



A G H

AKADEMIA GÓRNICZO-HUTNICZA IM. STANISŁAWA STASZICA W KRAKOWIE

WYDZIAŁ INŻYNIERII METALI I INFORMATYKI PRZEMYSŁOWEJ

KATEDRA INFORMATYKI STOSOWANEJ I MODELOWANIA

Projekt dyplomowy

Sterowanie rozmyte do stabilizacji orientacji przestrzennej statku powietrznego w warunkach zakłóceń aerodynamicznych

Fuzzy control for spatial orientation stabilization of an aircraft under aerodynamic disturbances

Autor: Tomasz Ciryś
Kierunek studiów: Informatyka Techniczna
Opiekun pracy: dr hab. inż. Barbara Mrzygłód

Kraków, 2026

Spis treści

1	Wstęp	4
2	Podstawy teoretyczne sterowania lotem	5
2.1	Modelowanie dynamiki statków powietrznych	5
2.1.1	Układy współrzędnych stosowane w modelowaniu dynamiki lotu	5
2.1.2	Prędkości kątowe jako zmienne stanu	5
2.1.3	Równania ruchu obrotowego – podstawy fizyczne	7
2.2	Zakłócenia aerodynamiczne.....	9
2.3	Architektura pętli sprzężenia zwrotnego w układach sterowania lotem.....	9
2.4	Przegląd współczesnych metod stabilizacji orientacji statków powietrznych.....	10
2.4.1	Regulatory PID w stabilizacji lotu	10
2.4.2	Nowoczesne metody stabilizacji lotu.....	11
2.4.3	Sterowanie rozmyte jako alternatywa	11
3	Cel i zakres pracy	18
4	Projekt i implementacja systemu sterowania rozmytego.....	19
4.1	Modelowanie obiektu regulacji.....	19
4.1.1	Założenia modelowe	19
4.1.2	Moment obrotowy i równania Eulera	19
4.1.3	Implementacja w środowisku MATLAB/Simulink.....	20
4.2	Projekt systemu sterowania rozmytego.....	23
4.2.1	Zmienne wejściowe i wyjściowe	23
4.2.2	Projekt baz reguł Mamdaniego	28
4.2.3	Analiza Powierzchni Sterującej Regulatora Rozmytego Mamdaniego	30
4.3	Integracja systemu sterowania rozmytego z modelem 3DOF	31
4.3.1	Implementacja blokowa w Simulinku.....	32
5	Weryfikacja i analiza porównawcza FLC vs PID	35
5.1	Projekt regulatorów PID	35
5.2	Scenariusze testowe i kryteria oceny jakości sterowania.....	37
5.3	Wyniki badań symulacyjnych – prezentacja i analiza	38
5.3.1	Scenariusz I - odpowiedź na wymuszenie skokowe	39
5.3.2	Scenariusz II - tłumienie zakłóceń zewnętrznych.....	43
5.3.3	Ocena Scenariuszy testowych	46
6	Podsumowanie	48
	Wykorzystanie narzędzi GenAI.....	49

Wykaz rysunków	50
Wykaz tabel	50
Bibliografia.....	52

1 Wstęp

Stabilizacja orientacji przestrzennej statków powietrznych stanowi jedno z kluczowych zagadnień lotu. Utrzymanie zadanej orientacji w osiach roll, pitch oraz yaw jest niezbędne zarówno w lotach załogowych, jak i w nowoczesnych systemach bezzałogowych, w których wymagana jest wysoka precyzaja i odporność na zakłócenia. Każdy statek powietrzny podczas poruszania się w atmosferze narażony jest na zakłócenia aerodynamiczne, wśród których szczególnie istotną rolę odgrywają turbulencje. Generują one dodatkowe siły i momenty działające na obiekt prowadząc do odchyleń orientacji oraz zwiększonego obciążenia układu sterowania. Skuteczne tłumienie tych zaburzeń wymaga odpowiednio zaprojektowanego układu stabilizacji (regulatora lotu).

Klasyczne metody sterowania, oparte regulatorach PID, znalazły szerokie zastosowanie w lotnictwie dzięki prostej strukturze i łatwej implementacji. Ich skuteczność jest jednak ograniczona w przypadku obiektów o silnie nieliniowej dynamice oraz w warunkach występowania intensywnych i trudnych do przewidzenia zakłóceń.

Rozwój bezzałogowych statków powietrznych oraz konstrukcji typu VTOL spowodował wzrost zainteresowania metodami sterowania zdolnymi do pracy w warunkach niepewności modelu i zmiennych parametrów. W odpowiedzi na te wymagania coraz częściej rozważane są podejścia alternatywne, które umożliwiają uwzględnienie wiedzy eksperckiej oraz zapewniają większą elastyczność projektowania regulatora.

Jednym z takich podejść jest sterowanie rozmyte, które pozwala opisać proces sterowania za pomocą reguł lingwistycznych, bez konieczności posiadania dokładnego modelu matematycznego obiektu. Metoda ta stanowi interesującą propozycję w kontekście stabilizacji orientacji statków powietrznych narażonych na zakłócenia aerodynamiczne.

W niniejszej pracy podjęto zagadnienie zastosowania sterowania rozmytego do stabilizacji orientacji przestrzennej statku powietrznego. Przedstawione rozważania oraz badania symulacyjne mają na celu ocenę przydatności tego podejścia w kontekście odporności na zakłócenia oraz jakości stabilizacji.

2 Podstawy teoretyczne sterowania lotem

2.1 Modelowanie dynamiki statków powietrznych

Projektowanie systemów sterowania zawsze zaczyna się od stworzenia modelu dynamiki. Jest to matematyczny opis ruchu, który pozwala zrozumieć, jak maszyna zachowuje się w locie. Dzięki niemu można prowadzić symulacje komputerowe oraz sprawdzać, czy zaprojektowane algorytmy działają poprawnie przed ich faktycznym wdrożeniem.

Dobry model pozwala przewidzieć, jak samolot zareaguje na ruchy sterów oraz na czynniki zewnętrzne, takie jak wiatr czy turbulencje. Jest to więc niezbędne narzędzie do oceny jakości pracy regulatora. Model dynamiki statku powietrznego obejmuje zazwyczaj dwie podstawowe grupy równań [1, 2]:

- równania kinematyczne, które opisują zależności pomiędzy prędkościami kątowymi a zmianami orientacji przestrzennej statku powietrznego,
- równania dynamiczne, które opisują ruch obiektu wynikający z działania sił i momentów aerodynamicznych, grawitacyjnych oraz sterujących.

Połączenie równań kinematycznych i dynamicznych pozwala na pełny opis ruchu statku powietrznego w przestrzeni oraz stanowi punkt wyjścia do dalszych analiz i implementacji modeli symulacyjnych.

2.1.1 Układy współrzędnych stosowane w modelowaniu dynamiki lotu

Modelowanie dynamiki statku powietrznego wymaga określenia położenia, orientacji oraz prędkości w odpowiednim układzie współrzędnych. W praktyce lotniczej stosuje się kilka układów odniesienia. Każdy z nich pełni inną funkcję:

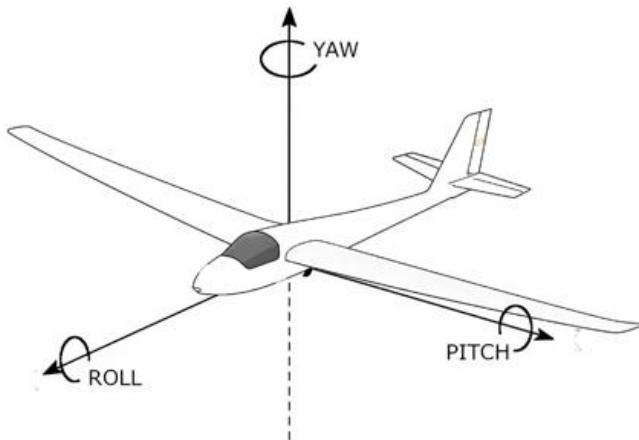
- Układ osi ciała (Body Axes) - Układ sztywno związany ze statkiem powietrznym. Wszystkie siły aerodynamiczne, siły napędu oraz momenty są definiowane w tym układzie. Równania ruchu 6-DoF są najczęściej formułowane właśnie w układzie osi ciała [1, 2].
- Układ inercjalny (Inertial/NED Frame) - Układ odniesienia względem Ziemi lub lokalnego horyzontu. Najczęściej stosuje się lokalny układ North–East–Down (NED) jako standard w nawigacji [1].
- Układ związany z kątami Eulera - Opisuje orientację statku powietrznego względem układu inercjalnego. Używany głównie do wyprowadzenia równań kinematycznych.
- Układ osi opływu (Wind Axes) - Układ, którego oś podłużna jest równoległa do wektora prędkości powietrznej. W tym układzie naturalnie definiowane są kąt natarcia, kąt ślizgu, prędkość wypadkowa [1].

2.1.2 Prędkości kątowe jako zmienne stanu

Symbole P, Q i R oznaczają składowe prędkości kątowej sztywnego ciała wzdłuż jego głównych osi. Zazwyczaj są one definiowane w układzie osi ciała (ang. body axes). Są one bezpośrednio mierzone przez żyroskopy i wykorzystywane jako wejścia do równań kinematycznych, podczas gdy pochodne kątów Eulera

(ϕ, θ, ψ) nie są obserwowane bezpośrednio. Prędkości te są kluczowymi zmiennymi stanu w równaniach ruchu statku powietrznego (ang. rigid body equations of motion), które opisują dynamikę obrotową, w tym momenty obrotowe [2].

Kąty Eulera są niezbędne do określenia orientacji (ang. attitude) statku powietrznego. Kąty te definiują orientację układu współrzędnych związanego z ciałem statku powietrznego. W lotnictwie przyjmuje się konwencję obrotów Z–Y–X (Yaw–Pitch–Roll), która została przedstawiona na rys. 1 [2, 1].



Rysunek 1 Układ współrzędnych związany z kadłubem samolotu oraz definicja kątów orientacji roll, pitch i yaw
Źródło: opracowanie własne.

W lotnictwie standardowo stosuje się następujące kąty

- Yaw (ψ): kąt odchylenia względem osi pionowej,
- Pitch (θ): kąt pochylenia względem osi poprzecznej,
- Roll (ϕ): kąt przechylenia wokół osi podłużnej.

Kąty Eulera pozwalają precyzyjnie określić, jak statek powietrzny jest ustawiony w przestrzeni. Robi się to poprzez wyznaczenie relacji między układem współrzędnych związanym z maszyną a nieruchomym układem odniesienia (np. związanym z ziemią). W inżynierii parametry te są kluczowe, ponieważ pozwalają powiązać prędkości obrotowe kadłuba z rzeczywistą zmianą pozycji obiektu w powietrzu.

Aby możliwe było przejście od prędkości kątowych mierzonych w układzie ciała do zmian kątów orientacji, konieczne jest zastosowanie równań kinematycznych. Równania te wynikają bezpośrednio z definicji kolejnych obrotów Eulera w konwencji Z–Y–X (Yaw–Pitch–Roll) i opisują relację pomiędzy prędkościami kątowymi w osiach ciała [2].

$$\begin{bmatrix} \dot{\psi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\phi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \sin \phi \tan \theta & \cos \phi \tan \theta \\ 0 & \cos \phi & -\sin \phi \\ 0 & \frac{\sin \phi}{\cos \theta} & \frac{\cos \phi}{\cos \theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P \\ Q \\ R \end{bmatrix} \quad (1)$$

Warto zauważyć, że równania te wykazują osobliwość przy $\theta = \pm \frac{\pi}{2}$. Oznacza utratę możliwości jednoznacznego przedstawienia orientacji (tzw. *gimbal lock*). Pomimo tego ograniczenia, reprezentacja Eulera jest powszechnie stosowana w modelowaniu dynamiki lotu ze względu na jej przejrzystość i interpretowalność fizyczną [2].

2.1.3 Równania ruchu obrotowego – podstawy fizyczne

Opis ruchu obrotowego statku powietrznego opiera się na zasadach dynamiki ciała sztywnego. Podstawowym związkiem jest relacja pomiędzy wektorem całkowitego momentu obrotowego działającego na obiekt a zmianą jego momentu pędu w czasie. Zależność ta ma postać [2]:

$$M = \dot{h}_{cm/i} \quad (2)$$

gdzie:

M – wektor całkowitego momentu działającego na statek powietrzny, obejmujący momenty aerodynamiczne, napędowe oraz zakłócające.

$\dot{h}_{cm/i}$ – pochodna momentu pędu względem czasu w układzie inercjalnym

Równanie (2) stanowi wektorową postać drugiej zasady dynamiki dla ruchu obrotowego. Określa ono, że suma momentów zewnętrznych względem środka masy jest równa szybkości zmian momentu pędu w układzie inercjalnym. W dynamice lotu równania zapisuje się zazwyczaj w układzie związanym z kadłubem statku. Z tego powodu pochodną momentu pędu przekształca się za pomocą relacji kinematyczne [2]:

$$\dot{h}_{cm/i} = \dot{h} + \omega \times h \quad (3)$$

gdzie:

ω – wektor prędkości kątowej wyrażonym w układzie osi ciała

Zależność (3) uwzględnia fakt, że układ odniesienia obraca się względem układu inercjalnego. Wprowadza to dodatkowy składnik wynikający z iloczynu wektorowego. Po połączeniu równań (2) i (3) zależności otrzymuje się klasyczne równanie momentów dla bryły sztywnej:

$$M = \dot{h} + \omega \times h \quad (4)$$

Moment pędu ciała można zapisać jako iloczyn tensora bezwładności oraz wektora prędkości kątowej. Po podstawieniu do równania (4) prowadzi do nieliniowego równania ruchu obrotowego [2]:

$$M = J\dot{\omega} + \omega \times (J\omega) \quad (5)$$

Równanie (5) opisuje pełną dynamikę obrotową bryły sztywnej. Uzglednia ono wpływ momentów zewnętrznych oraz sprzężenia bezwładnościowe występujące między poszczególnymi osiami. Po przekształceniu równania (5) względem pochodnej prędkości kątowej, otrzymujemy ogólne równanie stanu dla ruchu obrotowego. Jest ono zapisane w układzie współrzędnych związanym z ciałem statku [2]:

$$\dot{\omega} = J^{-1}[M - \tilde{\omega}J\omega] \quad (6)$$

gdzie:

\mathbf{h} – wektor momentu pędu ciała (angular momentum), opisujący ilość „obrotu” zgromadzoną w układzie.

J – tensor (macierz) bezwładności ciała względem środka masy; w przypadku wyboru osi głównych przyjmuje postać diagonalną.

$\omega = [P \ Q \ R]^T$ – wektor prędkości kątowej wyrażony w układzie ciała.

$\tilde{\omega}$ – macierz iloczynu wektorowego umożliwiająca zapis operacji $\omega \times (I\omega)$ w formie macierzowej.

$\dot{\omega} = [\dot{P} \ \dot{Q} \ \dot{R}]^T$ – wektor przyspieszeń kątowych wynikający z działania momentów oraz sprzężeń bezwładnościowych.

M – wektor całkowitego momentu działającego na statek powietrzny, obejmujący momenty aerodynamiczne, napędowe oraz zakłócające.

Równanie (6) to ogólna postać modelu ruchu obrotowego bryły sztywnej. Jest ono powszechnie wykorzystywane w symulacjach obiektów latających. W praktyce inżynierskiej często przyjmuje się, że tensor bezwładności jest stały. Takie uproszczenie sprawdza się w analizach krótkotrwałych manewrów. Warto jednak pamiętać, że w rzeczywistych konstrukcjach momenty bezwładności mogą ulegać zmianie, na przykład w wyniku stopniowego zużycia paliwa.

Macierz bezwładności jest macierzą symetryczną o rzeczywistych wartościach własnych, możliwe jest wyznaczenie układu osi głównych, w którym przyjmuje ona postać diagonalną, co znaczco upraszcza równania ruchu [2]. Dla wektora momentu $M = [l \ m \ n]^T$ oraz wektora prędkości kątowej $\omega = [P \ Q \ R]^T$:

$$\dot{P} = \frac{J_y - J_z}{J_x} QR + \frac{l}{J_x} \quad \dot{Q} = \frac{J_z - J_x}{J_y} QR + \frac{m}{J_y} \quad \dot{R} = \frac{J_x - J_y}{J_z} QR + \frac{n}{J_z} \quad (7)$$

gdzie:

J_x, J_y, J_z – główne momenty bezwładności,

Zależności przedstawione w równaniach (7) są ze sobą ściśle sprzężone. Oznacza to, że obrót wokół jednej osi wywołuje przyspieszenia kątowe w pozostałych osiach. Zjawisko to nazywa się

sprzężeniem bezwładnościowym (ang. inertia coupling). Odgrywa ono kluczową rolę podczas wykonywania szybkich manewrów oraz w trakcie lotu przy dużych kątach natarcia [1].

2.2 Zakłócenia aerodynamiczne

Zakłócenia aerodynamiczne to jedno z głównych źródeł niepewności w dynamice lotu [12]. Największy wpływ na ruch obiektu i jakość sterowania mają turbulencje atmosferyczne. Są to losowe zmiany prędkości oraz kierunku wiatru, które wynikają z niejednorodności przepływu powietrza w atmosferze. Obecność turbulencji generuje dodatkowe siły i momenty aerodynamiczne. Powodują one odchylenia statku od zadanego stanu równowagi i utrudniają stabilizację orientacji w przestrzeni [2].

Turbulencje atmosferyczne charakteryzują się kilkoma istotnymi cechami z punktu widzenia modelowania i sterowania:

- mają losowy i nieprzewidywalny charakter, co uniemożliwia ich jednoznaczne opisanie deterministycznym modelem,
- oddziałują bezpośrednio na siły i momenty aerodynamiczne, poprzez zmiany lokalnej prędkości opływu oraz kąta natarcia,
- pojawiają się w całej atmosferze na różnych wysokościach, ze szczególnym nasileniem w pobliżu frontów atmosferycznych, chmur konwekcyjnych, obszarów silnych gradientów temperatury oraz w warstwie przyziemnej [1, 2, 12].

