

**НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ  
“КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ ІМЕНІ ІГОРЯ  
СІКОРСЬКОГО”**

Приладобудівний факультет  
Кафедра приладів і систем орієнтації та навігації

До захисту допущено

**Завідувач кафедри**

\_\_\_\_\_ Н.І. Бурау  
(підпис) (ініціали, прізвище)

“ \_\_\_\_\_ ” \_\_\_\_\_

**Дипломна робота**  
освітньо-кваліфікаційного рівня бакалавр  
(назва ОКР)

зі спеціальності 7.05100303 Прилади і системи орієнтації та навігації  
(код та назва напрямку підготовки або спеціальності)

на тему: Керування кутом курсу літака

Виконав: студент 4 курсу, групи ПГ-51в  
(шифр групи)

Палій Богдан Максимович  
(прізвище, ім'я, по батькові) (підпис)

Керівник д.т.н., професор, Бурау Н. І.  
(вчені ступінь та звання, прізвище, ініціали) (підпис)

Консультант \_\_\_\_\_  
(назва розділу) (вчені ступінь та звання, прізвище, ініціали) (підпис)

Рецензент к.т.н., доцент, Маркін М. О.  
(назва розділу) (вчені ступінь та звання, прізвище, ініціали) (підпис)

Засвідчую, що у цій дипломній роботі не-  
має запозичень з праць інших авторів без  
відповідних посилань.

Студент \_\_\_\_\_  
(підпис)

# ЗМІСТ

ВСТУП .....	3
РОЗДІЛ 1 .....	4
Загальна характеристика системи керування кутом курсу літального апарату .....	4
1.1.Опис функціональної схеми системи керування кутом курсу. ....	4
1.2.Характеристика основних функціональних блоків системи .....	4
1.2.1. Датчик кута.....	4
1.2.2. Датчик кутової швидкості.....	10
1.2.3. Рульова машина.....	15
1.2.4. Підсилювач.....	18
1.2.5. Літак.....	19
1.3.Структурна схема та математичний опис системи керування літаком.....	20
РОЗДІЛ 2 .....	22
Аналіз системи керування для заданого значення зворотного зв'язку .....	22
2.1. Аналіз елементів системи.....	22
2.1.1. Основні характеристики елементів системи.....	22
2.1.2. Характеристики датчика кута.....	23
2.1.3. Характеристики датчика кутової швидкості.....	24
2.1.4. Характеристики підсилювача.....	24
2.1.5.Характеристики рульової машини.....	24
2.1.6. Характеристики зворотного зв'язку.....	26
2.1.7. Характеристика літального апарату.....	26
2.2. Побудова частотних характеристик розімкненої системи.....	27
2.3. Якість перехідного процесу .....	32
2.3.1. Вимоги до показників якості.....	32
2.3.2. Показники якості перехідного процесу замкненої системи.....	35
2.4. Оцінка точності системи при типових вхідних впливах.....	35

РОЗДІЛ 3 .....	43
Оптимізація зворотного зв'язку для забезпечення показників якості керування .....	43
3.1. Аналіз впливу коефіцієнта зворотного зв'язку на показники якості перехідного процесу. ....	43
3.2. Частотні характеристики системи .....	45
3.3. Оцінка точності .....	47
<b>ВИСНОВКИ</b> .....	54
Список використаної літератури .....	55

## ВСТУП

У сучасній авіації більш глибокий розвиток автоматизації польоту отримали системи автоматичного управління.

Найбільш складні системи автоматичного керування беруть на себе велику кількість функцій керування літаком в «штурвальному режимі», роблячи управління для льотчика легким.

Система керування в автоматичних режимах веде літак за заданим маршрутом, використовуючи пілотажно-навігаційну інформацію від групи власних датчиків.

Задача яка стоїть перед цією роботою є підвищення точності стабілізації кута польоту.

Метою роботи є вирішення прикладних завдань синтезу системи керування кутом курсу літака. Відповідно до поставленої мети, основними завданнями роботи є:

- здійснити літературний огляд теми дослідження;
- провести аналіз системи керування кутом курсу літака;
- визначити показники якості замкненої системи;
- визначити оцінку точності системи;
- оптимізувати зворотній зв'язок для забезпечення показників точності;
- провести аналіз характеристик системи з обраним значенням зворотного зв'язку.

Для вирішення поставлених цілей в дипломній роботі систем керування кутом курсу літака використовувалося середовище моделювання MATLAB / Simulink.

Дипломна робота складається зі вступу, трьох розділів, висновків, списку використаних джерел до них, що містить 20 найменування. Основний зміст роботи викладено на 56 сторінках.

# РОЗДІЛ 1

## Загальна характеристика системи керування кутом курсу літального апарату

### 1.1. Опис функціональної схеми системи керування кутом курсу.

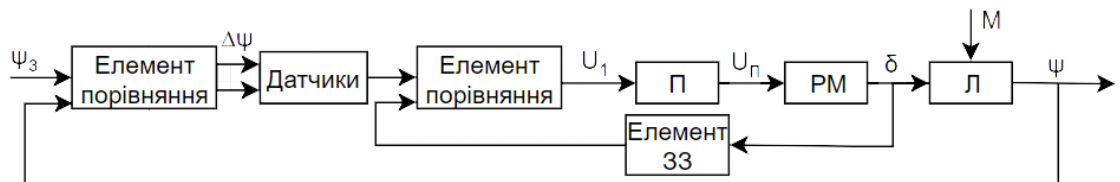


Рис.1.1. Функціональна схема системи управління кутом курсу літака

На рисунку 1.1. представлена функціональна схема управління кутом курсу літака, в якій сигнал спочатку подається на елемент порівняння. Сигнал подається на датчики і у вигляді напруги знову на елемент порівняння, на вході напруга пропорційна куту та кутовій швидкості. Далі напруга подається на підсилювач і подається на рульову машину що формує (дельта) кут відхилення керма, що в свою чергу знову подається у вигляді суми вхідного сигналу та кута відхилення керма на підсилювач та таким чином літак повертає на заданий кут, але при цьому на нього діє зовнішній збурюючий момент.

### 1.2. Характеристика основних функціональних блоків системи

#### 1.2.1. Датчик кута

Датчик кута - пристрій, що перетворює механічний кут повороту одного вузла приладу щодо іншого в електричний сигнал [1].

Робота перетворювачів цього типу заснована на зміні ємностей між рухомим електродом, що розташовуються зазвичай на рухомому елементі приладу, і нерухомими електродами, розміщеними на елементах корпусу (рис. 1.1).

Ємності між відповідними парами електродів визначаються залежностями [2]:

$$C_1 = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon S}{h_0 + \Delta h}; \quad C_2 = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon S}{h_0 - \Delta h} \quad (1.1)$$

де  $\varepsilon$  — діелектрична проникність середовища між електродами;  $\varepsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12} \text{ Ф/м}$ ;  $S$  - площа взаємного перекриття електродів;  $h_0$  - початковий зазор між електродами;  $\Delta h$  - зміна відстані між електродами.

Величина  $\Delta h$  для лінійного переміщення означає поступальне переміщення рухомого електрода, а для кутового переміщення визначається відповідно до рис. 1.2, б):

$$\Delta h = \pm(y_r + a\vartheta).$$

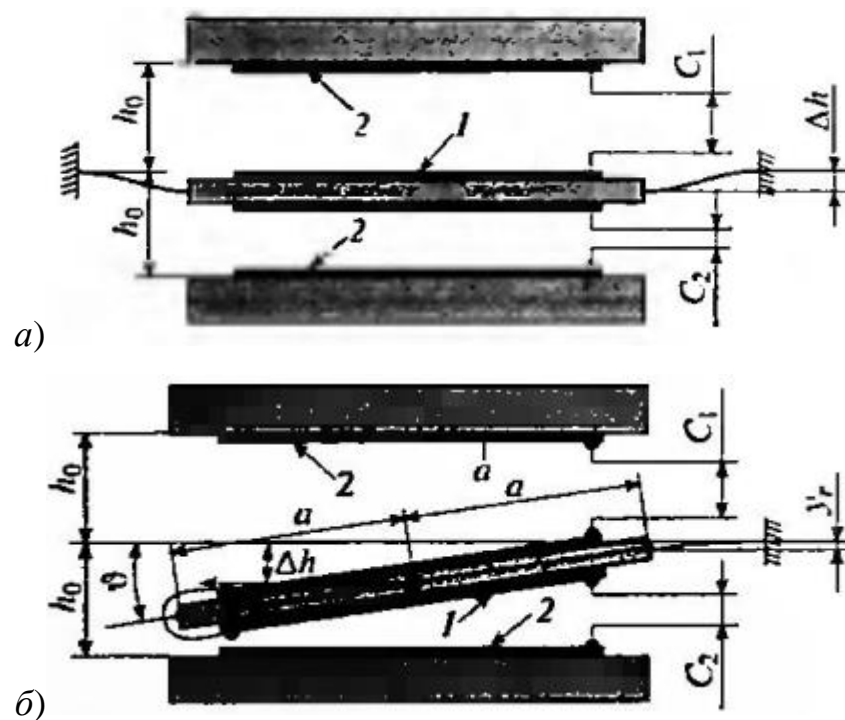


Рис. 1.2. Ємнісні перетворювачі переміщень: а- лінійний; б - кутовий; 1 і 2 рухливий і нерухомі електроди

З виразів (1.1) випливає, що зміна параметрів  $\varepsilon, S, \Delta h$  призводить до зміни ємностей перетворювача. Для виключення впливу зміни площі взаємного перекриття зазвичай площа одного з електродів, наприклад рухомого, повинна

бути менше площі інших електродів. Виняток впливу можливої зміни параметра  $\varepsilon$  здійснюється в електронній схемі перетворення.

Між кожною парою електродів існує силове взаємодія (тяжіння), яке визначається формулою [2]:

$$F_T = \frac{q_i^2}{\varepsilon_0 \varepsilon S}; \quad i = 1, 2, \dots, \quad (1.2)$$

де  $q_i$ , — електричні заряди на електродах.

Крім сили тяжіння в датчиках з рухомими вузлами негативну роль відіграє також ефект електростатичного "залипання".

"Простий і ефективний метод виключення" залипання "полягає у виконанні охоронних заземлених контурів провідності, виконуваних на нерухомих електродах. Розташування охоронних контурів має бути проти гострих ребер і кромek рухомих електродів, тобто в місцях концентрації силових ліній електричного поля, з метою відведення блукаючих зарядів на "землю" [3].

У ємнісних перетворювачах переміщень, як в будь-яких конструкціях з різнорідних матеріалів, відчутними можуть бути температурні похибки, обумовлені лінійним розширенням елементів перетворення. Рухливі електроди зазвичай отримують або дифузією провідних областей, відокремлюваних від кремнієвої пластини V-подібними канавками, або металізацією на боросилікатних стеклах [2].

