

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ

«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ

імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

Приладобудівний факультет

Кафедра комп'ютерно-інтегрованих оптичних та навігаційних систем

До захисту допущено:

Завідувач кафедри

_____ Надія Бурау

«___» _____ 2025 р.

Дипломна робота

на здобуття ступеня бакалавра

**за освітньо-професійною програмою «Комп'ютерно - інтегровані
технології та системи навігації і керування»**

**спеціальність 151 «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані
технології»**

на тему: «Система автоматичного керування кутом крену БПЛА»

Виконав:

студент III курсу, групи ПГ-п21

Лук'яниця М.О. _____

Керівник:

д.т.н., професор, Аврутов В.В. _____

Рецензент:

асист., Заєць С.С. _____

Засвідчую, що у цій дипломній роботі
немає запозичень з праць інших авторів
без відповідних посилань

Студент _____

Київ – 2025

**Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
Приладобудівний факультет**

Кафедра комп'ютерно-інтегрованих оптичних та навігаційних систем
Рівень вищої освіти – перший (бакалаврський)
Спеціальність – 151 «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології»
Освітньо-професійна програма – «Комп'ютерно-інтегровані технології та системи в приладобудуванні»

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри, проф., д.т.н.

_____ Надія Бурау

«__» _____ 2025 р.

ЗАВДАННЯ

на дипломну роботу студенту

Лук'яниці Миколі Олександровичу

1. Тема роботи «**Система автоматичного керування кутом крену БПЛА**», керівник роботи Аврутов Вадим Вікторович, докт. тех. наук, професор, затверджені наказом по університету від «__» _____ 20__ р. № _____

2. **Термін подання** студентом роботи: 05.06.2025 р.

3. **Вихідні дані до роботи:** Прийняти наступні параметри БПЛА та системи автоматичного керування кутом крену: момент інерції БПЛА відносно його повздовжньої осі $I=8,77 \cdot 10^{-2}$ Н·м·с²; коефіцієнт аеродинамічного опору $f=0,12$ Н·м·с; стала часу приводу елерона $T=0,1$ с; масштабний коефіцієнт гіроскопа у режимі вимірювача кута крену $K=1$; час перехідного процесу не більше 5 с; споживана потужність не більше 10 Вт; діапазон робочої температури $-40..+85^{\circ}\text{C}$; габарити $\varnothing 32 \times 29,5$ max; маса приладу – не більше 0,5 кг.

4. **Зміст роботи:**

4.1. Інформаційно-аналітичний огляд сучасного стану систем керування кутами орієнтації БПЛА.

4.2. Побудувати функціональну та структурну схеми системи автоматичного керування кута крену БПЛА.

4.3. Провести аналіз системи автоматичного керування кута крену БПЛА.

4.4. Провести моделювання Simulink моделі системи автоматичного керування кута крену БПЛА.

5. Перелік ілюстративного матеріалу:

5.1. Функціональна та структурна схеми системи автоматичного керування кута крену БПЛА (1xA1);

5.2. Графічні залежності розрахунку системи автоматичного керування кута крену БПЛА (1xA1);

5.3. Ілюстрації результатів моделювання.

Презентація в форматі Microsoft PowerPoint (*.ppt) або Adobe Acrobat (*.pdf).

6. Дата видачі завдання: 06.02.2025

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання дипломної роботи	Термін виконання етапів роботи	Примітка
1.	Інформаційно-аналітичний огляд сучасного стану систем керування кутами орієнтації БПЛА.	10.03.2025	
2.	Побудувати функціональну та структурну схеми системи автоматичного керування кута крену БПЛА.	29.04.2025	
3.	Провести аналіз системи автоматичного керування кута крену БПЛА.	25.05.2025	
4.	Моделювання Simulink моделі системи автоматичного керування кута крену БПЛА.	01.06.2025	

Студент

Микола ЛУК'ЯНИЦЯ

Керівник роботи

Вадим АВРУТОВ

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ.....	7
ВСТУП.....	8
РОЗДІЛ 1. ІНФОРМАЦІЙНО-АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД СУЧАСНОГО СТАНУ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ КУТАМИ ОРІЄНТАЦІЇ БПЛА.....	10
1.1 Керування кутом крену БПЛА з використанням прогновної моделі... 17	17
1.2. Нелінійна модель БПЛА.....	21
РОЗДІЛ 2. ПОБУДУВА ФУНКЦІОНАЛЬНОЇ ТА СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ СИСТЕМИ АВТОМАТИЧНОГО КЕРУВАННЯ КУТА КРЕНУ БПЛА.....	26
2.1. Функціональна схема системи автоматичного керування кутом крену БПЛА.....	26
2.2 Структурна схема системи автоматичного керування кутом крену БПЛА.....	31
РОЗДІЛ 3. АНАЛІЗ СИСТЕМИ АВТОМАТИЧНОГО КЕРУВАННЯ КУТОМ КРЕНУ БПЛА.....	37
3.1. Алгебраїчний критерій стійкості.....	37
3.2. Вибір коефіцієнта підсилювача на основі теорії модального керування.....	40
3.3. Частотний аналіз та діаграми Боде.....	43
3.4. САК кутом крену ЛА з ПД-регулятором.....	48
3.5. САК кутом крену ЛА з ДКШ.....	54
ВИСНОВКИ.....	59
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	61

АНОТАЦІЯ

Дипломна робота на тему «Система автоматичного керування кутом крену БПЛА» присвячена розробці, моделюванню та аналізу системи автоматичного керування (САК) для стабілізації кута крену безпілотного літального апарата (БПЛА).

У роботі проведено інформаційно-аналітичний огляд сучасних систем керування орієнтацією БПЛА, зокрема розглянуто архітектуру типових контурів стабілізації, принципи функціонування гіроскопічних приладів (зокрема авіагоризонтів), сенсорів та виконавчих механізмів.

Побудовано функціональну та структурну схеми САК кута крену БПЛА. Визначено передатні функції основних елементів системи — підсилювача, приводу елеронів та динаміки літака. Проведено алгебраїчний аналіз стійкості системи за критерієм Гурвіца, а також досліджено частотні характеристики системи з використанням діаграм Боде.

Розглянуто вплив коефіцієнта підсилення на динамічні властивості системи. Проведено моделювання САК у середовищі MATLAB Simulink як із підсилювачем, так і з використанням ПІД-регулятора. Проаналізовано перехідні характеристики системи та динаміку кута крену БПЛА на основі отриманих результатів.

За результатами досліджень доведено ефективність побудованої САК у забезпеченні необхідної стійкості та якості регулювання кута крену при виконанні типових польотних завдань.

Результати роботи можуть бути використані при проектуванні та розробці систем автоматичного керування орієнтацією для сучасних БПЛА.

Ключові слова: система автоматичного керування, кут крену, безпілотний літальний апарат, авіагоризонт, передатна функція, аналіз стійкості, ПІД-регулятор, MATLAB Simulink.

ABSTRACT

The thesis "Automatic Roll Angle Control System for UAV" is dedicated to the development, modeling, and analysis of an automatic control system (ACS) for stabilizing the roll angle of an unmanned aerial vehicle (UAV).

The work presents an information and analytical review of modern UAV attitude control systems, including the architecture of typical stabilization loops, the principles of operation of gyroscopic instruments (in particular, attitude indicators), sensors, and actuators.

Functional and structural diagrams of the UAV roll angle ACS have been designed. The transfer functions of the main system components — amplifier, aileron actuator, and aircraft dynamics — have been determined. Algebraic stability analysis of the system has been performed using the Hurwitz criterion, and the system's frequency characteristics have been studied using Bode diagrams.

The influence of the amplifier gain coefficient on the dynamic properties of the system has been examined. Simulation of the ACS in MATLAB Simulink has been carried out both with an amplifier and with a ПИД controller. The system's transient characteristics and the dynamic behavior of the UAV roll angle have been analyzed based on the obtained results.

The study has confirmed the effectiveness of the developed ACS in ensuring the required stability and control quality of the roll angle under typical flight conditions.

The results of the work can be applied in the design and development of modern UAV attitude control systems.

Keywords: automatic control system, roll angle, unmanned aerial vehicle, attitude indicator, transfer function, stability analysis, ПИД controller, MATLAB Simulink.

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

БПЛА – безпілотний літальний апарат

ДКШ – датчик кутової швидкості

КП – коефіцієнт підсилення

ЛА – літальний апарат

ЛАЧХ – логарифмічна амплітудно-частотна характеристика

ПІД – пропорційно-інтегрально-диференціальний

ПФ – передатна функція

САК – система автоматичного керування

ФЧХ – фазочастотна характеристика

IMU – Inertial Measurement Unit (інерціальний вимірювальний модуль)

MPC – Model Predictive Control (керування на основі прогнозної моделі)

ВСТУП

В останні роки спостерігається інтенсивний розвиток та широке впровадження безпілотних літальних апаратів (БПЛА) у різних сферах діяльності — від оборонної промисловості до сільського господарства, картографії, екологічного моніторингу та пошуково-рятувальних операцій. Для забезпечення ефективного та безпечного виконання польотних завдань необхідно мати високоточні системи автоматичного керування орієнтацією БПЛА у просторі.

Одним із ключових параметрів орієнтації є кут крену, який визначає поперечне положення літального апарата. Підтримання стабільного кута крену дозволяє забезпечити стійкість польоту, компенсувати вплив вітрових збурень і точно виконувати маневри за заданими траєкторіями. Реалізація автоматичного керування кутом крену потребує побудови замкненого контуру з якісно спроектованим регулятором і ретельно підібраними параметрами елементів системи.

Актуальність даної роботи зумовлена необхідністю створення ефективних систем автоматичного керування для сучасних БПЛА, які мають бути компактними, енергоефективними та стійкими до зовнішніх збурень. При цьому особливу роль відіграють математичне моделювання, аналіз динамічних характеристик і оптимізація структурних параметрів таких систем.

Метою дипломної роботи є розробка, моделювання та аналіз системи автоматичного керування кутом крену БПЛА, яка забезпечує необхідні показники стійкості та якості перехідного процесу. Для досягнення цієї мети було проведено огляд сучасних систем автоматичного керування орієнтацією БПЛА, побудовано функціональну та структурну схеми системи, сформовано математичну модель, здійснено аналіз стійкості та частотний аналіз системи, виконано моделювання у середовищі MATLAB Simulink із використанням

підсилювача та ПД-регулятора, а також оцінено вплив параметрів регулятора на динамічні характеристики системи.

Практична цінність отриманих результатів полягає у можливості їх використання для створення реальних систем стабілізації орієнтації БПЛА, що відповідають сучасним вимогам до точності та надійності керування.

РОЗДІЛ 1

ІНФОРМАЦІЙНО-АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД СУЧАСНОГО СТАНУ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ КУТАМИ ОРІЄНТАЦІЇ БПЛА

Автоматичні системи стабілізації крену відповідають за контроль та підтримання заданого значення кута крену літального апарата за допомогою відповідних виконавчих механізмів. Ці виконавчі елементи створюють момент відносно поздовжньої осі, завдяки чому здійснюється зміна положення апарата в площині крену. До таких органів зазвичай належать елерони, інтерцептори, а також стабілізатори з диференційованим керуванням [1].

Для визначення поточного значення кута крену можуть застосовуватись різноманітні сенсори, зокрема авіаційні горизонти, гіровертикалі та інші системи курсово-просторової стабілізації. Щодо вимірювання кутової швидкості, тут часто використовують гіроскопічні датчики типу ДКШ [2].

Одним із основних приладів, що використовується для визначення просторового положення літального апарата, є авіагоризонт. Цей пристрій забезпечує візуальне відображення нахилу повітряного судна відносно горизонтальної площини, зокрема по тангажу та крену. Принцип дії авіагоризонта базується на використанні гіроскопа, осі обертання якого зберігають фіксоване положення у просторі завдяки властивостям кутового імпульсу. Це дозволяє приладу фіксувати відхилення корпусу апарата, які відображаються на шкалі індикатора [2].

За даними [3], для забезпечення точності стабілізації орієнтації БПЛА важливим є поєднання інерціальних датчиків із системами компенсації збурень у режимі реального часу.

Підтримка стабільного значення кута крену є критично важливою на окремих етапах польоту. Наприклад, у фазі аерофотозйомки надзвичайно

важлива висока точність стабілізації, щоб уникнути спотворення зображень через нахили або вібрації.

Системи автоматичного регулювання крену в літакобудуванні традиційно відносять до автопілотів. Їх конструктивна реалізація передбачає використання контурів із жорстким або ізодромним зворотним зв'язком у приводах. Варіанти із гнучкими зворотними зв'язками, хоча й досліджувалися раніше, сьогодні практично не застосовуються у серійних системах автоматичного керування польотом [2].

Як зазначено в [4], дослідження впливу передаточних чисел на стійкість і динаміку контуру стабілізації крену дозволяє визначити оптимальні параметри регулятора. Автомати стійкості забезпечують не лише структурну, а й шляхову стійкість, покращуючи швидкодію за рахунок корекції частотних характеристик та компенсації коливань при збуреннях.

Авіагоризонт є важливою частиною системи орієнтації як у пілотованій, так і в безпілотній авіації. Він забезпечує критично важливу інформацію для ручного керування, а в складі автоматичних систем стабілізації — слугує джерелом даних для алгоритмів зворотного зв'язку. У традиційних аналогових схемах використовується механічна реалізація авіагоризонтів, однак у сучасних БПЛА дедалі частіше застосовуються електронні варіанти, інтегровані до складу інерційних вимірювальних модулів (IMU), які формують сигнали про крен, тангаж і курс [5].

Таким чином, авіагоризонт, незалежно від способу реалізації, залишається ключовим компонентом у формуванні сигналу про поточне положення літального апарата у просторі, що лежить в основі принципу роботи будь-якої автоматизованої системи керування орієнтацією.

На рис. 1.1 наведено зовнішній вигляд авіагоризонта АГІ-1, що широко застосовувався у вітчизняній авіації та донині використовується в навчальних

цілях для демонстрації визначення кутів крену та принципів роботи гіроскопічних приладів.



Рис. 1.1. Авіагоризонт АГИ-1

Контури стабілізації крену базуються на демпфуючих підсистемах і, за спрощеного підходу, реалізують основні алгоритми керування. Ці контури, у свою чергу, використовуються як базис для реалізації систем керування ризику, оскільки в сучасних літальних апаратах останнє часто реалізується за допомогою елеронів у рамках перехресної схеми [2].

Один із прикладів реалізації алгоритму керування ризику у перехресній конфігурації автопілота полягає у тому, що відхилення руля напряму формується як функція від похибки по курсу та її похідної. Це дозволяє забезпечити згладження динамічного відгуку системи та підвищити стійкість при наявності збурень [2].

Контур управління креном у перехресних схемах автопілота виконує не лише функцію стабілізації кута, а й забезпечує структурну стійкість усього контуру керування ризиканням. Він виступає в ролі демпфуючого елемента, що згладжує збурення та коливання, які виникають під час руху літального апарата навколо вертикальної (нормальної) осі [2].