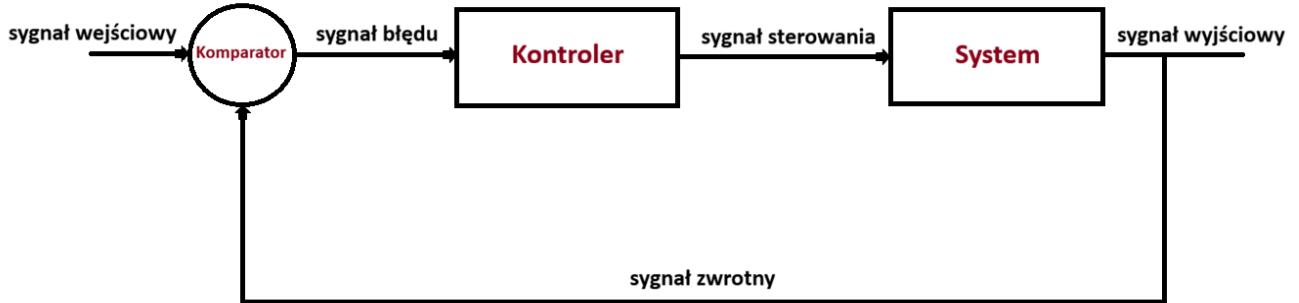
Uwzględnienie turbulencji w modelu dynamiki wymaga modyfikacji równań ruchu statku powietrznego. W szczególności prędkości wykorzystywane do obliczania sił i momentów aerodynamicznych muszą być wyrażone jako suma składowej bezwładnościowej oraz składowej wynikającej z porywów wiatru. Takie podejście umożliwia realistyczne odwzorowanie wpływu zakłóceń atmosferycznych na zachowanie obiektu i pozwala na ocenę odporności projektowanych układów sterowania na zaburzenia losowe [2].

2.3 Architektura pętli sprzężenia zwrotnego w układach sterowania lotem

Architektura pętli sprzężenia zwrotnego (ang. feedback loop architecture lub closed-loop control), pokazana na Rysunek 2, jest fundamentalnym pojęciem w teorii lotu. Typowy system ze sprzężeniem zwrotnym składa się z następujących kluczowych elementów [1, 2]:

- Sygnał wejściowy (referencyjny) - pożądane polecenie lub wartość, którą system ma osiągnąć
- Komparator (element wykrywający błąd) - urządzenie służące do detekcji błędu. Porównuje sygnał wyjściowy (po przejściu przez ścieżkę sprzężenia zwrotnego) z sygnałem wejściowym i generuje sygnał błędu
- Ścieżka w przód (ang. Forward path) - zwiera kontroler (ang. controller) i obiekt sterowania. Jej funkcją jest generowanie sygnału wyjściowego na podstawie sygnału błędu. To górną część rys. 3, na którą składają się dwa bloki: Kontroler i System
- Sygnał wyjściowy - zmienna regulowana, będąca wynikiem działania systemu. To sygnał wychodzący z bloku "System". Reprezentuje ostateczny wynik działania układu

- Ścieżka sprzężenia zwrotnego (ang. Feedback path) - mierzy wyjście systemu i przesyła ten sygnał (często przetworzony) z powrotem do komparatora



Rysunek 2 Przykład układu sterowania zamkniętego
Źródło: opracowanie własne na podstawie [2]

Autopiloty do utrzymywania kąta przechylenia (ang. roll angle), pochylenia (ang. pitch) lub kursu często wykorzystują pętle sprzężenia zwrotnego. Na przykład, autopilot utrzymujący położenie pochylenia mierzy kąt pochylenia za pomocą żyroskopu, porównuje go z kątem pożdanym i generuje sygnał błędu, który steruje sterem wysokości [1, 2].

W kolejnych rozdziałach pracy architektura pętli sprzężenia zwrotnego zostanie wykorzystana zarówno dla klasycznych regulatorów PID, jak i regulatorów rozmytych Mamdaniego. Jego Implementacja zostanie szczegółowo przedstawiona w środowisku MATLAB/Simulink.

2.4 Przegląd współczesnych metod stabilizacji orientacji statków powietrznych

W systemach autopilota statków powietrznych stosuje się różne rodzaje regulatorów, w zależności od tego, jak dużej dokładności, odporności na zakłócenia i szybkości działania się oczekuje. Podstawą działania autopilota jest sterowanie w pętli sprzężenia zwrotnego. Oznacza to, że układ na bieżąco mierzy stan lotu, porównuje go z wartością zadaną i na tej podstawie wyznacza korekty sterowania, które są realizowane przez sterówkę lub napędy.

2.4.1 Regulator PID w stabilizacji lotu

Regulator PID (ang. Proportional–Integral–Derivative) jest jednym z najczęściej stosowanych regulatorów w automatyce oraz w lotnictwie i technice kosmicznej [11].

Regulator PID składa się z 3 członów:

- człon proporcjonalny (P) - reaguje na aktualny błąd. Im większe odchylenie od wartości zadanej, tym silniejsza reakcja.
- człon całkujący (I) - sumuje błąd w czasie i usuwa trwałe odchylenia od wartości zadanej.

- człon różniczkujący (D) - reaguje na szybkość zmian błędu i pomaga tłumić oscylacje oraz przeregulowanie [10].

PID pracuje w pętli sprzężenia zwrotnego. Najpierw porównywana jest wartość zadana z aktualnym stanem lotu. Różnica tworzy błąd regulacji, na podstawie którego regulator wyznacza sygnał sterujący. Celem jest doprowadzenie układu do wartości zadanej [10]. Aby regulator działał poprawnie, trzeba dobrą odpowiednie wzmacnienia P , I , D . Proces ten nazywa się strojeniem regulatora i decyduje o szybkości reakcji oraz stabilności układu [11].

2.4.2 Nowoczesne metody stabilizacji lotu

W dronach UAV (*Unmanned Aerial Vehicles*) oraz platformach VTOL (*Vertical Take-Off and Landing*) sytuacja jest znacznie bardziej skomplikowana. Są to obiekty niestabilne i o silnie nieliniowej dynamice. Dlatego stosuje się metody takie jak wektorowanie ciągu lub różnicowanie obrotów silników, co pozwala sterować maszyną nawet przy zerowej prędkości lotu, na przykład podczas zawisu [4]. W badaniach, m.in. w NASA, wykorzystuje się w takich układach regulatory LQG (*Linear-Quadratic Regulator*) oraz modele LPV (*Linear Parameter-Varying*), które umożliwiają szybkie reagowanie na nagłe zmiany i zakłócenia [5].

LQR - jest to metoda sterowania optymalnego. Wyznacza sygnał sterujący poprzez minimalizację funkcji kosztu. Pozwala to znaleźć kompromis między błędem stabilizacji a zużyciem energii przez silowniki. Do działania wymaga dokładnego modelu stanu obiektu [5].

LPV (*Linear Parameter Varying*) - jest to podejście do sterowania systemami o zmiennych parametrami. Traktuje ono nieliniowy model lotu jako układ liniowy, który zmienia się zależnie od punktu pracy (np. prędkości). Umożliwia to automatyczne dopasowanie wzmacnień regulatora do aktualnych warunków lotu [5].

Nowym kierunkiem są algorytmy uczenia przez wzmacnianie LR (*Reinforcement Learning*). W tym podejściu regulator nie jest projektowany na podstawie równań, lecz uczy się sterowania poprzez próby i system nagród. Algorytmy takie jak PPO (*Proximal Policy Optimization*) potrafią nauczyć się stabilizacji nawet w nieznanych warunkach [6].

2.4.3 Sterowanie rozmyte jako alternatywa

Wspólną cechą metod takich jak LQR, LQG i algorytmów uczenia przez wzmacnianie jest ich wysoka złożoność oraz zależność od dokładnego modelu lub dużej ilości danych uczących [4–6]. Dlatego interesującą alternatywą jest sterowanie rozmyte typu Mamdaniego. Nie wymaga ono dokładnego modelu matematycznego obiektu, zamiast tego wykorzystuje reguły językowe typu IF–THEN, które pozwalają bezpośrednio zapisać wiedzę i doświadczenie inżyniera. Regulator taki dobrze radzi sobie z niepewnością parametrów i zakłóceniami, a jego działanie jest łatwe do zrozumienia i analizy. Dzięki tym cechom stanowi on dogodne

narzędzie do analizy, projektowania i weryfikacji algorytmów sterowania w badaniach symulacyjnych. W niniejszej pracy do realizacji badań symulacyjnych oraz weryfikacji zaprojektowanego algorytmu sterowania wykorzystane zostanie środowisko MATLAB, które dzięki rozbudowanym narzędziom obliczeniowym i symulacyjnym doskonale nadaje się do analizy dynamiki obiektów nieliniowych oraz oceny jakości regulatorów.

Sterowanie rozmyte (ang. fuzzy control) to rodzaj systemu ekspertowego, który naśladuje sposób podejmowania decyzji przez człowieka. Klasyczne regulatory wymagają precyzyjnych wzorów matematycznych. W przeciwnieństwie do nich, sterowniki rozmyte opierają się na regułach językowych i pojęciach nieostrych, takich jak „mały”, „średni” czy „duży”. Podejście to bazuje na teorii zbiorów rozmytych Lotfiego Zadeha i jest jednym z jej kluczowych zastosowań w inżynierii [3]. Metoda ta sprawdza się najlepiej w przypadku obiektów nieliniowych, zmiennych w czasie lub trudnych do dokładnego opisania matematycznie.

W klasycznym sterowaniu niezbędny jest dokładny model procesu. W systemach aerodynamicznych jego stworzenie bywa problematyczne ze względu na silne nieliniowości i zakłócenia. Sterowanie rozmyte pozwala ominąć te trudności, ponieważ nie wymaga pełnej znajomości dynamiki obiektu. Zestaw reguł opisuje pożądane reakcje układu w konkretnych sytuacjach. Dzięki temu sterownik może pracować skutecznie nawet przy zasumionych lub niepewnych danych pomiarowych [3].

Działanie regulatora rozmytego można opisać jako cykliczny proces przekształcania pomiarów w decyzję sterującą. Proces ten składa się z podstawowych etapów:

- fuzzifikacja (rozmywanie),
- baza reguł rozmytych,
- mechanizm wnioskowania,
- defuzyfikacja (wystrzanie).

Fuzzyfikacja to pierwszy etap pracy sterownika. Jej zadaniem jest zamiana konkretnych wartości liczbowych (ang. crisp values), takich jak błąd regulacji, na ich stopnień przynależności do zbiorów rozmytych. Dzięki temu sygnały fizyczne można interpretować w kategoriach językowych, np. jako „mały błąd” czy „duża zmiana”. Do tego celu wykorzystuje się funkcje przynależności. Są one najczęściej o kształcie trójkątnym, trapezowym lub gaussowskim. Przypisują one danej wartości liczbowej stopień przynależności do konkretnego zbioru [3, 13].

Baza reguł stanowi centralny element sterownika rozmytego, ponieważ zawiera wiedzę ekspercką dotyczącą sposobu sterowania obiektem. Wiedza ta zapisana jest w postaci reguł typu JEŻELI–TO [13], na przykład:

JEŻELI uchyb jest mały ujemny I zmiana uchybu jest mała ujemna TO korekta sterowania jest mała dodatnia.

Każda reguła opisuje zachowanie regulatora w określonym obszarze przestrzeni stanów. W przypadku dwóch zmiennych wejściowych reguły często organizuje się w postaci macierzy, co umożliwia łatwą kontrolę ich kompletności oraz spójności.

Mechanizm wnioskowania wykorzystuje rozmyte wartości wejściowe oraz bazę reguł w celu wyznaczenia rozmytego wyniku sterowania. Dla każdej reguły obliczany jest stopień jej aktywacji, który wynika ze zgodności aktualnych wartości wejściowych z jej częścią warunkową (antecedentem). Następnie zbiór rozmyty w części wynikowej reguły (konsekwencie) jest modyfikowany zgodnie z tym stopniem aktywacji [3].

W tym procesie wykorzystywane są operatory logiki rozmytej.

Operator AND realizowany jest w logice rozmytej jako funkcja minimum, operator OR jako maksimum, natomiast operator NOT jako dopełnienie do jedności. Takie podejście umożliwia płynne łączenie warunków w regułach sterowania oraz pozwala na częściowe spełnienie przesłańek, co jest kluczowe w systemach sterowania rozmytego [8].

Ostatnim etapem jest wyostrzanie (defuzyfikacja), czyli przekształcenie wynikowego zbioru rozmytego w jedną konkretną wartość liczbową, która może zostać podana na element wykonawczy układu. Najczęściej stosowane metody defuzyfikacji to:

- Metoda środka ciężkości (ang. Center of Area/Centroid) - metoda CoA, przedstawiona formułą (8), jest najpopularniejszą metodą defuzyfikacji stosowaną w regulatorach Mamdaniego. Jej celem jest znalezienie wartości sterowania odpowiadającej środkowi ciężkości pola pod funkcją przynależności wynikowego zbioru rozmytego [3].

$$d_{CoA}(C) = \frac{\sum_{k=1}^n C(z_k)z_k}{\sum_{k=1}^n C(z_k)} \quad (8)$$

gdzie:

- | | |
|------------|--|
| z_k - | dyskretne wartości zmiennej wyjściowej |
| $C(z_k)$ - | wartość funkcji przynależności wynikowego zbioru rozmytego C w punkcie |
| z_k | |

- Metoda środka maksimum (Center of Maxima) - w metodzie CoM, formuła (9), wartość defuzyfikowana wyznaczana jest jako średnia arytmetyczna ekstremów zbioru punktów, w których funkcja przynależności osiąga swoje maksimum. Metoda ta skupia się wyłącznie na punktach o największej przynależności, ignorując resztę zbioru [3].

$$d_{CM}(C) = \frac{\inf M + \sup M}{2} \quad (9)$$

gdzie:

$$M = \{z_k \in [-c, c] \mid C(z) = h(C)\}h(C) - maksymalna wartość funkcji przynależności$$

- Średnia z maksimów (Mean of Maxima) stosowana głównie w przypadkach kiedy wynik wyostrzania ma być wartością dyskretną. Wynik (10) to średnia arytmetyczna wszystkich punktów, dla których funkcja przynależności osiąga maksimum [3].

$$d_{MM}(C) = \frac{\sum_{z_k \in M} z_k}{|M|} \quad (10)$$

gdzie:

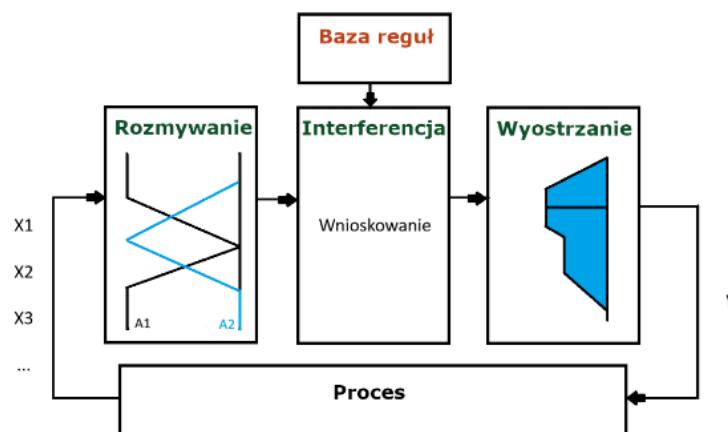
$M = \{z \mid C(z) = h(C)\}$ - jest zbiorem punktów, w których osiągana jest maksymalna przynależność

Sterownik rozmyty Mamdaniego

Regulator Mamdaniego jest jednym z pierwszych i najbardziej rozpowszechnionych podejść do sterowania rozmytego. Został zaproponowany w latach 70. XX wieku przez Ebrahima Mamdaniego i jego zespół na Queen Mary College w Londynie, jako sposób symulowania procesu podejmowania decyzji przez ludzkiego operatora. Jego główną ideą jest zastąpienie skomplikowanego opisu matematycznego obiektu zestawem reguł lingwistycznych, które opisują, jak układ powinien reagować w różnych sytuacjach [3].

W modelu Mamdaniego wiedza o procesie sterowania zapisana jest w postaci reguł typu JEŻELI–TO, w których zarówno część warunkowa (antecedent), jak i część decyzyjna (konsekwent) są wyrażone jako zbiory rozmyte. Przykładowa reguła może mieć postać: „JEŻELI temperatura jest bardzo wysoka oraz ciśnienie jest lekko niskie, TO zmiana mocy grzania jest lekko ujemna”. Taka forma reguł pozwala w prosty sposób zapisać intuicyjną wiedzę ekspercką o zachowaniu procesu [3].

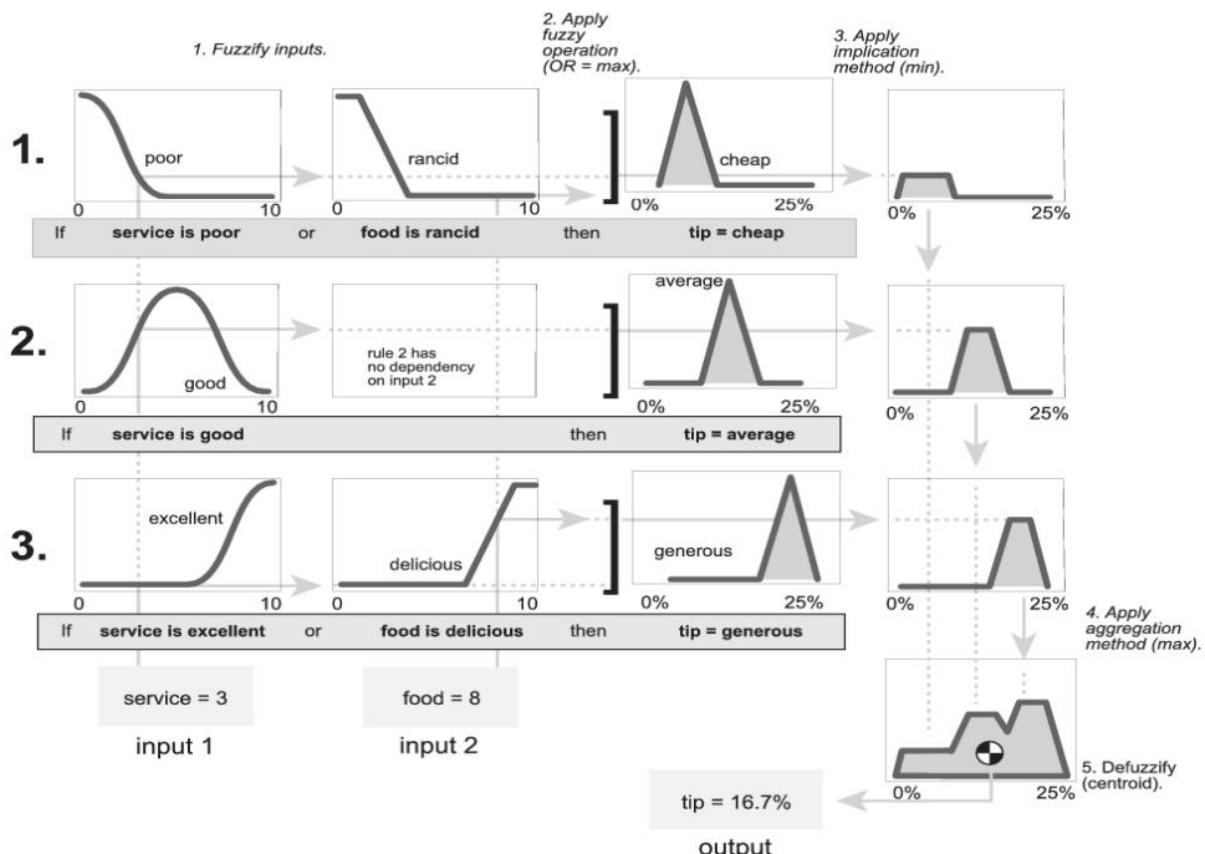
Działanie regulatora Mamdaniego opiera się na trzech współpracujących ze sobą etapach, pokazanych na Rysunek 3: rozmywanie, wnioskowaniu na podstawie bazy reguł oraz wyostrzanie. Najpierw wartości wejściowe, jak np. przykład błęd regulacji lub jego zmiana, są przekształcane w stopnie przynależności do zbiorów rozmytych, następnie mechanizm wnioskowania analizuje aktywność wszystkich reguł i określa, w jakim stopniu każda z nich jest spełniona, ostatni etap to wyostrzanie, w którym na podstawie wybranej metody wyostrzania generowany jest sygnał wyjściowy [13].