Товщина шару металізації вибирається з умови сталості зазору  $h_0$  при зміні температури, що принципово можливо за однакової кількості збільшень зазору і товщини шару металізації:

$$h_M = h_0 \frac{\alpha_{T \text{ кр}}}{\alpha_{T \text{ кр}} + \alpha_{T \text{ м}}} \quad (1.3)$$

де  $h_M$  товщина шару металізації;  $\alpha_{T \text{ кр}}$ ,  $\alpha_{T \text{ м}}$  - температурні коефіцієнти лінійного розширення кремнію і шару металізації.

Металізація зазвичай виконується за підшаром, наприклад алюміній по хрому, для зниження температурного напруження, що визначається за формулою [2]:

$$\sigma_T = \frac{E_i}{1 - \nu_i} \Delta\alpha \Delta T$$

де  $E_i, \nu_i$  — модуль пружності і коефіцієнт Пуассона  $i$ -го кристаллографічного спрямування відповідно;  $\Delta\alpha$  - різниця між температурними коефіцієнтами лінійного розширення сполучених матеріалів;  $\Delta T$  - температурний діапазон.

Коефіцієнт лінійного розширення підшару визначається як середнє значення з коефіцієнтів лінійного розширення сполучених шарів.

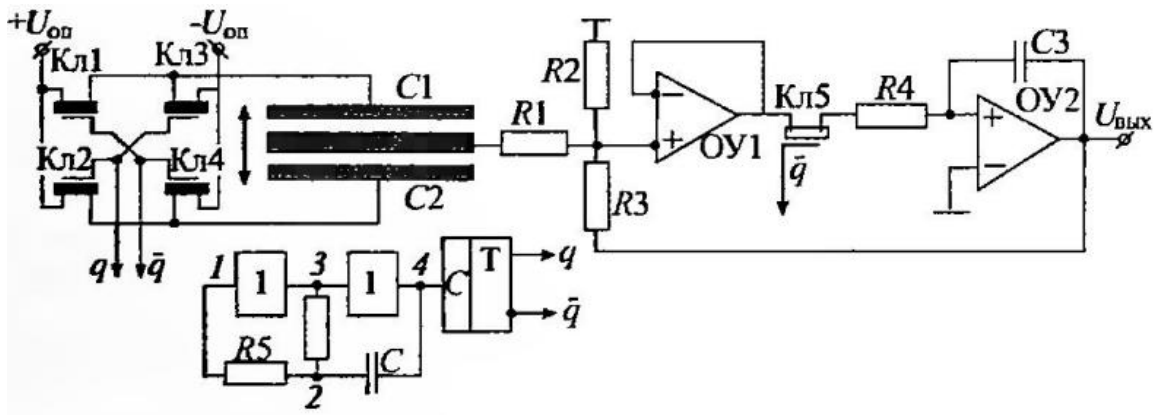
Ємнісні перетворювачі переміщень добре поєднуються з конструкцією і технологіями МЕМС і знаходять широке застосування.

На рис. 1.3 приведена схема включення ємнісного перетворювача переміщень [3], в якій забезпечено відсутність впливу діелектричної проникності середовища між вимірювальними електродами і виключено тяжіння між вимірювальними електродами.

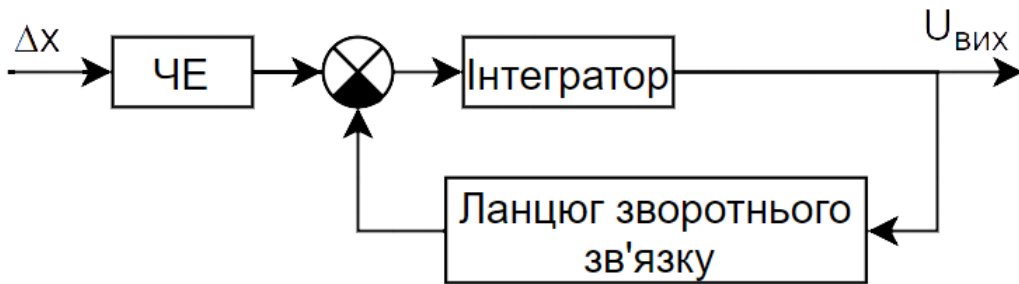
За функціональними ознаками схему можна розділити на наступні складові частини: 1 - генератор меандру, що живить допомогою ключового пристрою ємнісний міст; 2 - активний суматор сигналів; 3 - синхронний детектор; 4 - інтегратор і ланцюг негативного зворотного зв'язку. На схемі позначено ОУ1, ОУ2 - операційні підсилювачі; Т – транзистор.

Два плеча ємнісного моста представляють диференціальні вимірювальні конденсатори  $C_1$  і  $C_2$ , а два інших плеча - джерела опорного напруги  $+U_{оп}$  і  $-U_{оп}$ .

Вимірювальні конденсатори  $C_1$  і  $C_2$  включені послідовно, і за допомогою ключової схеми Кл1 ... Кл4 цей ланцюг за перший напівперіод меандру заряджається від джерела опорного напруги. а за другий, переключившись, перезаряджається цим же джерелом.



а) – принципова схема



б) – структурна схема

Рис. 1.3. Схеми включення ємнісного перетворювача переміщень:

а – принципова; б – структурна.

Інтегратор виконує дві функції: по-перше, надає астатизм перетворювача, в результаті чого температурний дрейф електронних вузлів прямого ланцюга, охоплених місцевої зворотним зв'язком, не впливає на точність перетворення; по-друге, в підготовчому такті разом із ключем синхронного детектора здійснює функції аналогової пам'ятною осередки результату перетворення на попередньому такті [2].

Вихідний опір вимірювальної діагоналі ємнісно-резисторного моста є високоомним, а рівень корисного сигналу після моста - недостатнім для подальшої обробки. У зв'язку з цим міст доповнений повторювачем заряду на операційному підсилювачі, який одночасно служить для трансформування високого імпедансу в низькоомним і порівняння сигналів моста і ланцюга зворотного зв'язку. Резистори суматора виконані однаковими ( $R_1 = R_2$ ).

Тяжіння між рухомим і нерухомим електродами перетворювача відсутнє, так як при послідовному включенні вимірювальних конденсаторів заряди на них  $q_1$  і  $q_2$  рівні,

Чутливість до знаку переміщення в схемі досягається застосуванням синхронного детектора, виконаного на ключі Кл5. Знак підсилювача в синхронному детекторі визначається не полярністю напруги на його вході, а зовнішнім керуючим сигналом. В якості останнього сигналу використовується той же меандр, який управляє ключовою схемою моста. Вихідний сигнал синхронного детектора є меандрові, частота якого дорівнює частоті генератора, що задає, з амплітудою, модульованою підсиленою напругою неузгодженості мостової схеми.

Пульсацію вихідної напруги схеми від несучої частоти провідного генератора можна визначити за амплітудною частотною характеристикою електронної частини перетворювача, що є в динамічному відношенні активним фільтром першого порядку.

За допомогою відповідного вибору параметрів генератора і постійної часу інтегратора пульсації у вихідному сигналі можна знизити до малого значення.

Відповідно до опису роботи і структурної схеми (рис. 1.3, б) передавальна функція вимірювального ланцюга має вигляд:

$$W_i(p) = \frac{U_{\text{вих}}}{\Delta h} = \frac{W_{\text{ЧЕ}}}{Ts+1} \quad (1.4)$$

де  $W_{\text{ЧЕ}}$  - передавальна функція ЧЕ;  $T = R_4 \cdot C_3$  - постійна часу інтегратора;  $p$ - оператор Лапласа.

Передавальна функція ЧЕ (ємнісний міст) визначається наступним чином:

$$W_{\text{ЧЕ}}(p) = \Delta U(p) / \Delta h(p),$$

де напруга у вимірювальній діагоналі моста при рівності між собою абсолютних значень напруг позитивного і негативного джерел опорного напруги, так само:

$$\Delta U = \frac{U_{\text{оп}}}{2} \frac{C_2 - C_1}{C_2 + C_1} \quad (1.5)$$

З урахуванням формули (1.1) вираз (1.5) набирає вигляду:

$$\Delta U = (U_{\text{оп}} \Delta h) / 2h_0 \quad (1.6)$$

З формули (1.6) випливає, що напруга у вимірювальній діагоналі мосту лінійно залежить від зміни зазору між електродами. Значення діелектричної проникності в залежності від фізичних умов не вносить помилки в перетворення.

Таким чином, вважаючи в рівнянні (1.4)  $p = 0$ , отримуємо статичну характеристику перетворювача:

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{оп}} \frac{\Delta h}{2h_0}. \quad (1.7)$$

З формули (1.7) видно, що основними причинами температурної похибки вимірювального ланцюга є нестабільність джерела опорної напруги і зазору між електродами.

Температурну похибку можна розрахувати за формулою [2]:

$$\delta_{\Sigma} = (\alpha_c - \alpha_T) \Delta T, \quad (1.8)$$

де  $\alpha_c$  - температурний коефіцієнт напруги стабілітрона;  $\alpha_T$  - температурний коефіцієнт матеріалу, що впливає на зміну зазору.

Температурний коефіцієнт напруги стабілітрона приблизно на порядок перевищує величину інших похибок. Одним із способів підвищення точності ємнісного перетворювача є вибір стабілітрона, знак температурного коефіцієнта напруги стабілізації якого не збігається зі знаком температурного коефіцієнта зміни початкового зазору[2].

### 1.2.2. Датчик кутової швидкості

Датчик кутової швидкості призначений для вимірювання швидкості обертання об'єкта, та використовуються як чутливі елементи в системах автоматичного управління і стабілізації і як візуальні прилади. У системах автоматичного керування використовується для введення в керуючі функції сигналу, пропорційного кутовій швидкості[4].

Датчик кутової швидкості призначений для вимірювання кутової швидкості  $\omega$ , тому є вісь чутливості (вхідна вісь) та вісь підвісу рами вихідна вісь приладу. Принцип роботи приладу полягає в наступному. При обертанні літального апарату (ЛА) щодо осі чутливості кутовою швидкістю  $\omega$  відносно осі підвісу рами виникає гіроскопічний момент  $\overline{M}_r = \overline{H} * \overline{\omega}$ . Гіроскопічний момент прагне поєднати найкоротшим шляхом вектор кінетичного моменту  $\overline{H}$  вектором кутової швидкості  $\overline{\omega}$ . В результаті цього гіровузол почне повертатися щодо осі підвісу рами[5].

При розробці вимірювальної системи для формування дискретного вихідного сигналу застосовується датчик первинної інформації з аналоговим контуром зворотного зв'язку і перетворенням типу «напруга - цифровий код» для формування дискретного вихідного сигналу. Перетворення сигналу в цьому випадку дозволяє використовувати в колі зворотного зв'язку аналоговий підсилювач зворотного зв'язку, схемні рішення якого досить добре відпрацьовані. Крім того, формування аналогових сигналів не викликає технічних труднощів.

З огляду на універсальність налаштувань вхідних каскадів даного блоку перетворення інформації приймемо єдину схему БПІ для всіх вимірювальних каналів.

