie silnika oraz obciążenia w warunkach niepoprawnej identyfikacji obiektu, w szczególności obecności luzu oraz istotnie różnej wartości momentu bezwładności obciążenia J_2 .
4. Wykazano (na podstawie przebiegów) zbieżność estymowanych przez *ESO* i *GESO* momentów zakłócających w warunkach poprawnej identyfikacji obiektu jak również w obecności luzu mechanicznego.
5. Potwierdzono właściwości dynamiczne i statyczne projektowanych struktur w warunkach poprawnej oraz niepoprawnej identyfikacji J_2 oraz szerokości luzu mechanicznego, tym samym udowadniając, że opracowane dla struktur ADRC1 i ADRC2 metody doboru nastaw mają zastosowanie w praktyce i dają przewidywalne rezultaty.

6. Pokazano, że ADRC1 jak i ADRC2 mogą z powodzeniem być zastosowane do sterowania prędkością nieliniowego obiektu mechanicznego (zawierającego luz mechaniczny oraz tarcie statyczne).

Rozdział 6

Podsumowanie i wnioski

Celem przedstawionej rozprawy doktorskiej było opracowanie struktury regulacji prędkości obrotowej z wykorzystaniem koncepcji aktywnej kompensacji zakłóceń dla nieliniowego układu o złożonej strukturze mechanicznej. Do badań wybrano układ napędowy o strukturze dwumasowej, z występującym tarcieniem oraz luzem połączenia mechanicznego. W tym celu opracowano autorskie procedury doboru parametrów obserwatorów i regulatorów dla analizowanych struktur sterowania. Przedstawione wyniki badań symulacyjnych, zweryfikowane następnie badaniami eksperymentalnymi wskazują, że przyjęty cel został osiągnięty, a postawiona w rozdziale 1 pracy teza została potwierdzona. W pierwszej części pracy, obejmującej rozdziały 1 i 2 przeanalizowano problem sterowania układów elektromechanicznych o złożonej strukturze, postawiono tezę i określono cel pracy oraz zaproponowano program badań naukowych dla potwierdzenia tezy. Następnie został opracowany szereg modeli matematycznych obiektu sterowania, uwzględniający właściwości dynamiczne zamkniętej pętli sterowania prądu w silniku synchronicznym o wzbudzeniu magnesami trwałymi, dwumasowy charakter układu mechanicznego, zjawiska tarcia wiskotycznego oraz tarcie kulombowskie, a także model opisujący zjawisko luzu w połączeniach mechanicznych. Na potrzeby syntezy układu sterowania zaproponowano opis zastępczy luzu w postaci efektywnego współczynnika sprężystości połączenia między wirującymi masami. Finalnie opracowany został model symulacyjny w systemie Matlab/Simulink uwzględniający także dyskretny charakter układów pomiaru i sterowania. Model symulacyjny w dalszej części pracy został zweryfikowany danymi pomiarowymi ze stanowiska laboratoryjnego. Dalsza część pracy, zawarta w rozdziale 3 dysertacji, opisuje opracowane procedury syntezy układu regulacji prędkości obrotowej. Zastosowano przy tym dwa podejścia:

1. Synteza układu sterowania w przypadku dostępności wyłącznie sygnałów pomiarowych od strony silnika napędzającego układ dwumasowy. Struktura to została oznaczona jako ADRC1.

2. Synteza układu sterowania w przypadku dostępności sygnałów pomiarowych zarówno od strony silnika jak i maszyny obciążającej. Struktury te zostały oznaczone jako $ADRC2_{\omega_1}$ oraz $ADRC2_{\omega_2}$ w przypadku odpowiednio regulacji prędkości silnika napędowego oraz maszyny obciążającej.