Rysunek 3 Schemat sterownika rozmytego FLC Mamdaniego
Źródło: opracowanie własne

Wnioskowanie w regulatorze Mamdaniego odbywa się zwykle z wykorzystaniem kompozycji sup–min. Oznacza to, że dla każdej reguły stopień jej aktywacji wyznaczany jest na podstawie minimum stopni przynależności w jej warunkach, a następnie funkcja przynależności konsekwentu jest „przycinana” do tego poziomu. Wyniki wszystkich aktywnych reguł są następnie łączone operacją maksimum, co prowadzi do powstania jednego wynikowego zbioru rozmytego opisującego możliwe wartości sygnału sterującego. Ponieważ wynik wnioskowania ma postać zbioru rozmytego, konieczne jest jego przekształcenie w pojedynczą wartość liczbową. Proces ten realizowany jest w etapie defuzyfikacji. Najczęściej stosowaną metodą w regulatorach Mamdaniego jest metoda środka ciężkości (centroid), która wyznacza wartość odpowiadającą środkowi ciężkości pola pod funkcją przynależności zbioru wynikowego. Alternatywnie mogą być stosowane metody środka maksimów lub średniej z maksimów [3].

Regulator Mamdaniego odegrał kluczową rolę w rozwoju praktycznych zastosowań logiki rozmytej. Został wykorzystany m.in. w pierwszych komercyjnych systemach sterowania przemysłowego, takich jak sterowanie piecami cementowymi w latach 80. XX wieku. Jego główną zaletą jest wysoka interpretowalność. Reguły są czytelne i zrozumiałe dla człowieka, co ułatwia projektowanie, strojenie oraz analizę zachowania układu. Z tego względu regulator Mamdanego jest często stosowany w zadaniach, w których istotna jest przejrzystość i możliwość bezpośredniego wykorzystania wiedzy eksperckiej [3].



Rysunek 4 Procesu wnioskowania obliczania napiwków w regulatorze Mamdaniego
Źródło: [8]

Na Rysunek 4 Rysunek 4 pokazano przykład graficzną wizualizację procesu wnioskowania typu Mamdaniego, przedstawiający przebieg obliczania wartości napiwku wykorzystując wszystkie etapy wnioskowania rozmytego.

Sterownik rozmyty Takagi-Sugeno

Drugim popularnym rozwiążaniem jest model Takagi–Sugeno. Został opracowany, aby umożliwić bardziej formalny opis zależności w układzie. W przeciwieństwie do modelu Mamdaniego, który operuje głównie na pojęciach językowych, model Sugeno łączy logikę rozmytą z funkcjami matematycznymi. Podobnie jak w regulatorze Mamdaniego, wiedza o sterowaniu zapisana jest w postaci reguł typu JEŻELI–TO. Różnica polega jednak na sposobie definiowania części „TO”, czyli konsekwentu reguły. W modelu Sugeno nie jest on zbiorem rozmytym, lecz funkcją zmiennych wejściowych [9].

$$\text{JEŻELI } x \text{ jest } A \text{ i } y \text{ jest } B, \text{ To } z = f(x,y)$$

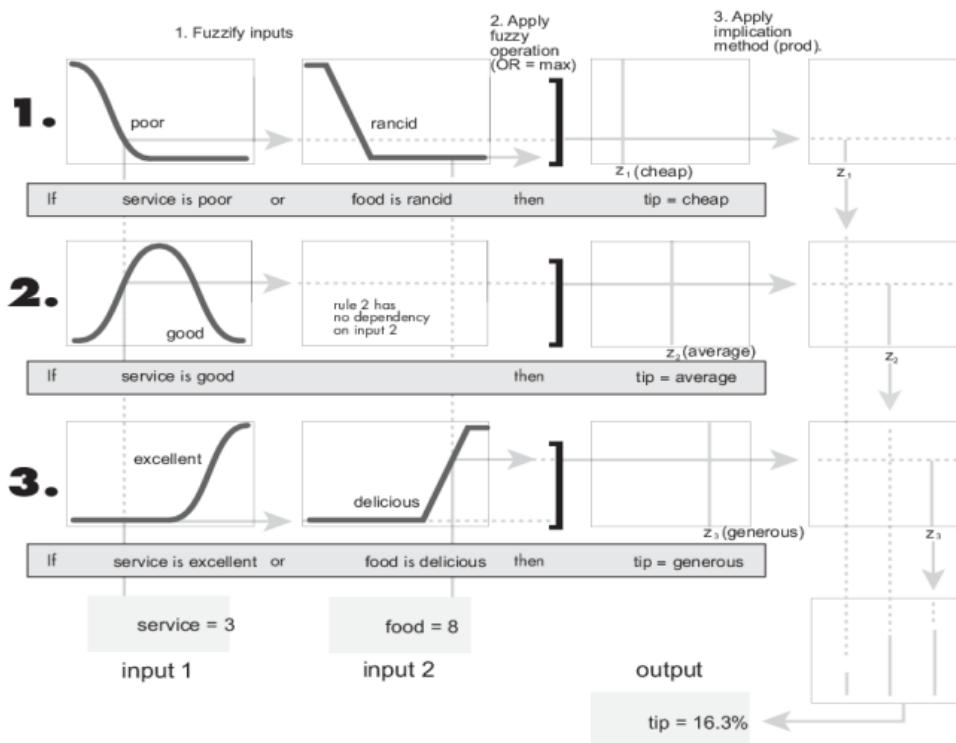
gdzie

$f(x,y)$ - jest funkcją rzeczywistą, najczęściej liniową lub stałą.

Oznacza to, że każda reguła opisuje lokalną zależność matematyczną pomiędzy wejściami a wyjściem w obszarze określonym przez zbiory rozmyte A i B. Model Takagi-Sugeno posiada różne warianty użycia. W inżynierii stosuje się głównie dwa warianty tego modelu:

- model zerowego rzędu - funkcja wyjściowa jest stałą wartością, każdą regułę można tu traktować jako pojedynczą wartość liczbową typu singleton,
- model pierwszego rzędu - wyjście jest funkcją liniową wejść [9].

Regulator Sugeno charakteryzuje się wysoką efektywnością obliczeniową oraz bardzo dobrą płynnością charakterystyki wyjściowej. Jego struktura umożliwia również formalną analizę stabilności oraz łatwe łączenie z algorytmami uczenia maszynowego. Z tego względu model Sugeno jest często stosowany w sterowaniu adaptacyjnym, systemach neuro-fuzzy, identyfikacji nieliniowych obiektów oraz w sterowaniu predykcyjnym [9].



Rysunek 5 Procesu wnioskowania obliczania napiwków w regulatorze Sugeno
Źródło: [8]

Na Rysunek 5 przedstawiono schemat działania systemu wnioskowania typu Sugeno. W pierwszym kroku zmienne wejściowe podlegają rozmywaniu, gdzie przypisuje się im stopnie przynależności do odpowiednich zbiorów rozmytych. Kolejnym etapem jest aktywacja reguł JEŻELI–TO. W modelu Sugeno konsekwenty tych reguł nie są zbiorami, lecz konkretnymi funkcjami. Następnie wyniki wszystkich reguł są łączone w procesie agregacji. Ostateczny sygnał sterujący oblicza się jako średnią ważoną aktywnych reguł.

Tabela 1 Porównanie cech regulatorów Sugeno i Mamdani
Źródło: opracowanie własne na podstawie [3, 9]

Cecha / Model	Mamdani	Sugeno
Postać wniosku	Zbiór rozmyty	Funkcja matematyczna
Intuicyjność	Bardziej naturalny językowo	Bardziej techniczny i matematyczny
Defuzyfikacja	Złożona (np. środek ciężkości)	Prosta (średnia ważona wniosków)
Projektowanie	Oparte na wiedzy eksperckiej	Oparte na danych
Zastosowanie	Sterowanie eksperckie	Sterowanie adaptacyjne

Na podstawie Na Rysunek 5 przedstawiono schemat działania systemu wnioskowania typu Sugeno. W pierwszym kroku zmienne wejściowe podlegają rozmywaniu, gdzie przypisuje się im stopnie przynależności do odpowiednich zbiorów rozmytych. Kolejnym etapem jest aktywacja reguł JEŻELI–TO. W modelu Sugeno

konsekwenty tych reguł nie są zbiorami, lecz konkretnymi funkcjami. Następnie wyniki wszystkich reguł są łączone w procesie agregacji. Ostateczny sygnał sterujący oblicza się jako średnią ważoną aktywnych reguł.

Tabela 1 możemy wywnioskować, że model Sugeno jest wybierany wszędzie tam, gdzie kluczowa jest wydajność matematyczna i precyzja sterowania. Model Mamdaniego lepiej sprawdza się w systemach, które mają bezpośrednio naśladować sposób myślenia człowieka.

3 Cel i zakres pracy

Na podstawie przeglądu współczesnych metod stabilizacji orientacji statków powietrznych, można zauważać rosnące znaczenie metod sterowania zdolnych do pracy w warunkach nieliniowej dynamiki oraz obecności zakłóceń aerodynamicznych. W szczególności widoczna jest potrzeba stosowania rozwiązań, które łączą odporność na niepewności z umiarkowaną złożonością obliczeniową oraz przejrzystą strukturą decyzyjną.

Celem projektu jest opracowanie oraz analiza systemu wnioskowania rozmytego typu Mamdaniego, przeznaczonego do stabilizacji orientacji przestrzennej statku powietrznego w obecności zakłóceń aerodynamicznych. Przyjęte podejście zakłada wykorzystanie sterowania rozmytego jako alternatywy dla klasycznych regulatorów liniowych, umożliwiające skuteczne tłumienie zaburzeń bez konieczności stosowania dokładnego modelu matematycznego obiektu.

Zakres pracy obejmuje

- Sformułowanie uproszczonego modelu dynamiki obiektu.
- Zaprojektowanie systemu wnioskowania rozmytego (FIS) - obejmującego dobór zmiennych, zdefiniowanie zbiorów rozmytych oraz bazy reguł.
- Implementację modelu obiektu oraz regulatora w środowisku symulacyjnym MATLAB/Simulink oraz wykonanie testów symulacyjnych.
- Porównawczą analizę działania regulatora Mamdaniego z klasycznym regulatorem PID w różnych scenariuszach.
- Ocenę odporności sterownika na typowe zakłócenia aerodynamiczne (porywy wiatru, turbulencje) oraz propozycje dalszego rozwoju.

4 Projekt i implementacja systemu sterowania rozmytego

4.1 Modelowanie obiektu regulacji

Model dynamiki obrotowej statku powietrznego stanowi podstawę projektowania układu stabilizacji orientacji. W analizie przyjmuje się, że samolot w krótkim horyzoncie czasowym może być traktowany jako bryła sztywna o stałych właściwościach masowych. Rozpatrywany jest wyłącznie ruch obrotowy wokół trzech osi związanych z kadłubem: roll (przechylenie), pitch (pochylenie) oraz yaw (odchylenie kierunkowe), opisanych odpowiednio przez prędkości kątowe p , q r oraz kąty Eulera ϕ , θ , ψ .

4.1.1 Założenia modelowe

Do zapisu równań dynamiki przyjęto układ osi głównych. Tensor bezwładności w równaniu (11) ma postać diagonalną.

$$J = \begin{bmatrix} J_x & 0 & 0 \\ 0 & J_y & 0 \\ 0 & 0 & J_z \end{bmatrix} \quad (11)$$

Założenie to jest powszechnie stosowane dla płatowców o przybliżonej symetrii geometrycznej i masowej. W takim układzie osie współrzędnych pokrywają się z osiami głównymi bezwładności, co znacząco upraszcza opis dynamiki i eliminuje występowanie iloczynów bezwładnościowych [2].

4.1.2 Moment obrotowy i równania Eulera

Jak pokazano w równaniu (12), ruch obrotowy statku powietrznego wynika z działania całkowitego momentu obrotowego M , który jest sumą momentów sterujących, aerodynamicznych oraz zakłócających [1, 2].

$$M = M_{ster} + M_{aero} + M_{zakl} \quad (12)$$

Równania ruchu wykorzystywane w modelu są klasyczną postacią równań Eulera dla bryły sztywnej. W odróżnieniu od uproszczonych modeli liniowych zachowano w nich sprzężenia bezwładnościowe pomiędzy osiami, dzięki czemu dynamika nie sprowadza się do trzech niezależnych równań, lecz opisuje rzeczywisty nieliniowy model 3DOF.

Moment sterujący M_{ster} jest generowany bezpośrednio przez regulator i, zgodnie z konwencją teorii sterowania, zapisywany jest w postaci sygnału sterowania (13) [2].

$$M_{ster} = u \quad (13)$$

Jest to standardowa konwencja w teorii sterowania (ang. modern control theory), gdzie u jest wektorem sterowania. [2]

Moment aerodynamiczny, opisany równaniem (14), modelowany jest w uproszczonej postaci jako proporcjonalny do prędkości kątowej. Pochodna M_q jest normalnie ujemna, ponieważ generuje moment, który przecistawia się ruchowi obrotowemu. Zjawisko to stanowi kluczowy mechanizm zapewniający tłumienie ruchu. [2]

$$M_{aero} \approx M_q \cdot q \quad (14)$$

Dla wygody zapisu oraz uproszczenia modelu parametr M_q zastąpiono nowo zdefiniowaną dodatnią stałą tłumienia aerodynamicznego C_T , która jest przeciwna do momentu aerodynamicznego.

$$M_{aero} \approx -C_T \cdot \omega \quad (15)$$

gdzie:

$\omega \in \{p, q, r\}$ C_T - współczynnik tłumienia aerodynamicznego odpowiadający pochodnym typu L_p ,
 M_q, N_r

Zakłócenia aerodynamiczne, takie jak turbulencje lub porywy wiatru, zostały ujęte jako dodatkowy moment, co przedstawiono w równaniu (16).

$$M_{zakł} = M_{turb} \quad (16)$$

Uwzględniając równania (13)-(16), równanie ruchu (12) dla osi pitch przyjmuje postać (17) [2]:

$$\dot{q} = \frac{J_z - J_x}{J_y} pr + \frac{1}{J_y} (u - C_T q + M_{turb}) \quad (17)$$

Pierwszy składnik równania opisuje sprzężenie bezwładnościowe pomiędzy osiami, natomiast drugi uwzględnia wpływ sterowania, tłumienia aerodynamicznego oraz zakłóceń. Analogiczne równania obowiązują dla osi pitch, roll i yaw, tworząc pełny, nieliniowy model dynamiki obrotowej statku powietrznego.

4.1.3 Implementacja w środowisku MATLAB/Simulink

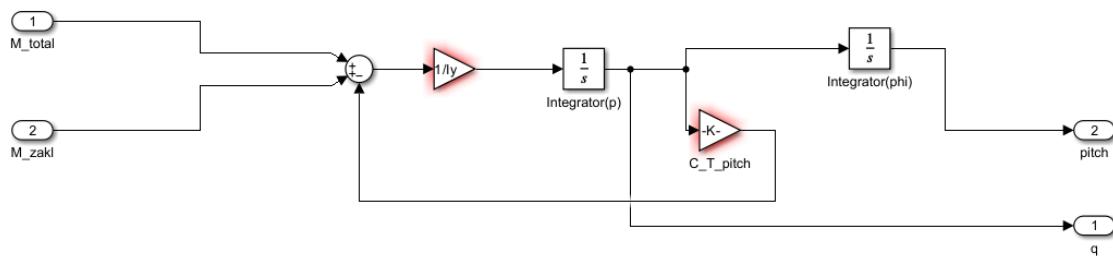
W tej sekcji przedstawiono implementację modelu dynamiki obrotowej samolotu w środowisku MATLAB/Simulink. Analiza koncentruje się na kanale pochylenia (pitch), który odpowiada za ruch wznoszenia i opadania nosa samolotu. Model oparto na równaniach Eulera dla bryły sztywnej i służy on do symulacji reakcji obiektu na momenty sterujące, aerodynamiczne oraz zakłócające. Środowisko Simulink umożliwia bezpośrednie odwzorowanie równań różniczkowych w postaci schematów blokowych [14]. Każdy

składnik równania ruchu – moment bezwładności, momenty sterujące, tłumienie aerodynamiczne oraz zakłócenia – został zrealizowany jako oddzielny blok funkcyjny.

W pierwszym etapie zaimplementowano uproszczony model kanału *pitch* bez sprzężeń międzyosiowych. Taki model pozwala na weryfikację poprawności samej dynamiki pojedynczej osi przed wprowadzeniem pełnej nieliniowości. Równanie opisujące ten model ma postać (18):

$$\dot{q} = \frac{1}{J_y} (u - C_T q + M_{turb}) \quad (18)$$

Schemat blokowy przedstawiony na Rysunek 6 odpowiada równaniu (18).