Вимірювач кутових швидкостей виконаний у вигляді двох неортогональних трійок чутливих елементів, об'єднаних в загальному корпусі і електронних блоків, що забезпечують його роботу.

Прилад містить три групи чутливих елементів і електронних блоків [6].

Вимірювальний канал призначений для вимірювання проекцій векторів абсолютних кутових швидкостей об'єкта на відповідні осі, пов'язані з об'єктовою системою координат, і формування дискретних і аналогових вихідних сигналів.

До складу вимірювального каналу входять [6]: чутливий елемент – гіроскопічний поплавковий двоступеневий датчик кутової швидкості; аналоговий підсилювач зворотного зв'язку, що забезпечує формування струму зворотного зв'язку в датчику моменту ДКШ і видачу в систему управління аналогового

вихідного сигналу у вигляді напруги постійного струму, про величину і знак якого можна судити по вхідній кутовій швидкості; блок перетворення інформації (БПІ), що забезпечує формування дискретного вихідного сигналу у вигляді унітарного коду про величину і знак струму зворотного зв'язку в датчику моменту, первинне джерело живлення (ПДЖ) і вторинне джерело живлення (ВДЖ) [7].

Блок БКІ призначений для формування сигналів компенсації систематичних складових швидкості дрейфу ДКШ, що не залежать від прискорення.

Джерело вторинної напруги (ДВН) забезпечує живлення електронних блоків, і живлення схеми формування тестового зміщення і сигналу компенсації систематичної складової швидкості дрейфу ДКШ, що не залежать від прискорення (БКП).

Живлення ДКШ здійснюється від бортового джерела постійної напруги 27В. Датчиком первинної інформації каналу вимірювання кутової швидкості є поплавковий датчик кутової швидкості.

Датчик кутової швидкості призначений для вимірювання кутової швидкості об'єкта навколо однієї з його координатних осей і видачі електричного сигналу, пропорційного за величиною і відповідного за знаком кутовій швидкості. Датчик кутової швидкості являє собою поплавковий двох ступеневий ДКШ з гіровузлом з прецизійними опорами і комбінованим датчиком кута і датчиком моменту.

Внутрішня порожнина заповнена в'язкою рідиною Бл-П ТУ6-01-935-74, яка знімає тертя в опорах і демпфує гіровузол.

Зовнішня циліндрична поверхня корпусу поплавкового гіровузла і внутрішня поверхня корпусу мають 12 поздовжніх виступів, які здійснюють лопатеве демпфірування [8-12].

За рахунок цього істотно збільшився коефіцієнт рідинного демпфірування при порівняно невеликій в'язкості підтримуючої рідини в порівнянні з традиційним демпфуванням за допомогою гладких циліндрів.

Зміна температури компенсується сільфоном.

На рис.1.4. наведемо кінематичну схему ДКШ. У приладі встановлені: індукційний датчик кута і електромагнітний датчик моменту, які конструктивно об'єднані в одну збірку ДУМ-036, обмотка збудження ДК, постійний магніт і магнітопровід розташовані на нерухомій частині приладу - кришці. Магнітопровід є загальним, як для датчика кута, так і для датчика моменту.

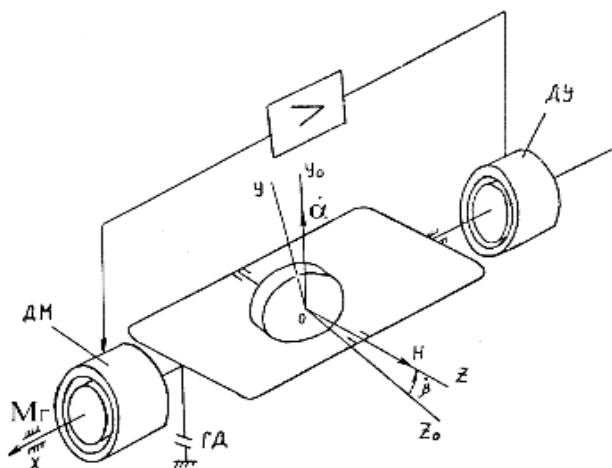


Рисунок 1.4. – Схема датчика кутової швидкості з електричною пружиною: ДК - датчик кута; ДМ - датчик моменту; ГД - гідравлічний демпфер, X0Y0Z0 - осі, пов'язані з корпусом; Y, Z - осі, пов'язані з рамкою

Сигнальна обмотка ДУ, обмотка управління і зворотного зв'язку ДМ розташовані на одному корпусі ротора комбінованого датчика кута і моменту в торцевій частині гіровузла.

Принцип дії датчика кутової швидкості заснований на властивості двоступеневого гіроскопа: поєднувати вектор кінетичного моменту  $H$  з вектором вхідної кутової швидкості  $\dot{\alpha}$ .

При дії кутової швидкості  $\dot{\alpha}$  на двоступеневий гіроскоп виникає гіроскопічний момент  $M_g$ , вектор якого спрямований по осі підвісу рамки, а величина визначається відношенням:

$$M_g = H\dot{\alpha}$$

Під дією гіроскопічного моменту  $M_g$  рамка з гіромотором буде повертатися навколо ОХ в напрямку стрілки, поки вектори  $H$  і  $\dot{\alpha}$  не співпадуть [13].

Повороту гіровузла перешкоджають [6]:

- пружний момент, пропорційний куту повороту гіровузла, створюваний електричної пружиною.
- демпфуючий момент, пропорційний кутовій швидкості повороту гіровузла (лопатеве демпфірування).
- інерційний момент, пропорційний кутовому прискоренню гіровузла щодо його осі обертання.
- момент перешкод (момент тертя, момент тяжіння і ін.).

Рівняння руху з точністю до моменту перешкод [14]:

$$I\ddot{\beta} + b\dot{\beta} + k\beta = n\dot{\alpha} \quad (1.9)$$

де  $I$  - момент інерції поплавкового гіровузла щодо осі ОХ;

$b$  - коефіцієнт демпфірування, питомий демпфуючий момент;

$k$  - жорсткість електропружини;

$\ddot{\beta}$  - кутове прискорення гіровузла щодо корпусу приладу;

$\dot{\beta}$  - кутова швидкість гіровузла щодо корпусу приладу;

$\beta$  - кут повороту гіровузла щодо корпусу приладу.

Принцип роботи:

При впливі на прилад кутової швидкості гіровузол прийде в рух, і буде повертатися, жорстко пов'язаний з ним, ротор датчика кута.

В результаті повороту в обмотках ДК з'явиться електрична напруга, величина і фаза якої залежать від величини кута і напрямку повороту гіровузла щодо нульового положення.

Ця напруга надходить на вхід фазочутливого підсилювача, де посилюється і перетворюється в постійний струм, величина і полярність якого визначаються величиною і фазою сигналу датчика кута.

У ланцюг навантаження підсилювача включена обмотка датчика моменту, жорстко пов'язана з гіровузлом.

При протіканні по обмоткам ДМ струму певної величини та полярності, виникає момент, який накладається на гіровузол.

Величина цього моменту пропорційна струму підсилювача, і, отже, по величині і полярності струму можна визначити величину і напрям кутової швидкості.

У загальному випадку цей момент визначається виразом [6]:

$$M_{np} = k_1 \cdot i; \quad (1.10)$$

або

$$M_{np} = k_1 \cdot \beta = H\dot{\alpha} = M_r; \quad (1.11)$$

де  $M_{np}$  – момент протидії;  $k_1$  - крутизна характеристики датчика моменту;  $i$  - струм в обмотці датчика моменту.

Відповідно до (1.11) для сталого становища вузла, а також

$$i = k_3 \cdot U_{дв};$$

де  $k_3$  - коефіцієнт посилення ПЗЗ;  $U_{дв}$  - вихідна напруга датчика кута:

$$U_{дв} = k_2 \cdot \beta, \quad (1.12)$$

де  $k_2$  - крутизна характеристики ДУ;

Маємо:

$$k_1 \cdot i = n\dot{\alpha}; \quad k_1 k_2 k_3 = k \cdot \beta = n\dot{\alpha};$$

де  $k_1 k_2 k_3$  - жорсткість електропружи:

$$i = \frac{H}{k_1} \cdot \dot{\alpha} = S_{nm} \dot{\alpha} \quad (1.13)$$

$$\frac{H}{k} \dot{\alpha} = S \dot{\alpha} \quad (1.14)$$

де  $H / k_1 = S_{np}$  - крутизна вихідної характеристики потоку;

$H / k = S$  - крутизна вихідної характеристики за кутом.

### 1.2.3. Рульова машина

В системі управління застосовується велика кількість різноманітних виконавчих пристроїв, таких як реле, двигуни постійного і змінного струму, крокові двигуни, піротехнічні пристрої, кермові приводи і т.д. [14]

Найбільш характерними для системи управління ЛА виконавчими пристроями є кермові приводи. Призначення рульового приводу в системі управління полягає в тому, що для забезпечення сталого і керованого польоту по заданій траєкторії необхідно створювати керуючі сили і моменти. В ЛА керуючі сили і моменти створюються за допомогою органів управління шляхом зміни напрямку струменя реактивного двигуна, кінетичного моменту маховиків або за рахунок повороту аеродинамічних рулів. Величина керуючої сили залежить від положення органів управління. Зміна положення керма здійснюється приводами. Рульовий привід входить до складу автомата стабілізації системи управління і служить сполучним елементом між системою управління і органами управління. Як правило, привід розміщується в районі рухової установки.

Рульовий привід складається з первинного джерела енергії, пристрою, що перетворює енергію, рульових машин з керуючими пристроєм і виконавчим механізмом, магістралей і електричних кабелів.

Як джерела первинної енергії на ЛА можуть застосовуватися ампульні батареї, акумулятори, бортові генератори і ін.

Кермові машини бувають електричні, гідравлічні та ін. Вони класифікуються по виду енергії, що підводиться до вихідного валу виконавчого механізму. Найбільшого поширення набули гідравлічні кермові машини. Гідравлічні кермові машини мають такі основні переваги, як висока швидкодія, жорстка механічна характеристика, великий коефіцієнт посилення за проектною потужністю, висока стабільність характеристик та ін. [14].

У приводів деяких типів кілька конструктивних вузлів можуть бути об'єднані в єдиний вузол. Наприклад, в автономних електрогідравлічних рульових машинах пристрої, що перетворюють енергію, об'єднані з розподільним пристроєм і виконавчими механізмами в єдиний агрегат [14].

Залежно від характеру руху вихідного валу розрізняють кермові машини поступального і обертального типів.