W pierwszym podejściu wykorzystano klasyczną, znaną z literatury strukturę sterowania ADRC z obserwatorem w rozszerzonej przestrzeni stanów ESO, który odtwarzał łączny moment zakłóceń. Po pełnej kompensacji zakłóceń dobrany został regulator proporcjonalny. W rozprawie zaproponowano autorską metodę jednoczesnego współzależnego doboru parametrów zarówno obserwatora jak i regulatora, co umożliwia uzyskanie pożądanych właściwości dynamicznych zamkniętego układu regulacji. Przeprowadzone zostały teoretyczne analizy określające dokładność statyczną sterowania oraz ocenę odporności na zmiany parametrów obiektu. W drugim podejściu konieczne było uogólnienie obserwatora w rozszerzonej przestrzeni stanów GESO, tak by obserwator skutecznie estymował moment skreślenia wału, momenty zakłóceń oraz prędkości obrotowe zarówno silnika napędowego jak i maszyny obciążającej, wykorzystując przy tym dostępne dyskretne sygnały pomiaru położenia oraz informację o prądzie zadanym. Takie podejście umożliwiło zaproponowanie regulatora w przestrzeni stanów, który zapewnia uzyskanie pożądanych właściwości dynamicznych regulacji zarówno prędkości silnika napędowego jak i maszyny obciążającej. Przestrzeń stanów regulatora została dodatkowo rozszerzona o sygnał całki z uchybu regulacji, z integralnie wbudowanymi mechanizmami zapobiegającymi efektom nasycenia numerycznego. Opracowana została procedura doboru parametrów obserwatora i regulatora, przeprowadzona została także analiza odporności na zmiany parametrów obiektu: momentu bezwładności obciążenia oraz szerokości strefy luzu. Zaproponowane struktury sterowania i metody doboru parametrów zostały następnie sprawdzone w trakcie wielowariantowych badań na modelu symulacyjnym, których wybrane wyniki zamieszczono w rozdziale 4. Dla pierwszej z zaproponowanych struktur $ADRC1$ zweryfikowano statyczne i dynamiczne właściwości obserwatora momentu zakłóceń ESO w różnych warunkach pracy, w tym w pracy z luzem i bez luzu mechanicznego. Uzyskane wyniki pozwoliły potwierdzić, że właściwości dynamiczne obserwatora odpowiadają przyjętym założeniom projektowym. Następnie dokonano oceny jakości regulacji prędkości silnika napędowego w różnych stanach dynamicznych. Jako punkt odniesienia przyjęto klasyczny regulator typu PI o dwóch stopniach swobody, który obecnie jest standardem w aplikacjach przemysłowych. W przypadku struktur $ADRC2_{\omega_1}$ oraz $ADRC2_{\omega_2}$ także przeprowadzono ocenę jakości działania obserwatora GESO oraz odpowiednio jakości regulacji prędkości silnika napędowego lub maszyny obciążającej. Uzyskane wyniki badań symulacyjnych w pełni potwierdzają analizę teoretyczną przedstawioną w 3

rozdziale pracy. Wykorzystywany model symulacyjny opisuje właściwości fizycznego obiektu laboratoryjnego w zakresie istotnych dla prowadzonych badań częstotliwości. Dodatkowo model symulacyjny także obejmuje dyskretny układ pomiarów i sterowania, dlatego też możliwa jest szybkie przeniesienie opracowanych algorytmów i implementacja w systemie sterowania czasu rzeczywistego. Dla zachowania zwięzłości pracy w rozdziale 5 przedstawiono tylko niektóre, charakterystyczne wyniki badań eksperymentalnych. Wyniki te zostały zebrane na oryginalnym stanowisku laboratoryjnym, z dwoma silnikami PMSM, połączeniem sprzężystym i sprzęgłem o zmiennym luzie oraz autorskim oprogramowaniem układu mikroprocesorowego sterującego stanowiskiem laboratoryjnym. Zaprezentowane w rozprawie wyniki analiz teoretycznych, badań symulacyjnych i weryfikacji eksperymentalnej potwierdzają słuszność postawionej tezy, że możliwe jest wykorzystanie metody aktywnej kompensacji zakłóceń dla sterowania prędkością złożonego układu mechatronicznego, zawierającego w swojej strukturze połączenia o ograniczonej sztywności, luz mechaniczny oraz tarcie, pozwalające na uzyskanie zadanych właściwości dynamicznych zamkniętego układu regulacji. Za najważniejsze, oryginalne osiągnięcia Autor uważa:

- opracowanie modelu matematycznego układu napędowego o strukturze dwumasowej, w którym opisano efekty tarcia, luzu, dyskretnych pomiarów położenia oraz dyskretnego charakteru układu sterowania oraz właściwości dynamiczne zamkniętej pętli regulacji prądu; opisano wpływ obecności luzu mechanicznego na charakterystyki częstotliwościowe słabo tłumionego układu dwumasowego,
- opracowanie struktury regulacji prędkości napędu oraz metody doboru parametrów obserwatora ESO i regulatora dla przypadku, gdy dostępny jest tylko pomiar położenia po stronie silnika napędowego oraz analiza teoretyczna odporności opracowanej struktury regulacji,
- opracowanie struktur regulacji prędkości napędu i obciążenia oraz metody doboru parametrów obserwatora GESO i regulatora dla przypadku, gdy dostępne są pomiary położenia po stronie silnika napędowego i maszyny obciążającej, oraz analiza teoretyczna odporności opracowanych struktur regulacji; zaproponowany obserwator odtwarza zarówno moment skrętny, momenty zakłócające jak i prędkości silnika napędowego i maszyny obciążającej,
- opracowanie i weryfikacja modelu symulacyjnego odpowiadającego układowi laboratoryjnemu, a następnie implementacja i wieloaspektowe badanie opracowanych struktur obserwatorów i regulacji dla napędu elektrycznego

o zmiennym momencie bezwładności oraz zmiennej szerokości luzu między elementami mechanicznymi,

- przygotowanie i uruchomienie stanowiska laboratoryjnego z dwoma silnikami PMSM, połączeniem sprzężystym i sprzęgłem o zmiennym luzie oraz oprogramowanie układu mikroprocesorowego sterującego stanowiskiem laboratoryjnym
- eksperymentalna weryfikacja opracowanych modeli matematycznych i wyników badań symulacyjnych potwierdzającą poprawne działanie opracowanych struktur sterowania oraz zaproponowanych reguł doboru parametrów

Autor uważa, że zaproponowane struktury sterowania i procedury projektowania mogą zostać wykorzystane w tych aplikacjach praktycznych, w których występują mechaniczne efekty luzu, tarcia statycznego i skończonej sztywności połączeń między poruszającymi się elementami. Uzyskane wyniki w zakresie modelowania oraz zaproponowane obserwatory mogą także zostać wykorzystane w układach monitoringu i diagnostyki. Otwartym polem badawczym jest także zagadnienie precyzyjnej regulacji położenia dla układów mechanicznych o złożonej strukturze.

Bibliografia

- [1] S. Brock, J. Deskur, D. Janiszewski, and R. Muszyński, “Active damping of torsional vibrations in servodrives,” p. 474029 Bytes, artwork Size: 474029 Bytes Publisher: figshare. [Online]. Available: https://figshare.com/articles/journal_contribution/Active_damping_of_torsional_vibrations_in_servodrives/1186866
- [2] R. Muszynski and J. Deskur, “Damping of torsional vibrations in high-dynamic industrial drives,” vol. 57, no. 2, pp. 544–552. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/5332332/>
- [3] J. Deskur, T. Pajchrowski, and K. Zawirski, “Speed controller for a drive with complex mechanical structure and variable parameters,” in *2014 16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition*. IEEE, pp. 762–767. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6980589/>
- [4] J. Deskur and R. Muszynski, “The problems of high dynamic drive control under circumstances of elastic transmission,” in *2008 13th International Power Electronics and Motion Control Conference*. IEEE, pp. 2227–2234. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/4635595/>
- [5] G. Zhang and J. Furusho, “Speed control of two-inertia system by PI/PID control,” in *Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems. PEDS’99 (Cat. No.99TH8475)*. IEEE, pp. 567–572 vol.1. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/794627/>
- [6] K. Szabat and T. Orłowska-Kowalska, “Vibration suppression in a two-mass drive system using PI speed controller and additional feedbacks—comparative study,” vol. 54, no. 2, pp. 1193–1206. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/4140638/>
- [7] D. Galardini, M. Nordin, and P. Gutman, “Robust PI tuning for an elastic two-mass system,” in *1997 European Control Conference (ECC)*. IEEE, pp. 979–984. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7082225/>