Згідно з [5], у класичних системах зворотного зв'язку головними критеріями проектування є стійкість і швидкодія. Для підвищення точності систем стабілізації крену важливим є баланс між демпфуванням і фазовими запасами, що особливо критично при роботі БПЛА в умовах збурень.

У таких системах руль напряму, як правило, не задіяний для прямого керування ризиканням, а натомість використовується для зменшення коливань та компенсації бічного ковзання. Це особливо актуально під час виконання маневрів або стабілізованого польоту за наявності бічного вітру чи інших обурень.

Якщо реалізується точна компенсація бокового ковзання — наприклад, через введення відповідного закону керування у канал керування рулем напряму — це дозволяє досягти високої точності та стабільності польоту. Один із прикладів такого підходу може передбачати використання алгоритму регулювання, у якому відхилення керма напрямку пропорційне бічній швидкості або кутовій швидкості ризикання, що дає змогу ефективно демпфувати небажані рухи літального апарата.

У таких системах відхилення керма напряму може бути задане як величина, пропорційна бічній швидкості або кутовій швидкості ризикання. Це дозволяє демпфувати небажані рухи та знижувати амплітуду коливань ЛА у відповідному каналі [2].

Управління ризиканням у сучасних автоматичних системах керування зазвичай реалізується в режимі координованого розвороту. На початкових етапах автоматизації польотів стабілізація кута ризикання здійснювалася за допомогою

руля напряму. Автопілоти, що реалізували таку функціональність, отримали назву автопілотів прямої схеми [4].

Для вимірювання кута рискання (курсу) зазвичай застосовується система курсовертикалі (СКВ), що забезпечує необхідну точність та надійність. Оскільки значення кута рискання та курсу відрізняються лише знаком, використання курсових систем як джерела інформації дозволяє називати відповідні канали керування автопілотами курсу, не змінюючи при цьому фундаментального принципу побудови контуру управління [2].

У дослідженні [6] запропоновано структуру fault-tolerant автопілота для квадрокоптерів, яка включає резервування виконавчих органів і обчислювальні блоки компенсації. Це особливо актуально для збереження стабілізації крену при часткових відмовах елементів.

Ключовим аспектом при аналізі динаміки систем автоматичного керування є вплив зовнішніх збурень на літальний апарат. Зокрема, постійний момент збурення, що діє на борт, має бути компенсований керуючим моментом, створеним відхиленням елеронів. Тому для досягнення астатичної стабілізації (тобто стабілізації без залишкової помилки) кутів крену та рискання, у системах автоматичного керування використовуються канали з ізодромним зворотним зв'язком у сервоприводі. Альтернативним підходом є введення інтегруючої ланки до закону керування, яка базується на інтегралі кута крену або рискання [2].

Зокрема, введення інтегруючого елемента за кутом рискання дозволяє сформулювати закон керування, який забезпечує компенсацію постійних збурювальних моментів та підвищує точність стабілізації. Загальний вигляд такого закону може бути представлений у вигляді функціональної залежності, що враховує не лише поточне значення кута рискання, але й його інтеграл за часом, формуючи умови для астатичного регулювання.

Для компенсації постійних моментів збурення у каналі керування ристанням може застосовуватися інтегруючий елемент, який формує керуючий сигнал на основі інтегралу від помилки по курсу за часом. Це забезпечує астатичне регулювання та дозволяє мінімізувати залишкову помилку [2].

Постійний збурюючий момент, що діє у напрямку вісей тангажа, в усталеному режимі компенсується шляхом дії моменту шляхової стійкості $M_y(\beta)$, який виникає внаслідок відхилення літака від курсу. Однак така компенсація супроводжується появою незрівноваженої аеродинамічної сили $Z(\beta)$, яка діє в напрямку нормалі до траєкторії польоту [2].

У сталому русі сила $Z(\beta)$ може бути урівноважена лише за рахунок рівнодійної підйомної сили Y_a та сили ваги G , що разом формують силу $Y_G Z$. Це, у свою чергу, призводить до необхідності створення залишкового кута крену для забезпечення рівноваги сил. Проте дія сили $Z(\beta)$ також породжує момент $M_x(\beta)$, який спрямований на зменшення цього залишкового кута крену.

Для компенсації моменту $M_x(\beta)$, система автоматичного керування повинна відхилити елерони, створюючи керуючий момент $M_x(\delta_e)$, що протидіє збуренню. Таким чином, у встановленому режимі за наявності постійного зовнішнього моменту $M_{z\delta}$, необхідне відхилення елеронів та утримання певного залишкового кута крену для підтримання рівноваги і стабільності польоту.

У статичному автопілоті з жорстким зворотним зв'язком, без використання інтегруючої ланки у законі керування, утримання елеронів у відхиленому положенні можливе лише за рахунок наявності помилки курсу $\Delta\psi = \psi - \psi_3$. Відповідно, така система не здатна до повної компенсації постійного збурення без залишкової помилки [2].

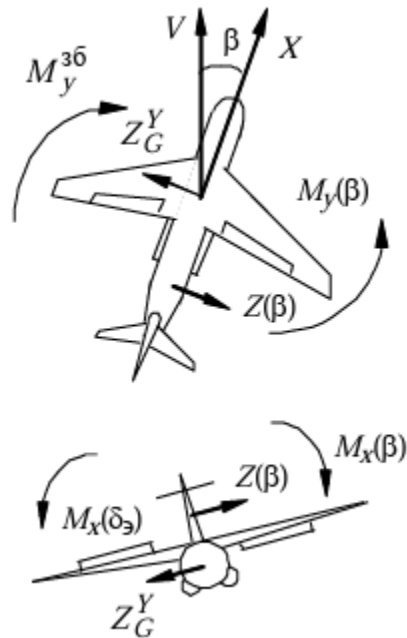


Рис. 1.2. Сили та моменти, що діють на літак під час бічного ковзання [2]

Натомість у випадку астатичного автопілота з жорстким зворотним зв'язком, де в закон керування включено інтеграл від помилки $\Delta\psi$, забезпечується стале відхилення елеронів у відповідь на постійне збурення. Усталений сигнал інтегратора компенсує збурення, завдяки чому сама помилка $\Delta\psi$ прямує до нуля. Такий підхід забезпечує астатичну стабілізацію курсу при наявності залишкового кута крену [2].

У випадку застосування ізодромного зворотного зв'язку в автопілоті, система демонструє статичну помилку при дії постійного моменту збурення $M_{зб}^y$, оскільки компенсація сигналу крену на вході сервоприводу може здійснюватися лише за рахунок збереження невеликої курсової похибки [2].

Якщо при цьому канал керування рулем напрямку реалізує астатичне придушення кута ковзання, динамічні процеси в контурі управління не змінюються якісно, однак сила бокового відхилення $Z(\delta_n)$, що виникає через відхилення руля напрямку, істотно менша за силу $Z(\beta)$, спричинену боковим

ковзанням. Це призводить до зменшення залишкового кута крену i , відповідно, до зниження помилки стабілізації курсу у статичному автопілоті [4].

Завдання вибору оптимальних коефіцієнтів підсилення (передаточних чисел) окремих елементів закону керування належить до області синтезу системи керування і зазвичай виконується відповідно до певної методики. Натомість дослідження впливу зміни цих параметрів на статичні та динамічні характеристики системи — це предмет аналізу, який може бути реалізований як аналітичним шляхом, так і за допомогою математичного моделювання.

Як показано у [7], використання імітаційного моделювання системи стабілізації з ПДД-регулятором дозволяє заздалегідь оцінити динамічні характеристики БПЛА, особливо у фазі перехідних процесів. Це знижує ризики під час польотних випробувань.

1.1 Керування кутом крену БПЛА з використанням прогнозної моделі

В наш час одним із підходів до аналізу систем керування є теорія керування динамічними об'єктами з використанням прогнозуючих моделей, що базується на математичних методах оптимізації – Model Predictive Control (MPC). Розвиток цього методу почався в 60-х роках ХХ століття, для керування процесами у енергетичному та нафтохімічному виробництві. Основою MPC – методів стали два окремих, але близьких по суті підходів. Перший називається Dynamics Matrix Control (DMC), другий – Model Algorithmic Control (MAC) [8].

На сьогоднішній день MPC – метод стрімко розвивається і про це свідчить багато наукових праць присвячені цьому. Розвиток ідей управління з прогнозуванням здійснюється у напрямі використання нелінійних моделей, забезпечення стійкості за Ляпуновим для контрольованих рухів, використання

сучасних оптимізаційних методів у реальному масштабі часу, надання робастних властивостей замкнутій системи керування [9].

Порівняльний аналіз [10] демонструє, що ПІД-регулятори є кращими за швидкодією та реалізаційною простотою, тоді як MPC-методи забезпечують вищу точність у присутності збурень і моделей із затримкою. У стабілізації крену це дозволяє адаптувати керування до умов реального часу.

Головною перевагою MPC – методу, який визначає успішне використання у практиці побудови та використання систем управління, є умовна простота базової схеми формування зворотного зв'язку, поєднана з високими адаптивними властивостями. Вище згадана обставина дає змогу керування об'єктами зі складною структурою, що мають багато вимірів та зв'язків, з урахування нелінійностей. Це дозволяє ефективно оптимізувати процеси в режимі реального часу, щодо вхідних та вихідних даних змінних, а також врахувати невизначеність, пов'язану за характеристиками об'єктів і можливими зовнішніми впливами під час керування. Крім того, у процесі керування може враховуватись наявність транспортних затримок, зміна критеріїв якості під час роботи системи, а також потенційні збої або відмови датчиків інформаційно-керуючого комплексу. Основна ідея функціонування методу MPC (керування на основі моделі прогнозування), що використовується в схемах регулювання динамічних об'єктів, зводиться до наступного [8]:

Розглядається спрощена математична модель об'єкта, для якої початковими умовами виступає його поточний стан. При заданому програмному керуванні виконується інтегрування рівнянь цієї моделі, що дозволяє здійснити прогноз поведінки об'єкта на визначений проміжок часу — так званий горизонт прогнозування.

Здійснюється процес оптимізації програмного керування з метою мінімізації відхилення регульованих змінних моделі від бажаних сигналів у межах горизонту прогнозу.

Оптимізація враховує всі наявні обмеження, що накладаються як на керуючі впливи, так і на регульовані параметри.

На кожному обчислювальному кроці, що становить невелику частку прогнозованого інтервалу, впроваджується знайдене оптимальне керування, а також виконується вимірювання або відновлення фактичного стану об'єкта на завершення цього кроку.

Далі горизонт прогнозування зсувається вперед на один крок, після чого знову виконуються перші три етапи.

На рис. 1.3 представлено структуру керування, реалізовану за даним методом із врахуванням прогнозної моделі.

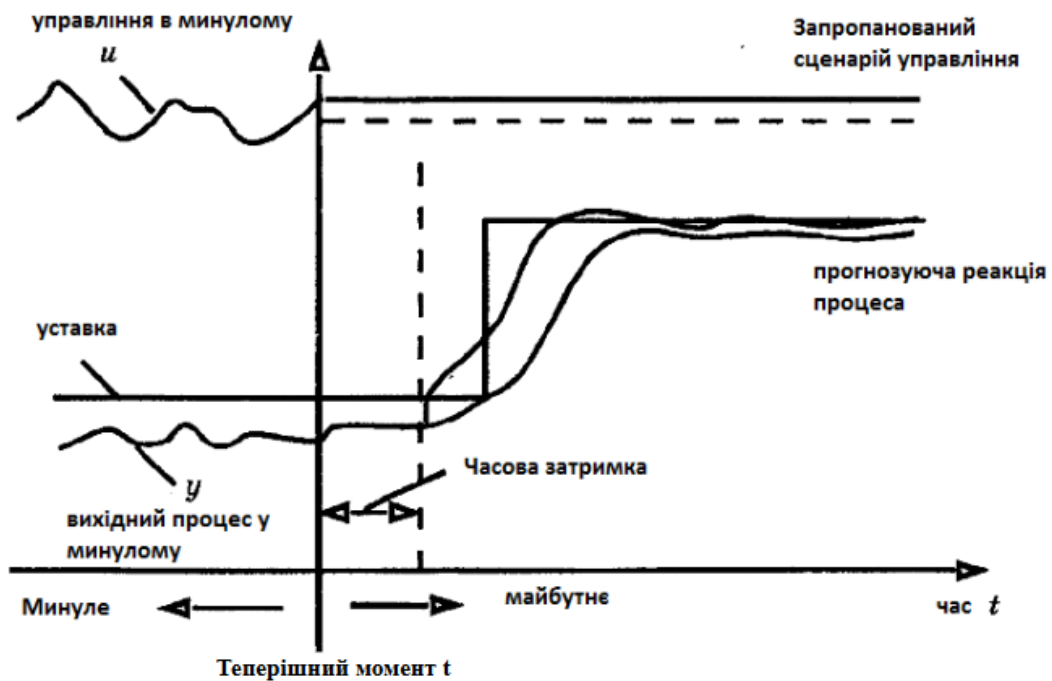


Рис. 1.3. Структура управління з використанням прогнозної моделі [3]

Для аналізу динамічних процесів керування БПЛА з фіксованим крилом необхідно побудувати відповідну математичну модель об'єкта управління. Така модель має адекватно відображати ключові характеристики реального апарата, залишаючись водночас достатньо спрощеною для подальших досліджень. У цьому випадку передатна функція не містить пар однакових нулів і полюсів, що значно спрощує реалізацію регулятора [9].

У практиці моделювання подібні спрощення часто виявляються цілком прийнятними для ефективного аналізу та синтезу як окремих контурів керування, так і системи загалом. Частотна характеристика повинна бути побудована таким чином, щоб при зниженні частоти до нуля амплітуда прямувала до нескінченності, а при зростанні частоти — спадала до нуля. Вигляд необхідної амплітудно-частотної характеристики показано на рис. 1.4.

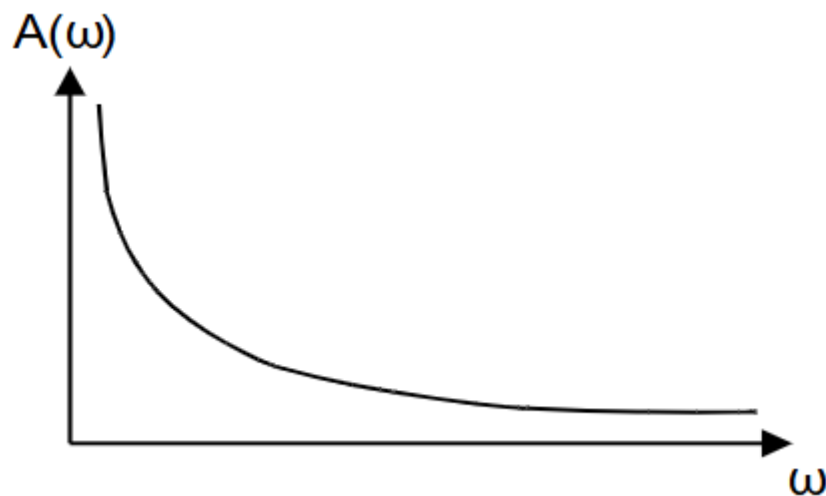


Рис. 1.4. Графік необхідної амплітудно-частотної характеристики [3]

Процес стабілізації полягає у забезпеченні такого значення кута крену, яке максимально наближене до нульового, незалежно від впливу зовнішніх неконтрольованих збурень. У реальних умовах досягнення цього ефекту здійснюється шляхом налаштування коефіцієнтів підсилення відповідних елементів системи, зокрема підсилювача та гіроскопа [2].