Рульова машина складається з керуючого пристрою, на вхід якого надходить сигнал управління з бортова цифрова обчислювальна машина (БЦОМ), і виконавчого механізму, вихідний вал якого змінює положення керма ЛА. Керуючий пристрій являє собою швидкодіючий пристрій, що складається з електромеханічного перетворювача і гіропідсилювача. Як електромеханічні перетворювачі застосовуються керуючі поляризовані реле. Поляризовані реле призначені для перетворення електричних сигналів в переміщення вихідного валика реле. Навантаженням на валу реле є золотник гіропідсилювача рульової машини. Поляризоване реле забезпечує лінійне переміщення золотника, величина якого залежить від величини сигналу на керуючих обмотках реле. Поляризоване реле по конструкції є простим і мініатюрним електромагнітним механізмом, потужність керуючих сигналів якого не більше 0,1 ... 0,5 Вт. По конструкції розрізняють гіропідсилювачі золотникового і струменевого типів і типу сопла-заслінки [15]. Кожен з названих типів має свої переваги і недоліки. Стабільність і надійність роботи гідравлічного підсилювача у великій мірі визначаються якістю конструкції і досконалістю технології виготовлення.

Виконавчий механізм рульової машини складається з силового циліндра і елементів кінематики (шток, вал, поршень). Кінематично з вихідним валом (штоком) пов'язаний датчик зворотного зв'язку (ДЗЗ), який перетворює лінійне або кутове переміщення в електричну величину, пропорційну цьому переміщенню.

Функціональна схема рульового приводу наведена на рис.1.5.

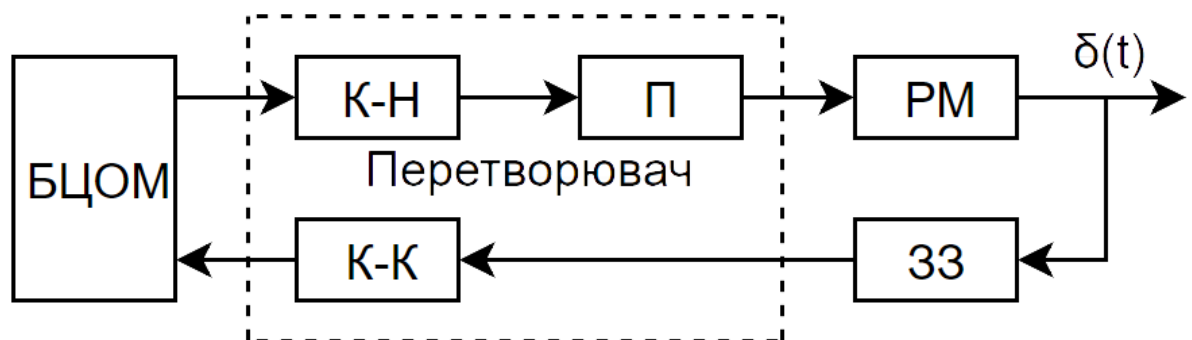


Рис.1.5. Схема рульового приводу

Рульовий привід входить до складу системи управління, де рульова машина РМ підключена до БЦОМ через перетворювач. Сигнал з БЦВМ через перетворювач коду в напругу (К - Н) і підсилювач (П) надходить на пристрій управління (поляризоване реле) РМ. На схемі показаний дискретний зворотний зв'язок (ЗЗ) через перетворювач кута в код (К - К), який використовується і для контролю роботи [14].

#### **1.2.4. Підсилювач**

Підсилювачі, що застосовуються в підсилювач потужності ПП, класифікують за принципом дії на транзисторні, тиристорні, електромашинні; по виконуваній функції - на підсилювачі напруги і підсилювачі потужності; за характером підсилюються сигналів - на підсилювачі, призначені для підсилення неперериваних електричних сигналів, і підсилювачі імпульсних сигналів різної форми.

Вибір підсилювача і його структури, залежить від призначення і умови роботи проектного ПП, типу джерела вхідного сигналу та ПП, якісних показників і експлуатаційних вимог. Але визначальним фактором при виборі підсилювача є тип імпульсний підсилювач ПП, його потужність і режим роботи.

У малопотужних (від часток вата до десятків ват) ПП переважно застосування отримали транзисторні підсилювачі і підсилювачі на основі інтегральних операційних підсилювачів (ОУ).

В імпульсних ПП потужністю до 5 кВт використовують підсилювачі на транзисторах, що працюють в режимі перемикання. Застосування тиристорних підсилювачів дозволило збільшити потужність ПП до десятків кіловат [16].

### 1.2.5. Літак

Політ літака можливо уявити у вигляді рухів: руху центру мас по траєкторії і руху літака як твердого тіла відносно центру мас. Зазначені рухи, як відомо, характеризуються шістьма ступенями свободи. Однак подібна вистава має умовний характер. Насправді на великих швидкостях польоту починають позначатися пружні деформації фюзеляжу і крил, які змінюють аеродинамічні характеристики, і літак набуває більше число ступенів свободи. Положення центру мас щодо заданої системи відліку визначається лінійними координатами: висотою польоту, пройденою відстанню і бічним відхиленням. Крім лінійних і кутових координат, що визначають положення літака по відношенню до системи відліку і до центру мас, мають місце параметри польоту, що характеризують рух літака по відношенню до висхідного потоку: повітряна швидкість, кути атаки і ковзання.

Для здійснення керованого польоту необхідно змінювати сили і моменти, що діють на літак. Для цього поточне значення параметрів руху безперервно порівнюються з заданими, і в результаті виробляються керуючі впливи. Потрібне в певний момент часу впливу проводиться за допомогою відхилення керуючих поверхонь літака і зміною режиму роботи двигуна. Рух літака є єдиним складним процесом. Проте для вивчення цього складного процесу його розбивають на ряд найпростіших рухів і вивчають послідовно кожне з них.

Будь-який рух тіла або матеріальної точки в просторі, зокрема літака, зазвичай відносять до заданої системі координат. Таким чином, переміщення в часі і просторі деякого тіла щодо групи інших тіл, пов'язаних з системою відліку (системою координат), і буде рухом тіла.

Залежно від конкретних умов завдання використовують прямокутні, циліндричні, сферичні і полярні системи координат. При дослідженні динаміки польоту літальних апаратів застосовують головним чином прямокутні (декартові), рідше - полярні системи координат [17].

### 1.3. Структурна схема та математичний опис системи керування літаком.

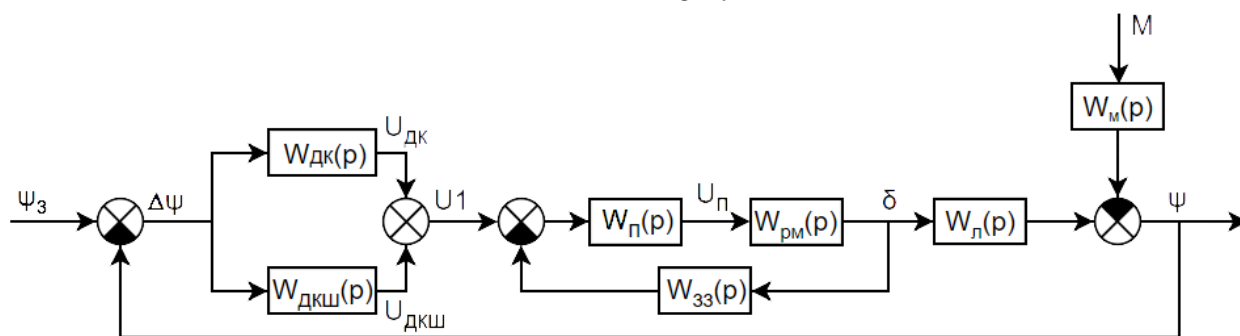


Рисунок 1.6. – Структурна схема системи керування кутом курсу літака

На рис.1.6. наведено структурну схему, де  $W_{\text{ДК}}(p)$  - передатна функція датчик кута (ДК);

$W_{\text{ДКШ}}(p)$  - передатна функція датчик кутової швидкості (ДКШ);  $W_{\text{П}}(p)$  - передатна функція підсилювач (П);  $W_{\text{РМ}}(p)$  - передатна функція рульова машина (РМ);  $W_{\text{33}}(p)$  - передатна функція жорсткий зворотний зв'язок (33);  $W_{\text{Л}}(p)$  - передатна функція літак (Л).

Лінеаризовані рівняння елементів системи мають вигляд:

датчик кута

$$U_{\text{ДК}} = K_{\text{ДК}} * \Delta\psi. \quad (1.15)$$

Датчик кутової швидкості

$$U_{\text{ДКШ}} = K_{\text{ДКШ}} * \frac{d}{dt} \Delta\psi. \quad (1.16)$$

Регулятор

$$U_1 = U_{\text{ДК}} + U_{\text{ДКШ}}. \quad (1.17)$$

Підсилювач

$$U_{\text{П}} = K_{\text{П}} * (U_1 - U_{\text{33}}). \quad (1.18)$$

Рульова машина

$$T_{\text{РМ}} \frac{d^2\delta}{dt^2} + \frac{d\delta}{dt} = K_{\text{РМ}} U_{\text{П}}, \quad U_{\text{33}} = K_{\text{33}} \delta. \quad (1.19)$$

Корпус літака

$$T_{\text{Л}} \frac{d\psi}{dt} + \psi = K_{\text{Л}} \delta - K_{\text{М}} M. \quad (1.20)$$

У наведених рівняннях:

$\psi_3, \psi$  - відповідно задане і дійсне значення кута курсу;

$\Delta\psi = \psi_3 - \psi$  - відхилення кута курсу,

$U_{дк}, U_{дкш}, U_1, U_{зз}, U_{п}$ - напруги повільно змінюючого постійного струму,

$\delta$  - кут відхилення керма,

$M$  - збурюючий момент.

Вихідні дані для схеми наведені в таблиці 1.8.

Таблиця 1.8.

№	$K_{дк}$	$K_{дкш}$	$K_{п}$	$K_{зз}$	$K_{рм}$	$T_{рм}$	$K_{с}$	$T_{л}$	$K_{м}$	$M$
	В/рад	Вс/рад		В/рад	рад/Вс	с	1/с	с	рад/сНм	Нм
1	1,0	0,5	20	0,20	5,0	0,10	3,2	2,0	0,05	10

## РОЗДІЛ 2

### Аналіз системи керування для заданого значення зворотного зв'язку

#### 2.1. Аналіз елементів системи

##### 2.1.1. Основні характеристики елементів системи

Основні характеристики елементів системи показані в [18].

Передатна функція [18] ланки (системи)  $W(p)$  визначається як відношення зображень за Лапласом вихідної  $X_{\text{вих}}(p)$  і вхідної  $X_{\text{вх}}(p)$  величин за нульових початкових умов:

$$W(p) = \frac{X_{\text{вих}}(p)}{X_{\text{вх}}(p)}. \quad (2.1)$$

Передатна функція визначається із рівняння ланки, записаного в операторній формі. Якщо елемент системи має дві вхідних величини, необхідно визначити дві передатні функції (за кожним входом).

Ваговою функцією  $w(t)$  [18] називається реакція елемента (системи) на миттєвий одиночний імпульс  $\delta(t)$  на вході елемента (системи), тобто на миттєвий імпульс нескінченно великої амплітуди і одиночної площі. Щоб отримати вагову функцію  $w(t)$ , необхідно визначити оригінал (обернене перетворення Лапласа), що відповідає передатній функції:

$$w(t) = L^{-1}\{W(p)\}. \quad (2.2)$$

Де  $L^{-1}\{\bullet\}$  знак оберненого перетворення Лапласа.