Rysunek 6 Diagram blokowy Simulink kanału Pitch Dynamics samolotu
Źródło: opracowanie własne na podstawie [1, 14]

Blok sumujący realizuje złożenie wszystkich momentów działających na samolot. Do wejścia sumatora doprowadzony jest moment sterujący M_{ctrl} pochodzący z regulatora, moment zakłócający M_{zakl} , reprezentujący np. podmuchy wiatru oraz moment tłumiący $-C_T q$, który modeluje aerodynamiczny opór ruchu obrotowego. Znak minus przy tym składniku wynika z faktu, że moment aerodynamiczny zawsze przeciwdziała prędkości kątowej.

Zgodnie z równaniem ruchu bryły sztywnej, wypadkowy moment powoduje przyspieszenie kątowe. Blok wzmacnienia o wartości $1/J_y$ reprezentuje odwrotność momentu bezwładności względem osi *pitch* i przekształca wypadkowy moment na przyspieszenie kątowe \dot{q} .

Uzyskane przyspieszenie kątowe jest następnie całkowane w czasie. Pierwszy blok całkujący (Integrator) oblicza prędkość kątową q , natomiast drugi integrator wyznacza kąt pochylenia θ . W sensie fizycznym oznacza to, że zmiany przyspieszenia kątowego sumują się do prędkości obrotu, a ta z kolei do aktualnej orientacji samolotu.

Model uwzględnia również naturalną stateczność aerodynamiczną. Prędkość kątowa q jest zawracana do wejścia układu, mnożona przez współczynnik tłumienia C_{T_pitch} i odejmowana w sumatorze. Ten mechanizm odtwarza efekt aerodynamicznego „hamowania” ruchu obrotowego, który stabilizuje samolot.

W kolejnym etapie do modelu wprowadzono sprzężenia bezwładnościowe pomiędzy osiami. W rzeczywistym samolocie ruchy w osiach *roll*, *pitch* i *yaw* nie są niezależne, ponieważ momenty bezwładności

J_x, J_y i J_z mają różne wartości. Zjawisko to opisują nieliniowe człony występujące w równaniach Eulera. Całe równanie przyjmuje postać pokazaną w równaniu (19).

Dla osi pitch równanie ruchu przyjmuje wówczas postać:

$$\dot{q} = \frac{1}{J_y}(u - C_T q + M_{turb}) + \frac{J_z - J_x}{J_y} pr \quad (19)$$

Dodatkowy składnik $\frac{J_z - J_x}{J_y} pr$ opisuje wpływ jednocześnie obrotów wokół osi *roll* i *yaw* na przyspieszenie w osi *pitch*. Analogiczne człony zostały uwzględnione również w równaniach dla osi *roll* i *yaw*, co pozwala na realistyczne odwzorowanie sprzężeń dynamicznych w modelu 3DOF.

Sprzężenia te zostały zaimplementowane w środowisku Simulink za pomocą bloku *MATLAB Function*. Jego zadaniem jest obliczenie całkowitych momentów działających w każdej osi jako sumy momentów sterujących oraz momentów sprzężeniowych.

Człony te są nieliniowe i nie występują w klasycznych modelach liniowych opartych na teorii małych zaburzeń [2]. Ich obecność umożliwia analizę wzajemnych oddziaływań pomiędzy osiami oraz ocenę stabilności układu w szerszym zakresie pracy. Dzielenie przez momenty bezwładności występuje dopiero na etapie obliczania przyspieszeń kątowych w równaniach dynamiki.

Rola bloku sprzężeń w strukturze modelu *CouplingMoments* przedstawionego w Kodzie 1 obejmuje:

- przyjmowanie aktualnych prędkości kątowych p, q, r ,
- dodawanie momentów sprzężeniowych do momentów sterujących,
- generowanie całkowitych momentów $L_{total}, M_{total}, N_{total}$,
- przekazywanie ich do bloków dynamiki *roll*, *pitch* oraz *yaw*.

```
function [L_total, M_total, N_total] = CouplingMoments(p, q, r, L_ctrl, M_ctrl, N_ctrl)
Ix = 100;
Iy = 150;
Iz = 200;
L_coup = (Iy - Iz) * q * r;
M_coup = (Iz - Ix) * p * r;
N_coup = (Ix - Iy) * p * q;
L_total = L_ctrl + L_coup;
M_total = M_ctrl + M_coup;
N_total = N_ctrl + N_coup;

end
```

Kod 1 Obliczenie całkowitych momentów działających w bloku MATLAB Function
 Źródło: opracowanie własne

Zależności opisujące momenty sprzężeniowe mają postać (20):

$$\begin{aligned} L_{coup} &= (J_y - J_z)qr \\ M_{coup} &= (J_z - J_x)pr \\ N_{coup} &= (J_x - J_y)pq \end{aligned} \quad (20)$$

W obliczeniach realizowanych w kodzie 1, wykorzystano wielkości fizyczne o następujących jednostkach:

- Prędkości kątowe p, q, r opisujące ruch obrotowy statku powietrznego wokół danych osi wyrażone są w jednostkach rad/s.
- Momenty bezwładności J_x, J_y, J_z mają jednostkę $\text{kg}\cdot\text{m}^2$. Momenty sterujące $L_{ctrl}, M_{ctrl}, N_{ctrl}$, jak również momenty sprzężeniowe $L_{coup}, M_{coup}, N_{coup}$, wyrażone są w niutonometrach ($\text{N}\cdot\text{m}$).
- Całkowite momenty $L_{total}, M_{total}, N_{total}$ stanowią sumę momentów sterujących i sprzężeń dynamicznych i również posiadają jednostkę $\text{N}\cdot\text{m}$.

4.2 Projekt systemu sterowania rozmytego

W niniejszej pracy projekt regulatora rozmytego przeprowadzono osobno dla każdej osi obrotu statku powietrznego ($roll, pitch, yaw$). Przyjęto jednakową strukturę regulatorów we wszystkich kanałach sterowania, co wynika z podobnej postaci równań dynamiki oraz analogicznego charakteru procesu stabilizacji w poszczególnych osiach.

4.2.1 Zmienne wejściowe i wyjściowe

Pierwszym etapem projektowania regulatora rozmytego jest identyfikacja istotnych zmiennych wejściowych i wyjściowych oraz ich interpretacja fizyczna. Dobór tych zmiennych został przeprowadzony na podstawie analizy dynamiki obiektu regulacji oraz wiedzy eksperckiej z zakresu sterowania ruchem statku powietrznego. Na podstawie klasycznych struktur regulatorów typu PD oraz wiedzy eksperckiej z zakresu sterowania lotem, jako zmienne regulatora rozmytego przyjęto:

- Uchyb regulacji (21) - zmienna ta informuje regulator o aktualnym odchyleniu orientacji samolotu od wartości zadanej. Jej znak i wartość determinują kierunek oraz intensywność reakcji sterującej.

$$e_{\theta} = \theta_{\text{zad}} - \theta \quad (21)$$

- Zmiana uchybu regulacji (22) - zmiana ta opisuje dynamikę procesu regulacji, czyli tempo, z jakim błąd regulacji zmniejsza się lub narasta. W praktyce jest ona bezpośrednio związana z prędkością kątową w osi *pitch* (q). Zmienna ta pełni rolę odpowiednika członu różniczkującego w klasycznym regulatorze PD, umożliwiając wcześniejsze reagowanie na zmiany ruchu oraz ograniczenie przeregulowań i oscylacji

$$\dot{e}_{\theta} = \frac{d}{dt}(\theta_{\text{zad}} - \theta) \approx -\dot{\theta} = -q \quad (22)$$

- Moment sterujący (23) - sygnał ten reprezentuje wypadkowy moment generowany przez wychylenie steru wysokości. W modelu dynamiki obiektu sygnał sterujący pojawia się bezpośrednio w równaniu ruchu.

$$u = M_{\text{ster}} \quad (23)$$

Wszystkie zmienne wejściowe i wyjściowe regulatora zostały znormalizowane do zakresu [-1, 1], co stanowi standardową praktykę w systemach sterowania rozmytego. Proces ten upraszcza projektowanie funkcji przynależności oraz uniezależnia algorytm od konkretnych jednostek fizycznych. Ponadto umożliwia ona łatwe dostrajanie regulatora poprzez stosowanie bloków wzmacnienia (Gain), dzięki czemu struktura sterownika zachowuje uniwersalność, a jego dopasowanie do dynamiki obiektu realizowane jest wyłącznie poprzez dobór wzmacnień.

Przyjęty zestaw zmiennych odpowiada strukturze regulatora rozmytego typu PD, który jest powszechnie stosowany w stabilizacji orientacji obiektów latających. Rezygnacja z członu całkującego, w odróżnieniu od klasycznych regulatorów PID, jest w tym przypadku uzasadniona występowaniem naturalnego tłumienia aerodynamicznego, krótkimi czasami regulacji oraz dążeniem do ograniczenia narastania przeregulowania. Ponadto taki dobór zmiennych umożliwia intuicyjne formułowanie reguł lingwistycznych (przykładowo: „Jeżeli kąt jest duży, a prędkość zmiany mała, to zastosuj średni moment sterujący”). Jest to szczególnie istotne w przypadku regulatora typu Mamdani, który bazuje na wiedzy eksperckiej, a nie na dokładnym modelu matematycznym sterowanego obiektu [3].

Definicja zbiorów rozmytych i funkcji przynależności

Po określaniu zmiennych wejściowych i wyjściowych kolejnym krokiem projektowym jest zdefiniowanie zbiorów rozmytych oraz odpowiadających im funkcji przynależności. W procesie projektowym rozważono różne typy funkcji przynależności, w szczególności:

- funkcje trapezowe,
- funkcje Gaussa.

Funkcje trapezowe charakteryzują się prostą implementacją i ostrzejszymi granicami przejścia pomiędzy zbiorami. Choć funkcje te są ciągłe, mają charakter odcinkowo-liniowy. Oznacza to, że w punktach załamania

(wierzchołkach trapezów lub trójkątów) ich pochodna zmienia się gwałtownie. Ta nagła zmiana nachylenia funkcji, interpretowana jako zmiana wrażliwości regulatora na zmiany sygnału wejściowego, może w systemach o wysokiej dynamice prowadzić do niepożądanych, nagłych przejść lub szarpnięć w sygnale sterującym [3].

Ostatecznie zdecydowano się na zastosowanie funkcji Gaussa. Wybór ten jest podyktowany ich korzystnymi właściwościami, które mają istotne znaczenie w kontekście sterowania obiektami dynamicznymi, takimi jak statki powietrzne. Funkcje Gaussa charakteryzują się następującymi cechami:

- zapewniają gładkie i ciągłe przejścia pomiędzy poszczególnymi zbiorami rozmytymi,
- sprzyjają płynnej zmianie sygnału sterującego, co ma fundamentalne znaczenie dla jakości pracy układu,
- redukują ryzyko gwałtownych skoków sterowania, co bezpośrednio przekłada się na stabilność ruchu.

Prezentacja zbiorów rozmytych

Dobór zbiorów rozmytych oraz odpowiadających im funkcji przynależności to kluczowy etap projektowania regulatora rozmytego. Od przyjętych parametrów zależy sposób interpretacji sygnałów wejściowych oraz charakterystyka generowanego sygnału sterującego. W niniejszym podrozdziale przedstawiono funkcje przynależności dla dwóch zmiennych wejściowych: uchybu regulacji i zmiany uchybu a także dla zmiennej wyjściowej, stanowiącej korektę sygnału sterującego.

Zakres zmiennych wejściowych został podzielony na pięć zbiorów rozmytych:

- NB (Negative Big) – duży błąd ujemny,
- NS (Negative Small) – mały błąd ujemny,
- ZE (Zero) – błąd bliski zeru,
- PS (Positive Small) – mały błąd dodatni,
- PB (Positive Big) – duży błąd dodatni.

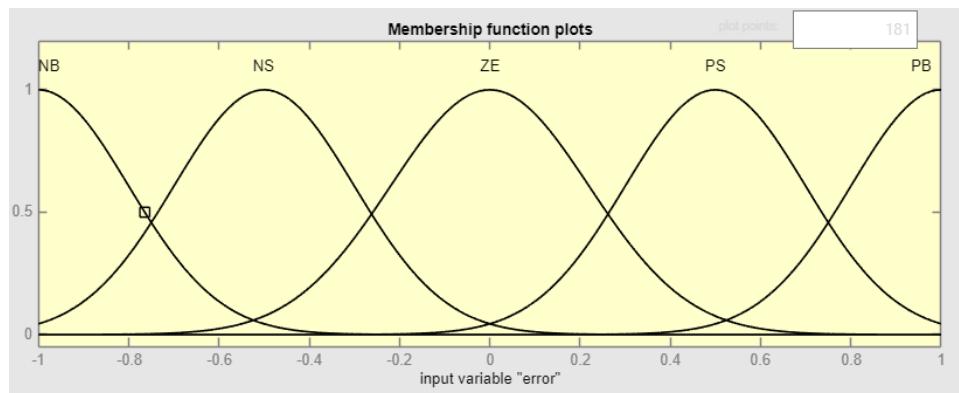
W tabeli 2 przedstawiono parametry funkcji przynależności dla poszczególnych zbiorów rozmytych zmiennej wejściowej „Uchyb regulacji”. Każda funkcja Gaussa została opisana za pomocą dwóch parametrów:
a - odchylenie standardowe, decydujące o szerokości zbioru rozmytego,
b - wartość środka funkcji, określająca położenie maksimum przynależności.

Tabela 2 Tabelaryczne zestawienie parametrów zmiennej „Uchyb regulacji”
Źródło: opracowanie własne

Nazwa zbioru	Typ funkcji	Parametry funkcji	
		a	b
NB	gaussmf	0.2	-1
NS	gaussmf	0.2	-0.5

ZE	gaussmf	0.22	0
PS	gaussmf	0.2	0.5
PB	gaussmf	0.2	1

Parametry dobrano w sposób, aby zapewnić symetryczne pokrycie całego zakresu zmiennej wejściowej oraz uzyskać częściowe nakładanie się sąsiednich zbiorów rozmytych, co umożliwia płynne przejścia pomiędzy regułami rozmytymi. Graficzną reprezentację zmiennej „Uchyb regulacji” przedstawiono na Rysunek 7.

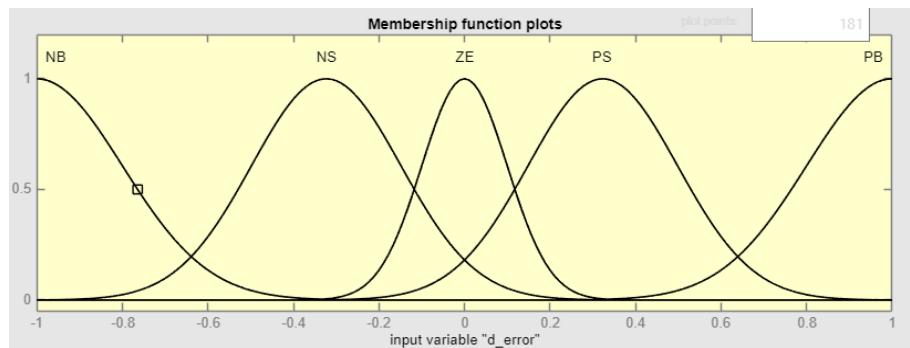


Rysunek 7 Graficzna reprezentacja zmiennej ‘Uchyb regulacji’
Źródło: opracowanie własne

W tabeli 3 przedstawiono parametry funkcji przynależności dla poszczególnych zbiorów rozmytych zmiennej wejściowej „Zmiana uchybu regulacji”. Zbiory odpowiadające dużym wartośćom zmiany uchybu, zarówno dodatnim jak i ujemnym, mają większą szerszokość, co umożliwia bardziej agresywną reakcję regulatora w sytuacjach awaryjnych i pozwala na szybkie sprowadzenie obiektu do bezpiecznego zakresu pracy. Graficzną reprezentację zmiennej lingwistycznej „Zmiana uchybu regulacji” przedstawiono na Rysunek 8.

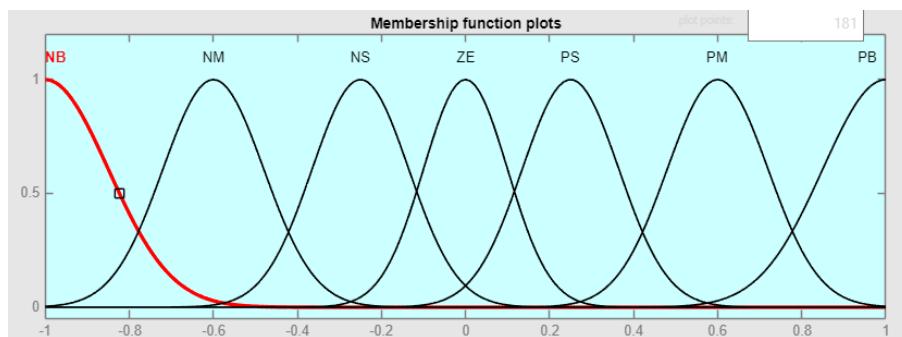
Tabela 3 Tabelaryczne zestawienie parametrów zmiennej „Zmiana uchybu regulacji”
Źródło: opracowanie własne

Nazwa zbioru	Typ funkcji	Parametry funkcji	
		a	b
NB	gaussmf	0.2	-1
NS	gaussmf	0.175	-0.375
ZE	gaussmf	0.1	0
PS	gaussmf	0.175	0.375
PB	gaussmf	0.2	1



Rysunek 8 Graficzna reprezentacja zmiennej „Zmiana uchybu regulacji”
Źródło: opracowanie własne

Zmienną wyjściową regulatora rozmytego jest *sygnał sterujący* u , odpowiadający momentowi sterującemu generowanemu przez regulator, np. wychyleniu steru lub momentowi zadawanemu do modelu dynamiki. Zmienna ta została znormalizowana do przedziału $[-1, 1]$, co umożliwia uniwersalne działanie regulatora niezależnie od rzeczywistych zakresów fizycznych. Rzeczywiste wartości momentu sterującego są uzyskiwane poprzez odpowiednie przeskalowanie sygnału wyjściowego za pomocą dobranych wzmacnień. Dla sygnału wyjściowego zastosowano siedem zbiorów rozmytych, co pokazano na Rysunek 9.