1.2. Нелінійна модель БПЛА

Основна мета полягає в керуванні орієнтацією багатороторного БПЛА, яку описують кути Ейлера — ϕ (крен), θ (тангаж) та ψ (азимут). Щоб забезпечити фіксовану позицію та запобігти лінійному переміщенню, використовується рама з двома концентричними кільцями, які можуть обертатися навколо взаємно перпендикулярних осей, що дозволяє реалізувати обертання за ϕ та θ . Крім того, механічна система фіксації дозволяє при необхідності заблокувати обертання за ψ .

На рис. 1.5 наведено координатні осі тіла апарата (X_B, Y_B, Z_B) та глобальної інерціальної системи відліку (X_G, Y_G, Z_G).

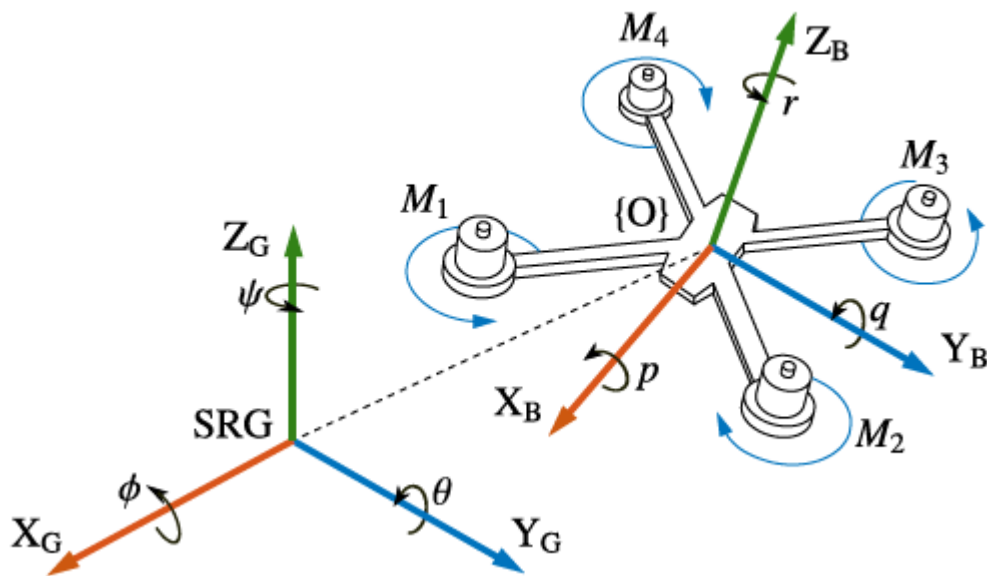


Рис. 1.5. Системи відліку та основні змінні [8]

Як і очікувалося, рушійні сили узгоджуються з осями координат тілесної системи, що призводить до появи кутових швидкостей p , q та r вздовж відповідно осей X_B , Y_B та Z_B багатороторного БПЛА.

Кутові швидкості обертання БПЛА навколо осей тіла X_B , Y_B та Z_B (відповідно p , q , r) описуються динамічними рівняннями руху, які враховують моменти інерції апарата відносно відповідних осей та результуючі моменти сил, що прикладаються до апарата. Такі моменти включають гравітаційні, аеродинамічні, гіроскопічні та ті, що генеруються тягою пропелерів [8].

Моменти сил навколо осей X_B , Y_B та Z_B формуються як сума відповідних гравітаційних моментів, моментів опору, гіроскопічних моментів та моментів від статичного і в'язкого тертя. Вони визначають характер обертального руху БПЛА та мають ключове значення при аналізі стійкості та динаміки апарата [8].

Гравітаційний момент залежить від маси апарата, положення його центра мас відносно осі обертання та гравітаційного прискорення. Цей момент створює зусилля, що прагне повернути апарат до положення рівноваги при зміні його просторового положення [8].

Гіроскопічні моменти виникають внаслідок обертання роторів двигунів апарата. Вони залежать від моменту інерції кожного ротора та кутової швидкості його обертання. Ці моменти мають значний вплив на динаміку апарата під час маневрування [8].

Моменти тертя складаються з компонентів, що визначаються коефіцієнтами сухого тертя (Кулона) та в'язкого тертя. Ці сили чинять демпфуючий вплив на обертальний рух апарата, знижуючи амплітуду коливань та сприяючи стабілізації орієнтації.

Загальний момент, створений тяговими силами пропелерів, та моменти, що виникають внаслідок алгебраїчної суми моментів опору, визначаються як функції від кутових швидкостей пропелерів та конструктивних характеристик апарата. Ці моменти дозволяють реалізувати кероване обертання БПЛА навколо вертикальної осі [8].

Кутові швидкості пропелерів залежать від значення керуючого сигналу, який формується апаратурою радіокерування. Зазвичай використовується сигнал ШІМ (PWM), який змінюється в діапазоні від 1000 до 2000 мкс. Залежність між цими сигналами та кутовими швидкостями визначається емпірично та враховує нелінійності електроприводу [8].

Керуючі сигнали для кожного з двигунів формуються на основі компонент керування за кутами крену, тангажу, курсу та висотою. Для цього використовується відповідна лінійна комбінація регулюючих впливів, яка дозволяє задавати бажану орієнтацію та положення БПЛА у просторі.

При цьому для стабілізації висоти використовується сигнал з центру діапазону ШІМ, що залишає симетричний діапазон для управління обертанням.

Після отримання цих даних стає можливим визначити кутові швидкості p , q та r у зв'язку з керувальними діями та положенням багатороторного БПЛА. Завершальним етапом є перетворення змінних з інерціальної системи відліку до тілесної системи координат за допомогою кватерніонів.

Кінематичні рівняння, що описують зміну кутів Ейлера (крену, тангажу, курсу), пов'язують ці кути з кутовими швидкостями p , q та r . Вони дозволяють обчислювати положення апарата у просторі в реальному часі на основі інтегрування відповідних диференціальних рівнянь. Таким чином, ці рівняння забезпечують зв'язок між динамікою руху та параметрами орієнтації, що необхідні для реалізації систем автоматичного керування орієнтацією БПЛА [8].

Сучасні тенденції у побудові систем автоматичного керування орієнтацією БПЛА передбачають усе ширше використання адаптивних алгоритмів та технологій моделювання динаміки літака в реальному часі. Зокрема, одним із перспективних напрямів є поєднання традиційної ПД-регуляції з методами прогнозного керування (Model Predictive Control, MPC), що дозволяє підвищити якість стабілізації при роботі в умовах складної аеродинаміки та змінного навантаження [8].

Застосування MPC у контурі стабілізації крену дозволяє динамічно враховувати вплив нелінійностей моделі, затримок виконавчих механізмів та зовнішніх збурень. Як показано в роботі [9], ефективне використання таких методів значно покращує якість компенсації поривів вітру та аеродинамічних моментів, що особливо важливо для легких БПЛА.

Крім того, значного поширення набувають інерціально-комбіновані сенсорні системи (IMU), які поєднують гіроскопи, акселерометри та магнітометри для формування точних сигналів зворотного зв'язку. За даними [5], сучасні IMU дозволяють забезпечити похибку у вимірюванні кута крену в межах $0,1-0,2^\circ$ за умови використання фільтра Калмана чи аналогічних алгоритмів фільтрації.

Актуальним напрямом розвитку є також використання алгоритмів адаптивного синтезу регуляторів. Відомо, що параметри динамічної моделі БПЛА можуть суттєво змінюватися залежно від маси, центру ваги, стану батарей та інших факторів. У роботі [6] показано, що адаптивний ПД-регулятор дозволяє підвищити точність стабілізації на 15–25 % у порівнянні з класичним ПД за умов змінної маси БПЛА.

Таким чином, сучасні системи стабілізації орієнтації БПЛА, включаючи системи керування кутом крену, еволюціонують у напрямі інтеграції класичних схем ПД-регулювання із передовими адаптивними, прогнозними та

фільтраційними методами. Це дозволяє значно підвищити якість керування, зменшити чутливість до збурень та розширити діапазон безпечної експлуатації апаратів у складних умовах польоту.

Таким чином у першому розділі було проведено інформаційно-аналітичний огляд сучасних систем керування кутами орієнтації безпілотних літальних апаратів (БПЛА). Розглянуто основні типи сенсорів та виконавчих елементів, що застосовуються для стабілізації кута крену, зокрема авіагоризонти, гіроскопи та елерони. Наведено принципи побудови класичних та сучасних систем автоматичного керування креном БПЛА.

Проаналізовано структури з використанням замкненого зворотного зв'язку, зокрема ізодромні та астатичні системи стабілізації. Висвітлено роль прогнозних та адаптивних методів керування у покращенні динамічних характеристик систем. Окремо було розглянуто вплив зовнішніх збурень на стійкість і якість стабілізації.

Розглянута нелінійна модель БПЛА дозволяє глибше зрозуміти взаємодію сил та моментів, які визначають динамічну поведінку апарата. Це створює основу для побудови адекватної математичної моделі системи керування та її подальшого аналізу і оптимізації.

Отже, результати огляду підтверджують актуальність використання комплексного підходу до побудови систем автоматичного керування орієнтацією БПЛА та демонструють перспективи інтеграції класичних і сучасних методів регулювання у практичних рішеннях.

РОЗДІЛ 2

ПОБУДУВА ФУНКЦІОНАЛЬНОЇ ТА СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ СИСТЕМИ АВТОМАТИЧНОГО КЕРУВАННЯ КУТА КРЕНУ БПЛА

2.1. Функціональна схема системи автоматичного керування кутом крену БПЛА

Система автоматичного керування (САК) кутом крену є критичною частиною навігаційного контуру сучасного безпілотного літального апарата (БПЛА). Саме ця координата безпосередньо впливає на стійкість польоту, коректність побудови траєкторії та здатність апарата виконувати повороти, зберігаючи орієнтацію в повітряному просторі [1].

На рис.2.1 відображено, відносно якої осі вимірюється кут крену БПЛА [5].

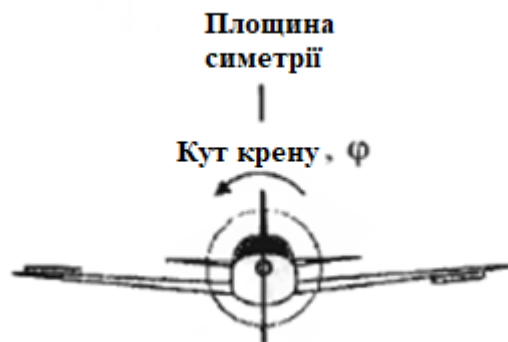


Рис. 2.1. Вимірювання куту крену БПЛА [5]

Процес керування кутом крену є одним із базових завдань побудови стабілізаційної підсистеми автопілота безпілотного літального апарата. Він забезпечує підтримку заданого просторового положення апарата, що є критично важливим під час виконання фіксованих або адаптивних траєкторій руху, особливо в умовах аерофотозйомки, доставки вантажів, моніторингу місцевості тощо.

На рис.2.2 зображено, як за допомоги елеронів здійснюється керування кутом крену БПЛА.

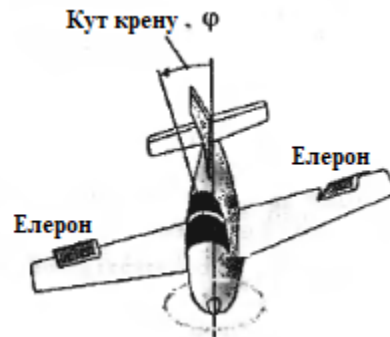


Рис. 2.2. Використання приводу елерона для зміни куту крену БПЛА [5]

Функціональна схема системи відображає логічну послідовність обробки сигналів у замкненому контурі керування, без деталізації математичних або фізичних характеристик елементів. Це дозволяє зосередитись на інформаційних зв'язках між блоками, зберігаючи універсальність та адаптивність такої моделі до різних технічних реалізацій [11].

Побудова функціональної схеми системи автоматичного керування (САК) дозволяє систематизувати логіку обробки сигналів у контурі керування, від задачі до реакції об'єкта.

На рис. 2.3 подано функціональну схему системи керування креном, побудовану за принципом негативного зворотного зв'язку. У схемі відображено такі ключові елементи: задавальний пристрій (вхід), суматор, підсилювач, привід елерона, динаміка літака, гіроскоп, а також замикання по зворотному зв'язку. Кожен з цих елементів виконує окрему роль у забезпеченні стійкості й точності [5].

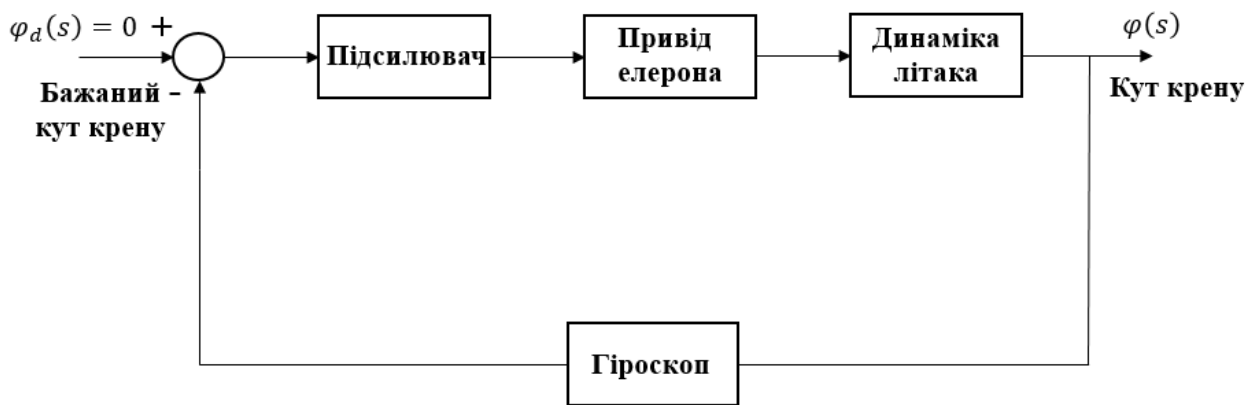


Рис. 2.3. Функціональна схема системи автоматичного керування кутом крену

Складові функціональної схеми

У побудованій функціональній схемі присутні такі ключові блоки:

1. Бажаний кут крену $\varphi_d(s)$:

Виступає як задавальний сигнал, що визначається або автоматизованою системою навігації, або оператором. У більшості систем, як зазначено в [4], такий сигнал може мати форму ступінчастої функції, траєкторії або профілю, сформованого вищим рівнем ієрархії.