Перехідною функцією [18] елемента (системи)  $h(t)$  називається реакція елемента (системи) на одиночне ступінчасте діяння. Перехідна функція визначається як процес на виході  $h(t) = X_{\text{вих}}(t)$  за одиночного стрибка на вході  $X_{\text{вх}}(t) = \mathbf{1}[t]$ . Перехідна функція  $h(t)$  визначається як обернене перетворення Лапласа (тобто оригінал) від зображення  $W(p)/p$ , тобто:

$$h(t) = L^{-1}\left\{\frac{W(p)}{p}\right\}. \quad (2.3)$$

Комплексною передатною функцією (КПФ) [18] ланки (системи) називається відношення комплексного зображення вихідної величини  $X_{\text{вих}}(j\omega)$  до комплексного зображення вхідної величини  $X_{\text{вх}}(j\omega)$  в режимі усталених гармонічних коливань:

$$W(j\omega) = \frac{X_{\text{вих}}(j\omega)}{X_{\text{вх}}(j\omega)} = P(\omega) + jQ(\omega) = N(\omega)e^{j\varphi(\omega)}, \quad (2.4)$$

Де  $P(\omega)$  та  $Q(\omega)$  – відповідно дійсна та уявна частини КПФ у алгебраїчному поданні;  $N(\omega)$  та  $\varphi(\omega)$  – відповідно модуль та аргумент КПФ у показниковому поданні.

Амплітудно-частотною характеристикою (АЧХ) [18] ланки (системи) називається крива залежності КПФ  $N(\omega)$  від частоти при змінюванні частоти від 0 до  $\infty$ .

$$N(\omega) = \sqrt{P^2(\omega) + Q^2(\omega)}. \quad (2.5)$$

Фазочастотною характеристикою (ФЧХ) [18] ланки (системи) називається крива залежності аргументу КПФ  $\varphi(\omega)$  від частоти при змінюванні частоти від 0 до  $\infty$ .

$$\varphi(\omega) = \arctg \frac{Q\omega}{P\omega}. \quad (2.6)$$

За наведеними виразами визначимо основні характеристики елементів системи керування:

### 2.1.2. Характеристики датчика кута

Знайдемо передатну функцію датчика кута за виразом (2.1):

$$W_{\text{дк}}(p) = \frac{U_{\text{дк}}(p)}{\Delta\psi(p)} = K_{\text{дк}}$$

Знайдемо вагову функцію датчика кута за виразом (2.2):

$$w_{\text{дк}}(t) = L^{-1}\{W_{\text{дк}}(p)\} = L^{-1}\{K_{\text{дк}}\} = K_{\text{дк}} * \delta(t)$$

Знайдемо перехідну функцію датчика кута за виразом (2.3):

$$h_{\text{дк}}(t) = L^{-1}\left\{\frac{W_{\text{дк}}(p)}{p}\right\} = L^{-1}\left\{\frac{K_{\text{дк}}}{p}\right\} = K_{\text{дк}} * L^{-1}\left\{\frac{1}{p}\right\} = K_{\text{дк}} * 1[t]$$

Знайдемо КПФ датчика кута за виразом (2.4):

$$W_{\text{дк}}(j\omega) = K_{\text{дк}}$$

Знайдемо модуль КПФ датчика кута за виразом (2.5):

$$N_{\text{дк}}(\omega) = K_{\text{дк}}$$

Знайдемо аргумент КПФ датчика кута за виразом (2.6):

$$\varphi_{\text{дк}}(\omega) = 0$$

### 2.1.3. Характеристики датчика кутової швидкості

Знайдемо передатну функцію датчика кута швидкості за виразом (2.1):

$$W_{\text{дкш}}(p) = \frac{U_{\text{дкш}}(p)}{\Delta\psi(p)} = K_{\text{дкш}}p$$

Знайдемо вагову функцію датчика кута швидкості за виразом (2.2):

$$w_{\text{дкш}}(t) = L^{-1}\{W_{\text{дкш}}(p)\} = L^{-1}\{K_{\text{дкш}}p\} = \frac{K_{\text{дкш}}}{1[t]}$$

Знайдемо перехідну функцію датчика кута швидкості за виразом (2.3):

$$h_{\text{дк}}(t) = L^{-1}\left\{\frac{W_{\text{дкш}}(p)}{p}\right\} = L^{-1}\left\{\frac{K_{\text{дкш}}p}{p}\right\} = K_{\text{дкш}} * \delta(t)$$

Знайдемо КПФ датчика кута швидкості за виразом (2.4):

$$W_{\text{дкш}}(j\omega) = j\omega K_{\text{дкш}}$$

Знайдемо модуль КПФ датчика кута швидкості за виразом (2.5):

$$N_{\text{дкш}}(\omega) = \omega K_{\text{дкш}}$$

Знайдемо аргумент КПФ датчика кута швидкості за виразом (2.6):

$$\varphi_{\text{дкш}}(\omega) = 0$$

### 2.1.4. Характеристики підсилювача

Знайдемо передатну функцію підсилювача за виразом (2.1):

$$W_{\text{п}}(p) = \frac{U_{\text{п}}(p)}{\Delta(p)} = K_{\text{п}}$$

Знайдемо вагову функцію підсилювача за виразом (2.2):

$$w_{\Pi}(t) = L^{-1}\{W_{\Pi}(p)\} = L^{-1}\{K_{\Pi}\} = K_{\Pi} * \delta(t)$$

Знайдемо перехідну функцію підсилювача за виразом (2.3):

$$h_{\Pi}(t) = L^{-1}\left\{\frac{W_{\Pi}(p)}{p}\right\} = L^{-1}\left\{\frac{K_{\Pi}}{p}\right\} = K_{\Pi} * L^{-1}\left\{\frac{1}{p}\right\} = K_{\Pi} * 1[t]$$

Знайдемо КПФ підсилювача за виразом (2.4):

$$W_{\Pi}(j\omega) = K_{\Pi}$$

Знайдемо модуль КПФ підсилювача за виразом (2.5):

$$N_{\Pi}(\omega) = K_{\Pi}$$

Знайдемо аргумент КПФ підсилювача за виразом (2.6):

$$\varphi_{\Pi}(\omega) = 0$$

### 2.1.5. Характеристики рульової машини

Рівняння в операторній формі:

$$T_{\text{рм}} * p^2 \delta(p) + p \delta(p) = K_{\text{рм}} * U_{\Pi}(p)$$

$$W(p) = \frac{\delta(p)}{U_{\Pi}(p)}$$

$$\delta(p) = \frac{K_{\text{рм}}}{p(T_{\text{рм}}p + 1)} = U_{\Pi}(p)$$

Знайдемо передатну функцію рульової машини за виразом (2.1):

$$W_{\text{рм}}(p) = \frac{\delta(p)}{U_{\Pi}(p)} = \frac{K_{\text{рм}}}{p(T_{\text{рм}}p + 1)}$$

Знайдемо вагову функцію рульової машини за виразом (2.2):

$$w_{\text{рм}}(t) = L^{-1}\{W_{\text{рм}}(p)\} = L^{-1}\left\{\frac{K_{\text{рм}}}{p(T_{\text{рм}}p + 1)}\right\} = K_{\text{рм}}(1 - e^{-T_{\text{рм}}t})$$

Знайдемо перехідну функцію рульової машини за виразом (2.3):

$$h_{\text{рм}}(t) = L^{-1}\left\{\frac{W_{\text{рм}}(p)}{p}\right\} = L^{-1}\left\{\frac{K_{\text{рм}}}{T_{\text{рм}}p + 1}\right\} = \frac{K_{\text{рм}}}{T_{\text{рм}}} e^{-T_{\text{рм}}t}$$

Знайдемо КПФ рульової машини за виразом (2.4):

$$W_{\text{рм}}(j\omega) = \frac{K_{\text{рм}}}{j\omega(j\omega T_{\text{рм}}p + 1)}$$
$$N_{\text{рм}}(\omega) = N_p(\omega) * N_y(\omega)$$

Знайдемо модуль КПФ рульової машини за виразом (2.5):

$$N_{\text{рм}}(\omega) = \frac{K_{\text{рм}}}{\omega \sqrt{1 + T_{\text{рм}}^2 \omega^2}}$$

Знайдемо аргумент КПФ рульової машини за виразом (2.6):

$$\varphi_{\text{рм}}(\omega) = -90 - \arctg \omega T_{\text{рм}}$$

### 2.1.6. Характеристики зворотного зв'язку

Знайдемо передатну функцію ланки в зворотному зв'язку за виразом (2.1):

$$W_{33}(p) = \frac{\delta(p)}{U_{33}(p)} = K_{33}$$

Знайдемо вагову функцію ланки зворотного зв'язку за виразом (2.2):

$$w_{33}(t) = L^{-1}\{W_{33}(p)\} = L^{-1}\{K_{33}\} = K_{33} * \delta(t)$$

Знайдемо перехідну функцію ланки зворотного зв'язку за виразом (2.3):

$$h_{33}(t) = L^{-1}\left\{\frac{W_{33}(p)}{p}\right\} = L^{-1}\left\{\frac{K_{33}}{p}\right\} = K_{33} * L^{-1}\left\{\frac{1}{p}\right\} = K_{33} * 1[t]$$

Знайдемо КПФ ланки зворотного зв'язку за виразом (2.4):

$$W_{33}(j\omega) = K_{33}$$

Знайдемо модуль КПФ ланки зворотного зв'язку за виразом (2.5):

$$N_{33}(\omega) = K_{33}$$

Знайдемо аргумент КПФ ланки зворотного зв'язку за виразом (2.6):

$$\varphi_{33}(\omega) = 0$$

### 2.1.7. Характеристика літального апарату

Знайдемо передатну функцію літального апарату за виразом (2.1):

$$W_{\text{л}}(p) = \frac{\psi(p)}{\delta(p)} = \frac{K_{\text{л}}}{p(T_{\text{л}}p + 1)}$$

Знайдемо вагову функцію літального апарату за виразом (2.2):

$$w_{\text{л}}(t) = L^{-1}\{W_{\text{л}}(p)\} = L^{-1}\left\{\frac{K_{\text{л}}}{p(T_{\text{л}}p + 1)}\right\} = K_{\text{л}}(1 - e^{-T_{\text{л}}t})$$

Знайдемо перехідну функцію літального апарату за виразом (2.3):

$$h_{\text{л}}(t) = L^{-1}\left\{\frac{W_{\text{л}}(p)}{p}\right\} = L^{-1}\left\{\frac{K_{\text{л}}}{T_{\text{л}}p + 1}\right\} = \frac{K_{\text{л}}}{T_{\text{л}}}e^{-T_{\text{л}}t}$$

Знайдемо КПФ літального апарату за виразом (2.4):

$$W_{\text{л}}(j\omega) = \frac{K_{\text{л}}}{j\omega(j\omega T_{\text{л}} + 1)}$$

Знайдемо модуль КПФ літального апарату за виразом (2.5):

$$N_{\text{л}}(\omega) = \frac{K_{\text{л}}}{\omega\sqrt{1 + T_{\text{л}}^2\omega^2}}$$

Знайдемо аргумент КПФ літального апарату за виразом (2.6):

$$\varphi_{\text{л}}(\omega) = -90 - \arctg\omega T$$

## 2.2. Побудова частотних характеристик розімкненої системи

Використовуючи структурну схему системи керування, та передатні функції отримані вище, побудуємо систему керування кутом курсу літака в середовищі Simulink на рис.2.1.