Rysunek 9 Graficzna reprezentacja zmiennej „Moment sterujący”
Źródło: opracowanie własne

Zwiększona liczba zbiorów na wyjściu umożliwia bardziej precyzyjne generowanie wartości momentu sterującego, co przekłada się na płynniejsze sterowanie. Ma to szczególne znaczenie w pobliżu punktu równowagi, gdzie nawet niewielkie różnice wartości momentu mogą istotnie wpływać na dynamikę obiektu. Przyjęte rozwiązanie pozwala uzyskać korzystny kompromis pomiędzy szybkością reakcji układu a gładkością sterowania.

Parametry funkcji przynależności przedstawione w Tabela 4, dobrano symetrycznie względem zera, co odzwierciedla symetryczną naturę sterowania. Szerokości funkcji (parametr a) są większe dla zbiorów skrajnych (NB, PB), co umożliwia łagodniejsze nasycanie sygnału sterującego przy dużych wartościach. Z kolei węższe funkcje dla zbiorów centralnych zwiększają czułość regulatora w pobliżu punktu równowagi.

Tabela 4 Tabelaryczne zestawienie parametrów zmiennej "Moment sterujący "
Źródło: opracowanie własne

Nazwa	Opis Lingwistyczny	Typ Funkcji	Parametry funkcji	
			a	b
NB	Negative Big	gaussmf	0.23	-1
NM	Negative Medium	gaussmf	0.12	-0.6
NS	Negative Small	gaussmf	0.115	-0.25
ZE	Zero	gaussmf	0.1	0
PS	Small	gaussmf	0.115	0.25
PM	Medium	gaussmf	0.12	0.6
PB	Big	gaussmf	0.23	1

4.2.2 Projekt baz reguł Mamdaniego

Baza reguł stanowi kluczowy element regulatora rozmytego typu Mamdaniego, ponieważ koduje wiedzę ekspercką dotyczącą sposobu reagowania układu sterowania na aktualny stan obiektu. To właśnie w bazie reguł zawarta jest logika decyzyjna regulatora, która zastępuje klasyczne równania sterowania zestawem reguł lingwistycznych. W niniejszej pracy baza reguł została zaprojektowana w oparciu o intuicyjne zasady sterowania dynamicznego, wynikające z analizy ruchu statku powietrznego oraz praktyki sterowania regulatorów typu PD.

System wnioskowania rozmytego wykorzystuje dwie zmienne wejściowe: uchyb regulacji oraz zmianę uchybu regulacji, a także jedną zmienną wyjściową w postaci korekty sygnału sterującego. Każda ze zmiennych wejściowych została opisana pięcioma zbiorami rozmytymi, co prowadzi do utworzenia pełnej macierzy reguł o wymiarze 5×5 , zawierającej łącznie 25 reguł typu IF–THEN. Ogólna postać reguły jest następująca: *JEŻELI uchyb jest A oraz zmiana uchybu jest B, TO korekta sterowania jest C*.

Reguły zostały zaprojektowane w celu realizacji trzech podstawowych funkcji sterowania:

- redukcja dużych uchybów regulacji, tzw. błędów (walka z „uciekającym” stanem) - gdy błąd ma dużą wartość dodatnią lub ujemną, regulator generuje odpowiednio silną korektę sterowania o przeciwnym kierunku,
- hamowanie ruchu (tłumienie dynamiki rychu) - jeżeli zmiana uchybu regulacji jest duża, a wartość błędu maleje, regulator zmniejsza wartość sterowania, aby zapobiec przeregulowaniu,
- stabilizacja w pobliżu punktu zadanego - w obszarze małych błędów oraz niewielkich zmian błędu dominują reguły generujące wyjście typu ZE, co pozwala wykorzystać naturalną dynamikę obiektu bez nadmiernej ingerencji sterowania.

Dla każdej możliwej kombinacji pięciu zbiorów rozmytych uchybu regulacji oraz pięciu zbiorów zmiany uchybu istnieje odpowiadająca reguła sterowania, co pokazano w Tabeli 5. Tworzy to kompletną macierz 5×5 składającą się z 25 reguł, dzięki czemu regulator generuje sygnał wyjściowy dla dowolnego stanu układu.

Tabela 5 Zestaw reguł opracowanych dla systemu sterowania
Źródło: opracowanie własne

Błąd/ Zmiana uchybu regulacji	PB	PS	ZE	NS	NB
PB	NB	NM	NM	NS	ZE
PS	NM	NS	ZE	ZE	PS
ZE	NS	ZE	ZE	ZE	PS
NS	NS	ZE	ZE	PS	PM
NB	ZE	PS	PM	PM	PB

Równie istotnym aspektem projektu jest spójność bazy eguł, rozumiana jako brak reguł sprzecznych. Reguły sprzeczne dla zbliżonych stanów wejściowych generowałyby zupełnie różne sygnały wyjściowe, co prowadziłoby do niepożądanych skoków sterowania. W zaprojektowanej bazie reguł przejście między sąsiadującymi regułami odbywa się w sposób płynny, co gwarantuje ciągłość powierzchni sterowania i zapobiega powstawaniu nagłych skoków sygnału sterującego. Brak konfliktów potwierdza również symetrię bazy względem przekątnej zerowej. Symetryczna struktura bazy reguł zapewnia identyczne zachowanie regulatora dla dodatnich i ujemnych odchyleń, co sprzyja stabilnej pracy.

Przykładowa weryfikacja działania bazy reguł:

- dla dużego dodatniego uchybu regulacji oraz niewielkiej zmiany uchybu (PB, ZE) regulator generuje ujemną korektę sterowania (NM), co prowadzi to do szybkiego zmniejszenia błędu,
- w przypadku małego uchybu oraz dużej ujemnej zmiany uchybu (ZE, NB) regulator używa niskich wartości sterowania (PS), zapobiegając w ten sposób przeregulowaniu,
- w pobliżu punktu (ZE, ZE) generowana jest korekta bliska零 (ZE), co umożliwia wykorzystanie naturalnego tłumienia aerodynamicznego samolotu.

Strategia sterowania przedstawiona w Tabela 5, ma na celu ograniczenie zużycia energii sterowania oraz zmniejszenie oscylacji wokół punktu zadanego. Jednocześnie zabieg ten poprawia płynność odpowiedzi układu i redukuje ryzyko nadmiernego przeregulowania, pozwalając na stabilniejsze i bardziej ekonomiczne utrzymanie obiektu w zadanej orientacji.

Do łączenia przesłanek reguł zastosowano operator logiczny AND realizowany za pomocą t-normy minimum. Oznacza to, że stopień aktywacji danej reguły jest równy najmniejszemu stopniowi spełnienia jej antecedensów. Wybór tego operatora ma istotne znaczenie fizyczne - korekta sterowania powinna być silna tylko wtedy, gdy zarówno uchyb, jak i jego zmiana jednoznacznie wskazują na potrzebę interwencji. Zastosowanie operatora OR prowadziłoby do nadmiernej aktywacji reguł i zbyt agresywnego sterowania, co w przypadku stabilizacji lotu byłoby niepożądane.

Do wyznaczenia ostatecznej, ostrej wartości sterowania zastosowano metodę środka ciężkości (Centroid / Center of Area). Metoda ta zapewnia:

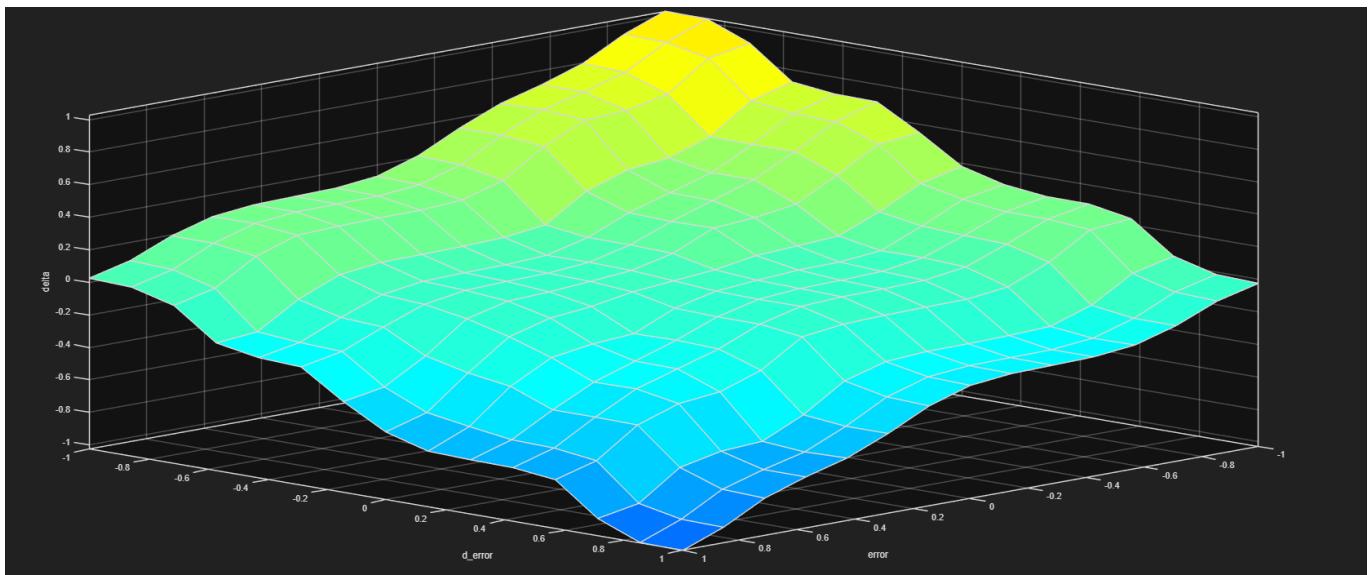
- gładką charakterystykę wyjścia,

- ciągłość sygnału sterującego,
- dobrą odporność na zakłócenia.

Jest jedną z najczęściej stosowanych metod defuzyfikacji w regulatorach Mamdaniego, szczególnie w zastosowaniach dynamicznych.

4.2.3 Analiza Powierzchni Sterującej Regulatora Rozmytego Mamdaniego

Rysunek 10 przedstawia powierzchnię sterującą regulatora rozmytego Mamdaniego, czyli nieliniową charakterystykę odwzorowującą zależność pomiędzy uchybem regulacji, zmianą uchybu oraz generowanym momentem sterującym. Jest to jedna z najważniejszych wizualizacji w analizie regulatora rozmytego, ponieważ pozwala bezpośrednio ocenić, czy wiedza ekspercka zawarta w bazie reguł została poprawnie przekształcona w rzeczywiste prawo sterowania.



Rysunek 10 Powierzchnia sterująca regulatora Mamdaniego
Źródło: opracowanie własne

Wygenerowana powierzchnia sterująca jest gładka i zachowuje ciągłość w całym zakresie zmiennych wejściowych. Brak ostrych załamań potwierdza poprawną implementację gaussowskich funkcji przynależności oraz metody defuzyfikacji środka ciężkości. W układach dynamicznych taka charakterystyka jest kluczowa. Zapewnia płynne zmiany sygnału sterującego i zapobiega niepożądany drganiom czy szarpnięciom.

Zakres wyjściowy powierzchni pokrywa pełny przedział normalizacji od -1 do 1 . Oznacza to, że regulator potrafi generować małe precyzyjne korekty, jak i sygnały o maksymalnej mocy. Świadczy to o prawidłowym wyskalowaniu bazy reguł oraz funkcji przynależności i umożliwia pełne wykorzystanie dostępnego zakresu sterowania.

Analiza trendów na powierzchni potwierdza zgodność z logiką regulatora typu PD. W obszarach, gdzie uchyb i jego zmiana mają ten sam znak, powierzchnia osiąga wartości maksymalne, bliskie ekstremum. W takich przypadkach regulator generuje silną korektę sterowania, dążąc do jak najszybszego sprowadzenia obiektu do punktu zadanego.

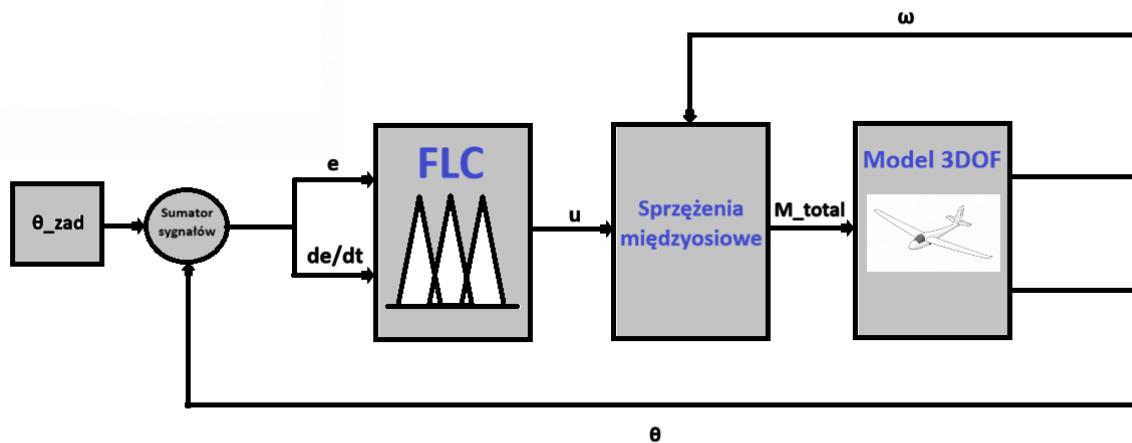
Powierzchnia sterująca wykazuje wyraźną symetrię względem punktu zerowego ($e = 0$, $\Delta e = 0$), co gwarantuje identyczną reakcję układu na odchylenia dodatnie i ujemne. Jest to cecha szczególnie pożądana przy stabilizacji obiektów o symetrycznej budowie, takich jak statek powietrzny. W pobliżu punktów równowagi powierzchnia ulega spłaszczeniu - dominują tam reguły z wyjściem zerowym (ZE), co pozwala na wykorzystanie naturalnego tłumienia aerodynamicznego konstrukcji.

Na ostateczny kształt powierzchni sterującej istotny wpływ ma architektura regulatora Mamdaniego. Zastosowanie operatora minimum (dla spójnika AND) sprawia, że o stopniu aktywacji reguły decyduje najsłabsza z jej przesłanek. Nadaje to regulatorowi zachowawczy charakter i zapobiega zbyt gwałtownym reakcjom sterowania.

Wykorzystanie metody środka ciężkości w połączeniu z gładkimi funkcjami przynależności Gaussa, gwarantuje ciągłość oraz płynność sygnału wyjściowego. Połączenie tych elementów tworzy stabilną, przewidywalną i dobrze uwarunkowaną charakterystykę regulatora, co znajduje potwierdzenie bezpośrednio w kształcie powierzchni sterującej przedstawionej na Rysunek 10.

4.3 Integracja systemu sterowania rozmytego z modelem 3DOF

Regulator rozmyty został połączony z modelem dynamiki obrotowej samolotu, schemat układu przedstawiono na Rysunek 11. Wyjściem regulatora w każdej osi jest moment sterujący, który następnie podlega wzmacnieniu wyjściowemu. Tak przeskalowany sygnał trafia do bloku obliczającego sprzężenia międzyosiowe, a następnie zostaje przekazany bezpośrednio do równań ruchu obiektu.



Rysunek 11 Diagram blokowy zamkniętego układu sterowania orientacją z regulatorem rozmytym FLC
Źródło: opracowanie własne na postawie [1]

Istotnym elementem implementacji jest zapewnienie odpowiedniej powtarzalności badań oraz łatwości modyfikacji parametrów. Dane wejściowe, takie jak momenty bezwładności i współczynnik tłumienia aerodynamicznego, zostały zdefiniowane w skrypcie inicjalizującym (Kod 2). Pozwala to na automatycznie wczytywaanie stałych parametrów do przestrzeni roboczej (ang. Workspace) przed uruchomieniem symulacji modelu dynamiki.

Kod 2 Skrypt inicjalizacyjny Źródło: opracowanie własne

```
clear; close all; clc;
```

```
Ix = 100;
```

```
Iy = 200;
```

```
Iz = 150;
```

```
C_T_roll = 0.5;
```

```
C_T_pitch = 0.6;
```

```
C_T_yaw = 0.4;
```

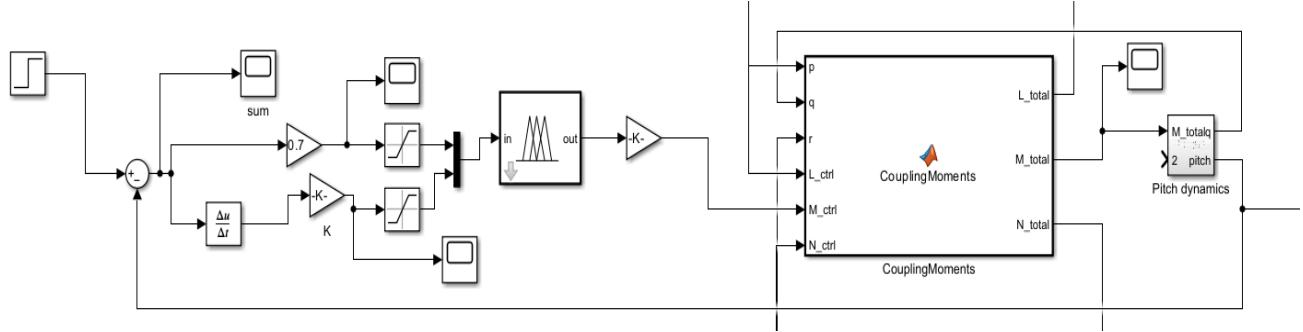
Zmienne wykorzystane w skrypcie inicjalizacyjnym (kod 2) oznaczają: Ix, Iy Iz – momenty bezwładności statku powietrznego [$\text{kg}\cdot\text{m}^2$]

C_T_roll, C_T_pitch, C_T_yaw - tłumienia aerodynamicznego [$\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}/\text{rad}$]

Należy podkreślić, że powyższe wartości nie zostały pobrane z konkretnego typu samolotu lecz zostały dobrane wyłącznie do celów badawczych. Parametry te mogą być swobodnie modyfikowane w celu analizy wpływu poszczególnych wielkości na dynamikę obiektu. Takie podejście pozwala testować różne strategie sterowania w powtarzalnych warunkach symulacyjnych.

4.3.1 Implementacja blokowa w Simulinku

Implementacja systemu sterowania została wykonana w środowisku MATLAB/Simulink w postaci modelu blokowego. Każda oś obrotu posiada własną gałąź sterowania, natomiast wspólnym elementem jest blok obliczający sprzężenia międzyosiowe. Na Rysunek 12 przedstawiono pętlę sprzężenia zwrotnego systemu sterowania rozmytego zintegrowany z nieliniowym modelem dynamiki obrotowej statku powietrznego. Sygnał zadany kąta pochylenia porównywany jest z aktualnym sygnałem wyjściowym obiektu. Pozwala to wyznaczyć uchyb regulacji. Równolegle obliczana jest pochodna uchybu, która pozwala ustalić informację o dynamice zmian stanu.