-
- [8] D. Luczak, “Delay of digital filter tuned for mechanical resonant frequency reduction in multi-mass mechanical systems in electrical direct drive,” in *2015 IEEE European Modelling Symposium (EMS)*. IEEE, pp. 195–200. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7579828/>
- [9] M. Gniadek, “Usage of input shaping for crane load oscillation reduction,” in *2015 20th International Conference on Methods and Models in Automation and Robotics (MMAR)*. IEEE, pp. 278–282. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7283887/>
- [10] S. Brock and M. Gniadek, “Analysis of input shaping and PID-controller interaction structures for two-mass systems,” in *Proceedings of the 16th International Conference on Mechatronics - Mechatronika 2014*. IEEE, pp. 625–630. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7018331/>
- [11] G. Shahgholian, P. Shafaghi, M. Zinali, and S. Moalem, “State space analysis and control design of two-mass resonant system,” in *2009 Second International Conference on Computer and Electrical Engineering*. IEEE, pp. 97–101. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/5380662/>
- [12] R. Szczepanski, M. Kaminski, and T. Tarczewski, “Auto-tuning process of state feedback speed controller applied for two-mass system,” vol. 13, no. 12, p. 3067. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/1996-1073/13/12/3067>
- [13] D. Janiszewski, “Real-time control of drive with elastic coupling based on motor position measured only,” in *2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. IEEE, pp. 1931–1936. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/5984453/>
- [14] K. Drozd, T. Orłowska-Kowalska, and K. Szabat, “Application of the modified fuzzy kalman filter to states estimation of the two-mass system,” in *2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. IEEE, pp. 634–639. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7125169>
- [15] K. Szabat and T. Orłowska-Kowalska, “Adaptive control of two-mass system using nonlinear extended kalman filter,” in *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*. IEEE, pp. 1539–1544, ISSN: 1553-572X. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/4153757/>
- [16] P. Serkies and K. Szabat, “Estimation of the state variables of the two-mass system using fuzzy kalman filter,” in *2013 IEEE International*

- Symposium on Industrial Electronics*. IEEE, pp. 1–6. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6563764/>
- [17] K. Szabat and T. Orłowska-Kowalska, “Performance improvement of industrial drives with mechanical elasticity using nonlinear adaptive kalman filter,” vol. 55, no. 3, pp. 1075–1084. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/4437770/>
- [18] M. Kaminski, K. Drozd, and K. Szabat, “Estimation of the mechanical state variables of two-mass system using adaptive kalman filter,” in *2015 IEEE 11th International Conference on Power Electronics and Drive Systems*. IEEE, pp. 1152–1155. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7203543/>
- [19] T. Pajchrowski and K. Zawirski, “Robust speed control of servodrive based on ANN,” in *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2005. ISIE 2005*. IEEE, pp. 81–86. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1528892/>
- [20] M. Kaminski and K. Szabat, “Neuro-fuzzy state space controller for drive with elastic joint,” in *2015 IEEE 11th International Conference on Power Electronics and Drive Systems*. IEEE, pp. 373–378. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7203559/>
- [21] T. Orłowska-Kowalska and K. Szabat, “Optimization of fuzzy-logic speed controller for DC drive system with elastic joints,” vol. 40, no. 4, pp. 1138–1144. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1315806/>
- [22] —, “Damping of torsional vibrations in two-mass system using adaptive sliding neuro-fuzzy approach,” vol. 4, no. 1, pp. 47–57. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/4447393/>
- [23] S. Brock, J. Deskur, and K. Zawirski, “Robust speed and position control of PMSM,” in *ISIE '99. Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics (Cat. No.99TH8465)*, vol. 2. IEEE, pp. 667–672. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/798692/>
- [24] B. Wicher and S. Brock, “Active disturbance rejection control based load side speed controller for two mass system with backlash,” in *2018 IEEE 18th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*. IEEE, pp. 645–650. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8522001/>
- [25] B. Wicher, “ADRC load position controller for two mass system with elastic joint and backlash,” in *2018 23rd International Conference on Methods & Models*