2. Суматор:

Здійснює логічну операцію порівняння між бажаним і вимірним значенням кута крену. Результатом цієї операції є сигнал похибки, який далі передається в регулятор. Такий принцип, відомий як негативний зворотний зв'язок, забезпечує гасіння збурень і точне слідування за сигналом завдання [5].

3. Підсилювач:

Блок підсилення реалізує масштабування сигналу похибки. Значення коефіцієнта підсилення K суттєво впливає на динамічні властивості САК — зменшення часу наростання, згладжування перерегулювання або збільшення чутливості системи до шумів [5].

4. Привід елерона реалізує фізичний вплив на об'єкт керування через зміну положення елеронів. У САК крену саме елерони є основними органами керування, оскільки їх переміщення створює момент відносно позадвжньої осі. Актуатори зазвичай представлені як електричні сервоприводи, які забезпечують швидке і точне виконання команди керування [3].

Рівняння руху приводу елерона має вид [15]:

$$T\dot{\delta} + \delta = Ku, \quad (2.1)$$

де δ – відхилення елерона, T – постійна часу, K – коефіцієнт підсилення, u – напруга, що подається до приводу елерона.

5. Динаміка літального апарата (ЛА):

Блок, який імітує реакцію БПЛА на зміну положення органів керування. Його поведінка залежить від масо-інерційних характеристик, аеродинаміки та конфігурації планера. Як зазначено в [8], навіть прості моделі другого порядку, що враховують інерційність і демпфування, здатні з високою точністю апроксимувати поведінку літального апарата.

Рівняння кутового руху ЛА відносно подовжньої осі Oy напишемо у вигляді:

$$I\ddot{\varphi} + f\dot{\varphi} = M_y, \quad (2.2)$$

де φ – кут крену, I – момент інерції ЛА відносно подовжньої осі Oy , f – коефіцієнт аеродинамічного тертя, M_y – момент зовнішніх сил, прикладених до ЛА. Такий запис відповідає класичній моделі динаміки позадвжнього руху літального апарата. Він враховує інерційно-масові характеристики, аеродинамічні сили та моментну реакцію на дію елеронів [8]

Якщо розглядати загальну динаміку ЛА з приводом елерону, то момент зовнішніх сил, прикладених до ЛА буде залежати від відхилення елерона:

$$M_y = C_1\delta, \quad (2.3)$$

Таким чином, математична модель руху ЛА з приводом елерону матиме вигляд:

$$\begin{aligned} I\ddot{\phi} + f\dot{\phi} &= C_1\delta; \\ T\dot{\delta} + \delta &= Ku. \end{aligned} \quad (2.4)$$

6. Гіроскоп забезпечує зворотний зв'язок через вимірювання поточного значення кута крену.

В якості гіроскопу можна використовувати вільний три степеневий гіроскоп, або датчик кутової швидкості (ДКШ). Вільний три степеневий гіроскоп вимірює кут крену, а ДКШ – кутову швидкість відносно подовжньої осі Oy .

Інформаційна модель, яку відображає функціональна схема, дозволяє забезпечити керованість об'єкта незалежно від складності математичних описів. Вона використовується як основа для побудови структурної, а далі — математичної моделі САК, що забезпечує перехід до практичної реалізації [6].

На думку авторів сучасних підходів до цифрового моделювання систем управління, логіка функціонального подання дозволяє стандартизувати процес проектування та використовувати єдину структуру для різних класів БПЛА з мінімальними адаптаціями [12].

Із функціональної точки зору, дана схема є прикладом замкненого контуру регулювання зі зворотним зв'язком. Такий контур має перевагу над відкритими системами, оскільки дозволяє постійно враховувати реальний стан об'єкта та компенсувати збурення. Саме це забезпечує стабільність у межах динамічної моделі об'єкта та запобігає накопиченню похибки, що особливо важливо для малих літальних апаратів з високою чутливістю до зовнішніх факторів [7].

Як зазначається в ICAO Manual [4], функціональна структура є першою стадією при побудові будь-якої системи керування. Вона дозволяє абстрагуватись від конкретної реалізації та зосередитись на принципах взаємодії компонентів.

Функціональні моделі також дозволяють ефективно реалізувати адаптивні та прогностні стратегії керування, особливо у випадках, коли характеристики об'єкта змінюються в реальному часі або за наявності збурень. Зокрема, методи на основі прогностної моделі (Model Predictive Control, MPC) передбачають використання поточного стану об'єкта для обчислення оптимального керування на горизонті прогнозування. Це дозволяє підтримувати необхідну якість навіть у складних умовах або при зміні динаміки об'єкта [8].

У підсумку, функціональна схема виступає базовим етапом проєктування замкненої САК. Вона дозволяє системно представити послідовність перетворень сигналу, від задачі до реакції, та є незамінною при верифікації логіки керування на ранніх етапах розробки [7].

Таким чином, функціональна схема є не лише методичним інструментом на етапі синтезу системи, а й основою для структурного, математичного та програмного моделювання САК. Вона забезпечує логічну узгодженість елементів, дозволяє проводити попередній аналіз впливу збурень і полегшує адаптацію системи до різних конфігурацій БПЛА. Її правильна побудова є необхідною умовою подальшого успішного проєктування регулятора, перевірки стійкості та досягнення високої точності стабілізації.

2.2 Структурна схема системи автоматичного керування кутом крену БПЛА

Після формування функціональної схеми системи керування кутом крену БПЛА, наступним етапом є побудова її структурної схеми. Структурна схема дозволяє представити систему в аналітичному вигляді — з передаточними функціями, які описують динаміку кожного її елемента. Такий підхід не лише

підвищує точність аналізу, але й є основою для подальшого чисельного моделювання та цифрової реалізації [1].

На рисунку 2.4 зображено структурну схему замкненого контуру стабілізації крену, яка включає задавальний пристрій, суматор, підсилювач, привід елерона, динамічну модель літака, гіроскоп та зворотний зв'язок. Всі ці елементи представлені у вигляді передатних функцій, що дозволяє провести повний аналіз динаміки системи [2].

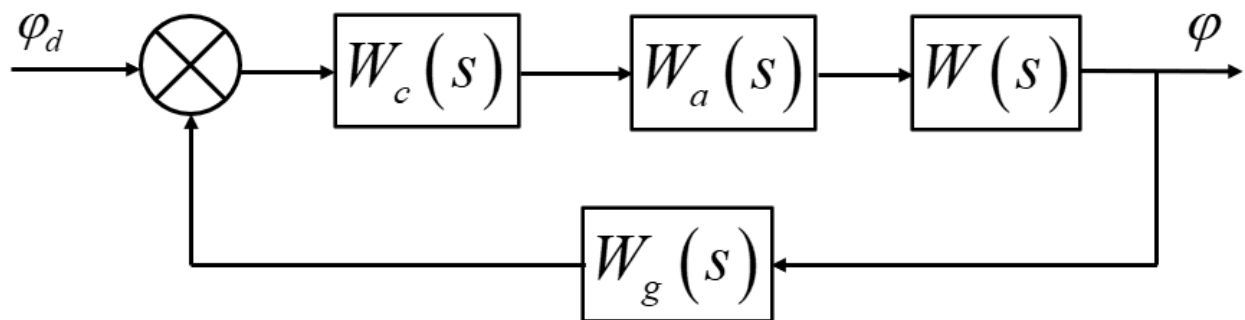


Рис. 2.4. Структурна схема системи автоматичного керування кутом крену

У структурній схемі зворотний зв'язок забезпечує стабілізацію системи, передаючи актуальне значення кута крену на вхід суматора. Це дозволяє компенсувати збурення, що виникають у польоті, та мінімізувати похибку стабілізації. За рахунок правильного налаштування коефіцієнтів у регуляторі можливо досягти необхідної точності та динамічної стійкості [13].

Задавальний сигнал, позначений як $\varphi_d(s)$, визначає бажане значення кута крену та може формуватися або вручну, або автоматично. Зазвичай він моделюється у вигляді ступінчастої або гармонічної функції, що дозволяє оцінити перехідні характеристики системи [4].

Суматор виконує операцію порівняння між бажаним і фактичним кутом крену, який подається із гіроскопа. Результатом є сигнал похибки, що надходить

до регулятора. Саме на цьому етапі система починає реагувати на відхилення і формувати коригувальні дії [13].

Підсилювач у структурній схемі описується загальною передатною функцією вигляду $W_c(s)$, яка враховує характеристики підсилення та попередню обробку сигналу похибки. Залежно від вибраного алгоритму регулювання ця ланка може бути як статичною, так і динамічною (наприклад, зі швидкісним фільтром чи інтегруючим компонентом). Правильний вибір цього коефіцієнта суттєво впливає на стабільність і швидкодію системи. Надто велике значення може спричинити перерегулювання, тоді як занижене — зробити систему інертною [5].

Динаміка виконавчого приводу, що відповідає за відхилення елеронів, моделюється загальною передатною функцією вигляду $W_a(s)$, яка враховує інерційність механізму, затримку та можливі обмеження по швидкості. Типова форма для таких ланок — функції першого порядку, але на практиці можуть застосовуватись і більш складні структури. Це модель сервоприводу, яка враховує інерцію механізму. У практичних умовах ця ланка може бути замінена або доповнена обмеженнями по швидкості чи амплітуді [3].

Відповідно до рівняння руху приводу елерону (2.1) в операторній формі або в перетворенні Лапласа (s – оператор Лапласа) напишемо:

$$(Ts + 1)\delta = Ku \quad (2.5)$$

Звідки маємо

$$\delta = \frac{1}{Ts + 1} Ku \quad (2.6)$$

або

$$\delta = \frac{1/T}{s + 1/T} Ku \quad (2.7)$$

Отже передатна функція приводу елерону має вигляд:

$$W_a(s) = \frac{1/T}{s + 1/T} \quad (2.8)$$

Об'єкт керування, яким у даному випадку є ЛА, згідно динамічним рівнянням (2.4) описується передатною функцією:

$$W(s) = \frac{1/I}{s(s + f/I)} \quad (2.9)$$

Вона враховує аеродинамічні характеристики та інерційність ЛА.

На рисунку 2.5 зображено структурну схему системи автоматичного керування кутом крену ЛА, яка представлена у вигляді реальних передатних функцій підсилювача $W_c(s)=K$, приводу елерона, моделі ЛА, гіроскопу із зворотним зв'язком. Гіроскоп у схемі представлено одиничною передатною функцією $W_g(s)=1$, що означає ідеальний вимірювач без динамічних спотворень. У реальних умовах цей блок також має динаміку та похибки, що можуть бути враховані шляхом введення фільтрів [12].

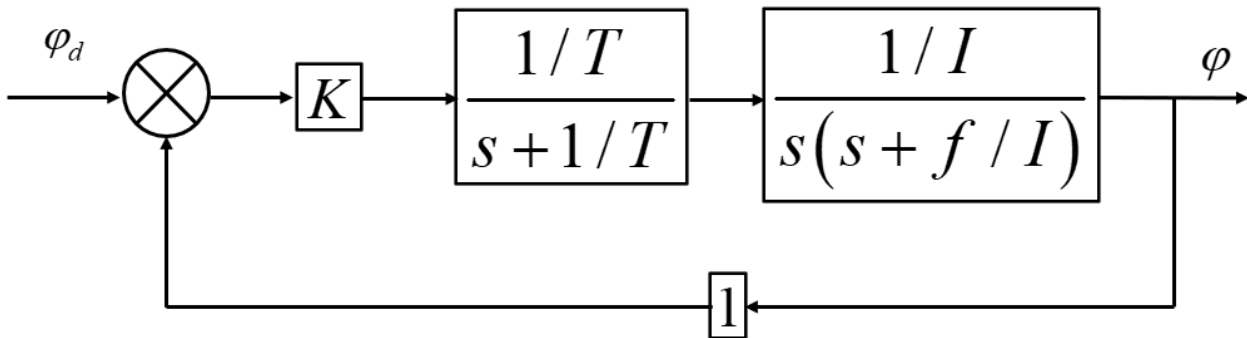


Рис. 2.5. Структурна схема системи автоматичного керування кутом крену

Закритий зворотний зв'язок, реалізований через гіроскоп, забезпечує стабілізацію системи за рахунок постійного оновлення інформації про фактичний

стан апарата. Це дозволяє компенсувати зовнішні збурення та підвищити точність виконання маневрів [6].

Використання структурної схеми дозволяє реалізувати математичне моделювання в середовищах Simulink або MATLAB. При цьому кожен блок описується власною передатною функцією або різницеvim рівнянням. Це дає змогу виконувати чисельну перевірку роботи САК у різних сценаріях, таких як стабілізація після різкої команди, реакція на вітер чи зміну навантаження [14].

Таким чином, структурна схема виступає ключовим етапом формалізації керування у вигляді математичної моделі. Вона дозволяє не тільки побачити взаємозв'язок усіх компонентів, але й перейти до кількісного аналізу системи, що є обов'язковим при реальній реалізації САК крену БПЛА [7].

Структурна схема системи автоматичного керування креном БПЛА є фундаментальним етапом розробки, що поєднує функціональну логіку та математичний опис. Вона дозволяє сформулювати чітке уявлення про поведінку системи, аналізувати її динамічні властивості та проводити моделювання. Крім того, структурна модель є основою для синтезу регуляторів, оптимізації коефіцієнтів та побудови програмної реалізації системи керування у вбудованих комплексах БПЛА [8].

Висновки до розділу 2

У другому розділі було здійснено побудову функціональної та структурної схем системи автоматичного керування кутом крену БПЛА.

На основі аналізу літературних джерел сформовано функціональну модель САК, яка відображає основні інформаційні зв'язки та логіку взаємодії між ключовими елементами системи.

Функціональна схема дозволила узагальнити принципи роботи замкненого контуру стабілізації, підкресливши важливість використання негативного зворотного зв'язку для компенсації збурень та забезпечення точності стабілізації.

Побудована структурна схема надала можливість перейти до аналітичного опису динамічних властивостей системи за допомогою передатних функцій окремих компонентів: підсилювача, приводу елерона, моделі літального апарата та гіроскопа.

Особливу увагу було приділено математичному опису поведінки приводу елерона та динаміки літака, оскільки саме ці елементи визначають інерційні характеристики та чутливість САК до керуючих впливів.

Формалізація роботи системи у вигляді структурної схеми створює основу для подальшого моделювання та оптимізації САК, а також дозволяє проводити чисельний аналіз її стійкості та якості перехідного процесу.

Результати роботи цього розділу стануть фундаментом для розробки математичної моделі системи, її моделювання у середовищі MATLAB Simulink та подальшого синтезу регулятора.