Rysunek 12 Pętla sprzężona osi Pitch
Źródło: opracowanie własne

Uchyb oraz jego pochodna są normalizowane za pomocą odpowiednich wzmacnień i przekazywane na wejście regulatora rozmytego. Regulator generuje sygnał korekty sterowania, który po przeskalowaniu wzmacnieniem wyjściowym stanowi moment sterujący danej osi.

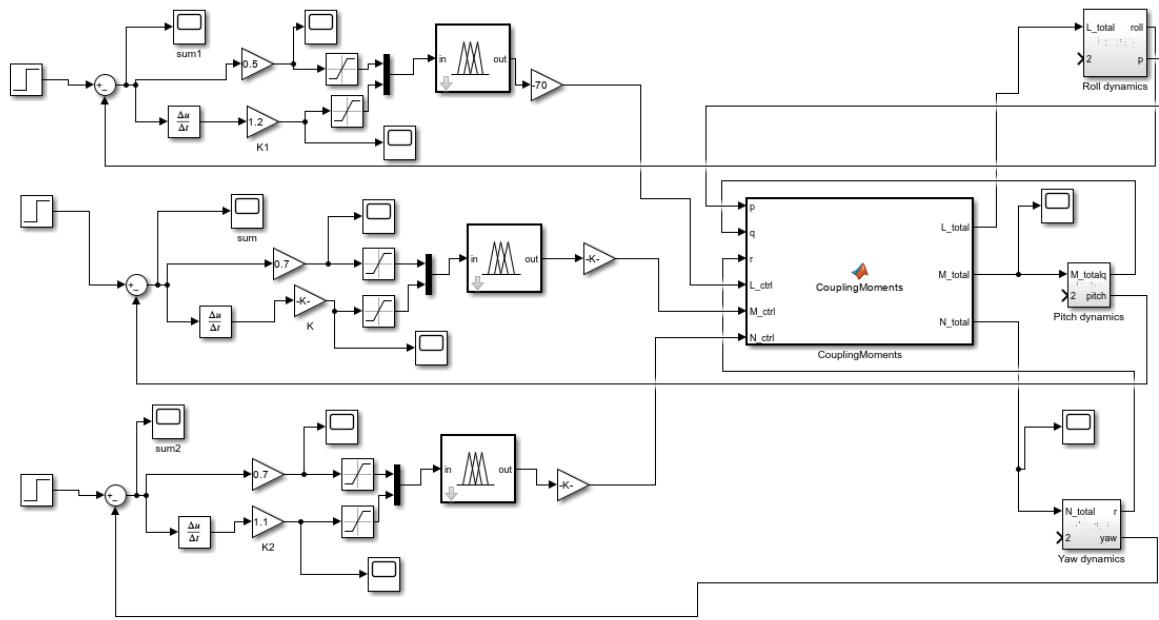
Moment ten trafia do bloku sprzężeń dynamicznych (CouplingMoments), w którym uwzględnione są nieliniowe sprzężenia międzyosiowe. Cały blok sprzężenia zwrotnego omówiono we wcześniejszej części pracy. Suma momentów sterujących i sprzągających zasila model dynamiki obrotowej statku powietrznego a uzyskane stany są zwracane w pętli sprzężenia zwrotnego i zapętlają układ regulacji.

Kluczowym etapem syntezy układu sterowania rozmytego było wyznaczenie nastaw dla poszczególnych kanałów układu regulacji. Ze względu na różne momenty bezwładności względem głównych osi samolotu, parametry regulatora zostały dobrane indywidualnie dla każdego z kierunków. Wartości te zostały dobrane na drodze eksperymentów symulacyjnych, tak aby uzyskać kompromis między czasem regulacji a przeregulowanie

W tabeli 6 zestawiono wzmacnienia regulatora dla poszczególnych kanałów sterowania, wykorzystanych w Rysunek 13 System sterowania rozmytego zintegrowany z modelem dynamicznym
Źródło: opracowanie własne. Zwiększanie współczynników sterowania pozwala na kompensację dużej bezwładności obiektu, zapewnia lepsze przeciwdziałanie zakłóceniom oraz poprawę dynamiki odpowiedzi układu.

Tabela 6 Zestawienie współczynników regulatora dla poszczególnych osi obrotu
Źródło: opracowanie własne

Współczynniki	Roll	Pitch	Yaw
Ke	0.5	0.7	0.7
$K\Delta e$	1.2	1.45	1.1
Ku	70	100	120



Rysunek 13 System sterowania rozmytego zintegrowany z modelem dynamicznym
Źródło: opracowanie własne na podstawie [14]

Rysunek 13 przedstawia kompletną implementację systemu sterowania rozmytego. Na schemacie widoczne są trzy równoległe kanały sterowania odpowiadające poszczególnym osią obrotu. Każdy z nich wyposażono w dedykowany regulator rozmyty typu Mamdani oraz bloki skalujące sygnały wejściowe i wyjściowe.

Do każdego kanału trafia sygnał zadany oraz aktualna wartość kąta orientacji pobrana z modelu dynamiki obiektu. Na tej podstawie wyliczany jest uchyb regulacji oraz jego zmiana w czasie. Sygnały te są następnie przetwarzane przez blok FLC, który generuje moment sterujący dla konkretnej osi.

Istotnym elementem struktury jest blok sprzężeń bezwładnościowych, do którego trafiają sygnały z trzech osi jednocześnie. Blok ten oblicza nieliniowe momenty sprzężeniowe wynikające z równań Eulera. Wypadkowe momenty są przekazywane do bloku dynamiki obrotowej, który wyznacza prędkości kątowe i kąty orientacji statku powietrznego. Uzyskane wielkości stanu są następnie przesyłane z powrotem do regulatorów w pętli sprzężenia zwrotnego, co kończy proces regulacji.

5 Weryfikacja i analiza porównawcza FLC vs PID

5.1 Projekt regulatorów PID

W celu przeprowadzenia rzetelnej analizy porównawczej, zaprojektowane sterowniki rozmyte FLC zastąpiono standardowymi blokami PID Controller z biblioteki Simulink. Pozostała struktura modelu oraz blok sprzężeń momentów, pozostały niezmienione. Takie podejście pozwoliło to na bezpośrednie porównanie efektywności samych algorytmów sterowania przy identycznych parametrach fizycznych obiektu.

Do wyznaczenia nastaw regulatorów PID wykorzystano metodę Chiena, Hronesa i Reswicka (CHR) w wariancie śledzenia wartości zadanej z dopuszczalnym przeregulowaniem wynoszącym 20%. Metoda ta została wybrana, ponieważ umożliwia uzyskanie bardziej przewidywalnych i lepszej jakości przebiegów dynamicznych w porównaniu z klasyczną metodą Zieglera–Nicholsa [7].

Metoda Chiena, Hronesa i Reswicka (CHR) jest wariantem doboru nastaw opartym na analizie odpowiedzi skokowej obiektu. W odróżnieniu od innych metod, CHR pozwala na precyzyjne dostosowanie parametrów regulatora w zależności od celu regulacji (łumienie zakłóceń lub śledzenie wartości zadanej) oraz pożądanego charakteru przebiegu odpowiedzi układu [7].

Do obliczenia nastaw regulatora konieczna jest znajomość parametrów modelu inercyjnego z opóźnieniem, opisanego równaniem (24)[7]:

$$G_M(s) = \frac{k_0 e^{-s\tau}}{1+sT} \quad (24)$$

gdzie:

k_0 – wzmacnienie obiektu,

τ – czas opóźnienia,

T – zastępca stała czasowa.

Tabela 7 Wzory analityczne do obliczeń parametrów regulatorów klasy P, PI oraz PID według metody CHR Źródło: [7]

Typ regulatora	Współczynnik wzmacnienia k_p	Czas całkowania T_c	Czas różniczkowania T_d
P	$0.7/a$	-	-
PI	$0.6/a$	T	-
PID	$0.95/a$	$1.4T$	0.47τ

W pierwszym etapie przeprowadzono test odpowiedzi skokowej w układzie zamkniętym przy jednostkowym wzmacnieniu regulatora ($P=1$, $I=0$, $D=0$). Przykładowy przebieg odpowiedzi dla jednej osi

przedstawiono na Rysunek 14. Na podstawie uzyskanych przebiegów czasowych wyznaczono kluczowe parametry dynamiczne obiektu.

Dla każdej z osi obliczono parametr a , który charakteryzuje dynamikę obiektu i jest niezbędny do skorzystania z tabeli nastaw CHR, przedstawionej w tabeli 7.

Pomocniczy parametr a obliczany jest zgodnie z zależnością (25)

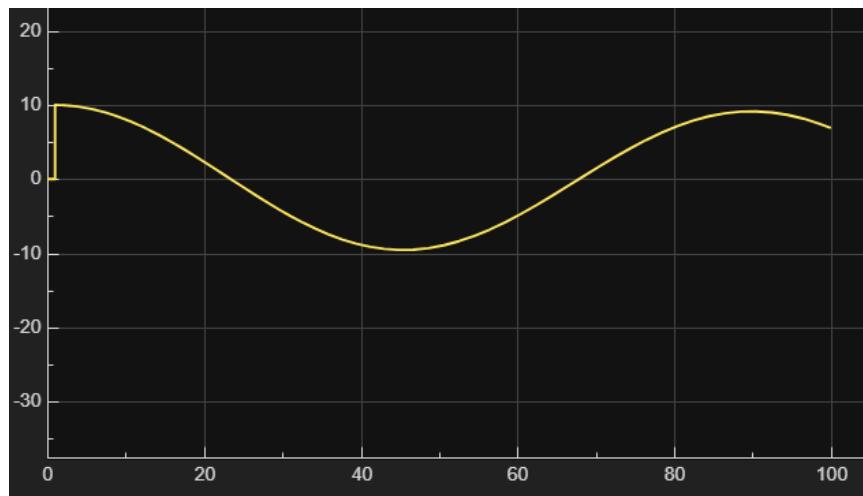
$$a = \frac{k_0 \tau}{T} \quad (25)$$

Blok PID Controller w programie Simulink pracuje w strukturze równoległej. Na podstawie tabeli 7 wyznaczane są parametry czasowe regulatora, które następnie przeliczne są na wzmacnienia członu całkującego (I) oraz różniczkującego (D) zgodnie z następującymi zależnościami (26) [7]:

$$P = k_p$$

$$I = \frac{k_p}{T_C} \quad (26)$$

$$D = k_p * T_d$$



Rysunek 14 Przebieg odpowiedzi skokowej obiektu w osi Yaw przy wzmacnieniu jednostkowym
Źródło: opracowanie własne

Oś pionowa (Y) przedstawia uchyb regulacji. Wartość początkowa równa 10 oznacza początkowy błąd regulacji, czyli różnicę między wartością zadaną a rzeczywistą. Oś pozioma (X) przedstawia czas symulacji wyrażony w sekundach [s]. Na podstawie odczytanych parametrów z Rysunek 14 przyjęto: $\tau = 6s$, $T = 42s$, $k_p = 1$

Tabela 8 Obliczenia parametrów niezbędnych do obliczenia nastaw PID w osi Yaw

Źródło: opracowanie własne

Zmienna	Obliczenia
a	$a = \frac{1 * 6}{42} = 0,143$
k_p	$k_p = \frac{0,95}{0,143} = 6,65$
T_C	$T_C = 1,4 * 42 = 58,8$
T_d	$T_d = 0,47 * 6 = 2,82$

Ostateczne nastawy PID dla osi yaw wynoszą: P = 6,65, I = 0,11, D = 18,75

Tabela 9 Wyznaczone nastawy regulatorów PID dla poszczególnych osi sterowania z wykorzystaniem metody CHR

Źródło: opracowanie własne

Nazwa osi	Współczynnik P	Współczynnik I	Współczynnik D	Filtr N
Roll	6,65	0,14	15,60	100
Pitch	9,74	0,17	18,31	100
Yaw	6,65	0,11	18,75	100

Wyznaczone w Tabelach 8 i 9 parametry są niezbędne do prawidłowej pracy układu sterowania z regulatorem PID. Dobór nastaw metodą CHR pozwolił na uzyskanie optymalnych odpowiedzi układu. Gwarantuje to pewne i niezawodne działanie kontrolera w każdej z trzech osi sterowania.

5.2 Scenariusze testowe i kryteria oceny jakości sterowania

W celu porównania pracy regulatorów PID oraz FLC przygotowano dwa uzupełniające się scenariusze testowe. Każdy z nich ma na celu sprawdzenie innych właściwości dynamicznych modelu oraz ocenę skuteczności algorytmów w różnych fazach lotu.

- Scenariusz I - odpowiedź na wymuszenie skokowe (ang. Step Response),
- Scenariusz II - tłumienie zakłóceń zewnętrznych (ang. Wind Disturbance).

Scenariusz pierwszy (I) ma na celu ocenę zdolności układu do precyzyjnego śledzenia wartości zadanej. Test polega na nagłej zmianie zadanego kąta orientacji na wartość 10. Jest to kluczowe badanie dla systemów autopilota, które sprawdza szybkość i stabilność manewrów. Kryteria oceny dla Scenariusza I przedstawione są tabeli 10.

Tabela 10 Kryteria oceny dla Scenariusza I

Źródło: opracowanie własne

Kryterium	Opis
Przeregulowanie	Maksymalne wychylenie błędu poza linię zera. Informuje o gwałtowności manewru.
Czas regulacji	Czas potrzebny na ustabilizowanie się błędu w paśmie $\pm 5\%$
Gładkość sterowania	Jakościowa ocena przebiegu sygnału sterującego $u(t)$ pod kątem nagłych skoków.
Wskaźnik IAE	Całkowy wskaźnik bezwzględnego uchybu, określający ogólną dokładność regulacji w całym przedziale czasu

Drugi scenariusz (II) weryfikuje odporność układu na czynniki zewnętrzne. Przy stałej wartości zadanej 0, do modelu wprowadzane jest zakłócenie momentu siły w postaci wiatru bocznego. Badanie to pokazuje, jak skutecznie regulator potrafi utrzymać zadany kurs w trudnych warunkach atmosferycznych. Do oceny posłużyły kryteria zestawione w tabeli 11.

Tabela 11 Kryteria oceny dla Scenariusza II

Źródło: Opracowanie własne

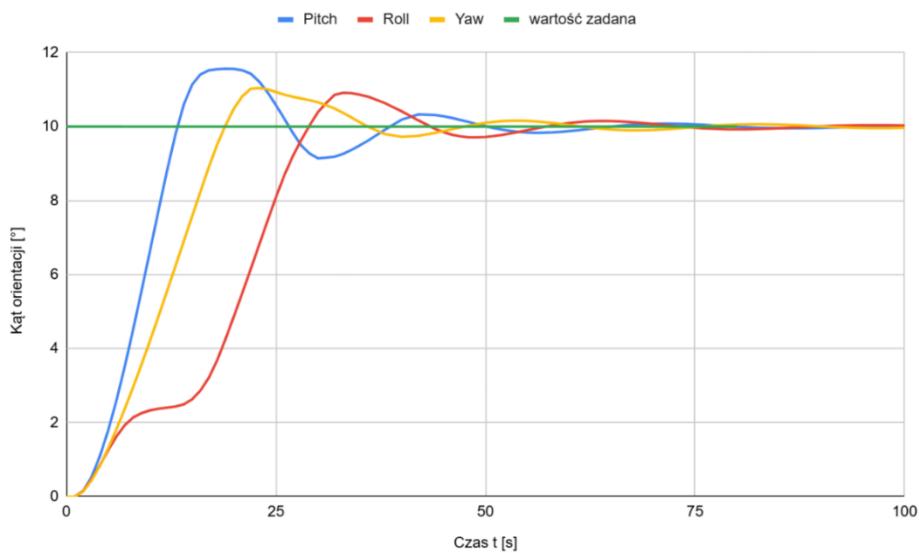
Kryterium	Opis
Maksymalne wychylenie uchybu	Największa zarejestrowana wartość błędu wywołana bezpośrednio przez zakłócenie.
Powrót do wartości zadanej	Czy model wraca do kąta początkowego.
Charakter sygnału sterującego	Ocena dynamiki sygnału sterującego.

5.3 Wyniki badań symulacyjnych – prezentacja i analiza

W niniejszym podrozdziale przedstawiono wyniki badań symulacyjnych przeprowadzonych dla klasycznego regulatora PID oraz regulatora logiki rozmytej (FLC). Celem analizy jest ocena skuteczności obu algorytmów sterowania w kontekście stabilizacji osi samolotu. Analizę przeprowadzono w oparciu o dwa scenariusze testowe. Symulacje przeprowadzono dla identycznych warunków początkowych oraz tych samych parametrów modelu, co umożliwia bezpośrednie porównanie zachowania układów regulacji.

5.3.1 Scenariusz I - odpowiedź na wymuszenie skokowe

Na wykresie przedstawionym na Rysunek 15, widoczna jest szybka reakcja całego układu na zadane wymuszenie. Regulator FLC skutecznie inicjuje manewr i wykorzystuje momentu sterującego. W początkowej fazie odpowiedzi występuje niewielkie przeregulowanie, jednak układ pozostaje stabilny. Oscylacje są skutecznie tłumione. Przebiegi kątów orientacji stopniowo zbieżne są do wartości zadanej, co potwierdza stabilność zamkniętej pętli regulacji. W stanie ustalonym regulator nie generuje nadmiernych korekt, zapewniając kompromis pomiędzy szybkością odpowiedzi a stabilnością układu.