- in Automation & Robotics (MMAR)*. IEEE, pp. 333–338. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8486007/>
- [26] B. Wicher and K. Nowopolski, “Model of ADRC speed control system for complex mechanical object with backlash,” in *2017 22nd International Conference on Methods and Models in Automation and Robotics (MMAR)*. IEEE, pp. 379–383. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/8046857/>
- [27] C. Liu, G. Luo, X. Duan, Z. Chen, Z. Zhang, and C. Qiu, “Adaptive LADRC-based disturbance rejection method for electromechanical servo system,” vol. 56, no. 1, pp. 876–889. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8911413/>
- [28] Shen Zhao and Zhiqiang Gao, “An active disturbance rejection based approach to vibration suppression in two-inertia systems,” in *Proceedings of the 2010 American Control Conference*. IEEE, pp. 1520–1525. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/5531284/>
- [29] C. Wang, J. Liu, L. Pei, L. Li, Q. Guo, and F. Peng, “Vibration suppression in position servo systems via active disturbance rejection control,” in *2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. IEEE, pp. 1–5. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8921941/>
- [30] J.-t. Gai, S.-d. Huang, Q. Huang, M.-q. Li, H. Wang, D.-r. Luo, X. Wu, and W. Liao, “A new fuzzy active-disturbance rejection controller applied in PMSM position servo system,” in *2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. IEEE, pp. 2055–2059. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7013842/>
- [31] M. Nordin and P.-O. Gutman, “Controlling mechanical systems with backlash—a survey,” vol. 38, no. 10, pp. 1633–1649. [Online]. Available: <https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S000510980200047X>
- [32] R. V. Dwivedula and P. R. Pagilla, “Effect of compliance and backlash on the output speed of a mechanical transmission system,” vol. 134, no. 3, p. 031010. [Online]. Available: <https://asmedigitalcollection.asme.org/dynamicsystems/article/doi/10.1115/1.4005493/466587/Effect-of-Compliance-and-Backlash-on-the-Output>
- [33] Bruns, R.M.R. ; Diepstraten, J.F.P.B. ; Schuurbijs, X.G.P. et al., *Motion control of systems with backlash*, ser. DCT rapporten. Technische Universiteit Eindhoven. [Online]. Available: <https://research.tue.nl/en/publications/motion-control-of-systems-with-backlash>

- [34] M. Nordin and P.-O. Gutman, “Nonlinear speed control of elastic systems with backlash,” in *Proceedings of the 39th IEEE Conference on Decision and Control (Cat. No.00CH37187)*, vol. 4. IEEE, pp. 4060–4065. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/912350/>
- [35] M. Odai and Y. Hori, “Speed control of two-inertia system with gear backlash based on gear torque compensation,” vol. 134, no. 2, pp. 36–43. [Online]. Available: [https://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1002/1520-6416\(20010130\)134:2<36::AID-EEJ5>3.0.CO;2-J](https://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1002/1520-6416(20010130)134:2<36::AID-EEJ5>3.0.CO;2-J)
- [36] Zhiqiang Gao, Yi Huang, and Jingqing Han, “An alternative paradigm for control system design,” in *Proceedings of the 40th IEEE Conference on Decision and Control (Cat. No.01CH37228)*, vol. 5. IEEE, pp. 4578–4585. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/980926>
- [37] Zhiqiang Gao, “Active disturbance rejection control: a paradigm shift in feedback control system design,” in *2006 American Control Conference*. IEEE, p. 7 pp. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1656579/>
- [38] J. Han, “From PID to active disturbance rejection control,” vol. 56, no. 3, pp. 900–906. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/4796887/>
- [39] Y. Huang, J. Zou, M. Wang, Y. Xu, and J. Zou, “Active disturbances rejection controller for position servo control of PMSM,” in *2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. IEEE, pp. 1–4. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8922340/>
- [40] X. Li, W. Zhou, J. Luo, J. Qian, and W. Ma, “High precision position control of telescope servo systems based on active disturbance rejection controller,” in *2019 Chinese Control Conference (CCC)*. IEEE, pp. 3145–3150. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8865565/>
- [41] Sravya K, B. V. R. S. B. Seshu, and S. Malladi, “Speed control of electric drives using active disturbance rejection control,” in *2016 Biennial International Conference on Power and Energy Systems: Towards Sustainable Energy (PESTSE)*. IEEE, pp. 1–6. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7516441/>
- [42] H. Luo, H. Cheng, and J. Wang, “A cascade linear active disturbance rejection controller for vector control system of PMSM:” [Online]. Available: <https://www.atlantis-press.com/article/23440>