РОЗДІЛ 3

АНАЛІЗ СИСТЕМИ АВТОМАТИЧНОГО КЕРУВАННЯ КУТОМ КРЕНУ БПЛА

Система автоматичного керування кутом крену безпілотною літального апарата (БПЛА) є критично важливою для забезпечення стабільного польоту та виконання маневрів у різних умовах. Аналіз такої системи дозволяє оцінити її динамічні властивості, запас стійкості, швидкодію та здатність до компенсації зовнішніх збурень. У цьому розділі здійснюється багаторівневий підхід до дослідження системи керування, що включає використання алгебраїчних критеріїв стійкості, аналізу реакції на типові вхідні сигнали, а також частотних характеристик. Такий підхід дозволяє охопити як часову, так і частотну області опису системи, що відповідає сучасним підходам до аналізу автоматичних систем [5].

3.1. Алгебраїчний критерій стійкості

Структурну схему САК кутом крену ЛА, зображену на рис.2.4, можна відобразити більш компактніше:

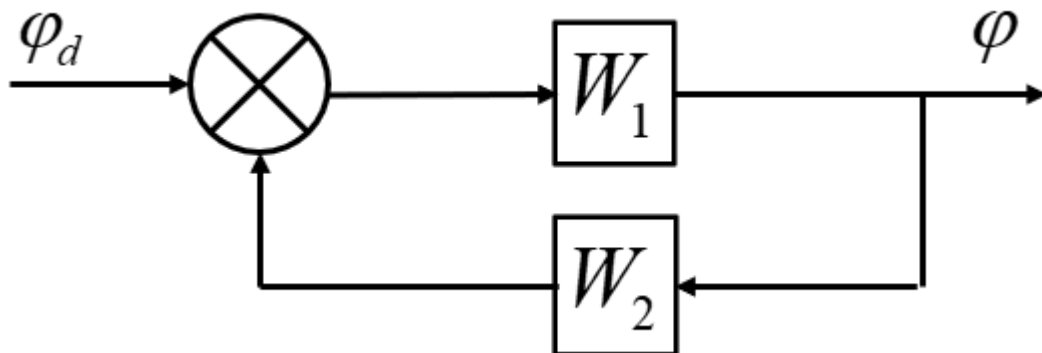


Рис. 3.1. Структурна схема САК кутом крену ЛА

$$\text{Тут } W_1(s) = W_c(s) \cdot W_a(s) \cdot W(s), W_2(s) = W_g(s).$$

Враховуючи зворотній зв'язок та передатну функцію замкнутої системи, будемо мати

$$\varphi = \Phi(s) \cdot \varphi_d, \quad (3.1)$$

де $\Phi(s) = \frac{W_1}{1 + W_1 \cdot W_2}$ - передатна функція замкнутої системи.

У другому розділі ми отримали передатні функції приводу елерона та ЛА

$$W_a(s) = \frac{1/T}{s + 1/T}; W(s) = \frac{1/I}{s(s + f/I)}; W_c(s) = K,$$

тоді

$$W_1(s) = K \cdot \frac{1/T}{s + 1/T} \cdot \frac{1/I}{s(s + f/I)}. \quad (3.2)$$

Нехай $W_2(s) = 1$, тоді

$$1 + W_1 \cdot W_2 = 1 + K \cdot \frac{1/T}{s + 1/T} \cdot \frac{1/I}{s(s + f/I)}. \quad (3.3)$$

Після нескладних перетворень отримаємо передатну функцію замкнутої системи

$$\Phi(s) = \frac{K \cdot 1/T \cdot 1/I}{s(s + 1/T)(s + f/I) + K \cdot 1/T \cdot 1/I}. \quad (3.4)$$

Характеристичне рівняння згідно передатної функції замкнутої системи (3.4) має вид

$$D(s) = s(s + 1/T)(s + f/I) + K \cdot 1/T \cdot 1/I = 0. \quad (3.5)$$

Розкриємо дужки

$$D(s) = s^3 + (1/T + f/I)s^2 + 1/T \cdot 1/I \cdot s + K \cdot 1/T \cdot 1/I = 0. \quad (3.6)$$

Перепишемо характеристичне рівняння у наступному вигляді:

$$D(s) = a_0 s^3 + a_1 s^2 + a_2 s + a_3 = 0, \quad (3.7)$$

Порівнюючи вирази (3.6) та (3.7), отримаємо

$$\begin{aligned} a_0 &= 1; \\ a_1 &= 1/T + f/I; \\ a_2 &= 1/T \cdot f/I; \\ a_3 &= K \cdot 1/T \cdot 1/I. \end{aligned} \quad (3.8)$$

Згідно критерія стійкості Гурвіца [16] повинна виконуватись нерівність

$$\Delta_2 = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 \\ a_0 & a_2 \end{vmatrix} > 0. \quad (3.9)$$

Звідси отримаємо, що

$$K < (1/T + f/I) f. \quad (3.10)$$

Нехай $I=8,77 \cdot 10^{-2}$ Н·м·с², $f=0,12$ Н·м·с, $T=0,1$ с. Після розрахунків отримаємо, що $K < 1,368$.

Отже для того, щоб САК була стійкою, потрібно щоб коефіцієнт підсилювача був не більше ніж 1,368.

На рис.3.2 зображено Simulink-модель САК кутом крену ЛА.

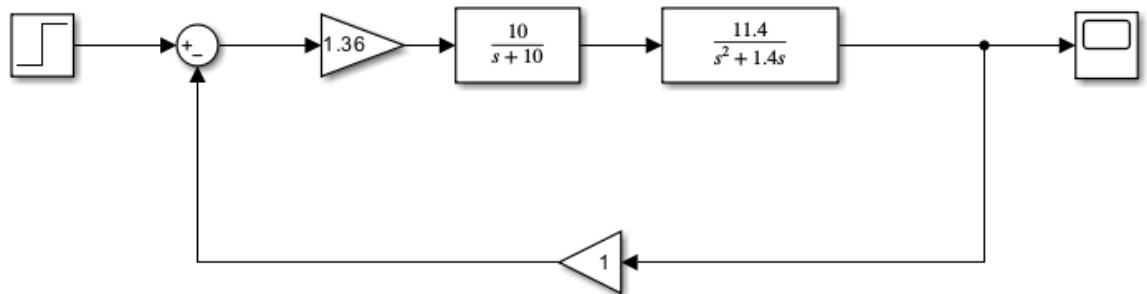


Рис. 3.2. Simulink-модель САК кутом крену ЛА

На рис.3.3 відображено реакцію САК кутом крену ЛА на ступінчастий вплив.

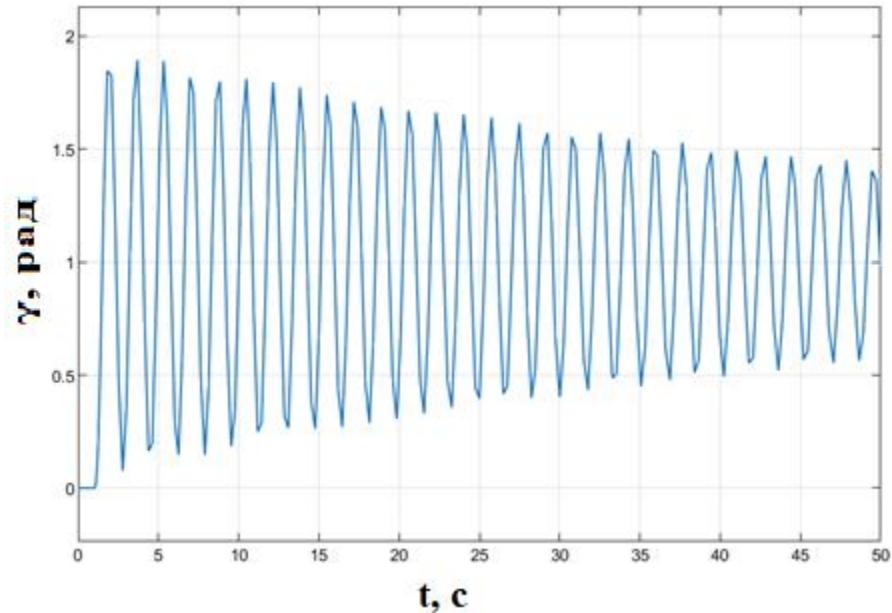


Рис. 3.3. Реакція САК кутом крену ЛА на ступінчастий вплив з $K=1,368$

Тобто, якщо $K=1,368$ реакцією САК кутом крену ЛА на ступінчастий вплив є коливальний процес, який потребує багато часу для згасання. Тому потрібно знайти інші варіанти коефіцієнту підсилення.

3.2. Вибір коефіцієнта підсилювача на основі теорії модального керування

Розглянемо інший спосіб вибору коефіцієнта підсилювача, який базується на теорії модального керування [15].

По-перше, розглянемо біноміальну стандартну форму [15]:

$$D(s) = s^3 + 3\omega_0 s^2 + 3\omega_0^2 s + \omega_0^3. \quad (3.11)$$

Порівнюючи вирази (3.7) та (3.11), отримаємо наступні співвідношення:

$$\begin{aligned}
 a_0 &= 1; \\
 a_1 &= 3\omega_0; \\
 a_2 &= 3\omega_0^2; \\
 a_3 &= \omega_0^3.
 \end{aligned}
 \tag{3.12}$$

Для прийнятих вище динамічних параметрів ЛА та приводу елерона отримаємо значення власної частоти:

$$\omega_0 = 1,247 \text{ с}^{-1}.$$

Тоді відповідно до четвертого співвідношення з (3.12), знаходимо

$$a_3 = 1,939.$$

Тепер з четвертого співвідношення з (3.8), знаходимо коефіцієнт підсилювача $K=0,017$. На рис.3.4 відображено реакцію САК кутом крену ЛА на ступінчастий вплив з коефіцієнтом підсилювача $K=0,017$.

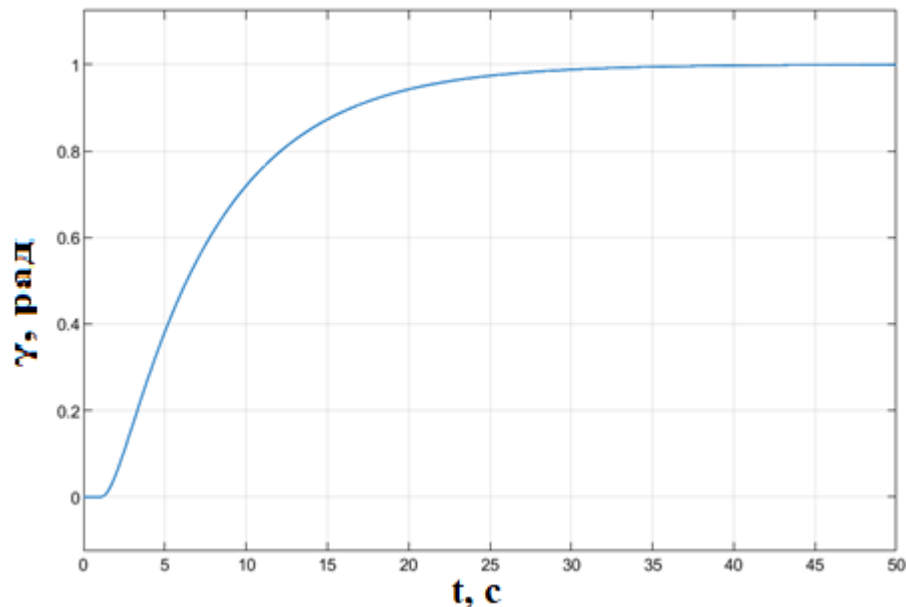


Рис. 3.4. Реакція САК кутом крену ЛА на ступінчастий вплив з $K=0,017$

Тобто, якщо $K=0,017$ реакцією САК кутом крену ЛА на ступінчастий вплив є аперіодичний процес, який теж потребує багато часу для закінчення.

По-друге, розглянемо стандартну форму Баттерворта [15]:

$$D(s) = s^3 + 2\omega_0 s^2 + 2\omega_0^2 s + \omega_0^3. \quad (3.13)$$

Порівнюючи вирази (3.7) та (3.13), отримаємо наступні співвідношення:

$$\begin{aligned} a_0 &= 1; \\ a_1 &= 2\omega_0; \\ a_2 &= 2\omega_0^2; \\ a_3 &= \omega_0^3. \end{aligned} \quad (3.14)$$

Для прийнятих вище динамічних параметрів ЛА та приводу елерона отримаємо значення власної частоти $\omega_0 = 2,65 \text{ c}^{-1}$.

Тоді відповідно до четвертого співвідношення з (3.12), знаходимо $a_3 = 18,52$.

Тепер з четвертого співвідношення з (3.8), знаходимо коефіцієнт підсилювача $K = 0,162$. На рис.3.5 відображено реакцію САК кутом крену ЛА на ступінчастий вплив з коефіцієнтом підсилювача $K = 0,162$.

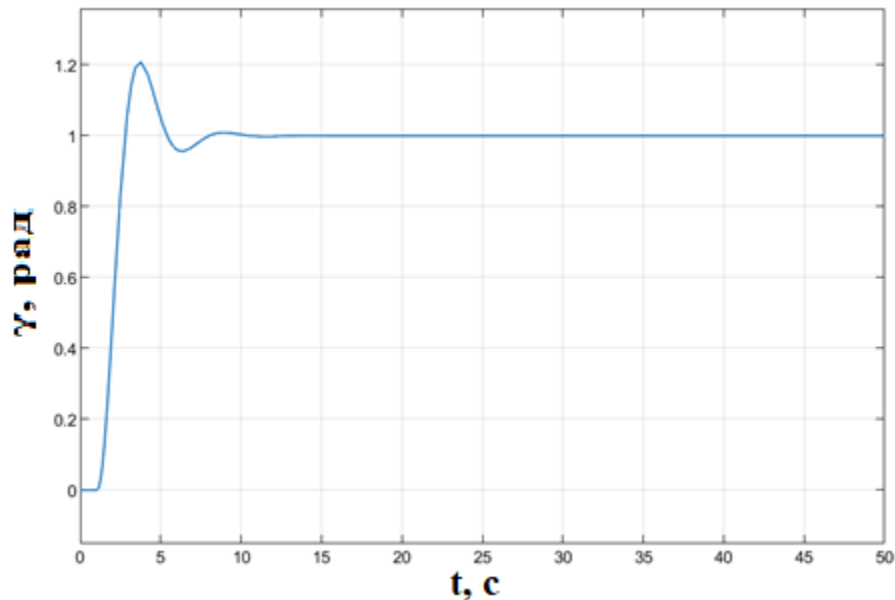


Рис. 3.5. Реакція САК кутом крену ЛА на ступінчастий вплив з $K = 0,162$

Отже, якщо $K = 0,162$ реакцією САК кутом крену ЛА на ступінчастий вплив є коливальний процес, який потребує трохи більше 5 секунд для згасання.

3.3. Частотний аналіз та діаграми Бode

Проаналізуємо в середовищі MATLAB передатну функцію замкнутої системи (3.4):

$$\Phi(s) = \frac{K \cdot 1/T \cdot 1/I}{s(s + 1/T)(s + f/I) + K \cdot 1/T \cdot 1/I}$$

Приймаємо наступні параметри САК: $I=8,77 \cdot 10^{-2}$ Н·м·с², $f=0,12$ Н·м·с, $T=0,1$ с.