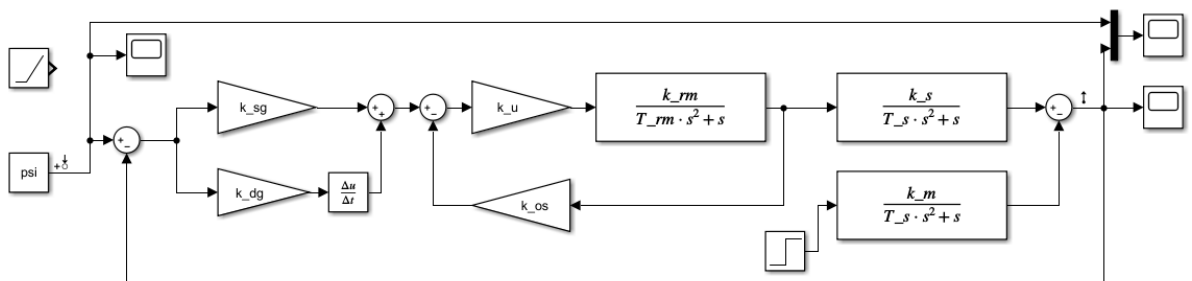


Рис.2.1. Система керування кутом курсу літака в середовищі Simulink

У структурній схемі за допомогою блоків Constant, Ramp та Step будуть задаватися вхідні значення кута курсу. Блоки Derivative, Sum та Gain реалізують ланки, які складаються з сигналів датчика кута, датчика кутової швидкості, підсилювача та жорсткого зворотного зв'язку. Блоки Transfer Scn реалізують передатні функції рульової машини, літального апарату та моменту на літальний апарат. У блоку Step задається момент зовнішнього збурення, який діє на об'єкт керування. Блоки Score потрібні для виводу результатів моделювання.

Виконаємо перетворення структурної схеми системи.

Розглянемо паралельне з'єднання ланок з передатними функціями  $W_{дк}(p)$  і  $W_{дкш}(p)$  (рис.2.2.)

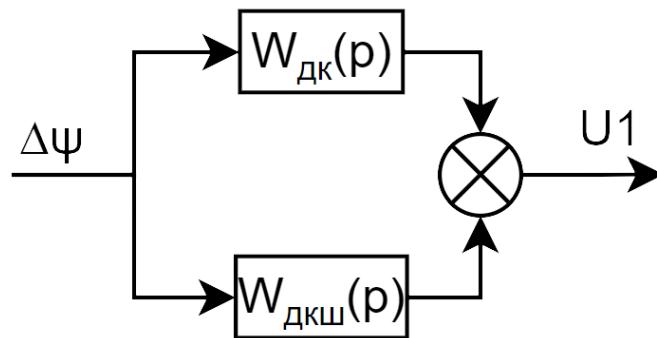


Рис.2.2. Паралельне з'єднання ланок

Передатна функція паралельного з'єднання визначається [18]:

$$W_1(p) = W_{дк}(p) + W_{дкш}(p)$$

$$W_1(p) = K_{дк} + K_{дкш}p = K_{дк} \left( 1 + \frac{K_{дкш}}{K_{дк}} p \right)$$

$$T = \frac{K_{дкш}}{K_{дк}} = \frac{0,5}{1} = 0,5$$

$$W_1(p) = K_{дк}(Tp + 1)$$

Розглянемо внутрішній контур зворотного зв'язку та приведемо його до однієї ланки (рис.2.3)

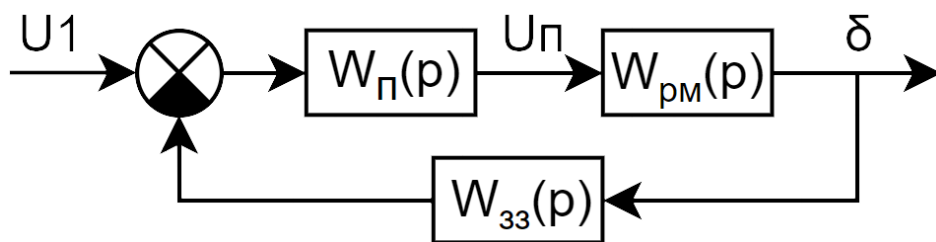


Рис.2.3. Схема ланки охопленої зворотним зв'язком

Використаємо формулу для ланки, охопленої зворотним зв'язком [18]:

$$W_{лзз}(p) = \frac{W_{пp}(p)}{1 + W_{пp}(p)W_{зз}(p)} \quad (2.7)$$

З формули (2.7) підставляємо значення передатної ланки  $W_2(p)$  та отримуємо:

$$W_2(p) = \frac{\frac{K_{п}K_{рм}}{p(T_{рм}p + 1)}}{1 + \frac{K_{п}K_{рм}K_{зз}}{p(T_{рм}p + 1)}}$$

$$W_2(p) = \frac{K_{п}K_{рм}}{p(T_{рм}p + 1) + K_{п}K_{рм}K_{зз}} = \frac{K_{п}K_{рм}/K_{п}K_{рм}K_{зз}}{(p(T_{рм}p + 1) + K_{п}K_{рм}K_{зз})/K_{п}K_{рм}K_{зз}}$$

Знаходимо корені  $p_1, p_2$ :

$$0,005p^2 + 0,05p + 1 = 0;$$

$$p_1, p_2 = \frac{-0,05 \pm \sqrt{0,05^2 - 4 * 0,005}}{2 * 0,005} = \frac{-0,05 \pm \sqrt{0,0025 - 0,02}}{0,01}$$

при  $D > 0$

$$\frac{-0,05 \pm \sqrt{-0,0175}}{0,01}$$

при  $D = 0$

$$\frac{-0,05}{0,01} = -5$$

при  $D < 0$

$$\frac{-0,05 \pm i\sqrt{0,0175}}{0,01}$$

$$D = 0,05^2 - 4 * 0,005 * 1 = -0,0175$$

$$p_1, p_2 = \frac{-0,05 \pm i\sqrt{|-0,0175|}}{2 * 0,005} = \frac{-0,05 \pm i * 0,13228}{0,01} = -5 \pm i * 13,228$$

Так як корені знаменника є комплексно-спряжені, то ланка з передаточною функцією  $W_2(p)$  є коливальною, яку можемо записати у вигляді:

$$\frac{K}{T^2 p^2 + 2\xi T p + 1}$$

$$T_{рм} p^2 + p + K_{п} K_{рм} K_{зз} = 0$$

$$\frac{1/K_{зз}}{\frac{T_{рм}}{K_{п} K_{рм} K_{зз}} p^2 + \frac{1}{K_{п} K_{рм} K_{зз}} p + 1}$$

$$T^2 = \frac{T_{рм}}{K_{п} K_{рм} K_{зз}} = \frac{0,1}{20 * 5 * 0,2} = 0,005$$

$$T = \sqrt{0,005} = 0,071$$

$$2\xi T = \frac{1}{K_{п} K_{рм} K_{зз}} = 0,05$$

$$\xi = \frac{1}{K_{п} K_{рм} K_{зз} 2T} = 0,35$$

$$K_2 = \frac{1}{K_{зз}} = 5$$

Після всіх перетворень структурну систему надаємо у вигляді, наведеному на рис.2.4.

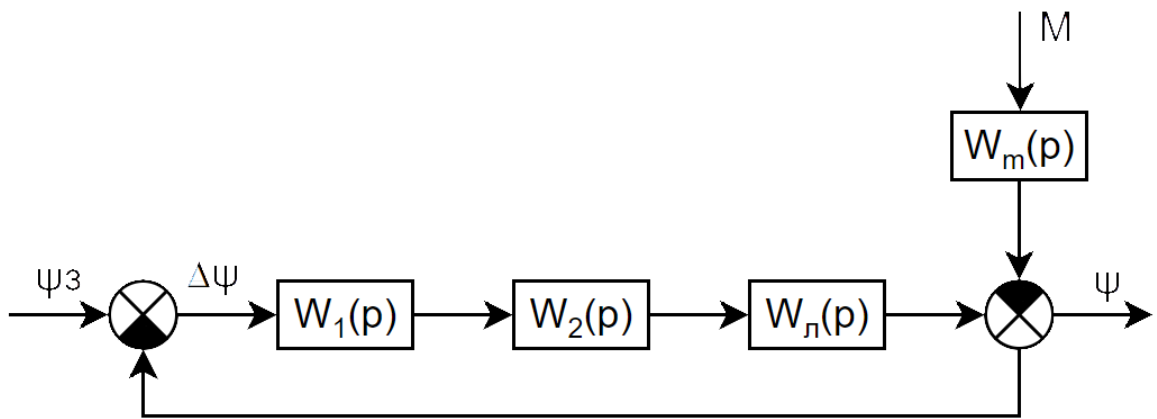


Рис.2.4. Перетворена структурна схема системи

За наведеною схемою визначимо передатну функцію розімкненої системи:

$$W_{\text{роз}}(p) = W_1(p) * W_2(p) * W_{\text{л}}(p)$$

$$W_{\text{роз}}(p) = \frac{K_2 K_{\text{дк}} K_{\text{л}} (T_1 p + 1)}{p (T_2^2 p^2 + 2T\xi p + 1) (T_{\text{л}} p + 1)} \quad (2.8)$$

$$K_{\text{роз}} = K_2 K_{\text{дк}} K_{\text{л}} = 5 * 1 * 3,2 = 16$$

Визначимо коефіцієнт підсилення розімкненої системи

За передатною функцією (2.8) побудуємо логарифмічні частотні характеристики розімкненої системи.