Rysunek 15 Przebiegi czasowe kątów orientacji dla regulatora FLC – Scenariusz I
Źródło: opracowanie własne

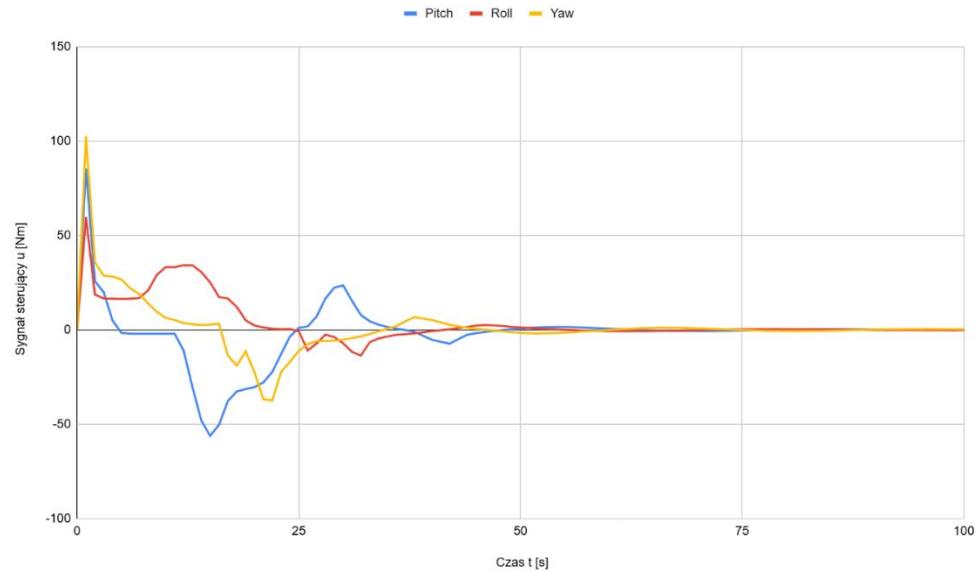
Na Rysunek 16 widoczny na początku symulacji gwałtowny wzrost momentu sterującego jest bezpośrednią odpowiedzią regulatora na skokową zmianę wartości zadanej kąta orientacji z poziomu 0° do 10° . Jest to zjawisko oczekiwane i świadczy o zdolności regulatora do szybkiego wygenerowania odpowiedniego momentu niezbędnego do zapoczątkowania manewru.

Po fazie początkowej odpowiedź regulatora przechodzi w etap korekcyjny, w którym moment sterujący stopniowo maleje i zmienia znak. Zjawisko to wynika z konieczności kompensacji bezwładności obiektu oraz tłumienia przeregulowania. Szczególnie wyraźnie jest to widoczne w przebiegach osi pitch oraz yaw, gdzie po początkowym impulsie następuje łagodne wygaszanie momentu sterującego.

W dalszej części symulacji wartość sygnału sterującego u systematycznie maleje a przebiegi dla wszystkich osi dążą do zera. Oznacza to osiągnięcie stanu ustalonego. Brak gwałtownych skoków oraz wyraźnie impulsowego charakteru sygnału w końcowej fazie świadczy o płynnym działaniu regulatora FLC oraz jego zdolności do wygaszania ruchu bez generowania oscylacji wtórnych.

Zróżnicowanie amplitud momentu sterującego pomiędzy poszczególnymi osiami wynika z odmiennych właściwości dynamicznych każdej z nich. Dodatkowo obserwowane są efekty sprzężeń międzyosiowych,

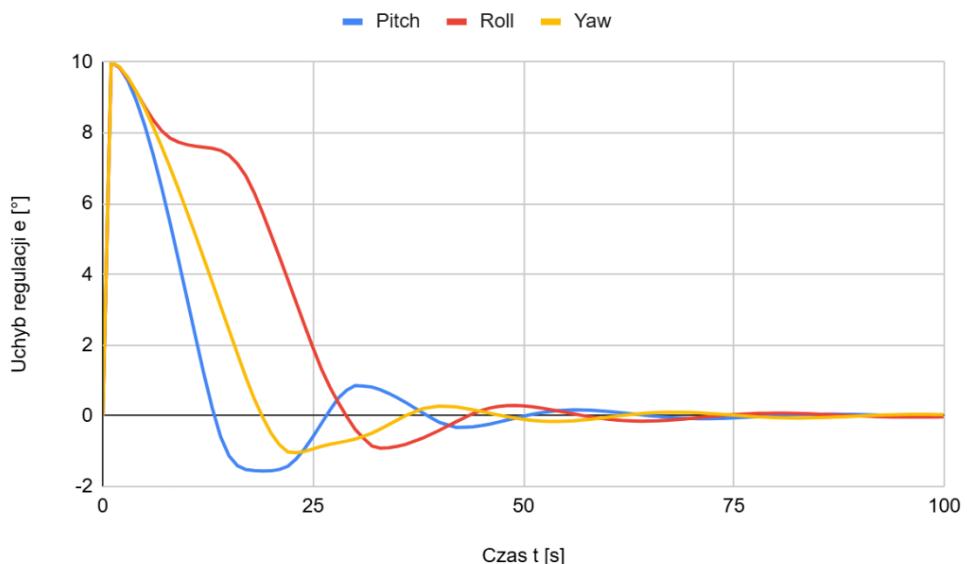
które powodują przejściowe zaburzenia sygnałów sterujących. Są one widoczne w postaci krótkotrwałych szarpnięć momentu sterującego podczas realizacji manewru.



Rysunek 16 Przebiegi sygnałów sterujących dla FLC – Scenariusz I
Zródło: opracowanie własne

W początkowej fazie symulacji przedstawionej na Rysunek 17, uchyb regulacji szybko maleje, co świadczy o skutecznej reakcji regulatora FLC na zmianę wartości zadanej. Dla poszczególnych osi obserwowane są niewielkie przeregulowania oraz krótkotrwałe oscylacje, które są konsekwencją dynamiki obiektu oraz występowania sprzężeń międzyosiowych.

W dalszej części symulacji uchyb regulacji stopniowo zanika i dąży do zera, co potwierdza osiągnięcie stanu ustalonego oraz poprawne działanie regulatora rozmytego w zakresie stabilizacji orientacji samolotu.

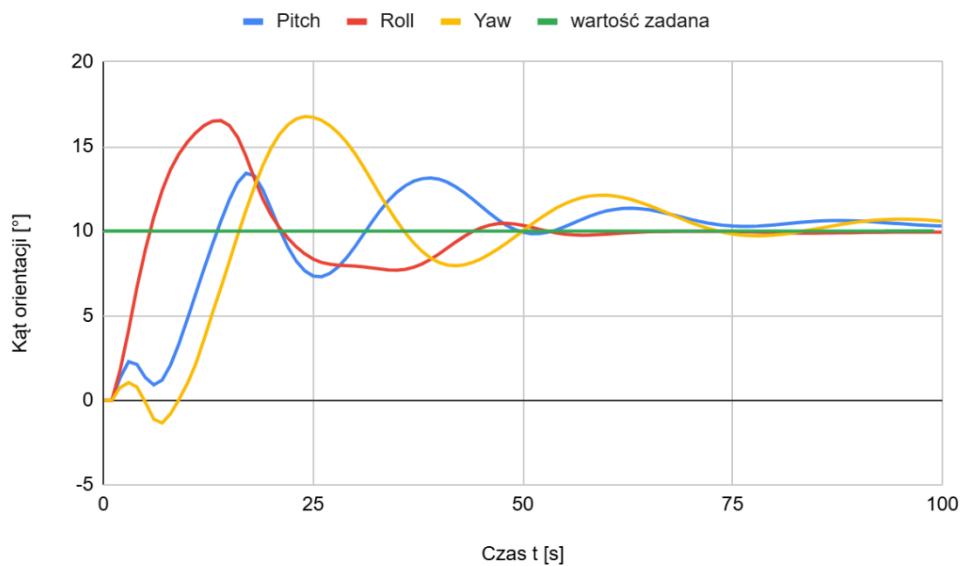


Rysunek 17 Przebiegi uchybu regulacji dla FLC - Scenariusz I Źródło: opracowanie własne

Na początku przebiegu, przedstawionego na Rysunku 18, obserwowany jest szybki wzrost wartości kątów orientacji, jednak odpowiedź układu charakteryzuje się wyraźnym przeregulowaniem. Maksymalne wartości kątów przekraczają wartość zadaną, co świadczy o bardziej agresywnej charakterystyce regulatora PID w porównaniu do regulatora rozmytego.

W dalszej fazie symulacji występują oscylacje o malejącej amplitudzie a z czasem odpowiedzi wszystkich osi stabilizują się w pobliżu wartości zadanej. Potwierdza to stabilność układu regulacji.

Czas regulacji regulatora PID jest dłuższy w porównaniu do FLC, a przebiegi charakteryzują się mniejszą gładkością. Wskazuje to na większą wrażliwość regulatora PID na zakłócenia wynikające z nieliniowej dynamiki samolotu.

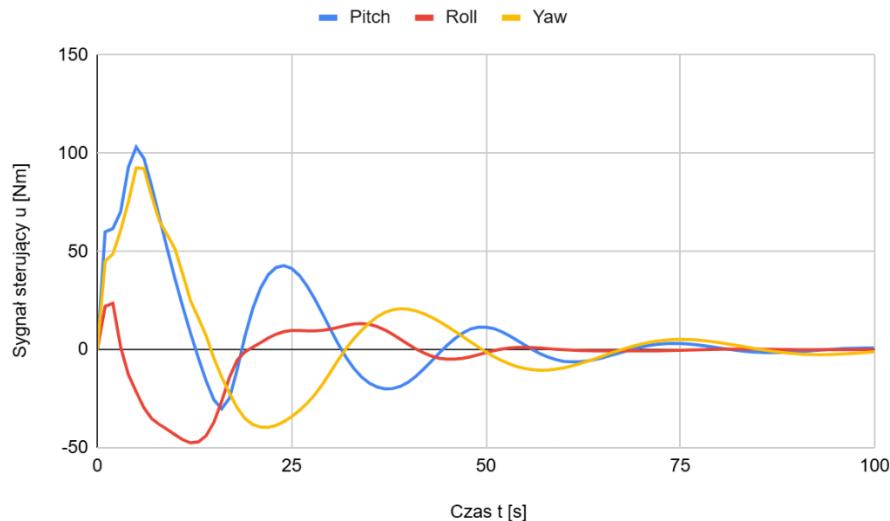


Rysunek 18 Przebiegi czasowe kątów orientacji dla regulatora PID – Scenariusz I Źródło: opracowanie własne

W pierwszych 10 sekundach przebiegu przedstawionego na Rysunek 19, widoczne są najwyższe amplitudy. Jest to moment, w którym regulator wkłada maksymalną energię w przełamanie bezwładności statku powietrznego.

Sygnal sterujący dla wszystkich osi niemal natychmiast osiąga wysokie amplitudy, co świadczy o wysokiej dynamice regulatora i zdolności do błyskawicznego wygenerowania momentu niezbędnego do pokonania bezwładności obiektu. Działanie to ma na celu jak najszybsze wymuszenie ruchu obrotowego.

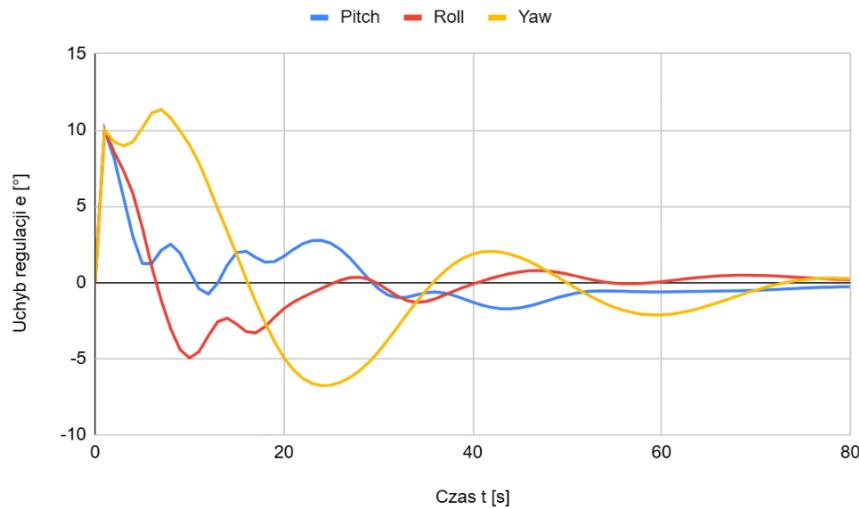
Po fazie początkowej, odpowiedź regulatora przechodzi w etap intensywnej korekcji. W tym przedziale czasu wartość momentu sterującego stopniowo maleje i wielokrotnie zmienia swój znak. Zjawisko to wynika z konieczności aktywnego hamowania obiektu w celu kompensacji jego bezwładności.



Rysunek 19 Przebiegi sygnałów sterujących dla PID – Scenariusz I Źródło: opracowanie własne

Na Rysunek 20 przedstawiono przebiegi uchybu regulacji dla regulatora PID. W początkowej fazie symulacji uchyb gwałtownie maleje. Świadczy to o szybkiej reakcji układu na skok wartości zadanej. Jednocześnie widoczne są duże oscylacje oraz częste zmiany znaku uchybu. Wynika to z agresywnej nastawy regulatora oraz bezwładności obiektu. W kolejnych sekundach amplituda drgań stopniowo maleje, a uchyb dąży do zera. Układ zachowuje stabilność, jednak czas ustalania jest stosunkowo długi w porównaniu do wyników uzyskanych dla regulatora rozmytego.

Dodatkowo można zauważyć, że przebieg uchybu w osi yaw na początku symulacji wyraźnie odbiega od pozostałych osi i chwilowo rośnie w przeciwnym kierunku. Zjawisko to świadczy o wpływie sprzężeń międzyosiowych w modelu dynamiki. Regulator PID gorzej radzi sobie z takimi sprzężeniami. W efekcie zmiana w jednej osi powoduje niepożądane zaburzenia w pozostałych, co obniża ogólną stabilność układu.



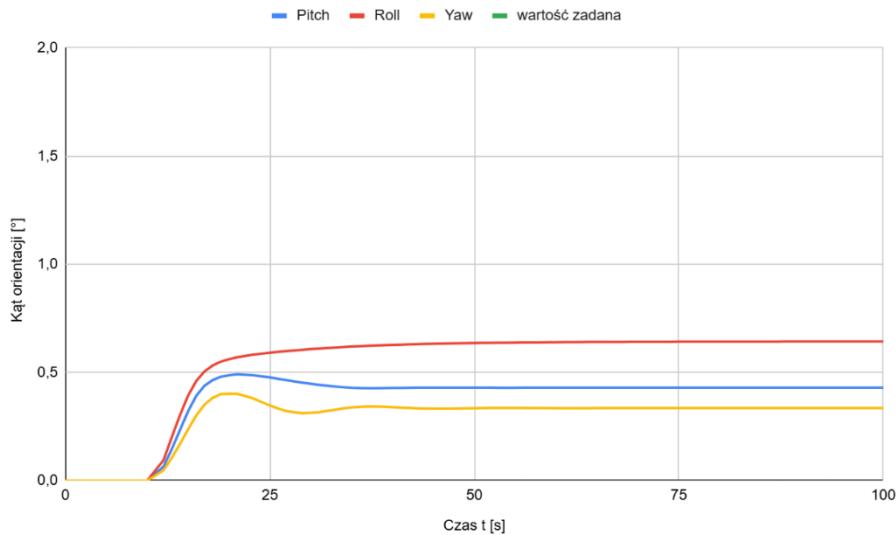
Rysunek 20 Przebiegi uchybu regulacji dla PID - Scenariusz I
Źródło: opracowanie własne

5.3.2 Scenariusz II - tłumienie zakłóceń zewnętrznych

W początkowej fazie działania zakłócenia obserwowany jest wzrost wartości kąta, wynikający z oddziaływanego momentu zakłócającego. Po krótkim czasie regulator stopuje dalszy wzrost kąta, co jest widoczne na Rysunku 21.

Regulator FLC wykazuje jednak trudność w pełnym powrocie układu do punktu równowagi. Wynika to z faktu, że zastosowany regulator ma charakter zbliżony do regulatora typu PD. Przy niewielkich wartościach uchybu oraz małej dynamice regulator nie generuje wystarczającego momentu sterującego, aby doprowadzić układ do wartości zadanej.

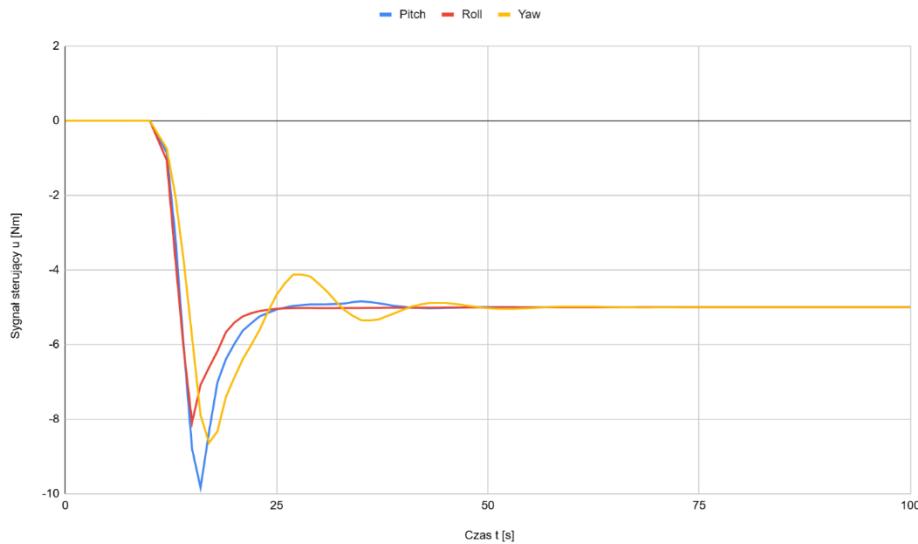
Zjawisko to stanowi typową wadę regulatorów pozabawionych członu całkującego. Potencjalnym rozwiązaniem tego problemu byłoby wprowadzenie składowej całkującej, co mogłoby poprawić zmianę uchybu statycznego i poprawić dokładność regulacji po ustaniu zakłócenia.



Rysunek 21 Przebiegi czasowe kątów orientacji dla regulatora FLC – Scenariusz II
Źródło: opracowanie własne

W chwili rozpoczęcia oddziaływanego wiatru, przedstawionej na Rysunku 22, regulator generuje impulsywny wzrost momentu sterującego, którego celem jest szybkie odpowiedzenie na moment zakłócający.