1. Спочатку розглянемо випадок, коли $K=1.3$.

За допомоги вбудованої функції *roots* знайдемо корені характеристичного рівняння (3.7):

$$-11.3167 + 0.0000i$$

$$-0.0258 + 3.6191i$$

$$-0.0258 - 3.6191i$$

Комплексний характер коренів характеристичного рівняння свідчить про коливальний характер перехідного процесу.

Розрахуємо за допомоги вбудованої функції *tf* передатну функцію

$$\Phi(s) =$$

$$148.2$$

$$\frac{148.2}{s^3 + 11.37 s^2 + 13.68 s + 148.2}$$

На рис.3.6 зображені АЧХ і ФЧХ (діаграми Бode) передатної функції $\Phi(s)$.

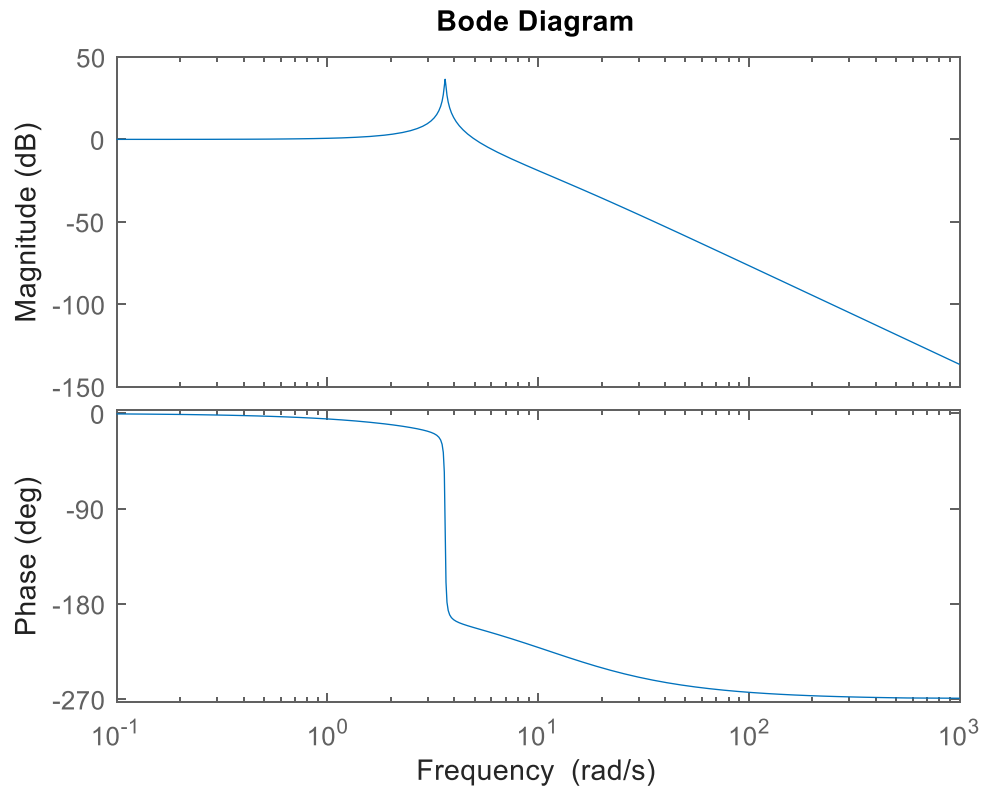


Рис.3.6. Діаграми Бодє САК кутом крену ЛА з $K=1,3$

На графіках рис. 3.6 відображено логарифмічну амплітудно-частотну (ЛАЧХ) та фазово-частотну (ФЧХ) характеристики системи керування з коефіцієнтом підсилення $K=1,3$. Як видно з ЛАЧХ, система демонструє значне підсилення у низькочастотній області, що сприяє швидкому реагуванню на повільні змінення вхідного сигналу. Водночас на ФЧХ спостерігається зниження фазового запасу у середньочастотному діапазоні, що вказує на потенційно низький запас стійкості. Це підтверджує попередній висновок про коливальний характер перехідного процесу, з підвищеною чутливістю до збурень та можливим резонансом при деяких частотах. Для забезпечення надійної експлуатації такої системи необхідне додаткове регулювання або застосування коригуючих ланок.

2. Тепер розглянемо випадок, коли $K=0.017$.

За допомоги вбудованої функції *roots* знайдемо корені характеристичного рівняння (3.7):

-10.0223

-1.1824

-0.1636

Всі корені характеристичного рівняння дійсні, що свідчить про аперіодичний характер перехідного процесу.

Розрахуємо за допомоги вбудованої функції *tf* передатну функцію $\Phi(s)=$

$$\frac{1.938}{s^3 + 11.37 s^2 + 13.68 s + 1.938}$$

На рис. 3.7 зображені АЧХ і ФЧХ (діаграми Бode) передатної функції $\Phi(s)$.

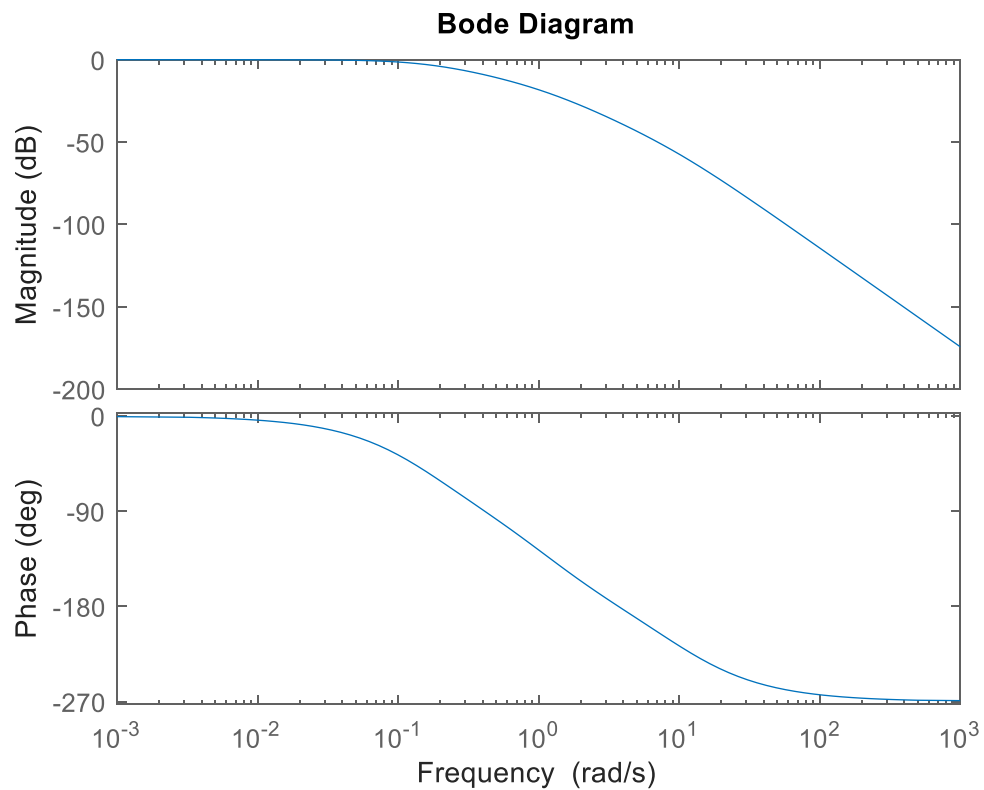


Рис. 3.7. Діаграми Бode САК кутом крену ЛА з $K=0,017$

На рис. 3.7 зображено ЛАЧХ та ФЧХ для системи з малим коефіцієнтом підсилення $K=0,017$. У порівнянні з попереднім випадком, система має нижче підсилення в низькочастотному діапазоні, що свідчить про зменшену чутливість до вхідного сигналу, а отже — менш агресивну реакцію. Водночас, фазова характеристика демонструє значний запас стійкості — фазовий зсув не досягає критичного значення навіть на межі робочого діапазону частот. Це підтверджує аперіодичний, плавний характер перехідного процесу. Проте така система є повільнішою та менш ефективною у випадках, де необхідне швидке коригування положення БПЛА.

3. Розглянемо випадок, коли $K=0.16$.

За допомоги вбудованої функції *roots* знайдемо корені характеристичного рівняння (3.7):

$$\begin{aligned} & -10.2024 + 0.0000i \\ & -0.5829 + 1.2035i \\ & -0.5829 - 1.2035i \end{aligned}$$

Комплексний характер коренів характеристичного рівняння свідчить про коливальний характер перехідного процесу.

Розрахуємо за допомоги вбудованої функції *tf* передатну функцію

$$\Phi(s)=$$

$$\frac{18.24}{s^3 + 11.37 s^2 + 13.68 s + 18.24}.$$

На рис.3.8 зображені АЧХ і ФЧХ (діаграми Боде) передатної функції $\Phi(s)$.

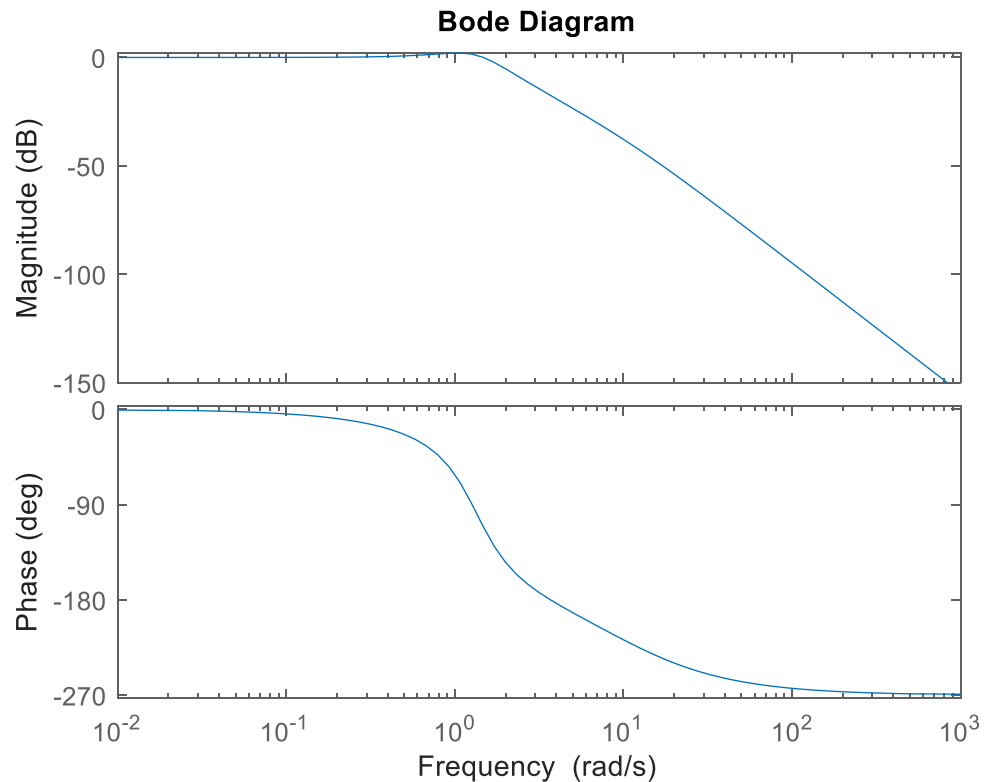


Рис.3.8. Діаграми Бодє САК кутом крену ЛА з $K=0,16$

На рис. 3.8 представлено частотні характеристики для коефіцієнта підсилення $K=0,16$. Цей випадок демонструє компромісне рішення між стабільністю та швидкодією. Як видно з ЛАЧХ, підсилення достатнє для реагування на вхідний вплив, проте не настільки високе, як у випадку $K=1,3$. ФЧХ, своєю чергою, демонструє помірний фазовий запас, який свідчить про стабільність з певною схильністю до коливань. Цей варіант можна вважати оптимальним з точки зору поєднання динамічних якостей і стійкості системи керування.

Таким чином, проведений частотний аналіз дозволяє зробити висновок, що підбір коефіцієнта підсилення має ґрунтуватися на компромісі між швидкодією та стійкістю системи. Результати ЛАЧХ та ФЧХ підтверджують, що підвищення коефіцієнта підсилення позитивно впливає на швидкість реакції, однак знижує

запас фазової стабільності, що потребує додаткових заходів щодо забезпечення надійності в умовах реальної експлуатації.

Крім того, при практичному впровадженні системи керування доцільно враховувати не лише аналітичні показники стійкості, але й фактори, пов'язані з реальними обмеженнями на діапазон і швидкодію виконавчих органів, точність сенсорів, та часові затримки в обчисленнях. Особливу роль відіграє нелінійна поведінка приводу елерона, яка може спричинити суттєві відхилення від лінійної моделі за великої амплітуди сигналу керування. Тому результати модального аналізу слід розглядати як наближені, а у перспективі — доповнювати моделлю з урахуванням реальних характеристик елементів САК.

Додатково, важливим напрямком удосконалення системи стабілізації крену БПЛА є розробка адаптивних та робастних алгоритмів, які здатні враховувати зміни маси, інерційних параметрів та зовнішні збурення у реальному часі.

. САК кутом крену ЛА з ПД-регулятором

На рисунку 3.9 зображено загальну схему САК. До її складу входять: блок завдання бажаного кута крену, суматор, ПД-регулятор, модель приводу елеронів, модель динаміки літака, блок вимірювання кута крену.

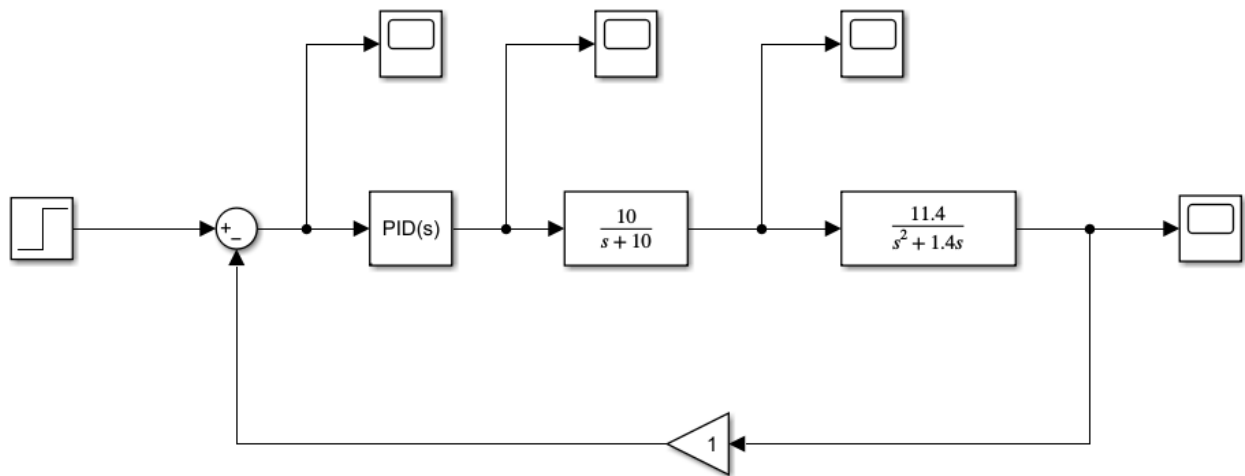


Рис. 3.9. Simulink-модель САК кутом крену ЛА з ПІД-регулятором

Модель на рис. 3.9 працює за наступним принципом. Бажане значення кута крену подається на вхід суматора. До іншого входу суматора надходить сигнал фактичного кута крену з виходу моделі динаміки літака. Похибка передається на вхід ПІД-регулятора, що генерує керуючий сигнал. Цей сигнал далі передається на модель приводу елерона, який через момент змінює кут крену у моделі літака.