Частоти спряження:

$$\omega_1 = \frac{1}{T_1} = \frac{1}{0,2} = 2$$

$$\omega_2 = \frac{1}{T_2} = \frac{1}{0,071} = 14,1$$

$$\omega_3 = \frac{1}{T_{\text{л}}} = \frac{1}{2} = 0,5$$

Побудовані ЛЧХ наведена на рис.2.5.:

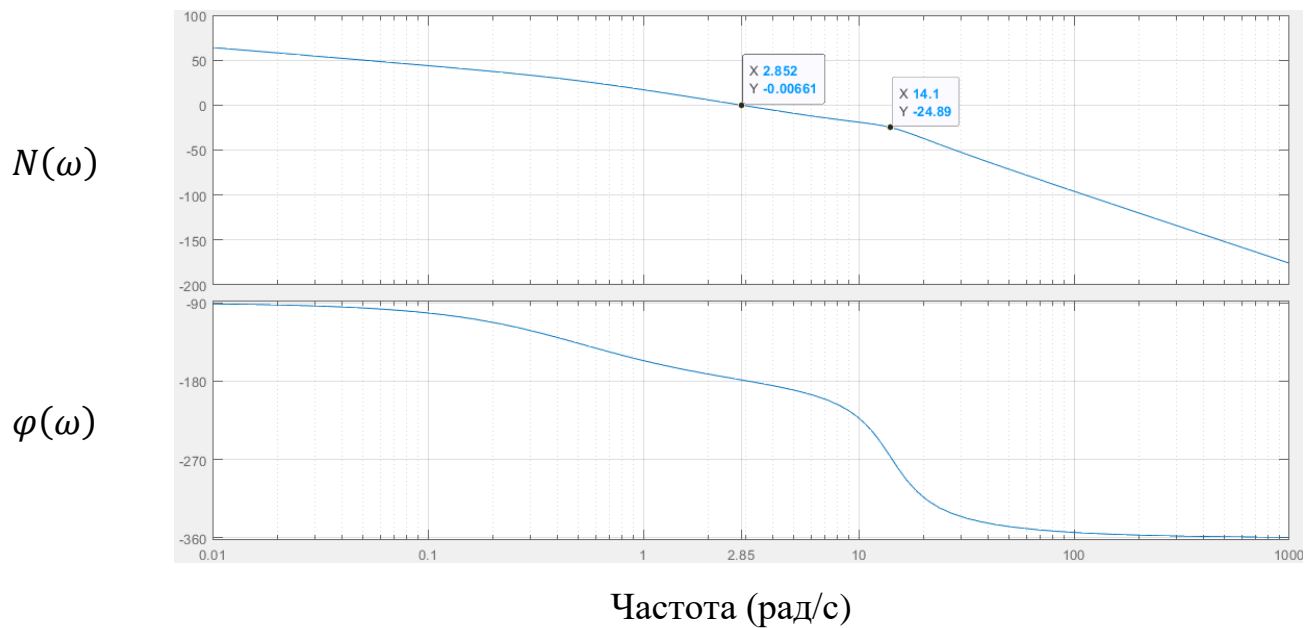


Рис.2.5. Логарифмічні частотні характеристики ( $K_{зз} = 0,2$ )

З отриманих графів ЛАЧХ та ЛФЧХ помітно, що початковий нахил ЛАЧХ становить  $-20$ дБ на декаду, кінцевий –  $-60$ дБ на декаду. Початкова фаза становить  $-90^\circ$ , кінцева –  $-270^\circ$ . Аналізуючи можливі запаси стійкості по амплітуді та фазі приходимо до висновку, що запаси досить малі, оскільки коли підсилення по амплітуді прямує до 0, фаза, в свою чергу, наближається до  $-180^\circ$ . Практично система не забезпечена належними запасами стійкості за амплітудою і фазою (вимоги:  $0 \div 15$  дБ і  $20^\circ \div 45^\circ$ )

## 2.3. Якість перехідного процесу

### 2.3.1. Вимоги до показників якості

Розглянемо основні показники якості систем автоматичного регулювання, користуючись характеристикою перехідного процесу відпрацювання одиничного впливу  $g(t) = [1]$ , показаної на рис. 2.6. [19]. У точці А перехідного процесу, що відповідає часу  $t_m$ , має місце *максимально відхилення регульованої величини  $x_m$* .

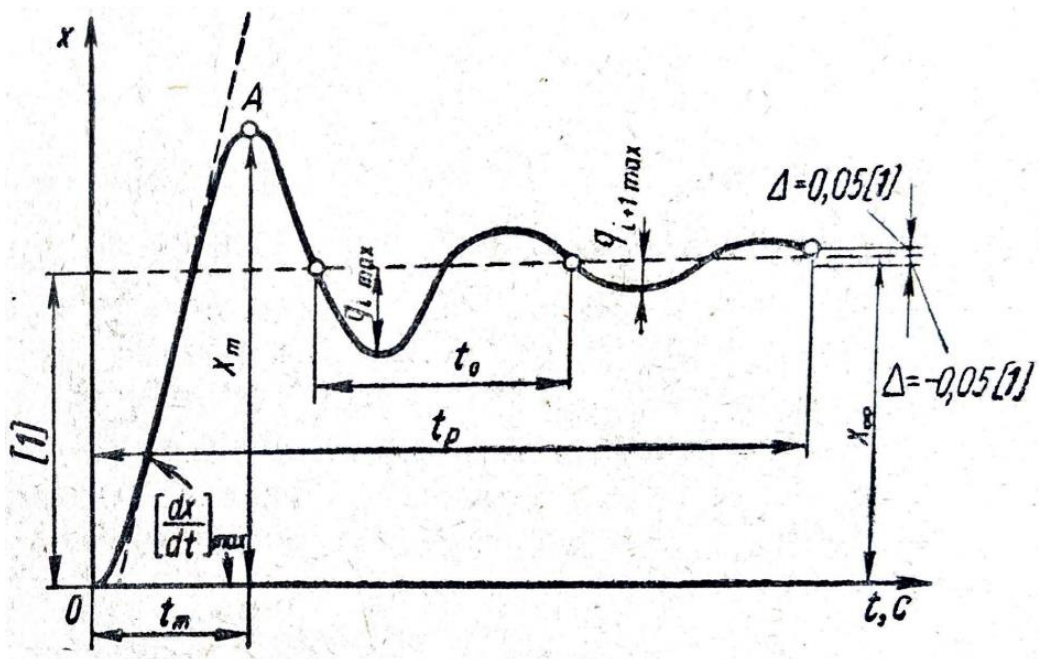


Рис. 2.6. Характеристики переходного процесу при типовому одиничному збуренні

Під першим показником якості розуміють величину

$$\sigma_{max} = \frac{x_m - x_{\infty}}{x_{\infty}} 100\%, \quad (2.9)$$

де  $x_{\infty}$  відповідає сталому значенню регульованої величини, т. д.

$\sigma$  має бути  $\leq 18\%$

$$x_{\infty} = \lim_{t \rightarrow \infty} x(t). \quad (2.10)$$

Зазвичай в теорії регулювання  $\sigma_{max}$  називають *максимумом перерегулювання*.

Другий показник якості дозволяє оцінити швидкодію системи автоматичного регулювання і називається *часом регулювання* (протікання переходного процесу)  $t_p$ . З огляду на, що повне затухання в системі відбувається лише при  $t \rightarrow \infty$ , умовно приймають за момент закінчення переходного процесу точку перетину графіка цього процесу з лініями, відповідними  $\pm 5\%$  -вому відхилення від сталого значення.

З кожним регулюванням та зміною даних,  $t_p$  зменшується відносно  $\sigma$

Третій показник якості характеризує число коливань  $N_p$  регульованої величини  $x(t)$  протягом часу перехідного процесу  $t_p$ .

Поряд з цими основними показниками якості при проектуванні систем автоматичного регулювання часто використовують такі характеристики.

*Власна частота коливань системи*

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{t_0}, \quad (2.11)$$

де  $t_0$  — період власних коливань системи.

*Логарифмічний декремент загасання системи  $d_c$* , що характеризує швидкість загасання коливального процесу:

$$d_c = \ln \frac{q_{i \max}}{q_{i+1 \max}}, \quad (2.12)$$

де  $q_{i \max}$  та  $q_{i+1 \max}$  — дві амплітуди для поруч розташованих екстремумів кривої перехідного процесу, Чим більше логарифмічний декремент загасання, тим швидше відбувається загасання перехідного процесу.

*Максимальна швидкість обробки величини  $\left[\frac{dx}{dt}\right]_{\max}$ .*

Для кожної системи регулювання, яка має коливальний перехідний процес, на основі зазначених критеріїв якості можна встановити область допустимих відхилень регульованої величини [19].

### 2.3.2. Показники якості перехідного процесу замкненої системи

На рис.2.7. наведено графік перехідного процесу системи.

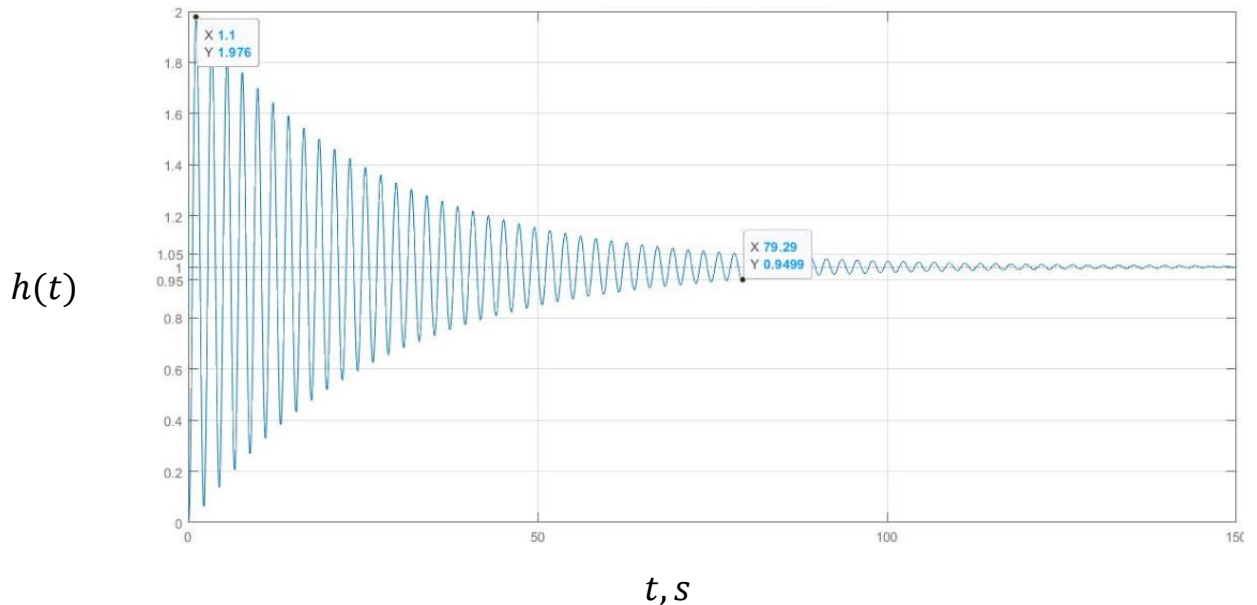


Рис.2.7. Перехідний процес ( $K_{зз} = 0,2$ )

З графіку перехідного процесу можливо отримати прямі показники якості, а саме: час регулювання –  $79.29s$ ; час встановлення –  $\sim 0.5s$ ; перерегулювання –  $\sim 98\%$ . З отриманих даних можливо прийти до висновку, що система абсолютно не задовольняє критеріям якості. Кількість коливань за час регулювання не має сенсу рахувати оскільки з графіку помітно, що отримане значення не відповідатиме необхідному значенню.