- [43] N. Bo-Wen, L. Shao-Wu, Y. Bao-Kang, D. Feng, H. Yi, and M. Ya-Jie, “Direct torque control for PMSM using active disturbance rejection control method,” in *2018 Chinese Automation Congress (CAC)*. IEEE, pp. 2798–2802. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8623360/>
- [44] J. Michalski, P. Koziński, R. Puchalski, and M. Retinger, “Robust ADRC control – tuning and discrete implementation,” vol. 26, no. 2, pp. 5–13. [Online]. Available: <http://www.par.pl/Archiwum/2022/2-2022/Algorytm-regulacji-odpornej-ADRC-dobor-nastaw-i-sposob-dyskretnej-implementacji>
- [45] Han Zhang, Shen Zhao, and Zhiqiang Gao, “An active disturbance rejection control solution for the two-mass-spring benchmark problem,” in *2016 American Control Conference (ACC)*. IEEE, pp. 1566–1571. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7525139/>
- [46] Zhiqiang Gao, “Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning,” in *Proceedings of the 2003 American Control Conference, 2003.*, vol. 6. IEEE, pp. 4989–4996. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1242516/>
- [47] R. Patelski and D. Pazderski, “Novel adaptive extended state observer for dynamic parameter identification with asymptotic convergence,” vol. 15, no. 10, p. 3602. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/1996-1073/15/10/3602>
- [48] X. Wang and T. Pan, “A structure-improved extended state observer for active disturbance rejection control,” in *2020 Chinese Automation Congress (CAC)*. IEEE, pp. 2798–2801. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9327152/>
- [49] D. Luczak, “Mathematical model of multi-mass electric drive system with flexible connection,” in *2014 19th International Conference on Methods and Models in Automation and Robotics (MMAR)*. IEEE, pp. 590–595. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6957420/>
- [50] G. Shahgholian, J. Faiz, and P. Shafaghi, “Analysis and simulation of speed control for two-mass resonant system,” in *2009 Second International Conference on Computer and Electrical Engineering*. IEEE, pp. 666–670. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/5380544/>
- [51] R. Kelly, J. Llamas, and R. Campa, “A measurement procedure for viscous and coulomb friction,” vol. 49, no. 4, pp. 857–861. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/863938/>

- [52] S. Kim, “Moment of inertia and friction torque coefficient identification in a servo drive system,” vol. 66, no. 1, pp. 60–70. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8336964/>
- [53] S. Brock, “Praktyczna metoda identyfikacji tarcia w serwonapędach,” p. 660146 Bytes, artwork Size: 660146 Bytes Publisher: figshare. [Online]. Available: https://figshare.com/articles/journal_contribution/Praktyczna_metoda_identyfikacji_tarcia_w_serwonap_dach/4128843
- [54] T. Pajchrowski and D. Janiszewski, “Control of multi-mass system by on-line trained neural network based on kalman filter,” in *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*. IEEE, pp. 1–10. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7309407/>
- [55] S. Brock and D. Luczak, “Speed control in direct drive with non-stiff load,” in *2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. IEEE, pp. 1937–1942. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/5984454/>
- [56] R. S. Barbosa, J. Tenreiro Machado, and I. M. Ferreira, “Describing function analysis of mechanical systems with nonlinear friction and backlash phenomena,” vol. 36, no. 2, pp. 269–274. [Online]. Available: <https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S1474667017389036>
- [57] D. Yoo, S. S.-T. Yau, and Z. Gao, “Optimal fast tracking observer bandwidth of the linear extended state observer,” vol. 80, no. 1, pp. 102–111. [Online]. Available: <http://www.tandfonline.com/doi/abs/10.1080/00207170600936555>
- [58] J. Wang, H. Zhang, G. Xiao, Z. Dan, S. Zhang, and Y. Xie, “A comparison study of tracking differentiator and robust exact differentiator,” in *2020 Chinese Automation Congress (CAC)*. IEEE, pp. 1359–1364. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9326843/>
- [59] H. Zhang, Y. Xie, G. Xiao, C. Zhai, and Z. Long, “A simple discrete-time tracking differentiator and its application to speed and position detection system for a maglev train,” vol. 27, no. 4, pp. 1728–1734. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8357894/>
- [60] B.-Z. Guo and Z.-L. Zhao, “On convergence of tracking differentiator,” vol. 84, no. 4, pp. 693–701. [Online]. Available: <http://www.tandfonline.com/doi/abs/10.1080/00207179.2011.569954>

- [61] I. Kasim and W. Riyadh, “On the improved nonlinear tracking differentiator based nonlinear PID controller design,” vol. 7, no. 10. [Online]. Available: <http://thesai.org/Publications/ViewPaper?Volume=7&Issue=10&Code=ijacsa&SerialNo=32>
- [62] S. Li, J. Yang, W.-H. Chen, and X. Chen, “Generalized extended state observer based control for systems with mismatched uncertainties,” vol. 59, no. 12, pp. 4792–4802. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6117083/>
- [63] K. Szabat and T. Orłowska-Kowalska, “Application of the extended kalman filter in advanced control structure of a drive system with elastic joint,” in *2008 IEEE International Conference on Industrial Technology*. IEEE, pp. 1–6. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/4608421/>