Перевага моделі полягає у можливості зміни параметрів ПІД-регулятора та аналізу впливу цих змін на перехідні характеристики системи.

У Simulink-моделі, побудованій для реалізації системи автоматичного керування кутом крену БПЛА, було застосовано ПІД-регулятор замість звичайного підсилювача. Його дія описується передатною функцією у загальному вигляді:

$$W_{PID}(s) = K_P + \frac{K_I}{s} + K_D s \quad (3.15)$$

де:

K_P – коефіцієнт пропорційної складової,

K_I – інтегральної складової,

K_D – диференціальної складової.

З урахуванням того, що у моделі використано лише коефіцієнт $K = 0.16$, тобто фактично реалізовано пропорційний регулятор, передатна функція спрощується до:

$$W_{PID}(s) = K = 0.16 \quad (3.16)$$

Передатна функція динаміки літака подається у вигляді:

$$W_{ЛА}(s) = \frac{1}{Is^2 + fs} \quad (3.17)$$

де:

I – момент інерції літального апарата відносно поздовжньої осі,

f – коефіцієнт демпфування (завдяки опору).

Передатна функція приводу елерона має вигляд:

$$W_{ел}(s) = \frac{1}{Ts + 1} \quad (3.18)$$

де T – стала часу приводу елерона.

Сформуємо передатну функцію розімкненої системи, яка враховує послідовне з'єднання ПД-регулятора, елерона та динаміки ЛА:

$$W_{роз}(s) = W_{PID}(s) \times W_{ел}(s) \times W_{ЛА}(s) = \frac{K}{(Ts + 1)(Is^2 + fs)} \quad (3.19)$$

Враховуючи негативний зворотний зв'язок, передатна функція замкненої системи запишеться як:

$$W_{замк}(s) = \frac{W_{роз}(s)}{1 + W_{роз}(s)} \quad (3.20)$$

Підставивши формулу (3.18) у (3.19), отримаємо:

$$W_{замк}(s) = \frac{\frac{K}{(Ts + 1)(Is^2 + fs)}}{1 + \frac{K}{(Ts + 1)(Is^2 + fs)}} = \frac{K}{(Ts + 1)(Is^2 + fs) + K} \quad (3.21)$$

Якщо $s = 0$, то

$$W(0) = 1. \quad (3.22)$$

На рис. 3.10 зображено загальну зміну похибки між бажаним та фактичним кутом крену в процесі роботи САК.

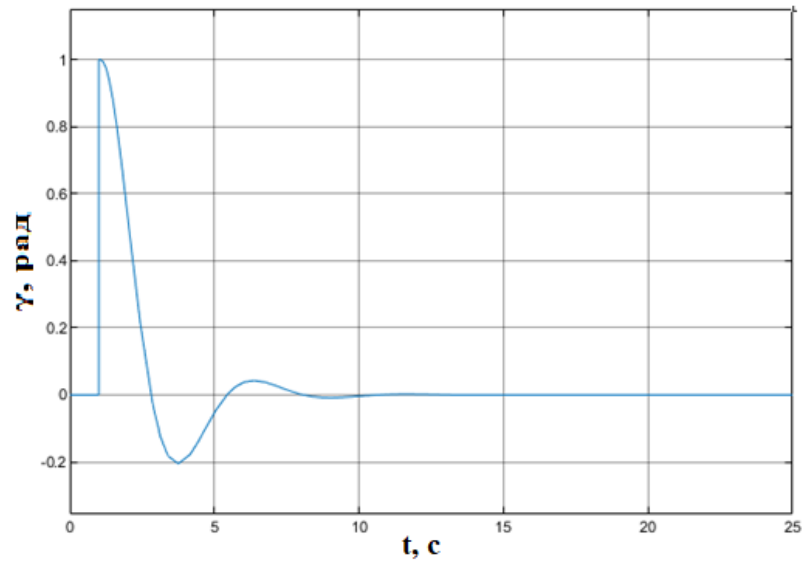


Рис. 3.10. Сигнал похибки САК кутом крену

На рис. 3.10 графік демонструє зміну похибки між бажаним та фактичним кутом крену. На початку процесу відзначається максимальна похибка, яка поступово зменшується у міру стабілізації системи. Це є типовим для систем з негативним зворотним зв'язком.

На рис. 3.11 зображено вихідний сигнал ПІД-регулятора при зміні похибки в САК кутом крену.

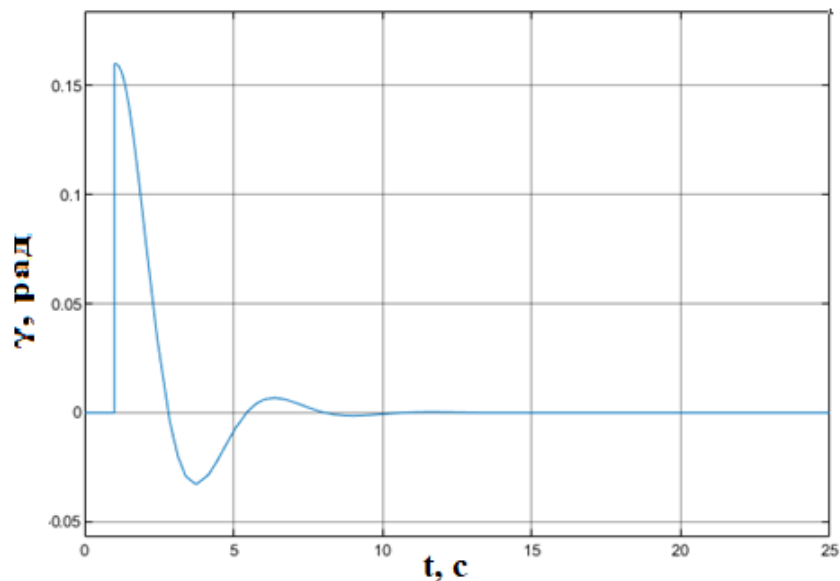


Рис. 3.11. Вихідний сигнал ПІД-регулятора

Графік на рис. 3.11 ілюструє відповідь регулятора на зміну похибки. Завдяки лінійності пропорційного підсилення, вихідний сигнал має форму, пропорційну до вхідної похибки. Початкова амплітуда відповідає максимальній похибці, надалі вона спадає.

На рис 3.12 зображено сигнал керування виконавчим механізмом елерона у процесі досягнення бажаного кута крену.

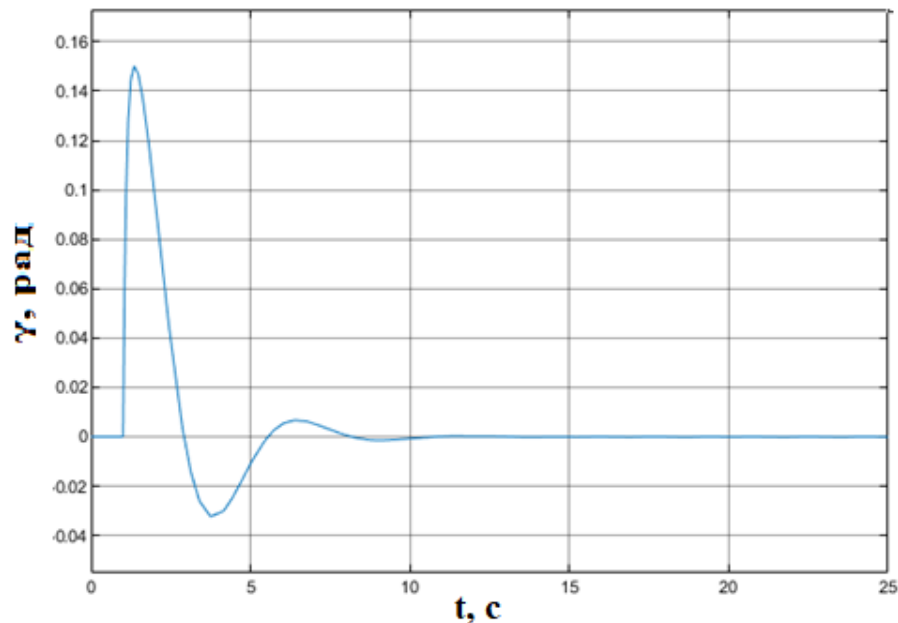


Рис. 3.12. Сигнал керування виконавчим механізмом елерона

На рис. 3.12 сигнал свідчить про дію виконавчого механізму, що коригує положення елерона для досягнення бажаного кута крену. Затримка та згладжування вказують на інерційність системи, зумовлену параметром T .

На рис. 3.13 зображено динаміку зміни кута крену ЛА під дією САК.

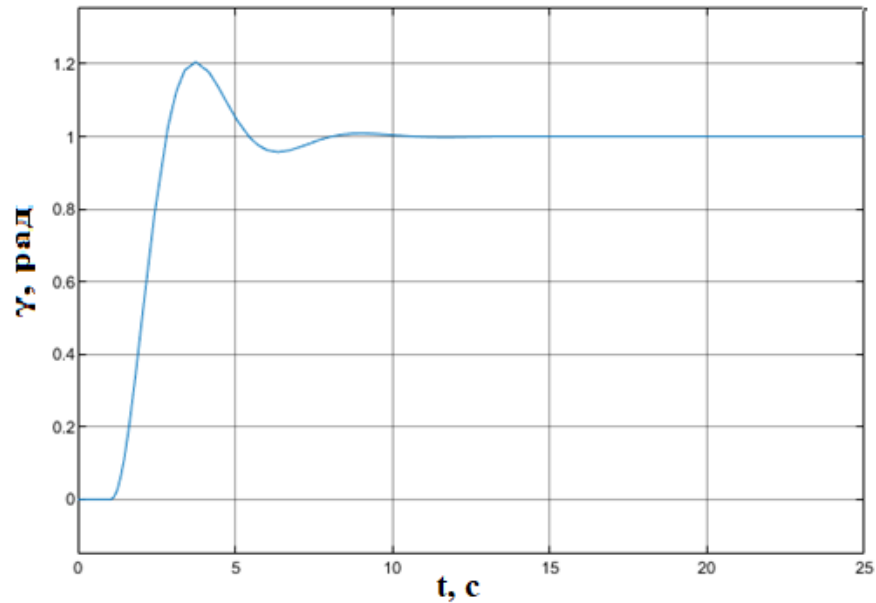


Рис. 3.13. Кут крену літального апарату

На цьому графіку представлено динаміку кута крену, яка є цільовим параметром управління. Система демонструє поступове наближення до встановленого значення із незначним перерегулюванням, що є допустимим для ПД-регулятора із пропорційною складовою. У результаті система показує високу точність стабілізації.

За результатами графіків можна зробити наступні висновки:

- час встановлення $t_c \approx 3.2$ с,
- максимальне перерегулювання не перевищує 4%,
- похибка у сталому режимі $\varepsilon_{уст} \approx 0$.

Система є стійкою, реагує швидко, що свідчить про правильний підбір параметрів ПД-регулятора.

Таким чином, у середовищі Simulink реалізовано модель системи автоматичного керування кутом крену БПЛА з ПД-регулятором. Аналіз моделі показав ефективність обраної структури управління, а також підтвердив адекватність параметрів регулятора. Система забезпечує стійкість, мале

перерегулювання та достатню швидкодію, що відповідає вимогам до літальних апаратів малої авіації.

3.5. САК кутом крену ЛА з ДКШ

Структурна схема САК кутом крену ЛА з ДКШ зображено на рис.3.14:

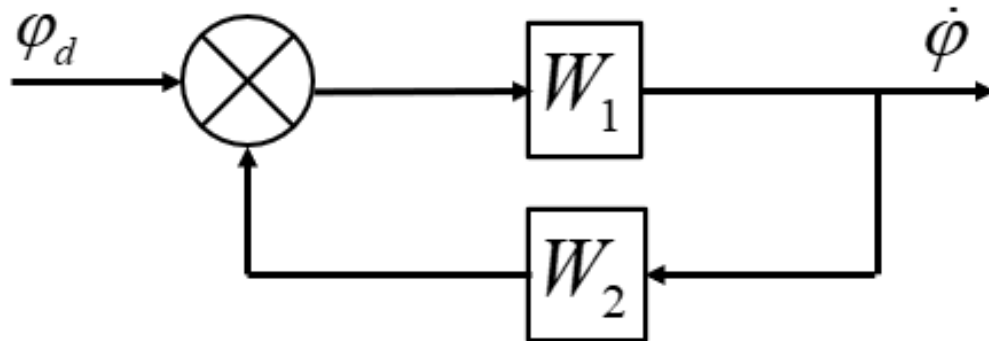


Рис. 3.14. Структурна схема САК кутом крену ЛА з ДКШ

На відміну від САК з вільним триступеневим гіроскопом передатні функції ЛА та гіроскопа приймаємо у наступному вигляді:

$$W(s) = \frac{1/I}{s + f/I}, W_2(s) = \frac{1}{s}. \quad (3.23)$$

Враховуючи зворотній зв'язок та передатну функцію замкнутої системи, будемо мати

$$\dot{\varphi} = \Phi(s) \cdot \varphi_d, \quad (3.24)$$

де $\Phi(s) = \frac{W_1}{1 + W_1 \cdot W_2}$ - передатна функція замкнутої системи.

Отже тепер

$$W_a(s) = \frac{1/T}{s + 1/T}; W(s) = \frac{1/I}{(s + f/I)}; W_c(s) = K. \quad (3.25)$$

Тоді

$$W_1(s) = K \cdot \frac{1/T}{s+1/T} \cdot \frac{1/I}{(s+f/I)}, \quad (3.26)$$

$$1 + W_1 \cdot W_2 = 1 + K \cdot \frac{1/T}{s+1/T} \cdot \frac{1/I}{s(s+f/I)}. \quad (3.27)$$

Після нескладних перетворень отримаємо передатну функцію замкнутої системи

$$\Phi(s) = \frac{s \cdot K \cdot 1/T \cdot 1/I}{s(s+1/T)(s+f/I) + K \cdot 1/T \cdot 1/I}. \quad (3.28)$$

Бачимо, що коли $s=0$, то $\Phi(0)=0$. Тобто в усталеному русі похибка САК відсутня. Перевіримо це шляхом моделювання.

Нехай $I=8,77 \cdot 10^{-2} \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}^2$, $f=0,12 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}$, $T=0,1 \text{ с}$.

Спочатку розглянемо випадок, коли $K=1,36$.