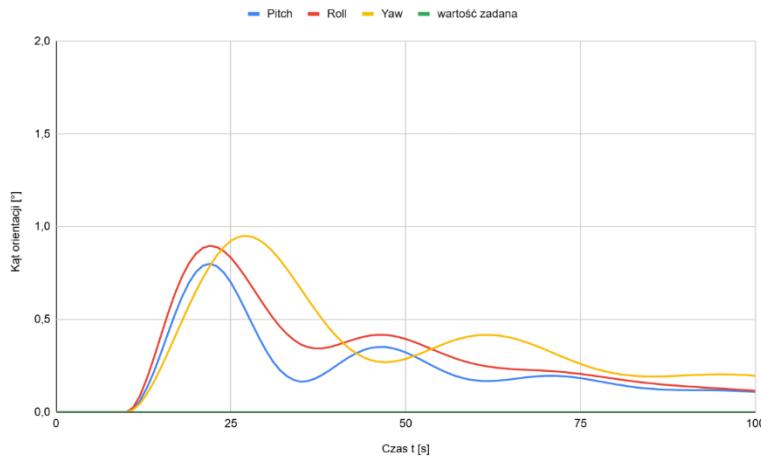
Po osiągnięciu stanu, w którym dalszy wzrost kąta orientacji zostaje zahamowany, regulator przechodzi w tryb generowania niemal stałej wartości momentu sterującego, co skutecznie równoważy działanie wiatru. Brak dalszego wzrostu sygnału sterującego powoduje, że układ nie posiada wystarczającej „siły” regulacyjnej, aby powrócić do punktu równowagi odpowiadającego zerowej wartości kąta.



Rysunek 22 Przebiegi sygnałów sterujących dla FLC – Scenariusz II
Źródło: opracowanie własne

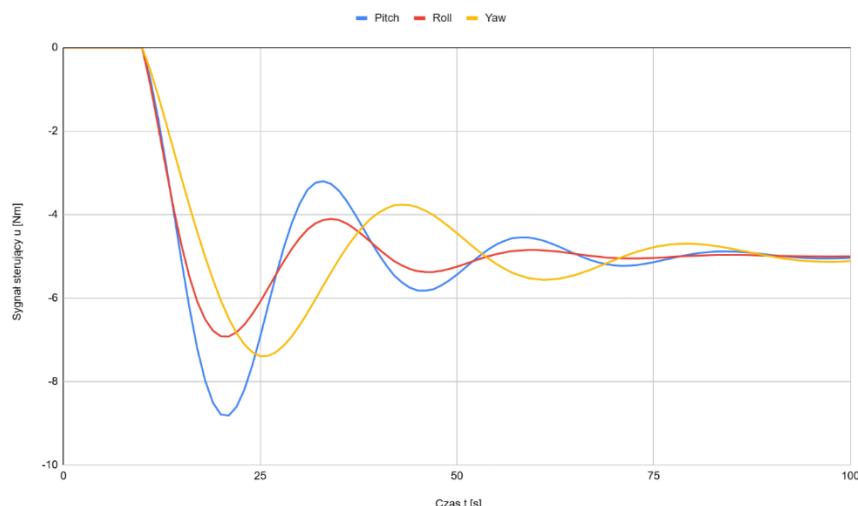
W początkowej fazie działania zakłócenia, przedstawionej na Rysunek 23, obserwowany jest wzrost wartości kąta orientacji. W porównaniu z regulatorem FLC proces kompensacji zakłócenia przebiega wolniej, co skutkuje dłuższym czasem stabilizacji lotu.

Po ustaniu zakłócenia kąt orientacji stopniowo powraca do wartości zadanej równej 0° , jednak potrzebuje dużo czasu. Świadczy to o obecności członu całkującego w strukturze regulatora PID. Umożliwia to eliminację uchybu statycznego poprzez generowanie odpowiedniego momentu sterującego nawet przy niewielkich błędach regulacji.



Rysunek 23 Przebiegi czasowe kątów orientacji dla regulatora PID – Scenariusz II
Źródło: opracowanie własne

W początkowej fazie symulacji obserwowany jest wyraźny impuls momentu sterującego. W przeciwnieństwie do regulatora FLC impuls ten charakteryzuje się mniej gwałtownym wzrostem. W dalszej części przebiegu widoczne są oscylacje momentu sterującego. Zjawisko to może wynikać z nieliniowego charakteru modelu lotu oraz sprzężeń międzyosiowych, które wpływają na dynamikę układu regulacji. Pomimo występowania oscylacji regulator PID zapewnia skuteczne przeciwdziałanie zakłóceniom i umożliwia powrót układu do stanu równowagi, co zostało przedstawione na Rysunek 24.



Rysunek 24 Przebiegi sygnałów sterujących dla PID – Scenariusz II
Źródło: opracowanie własne

5.3.3 Ocena Scenariuszy testowych

W celu uzyskania jednoznacznych wskaźników porównawczych dla całego układu, kryteria takie jak: przeregulowanie, czas regulacji, maksymalne wychylenie uchybu, zostały wyznaczone jako średnie arytmetyczne wartości uzyskanych dla wszystkich osi obrotu.

Tabela 12 Ocena Scenariusza I Źródło: opracowanie własne

Kryterium	FLC	PID	Jednostka
Przeregulowanie	11,17	15,58	[°]
Czas regulacji	36,67	69	S
Gładkość sterowania	Niska (impuls startowy, szarpnięcia)	Średnia oscylacje, ale mniej impulsowe)	Ocena opisowa
Wskaźnik IAE	890,25	983,02	°·s

Tabela 13 Ocena Scenariusza II Źródło: opracowanie własne

Kryterium	FLC	PID	Jednostka
Maksymalne wychylenie uchybu	0,51	0,88	°
Powrót do wartości zadanej	Nie	Tak, bardzo powolne	tak/nie
Charakter sygnału sterującego	Impulsywny, nerwowy	Dynamiczny, z widocznymi oscylacjami	opisowy

Na podstawie przeprowadzonych symulacji oraz wyników zestawionych w tabelach 12 i 13, można stwierdzić, że regulator FLC wykazuje lepsze właściwości dynamiczne w odpowiedzi na wymuszenie skokowe. Charakteryzuje się on mniejszym przeregulowaniem oraz osiąga również krótszy czas regulacji. Wartość wskaźnika IAE jest niższa niż w przypadku regulatora PID, co oznacza szybsze i dokładniejsze śledzenie wartości zadanej.

W scenariuszu tłumienia zakłóceń zewnętrznych regulator FLC skutecznie ogranicza maksymalne wychylenie uchybu wywołane wiatrem bocznym. Nie zapewnia to jednak pełnego powrotu do wartości zadanej po ustaniu zakłócenia. Zjawisko to wynika z braku członu całkującego, co prowadzi do występowania uchybu statycznego.

Regulator PID skuteczniej eliminuje uchyb statyczny i umożliwia powrót układu do punktu równowagi. Odbywa się to jednak kosztem dłuższego czasu regulacji oraz większego przeregulowania. Wyniki te potwierdzają, że wybór algorytmu sterowania zależy od priorytetów aplikacji. Do takich priorytetów należą szybkość reakcji, gładkość sterowania oraz dokładność w stanie ustalonym.

Należy również zaznaczyć, że wyniki uzyskane dla regulatora PID są silnie zależne od zastosowanej metody strojenia. W niniejszej pracy wykorzystano jedną wybraną procedurę doboru nastaw. Zastosowanie innych metod mogłoby prowadzić do odmiennych charakterystyk dynamicznych. Przedstawione porównanie odnosi się do konkretnej konfiguracji regulatora PID i nie wyklucza możliwości poprawy jego własności przy zastosowaniu innych technik strojenia.

6 Podsumowanie

Przeprowadzone symulacje wykazały, że regulator rozmyty FLC zapewnia szybką i stabilną odpowiedź układu na wymuszenie skokowe. Czas regulacji jest krótszy i przeregulowanie mniejsze niż w przypadku regulatora PID.

W przypadku zakłóceń zewnętrznych regulator FLC skutecznie ogranicza maksymalne wychylenie kąta spowodowane wiatrem bocznym. Po ustaniu zakłócenia układ nie wraca jednak w pełni do wartości zadanej. Wynika to z braku członu całkującego, co powoduje występowanie uchybu statycznego. Regulator PID lepiej radzi sobie z uchybem statycznym umożliwiając powrót układu do punktu równowagi nawet przy bardzo małych odchyleniach. Odbywa się to jednak kosztem dłuższego czasu regulacji oraz większego przeregulowania.

Na podstawie uzyskanych wyników można stwierdzić, że dobór algorytmu sterowania zależy od wymagań naszego systemu. W układach, w których istotna jest szybka reakcja oraz płynność sterowania lepiej wykorzystać regulator FLC. Regulator PID sprawdza się lepiej tam, gdzie kluczowe jest dokładne utrzymanie wartości zadanej w ustalonym stanie.

Należy zaznaczyć, że właściwości regulatora PID w dużym stopniu zależą od sposobu doboru jego parametrów. W pracy zastosowano ogólną metodę strojenia. Zastosowanie innych technik, bardziej spersonalizowanych do zadanego problemu może prowadzić do poprawy jakości regulacji.

Zastosowany model samolotu o trzech stopniach swobody z uwzględnieniem sprzężeń międzyosiowych, umożliwił analizę regulatorów w warunkach zbliżonych do rzeczywistych. Potwierdza to przydatność symulacji komputerowych jako narzędzia oceny algorytmów sterowania lotem.

Zaprojektowany system sterowania rozmytego pozostaje otwarty na rozwój i modyfikacje. Jednym z naturalnych kierunków dalszych prac jest opracowanie układu typu PID-Fuzzy. Rozbudowa struktury regulatora rozmytego poprzez dodanie członu całkującego pozwoliłaby na eliminację uchybu ustalonego, który pojawił się w scenariuszu tłumienia zakłóceń zewnętrznych.

Kolejnym możliwym kierunkiem rozwoju jest optymalizacja bazy reguł rozmytych. Zwiększenie liczby zbiorów rozmytych zmiennych wejściowych i wyjściowych, na przykład z pięciu do siedmiu, mogłaby prowadzić do uzyskania większej precyzji sterowania oraz płynniejszej odpowiedzi układu. Należy jednak zauważyc, że wiąże się to ze wzrostem złożoności obliczeniowej systemu sterowania.

W dalszej perspektywie możliwe jest również zastosowanie metod sztucznej inteligencji, takich jak: algorytmy uczenia maszynowego, umożliwiające adaptacyjny dobór parametrów regulatora w czasie rzeczywistym. Jest to rozwiązanie, które pozwala, zwiększyć odporność układu na zmienne warunki lotu.

Ostatnim kierunkiem rozwoju jest rozszerzenie modelu obiektu regulacji 3DOF do pełnego modelu 6DOF. Uwzględnienie dynamiki translacji oraz zmiennego rozkładu masy statku powietrznego pozwoliłoby na przeprowadzenie analiz w warunkach bardziej zbliżonych do rzeczywistych.

Wykorzystanie narzędzi GenAI

W procesie przygotowania pracy wykorzystano narzędzia generatywnej sztucznej inteligencji (ang. Generative AI), w tym modele ChatGPT oraz NotebookLM. Ich rola ograniczała się wyłącznie do przyspieszenia gromadzenia niezbędnych danych technicznych. Narzędzia te zostały wykorzystane jako pomoc w odszukiwaniu literatury i szybsze odnajdywanie niezbędnych danych. Modele GenAI zostały wykorzystane jako pomoc w zrozumieniu jak i tłumaczeniu pojęć technicznych. ChatGPT został wykorzystane do wygenerowania wizualnego przykładu modelu samoloty, pokazanego przy reprezentacji kątów Eulera. Wszystkie treści i dane uzyskane przy pomocy systemów AI zostały poddane krytycznej ocenie i zweryfikowane bezpośrednio w źródłach pierwotnych. Implementacja w środowisku Simulink nie została wygenerowana przez sztuczną inteligencję również wszystkie wnioski zostały sformułowane samodzielnie na podstawie analizy wyników symulacji.

Wykaz rysunków

Rysunek 1 Układ współrzędnych związany z kadłubem samolotu oraz definicja kątów orientacji roll, pitch i yaw	6
Rysunek 2 Przykład układu sterowania zamkniętego	10
Rysunek 3 Porównanie operatorów logiki klasycznej i logiki rozmytej Źródło: [8] Błąd! Nie zdefiniowano zakładki.	
Rysunek 4 Schemat sterownika rozmytego FLC Mamdaniego Źródło: opracowanie własne	15
Rysunek 5 Procesu wnioskowania obliczania napiwków w regulatorze Mamdaniego Źródło: [8]	15
Rysunek 6 Procesu wnioskowania obliczania napiwków w regulatorze Sugeno.....	17
Rysunek 7 Diagram blokowy Simulink kanału Pitch Dynamics samolotu Źródło: opracowanie własne	21
Rysunek 8 Graficzna reprezentacja zmiennej ‘Uchyb regulacji’	26
Rysunek 9 Reprezentacja graficzna wykresu funkcji przynależności dla „Zmiana uchybu regulacji” Źródło: opracowanie własne	27
Rysunek 11 Reprezentacja graficzna wykresu funkcji przynależności dla „Monent sterujący”	27
Rysunek 12 Powierzchnia sterująca regulatora Mamdaniego Źródło: opracowanie własne	30
Rysunek 13 Diagram blokowy zamkniętego układu sterowania orientacją z regułopodajcikiem rozmytym FLC	31
Rysunek 14 Pętla sprzężona osi Pitch.....	33
Rysunek 15 System sterowania rozmytego zintegrowany z modelem dynamicznym Źródło: opracowanie własne	34
Rysunek 16 Przebieg odpowiedzi skokowej obiektu w osi Yaw przy wzmacnieniu jednostkowym Źródło: opracowanie własne	36
Rysunek 17 Przebiegi czasowe kątów orientacji dla regulatora FLC – Scenariusz I Źródło: opracowanie własne.39	
Rysunek 18 Przebiegi sygnałów sterujących dla FLC – Scenariusz I Źródło: opracowanie własne.....40	
Rysunek 19 Przebiegi uchybu regulacji dla FLC - Scenariusz I Źródło: opracowanie własne	41
Rysunek 20 Przebiegi czasowe kątów orientacji dla regulatora PID – Scenariusz I Źródło: opracowanie własne .41	
Rysunek 21 Przebiegi sygnałów sterujących dla PID – Scenariusz I Źródło: opracowanie własne	42
Rysunek 22 Przebiegi uchybu regulacji dla PID - Scenariusz I Źródło: opracowanie własne	43
Rysunek 23 Przebiegi czasowe kątów orientacji dla regulatora FLC – Scenariusz II Źródło: opracowanie własne 44	
Rysunek 24 Przebiegi sygnałów sterujących dla FLC – Scenariusz II Źródło: opracowanie własne	44
Rysunek 25 Przebiegi czasowe kątów orientacji dla regulatora PID – Scenariusz II Źródło: opracowanie własne 45	
Rysunek 26 Przebiegi sygnałów sterujących dla PID – Scenariusz II Źródło: opracowanie własne	45

Wykaz tabel

Tabela 1 Porównanie cech regulatorów Sugeno i Mamdani.....	17
Tabela 2 Tabelaryczne zestawienie parametrów zmiennej „Uchyb regulacji” Źródło: opracowanie własne	25
Tabela 3 Tabelaryczne zestawienie parametrów zmiennej „Zmiana uchybu regulacji”	26
Tabela 4 Tabelaryczne zestawienie parametrów zmiennej "Moment sterujący " Źródło: opracowanie własne ...	28
Tabela 5 Zestaw reguł opracowanych dla systemu sterowania Źródło: opracowanie własne	29
Tabela 6 Zestawienie współczynników regulatora dla poszczególnych osi obrotu	33
Tabela 7 Wzory analityczne do obliczeń parametrów regulatorów klasy P, PI oraz PID	35

Tabela 8 Obliczenia parametrów niezbędnych do obliczenia nastaw PID w osi Yaw	37
Tabela 9 Wyznaczone nastawy regulatorów PID dla poszczególnych osi sterowania z wykorzystaniem metody CHR Źródło: opracowanie własne	37
Tabela 10 Kryteria oceny dla Scenariusza I Źródło: opracowanie własne	38
Tabela 11 Kryteria oceny dla Scenariusza II Źródło: Opracowanie własne	38
Tabela 12 Ocena Scenariusza I Źródło: opracowanie własne	46
Tabela 13 Ocena Scenariusza II Źródło: opracowanie własne	46

Bibliografia

- [1] R. C. Nelson, Flight Stability and Automatic Control, New York: McGraw-Hill, 1998.
- [2] B. L. Stevens, F. L. Lewis i E. N. Johnson, Aircraft Control And Simulation, Hoboken: Wiley, 2016.
- [3] G. J. Klir i B. Yuan, Fuzzy Sets and Fuzzy Logic: Theory and Applications, Upper Saddle River: Prentice Hall, 1995.
- [4] C. SÁNCHEZ, M. CAJAS, P. CALVOPIÑA i A. ORTEGA, „Simulation and evaluation of lateral/directional dynamics in an aircraft autopilot control system,” *AVIATION*, tom 28, nr 4, p. 206–214, 2024.
- [5] K. Lim, J.-Y. Shin, D. Moerder i E. Cooper, „A New Approach to Attitude Stability and Control for Low Airspeed Vehicles,” *NASA Langley Research Center*, 2004.
- [6] P. Miera, S. Hubert i K. Tomasz, „Sterowanie autonomicznym bezzałogowym statkiem powietrznym z wykorzystaniem uczenia przez wzmacnianie,” 2023.
- [7] J. Brzózka, Regulatory i Układy Automatyki, Warszawa: Mikom, 2004.
- [8] MATLAB, „Mathworks,” [Online]. Available: https://ch.mathworks.com/help/fuzzy/fuzzy-inference-system-modeling.html?s_tid=CRUX_lftnav.
- [9] T. j. Ross, Fuzzy Logic with Engineering Applications, Chichester: John Wiley & Sons, Ltd, 2010.
- [10] M. G. R. P. Kazimierz Duzinkiewicz, „Podstawy Automatyki - Regulatory PID, projektowanie sterowania PID,” [Online]. Available: https://eia.pg.edu.pl/documents/184139/35251635/PA_CW_T13_T14_Pomoc.pdf.
- [11] K. Ogata, Modern Control Engineering, Upper Saddle River: Prentice Hall, 1997.
- [12] P. C. Marín, Modelling and Simulation of Gust and Atmospheric Turbulence Effects on Flexible Aircraft Flight Dynamics, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2020.
- [13] B. Mrzygłód, „Inżynieria wiedzy i systemy ekspertowe, Podstawowe pojęcia z logiki rozmytej,” [Online]. Available: https://home.agh.edu.pl/~mrzyglod/iw/iw_pliki/iw-is-ns-LR1-2019-2020.pdf.
- [14] T. MathWorks, „Simulink User’s Guide,” [Online]. Available: <https://ch.mathworks.com/help/simulink/>. [Data uzyskania dostępu: 15 01 2026].