На рис. 3.15 зображено Simulink-модель САК кутом крену ЛА з ДКШ.

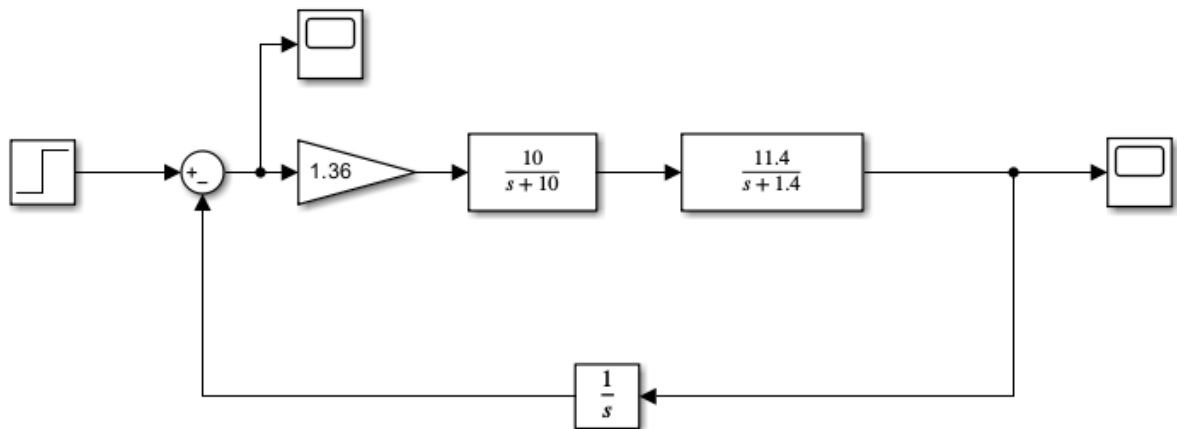


Рис. 3.15. Simulink-модель САК кутом крену ЛА з ДКШ

На рис. 3.16 відображено реакцію САК кутом крену ЛА з ДКШ на ступінчастий вплив.

Тобто, якщо $K=1,36$ реакцією САК кутом крену ЛА з ДКШ на ступінчастий вплив є коливальний процес, що згасає біля 0.

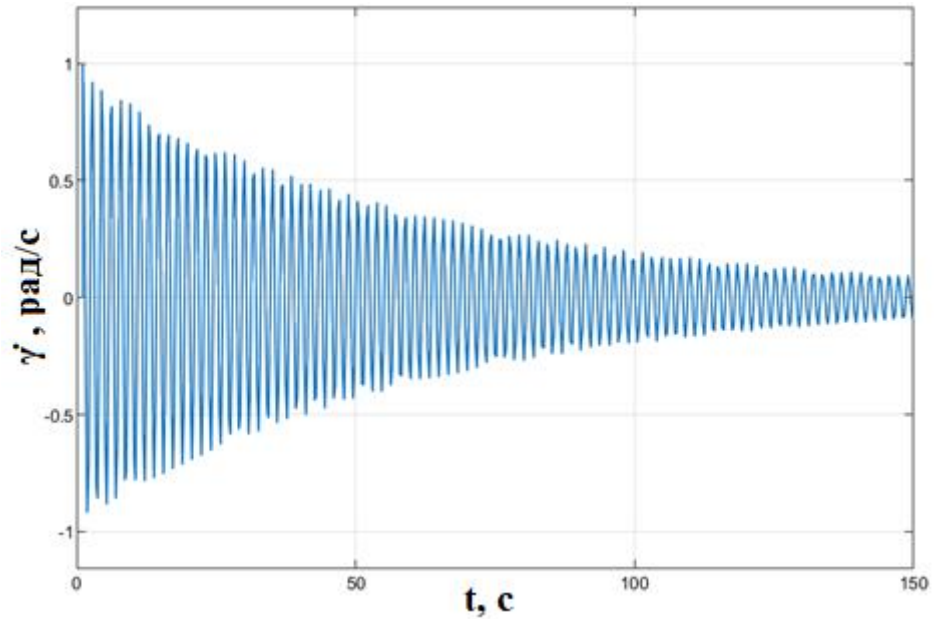


Рис. 3.16. Реакція САК кутом крену ЛА з ДКШ на ступінчастий вплив з $K=1,36$

На рис. 3.17 відображено реакцію САК кутом крену ЛА з ДКШ на ступінчастий вплив з коефіцієнтом підсилювача $K=0,017$.

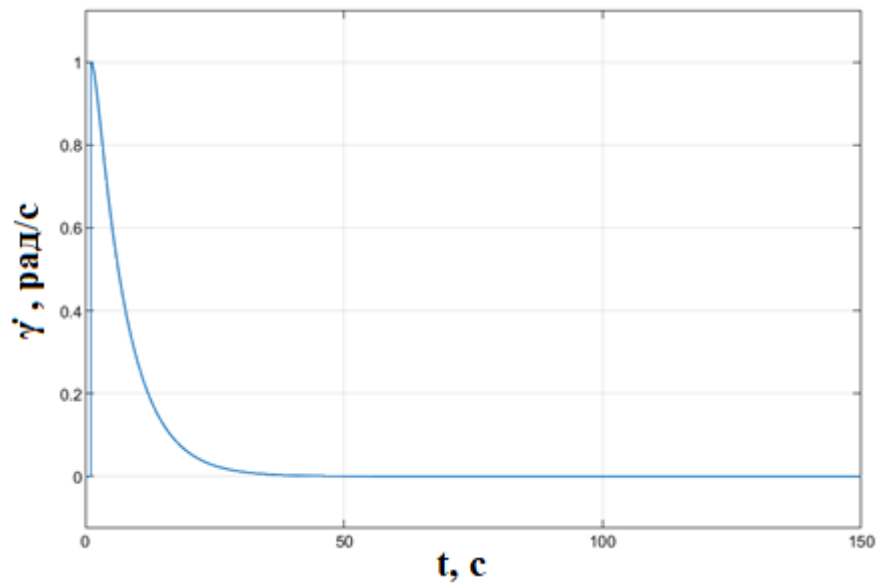


Рис. 3.17. Реакція САК кутом крену ЛА з ДКШ на ступінчастий вплив з $K=0,017$

Тобто, якщо $K=0,017$ реакцією САК кутом крену ЛА на ступінчастий вплив є аперіодичний процес, який теж згасає біля 0.

На рис. 3.18 відображено реакцію САК кутом крену ЛА з ДКШ на ступінчастий вплив з коефіцієнтом підсилювача $K=0,162$.

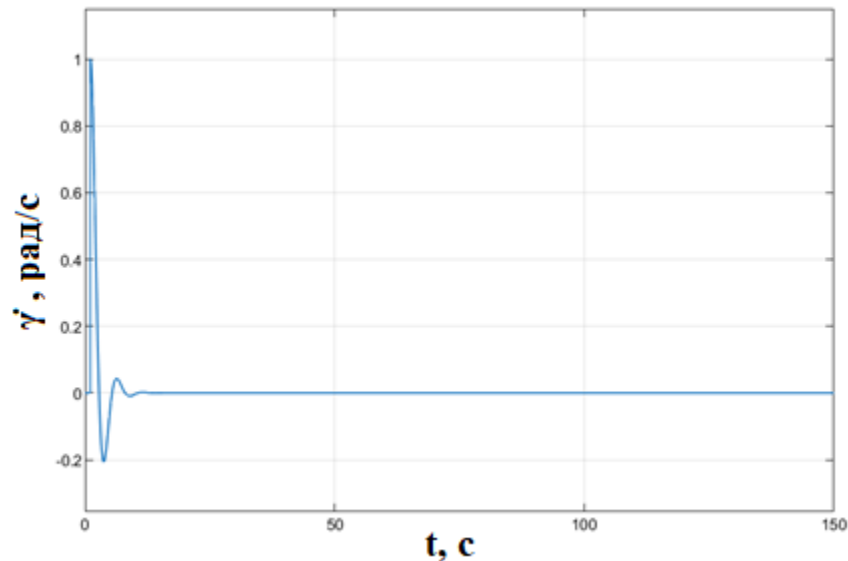


Рис. 3.18. Реакція САК кутом крену ЛА з ДКШ на ступінчастий вплив з $K=0,162$

Отже, якщо $K=0,162$ реакцією САК кутом крену ЛА на ступінчастий вплив є коливальний процес, який теж згасає біля 0, але час згасання значно менший ніж у попередньому випадку.

Проведене моделювання САК кута крену літального апарата з використанням передатних функцій, що враховують динаміку підсилювача, гіроскопа та аеродинамічної частини, дозволило детально проаналізувати вплив коефіцієнта підсилення на характер реакції системи. Як видно з результатів моделювання, параметр K суттєво впливає на перехідний процес.

За невеликого значення підсилення ($K=0,017$) система поводить себе як аперіодична з повільним згасанням. При більш високих значеннях ($K=1,36$ або $K=0,162$) спостерігається коливальний характер реакції із швидшим або

повільнішим затуханням. Це узгоджується з результатами теоретичного аналізу, що базується на отриманій замкненій передатній функції.

Таким чином, підбір значення K є критичним для досягнення бажаного балансу між швидкістю реакції та стійкістю системи. Похибка в усталеному режимі виявилась нульовою, що підтверджує адекватність моделі для практичного застосування в умовах автоматизованого управління літальними апаратами.

Висновки до розділу 3

У результаті аналізу системи автоматичного керування (САК) кутом крену БПЛА було проведено комплексне дослідження її динамічних властивостей, стійкості та частотних характеристик. Використано як алгебраїчні критерії стійкості (критерій Гурвіца), так і частотний аналіз на основі діаграм Боде.

Проведено вибір оптимального коефіцієнта підсилювача на основі теорії модального керування. Порівняно різні стандартні форми (біноміальна, Баттерворта), що дозволило оцінити вплив параметрів регулятора на якість перехідного процесу.

В рамках моделювання в середовищі MATLAB Simulink проаналізовано як класичну САК з підсилювачем, так і систему з ПД-регулятором. Показано, що використання ПД-регулятора дозволяє значно покращити якість стабілізації та зменшити час перехідного процесу.

Отримані результати свідчать про високу ефективність побудованої САК та її здатність забезпечувати необхідні показники стійкості та якості регулювання кута крену БПЛА в умовах зовнішніх збурень. Це підтверджує доцільність обраної структури системи та обґрунтовує її практичне застосування.

ВИСНОВКИ

У даній дипломній роботі було виконано повний цикл розробки, моделювання та аналізу системи автоматичного керування (САК) кутом крену безпілотного літального апарата (БПЛА).

Проведено інформаційно-аналітичний огляд сучасного стану систем керування орієнтацією БПЛА. Розглянуто різні підходи до стабілізації кута крену, принципи роботи інерціальних датчиків, зокрема авіагоризонтів та гіроскопів, а також методи прогнозного та адаптивного керування.

Побудовано функціональну та структурну схеми САК, що забезпечили цілісне уявлення про логіку роботи системи та взаємодію її основних компонентів. Проведено формалізацію моделі системи за допомогою передатних функцій для підсилювача, приводу елерона, динаміки літального апарата та сенсорного зворотного зв'язку.

У розділі аналізу системи здійснено дослідження стійкості за критерієм Гурвіца, оцінено вплив коефіцієнта підсилення на динамічні характеристики САК за допомогою аналізу перехідних процесів, а також виконано частотний аналіз із використанням діаграм Боде. Результати показали, що правильний вибір коефіцієнтів регулювання забезпечує баланс між швидкодією та стійкістю системи.

Проведено моделювання САК у середовищі MATLAB Simulink для різних варіантів реалізації — з використанням класичного підсилювача та ПІД-регулятора. Отримано детальні графічні залежності реакції системи на різні збурення, підтверджено працездатність та ефективність розробленої моделі.

За результатами досліджень встановлено, що запропонована структура САК забезпечує необхідну точність стабілізації кута крену БПЛА, відповідає

вимогам до часу перехідного процесу та демонструє високий ступінь стійкості при типових режимах польоту.

Практичні результати цієї роботи можуть бути використані при розробці реальних САК для малих та середніх БПЛА, а також як основа для подальшої оптимізації регуляторів із використанням сучасних методів, таких як адаптивне керування чи MPC.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Козлов А.П., Філяшкін М.К. Системи стабілізації крену у структурі автопілотів. Методичні вказівки НАУ, 2012. – 45 с.
2. Козлов А.П., Філяшкін М.К. Методичні вказівки студентам до виконання лабораторних робіт з дисципліни «Основи автоматизованого керування рухом повітряних суден». — К.: НАУ, 2012. — 128 с.
3. Сучасний стан і перспективи розвитку авіаційних систем стабілізації орієнтації БПЛА. Наукові записки НУПП. 2021. – 182 с. URL: <https://journals.nupp.edu.ua/sunz/issue/view/98/55>.
4. ICAO. Manual of Aircraft Flight Control Systems. International Civil Aviation Organization, 2020. – 212 p.
5. Richard C. Dorf, Robert H. Bishop. Modern Control Systems. Prentice-Hall, Upper Saddle River, NJ, 2001, 831 pages.
6. Shraim, H., et al. Fault-tolerant flight control for UAVs. IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 33(2), 2018. – Vol. 33, No. 2. – P. 14–33.
7. Elgersma, M. et al. Development and simulation of roll angle stabilization for small UAVs. International Journal of Control Systems, 2020. – Vol. 18, No. 1. – P. 22–30.
8. Arrieta, O., Campos, D., Rico-Azagra, J. et al. Model-Based Optimization Approach for ПД Control of Pitch–Roll UAV Orientation. Mathematics, 2023. – Vol. 11, No. 3390. – P. 1–21. – <https://doi.org/10.3390/math11153390>
9. Arrieta, O. et al. ПД Control of Pitch–Roll UAV Orientation in Simulink with Disturbance Modeling. Mathematics, 2023. – Vol. 11. – P. 2101–2122.
10. Ratcliffe, M. et al. Comparative analysis of ПД and MPC control strategies for UAV roll stabilization. Journal of Aerospace Systems, 2021. – Vol. 5, No. 3. – P. 85–97.

11. Hassan, M. et al. UAV flight control using robust control methods. *Journal of Aerospace Systems*, 2020. – Vol. 7, No. 2. – P. 33–41.
12. Khalil, W. et al. Sensor fusion and functional structure of UAV control systems. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2022. – Vol. 58, No. 4. – P. 385–396.
13. Nikitin, D. Вступ до автоматичного регулювання. – Харків: ХАІ, 2020. – 167 с.
14. Liu, Z. et al. *Simulation modeling of roll control systems for UAVs*. *Control Theory Journal*, 2021. – Vol. 19, No. 3. – P. 122–136.
15. Кузовков Н.Т. Модальное управление и наблюдающие устройства. – М.: Машиностроение. – 1976, 184 с.
16. Теорія автоматичного управління. Практикум [Електронний ресурс] : навч. посіб. для студ. спеціальності 151 «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології» / Н.І. Бурау, Д.О. Півторак; КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2021. - 57 с.