### 2.4. Оцінка точності системи при типових вхідних впливах

Головна передатна функція замкненої системи:

$$\Phi(p) = \frac{\frac{K_{роз}(T_1 p + 1)}{p(T_2^2 p^2 + 2T_2 \xi p + 1)(T_l p + 1)}}{p(T_2^2 p^2 + 2T_2 \xi p + 1)(T_l p + 1) + K_{роз}(T_1 p + 1)} =$$

$$\frac{K_{роз}(T_1 p + 1)}{p(T_2^2 p^2 + 2T_2 \xi p + 1)(T_l p + 1) + K_{роз}(T_1 p + 1)}$$

$$= \frac{K_{\text{роз}}(T_1 p + 1)}{p(T_2^2 p^2 + 2T_2 \xi p + 1)(T_{\text{л}} p + 1) + K_{\text{роз}}(T_1 p + 1)}$$

Передатна функція замкненої системи за похибкою:

$$\Phi_{\delta}(p) = \frac{\delta(p)}{X(p)} = \frac{1}{1+W_{\text{роз}}(p)} \quad (2.12)$$

Підставимо значення до передатної функції за похибкою відповідно до формули (2.12):

$$\begin{aligned} \Phi_{\delta}(p) &= \frac{1}{\frac{p(T_2^2 p^2 + 2T_2 \xi p + 1)(T_{\text{л}} p + 1) + K_{\text{роз}}(T_1 p + 1)}{p(T_2^2 p^2 + 2T_2 \xi p + 1)(T_{\text{л}} p + 1)}} = \\ &= \frac{p(T_2^2 p^2 + 2T_2 \xi p + 1)(T_{\text{л}} p + 1)}{p(T_2^2 p^2 + 2T_2 \xi p + 1)(T_{\text{л}} p + 1) + K_{\text{роз}}(T_1 p + 1)} \end{aligned}$$

Усталена похибка системи визначається за виразом [18]:

$$\delta_{\text{уст}} = \lim_{t \rightarrow \infty} \delta(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p \Phi_{\delta}(p) X(p) \quad (2.13)$$

Розглянемо випадок сталого вхідного значення кута курсу:

$$\psi = X = \text{const}(30^\circ) = 0.52 \quad M = 0$$

Причому, для  $x(t) = 0.52$  зображення за Лапласом буде:

$$X(p) = \frac{0.52}{p}$$

$$\Phi_{\delta}(p) = \frac{p(T_2^2 p^2 + 2T_2 \xi p + 1)(T_{\text{л}} p + 1)}{p(T_2^2 p^2 + 2T_2 \xi p + 1)(T_{\text{л}} p + 1) + K_{\text{роз}}(T_1 p + 1)}$$

Знайдемо усталену похибку системи, підставимо значення з формули (2.13):

$$\begin{aligned} \delta_{\text{уст}} &= \lim_{p \rightarrow 0} \frac{p^2(T_2^2 p^2 + 2T_2 \xi p + 1)(T_{\text{л}} p + 1)}{p(T_2^2 p^2 + 2T_2 \xi p + 1)(T_{\text{л}} p + 1) + K_{\text{роз}}(T_1 p + 1)} * \frac{0.52}{p} = \\ &= \lim_{p \rightarrow 0} \frac{p^2(0.005p^2 + 0.05p + 1)(2p + 1)}{p(0.005p^2 + 0.05p + 1)(2p + 1) + 16(0.5p + 1)} * \frac{0.52}{p} = 0 \end{aligned}$$

Досліджуємо, як поводить себе система при постійному значенні заданого курсу, в блок constant задамо значення в 0.52 рад (30°), проведемо дослідження

без дії зовнішнього моменту. Отримаємо графік перехідного процесу зображений на рис. 2.8:

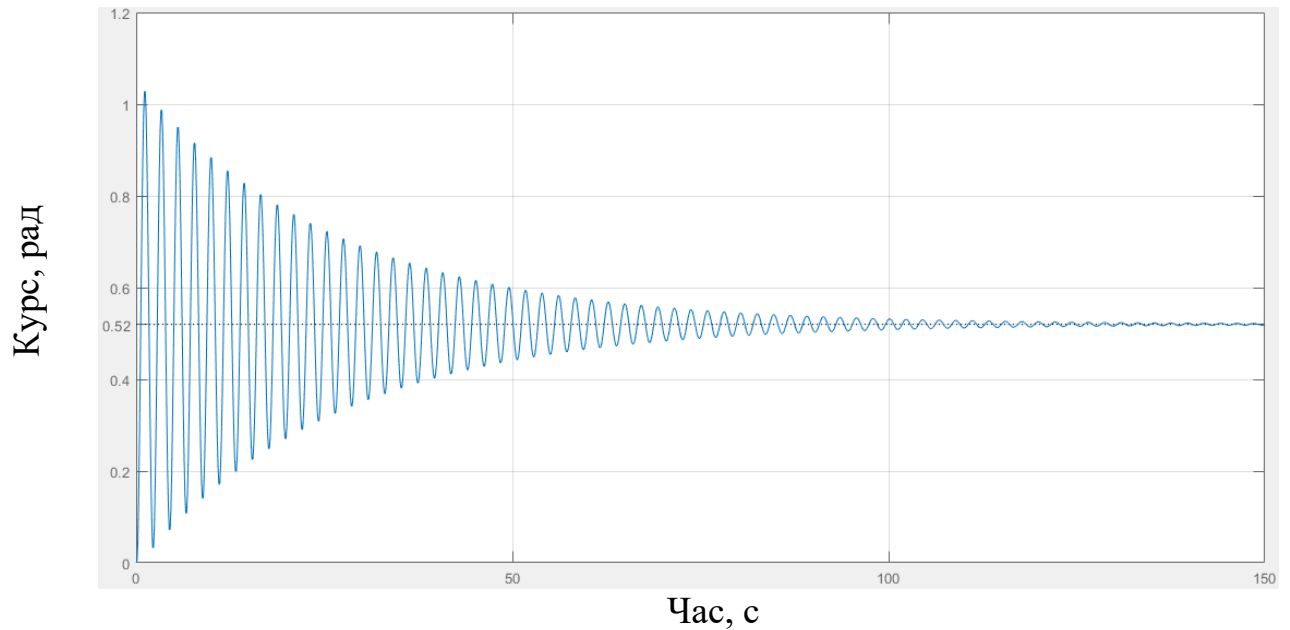


Рис. 2.8. Графіки вхідного та вихідного значення перехідного процесу при сталому значенні вхідної величини

Як бачимо, система на протязі 150 секунд відпрацьовує значення заданого кута курсу, кількість коливань за час регулювання не має сенсу рахувати оскільки з графіку помітно, що отримане значення не відповідатиме необхідному значенню.

Промодельюємо роботу системи з таким ж параметрами, але при дії зовнішнього моменту на рис.2.9:

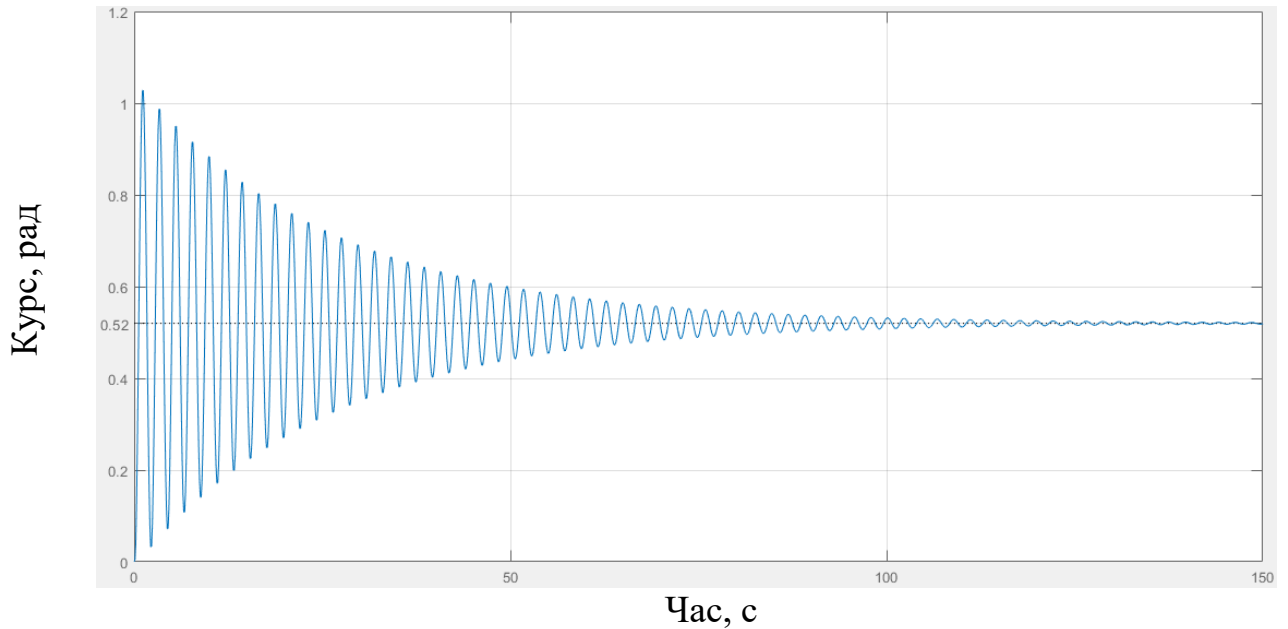


Рис. 2.9. Графіки вхідного та вихідного значення перехідного процесу при сталому значенні вхідної величини при дії зовнішнього моменту

Підводячи підсумок можна сказати, що дія зовнішнього моменту не викликає похибку регулювання, при постійних вхідних сигнал (кута курсу).

$$2) X = \psi_* t \quad \psi_* = 0.085$$

$$X(p) = \frac{0.085}{p^2}$$

$$\begin{aligned} \delta_{уст} &= \lim_{p \rightarrow 0} \frac{p^2(T_2^2 p^2 + 2T_2 \xi p + 1)(T_L p + 1)}{p(T_2^2 p^2 + 2T_2 \xi p + 1)(T_L p + 1) + K_{роз}(T_1 p + 1)} * \frac{0.085}{p^2} = \\ &= \lim_{p \rightarrow 0} \frac{p^2(0.005p^2 + 0.05p + 1)(2p + 1)}{p(0.005p^2 + 0.05p + 1)(2p + 1) + 16(0.5p + 1)} * \frac{0.085}{p^2} \\ &= 0.053(\text{град.}). \end{aligned}$$

Для моделювання режиму роботи при рівномірній зміні кута курсу, скористаємося блоком Ramp в Simulink. Даний блок імітує зміну кута курсу з заданою крутизною, задаємо величину крутизни 0.085 та подаємо на вхід системи цей сигнал, результат показаний на рис.2.10. [20].

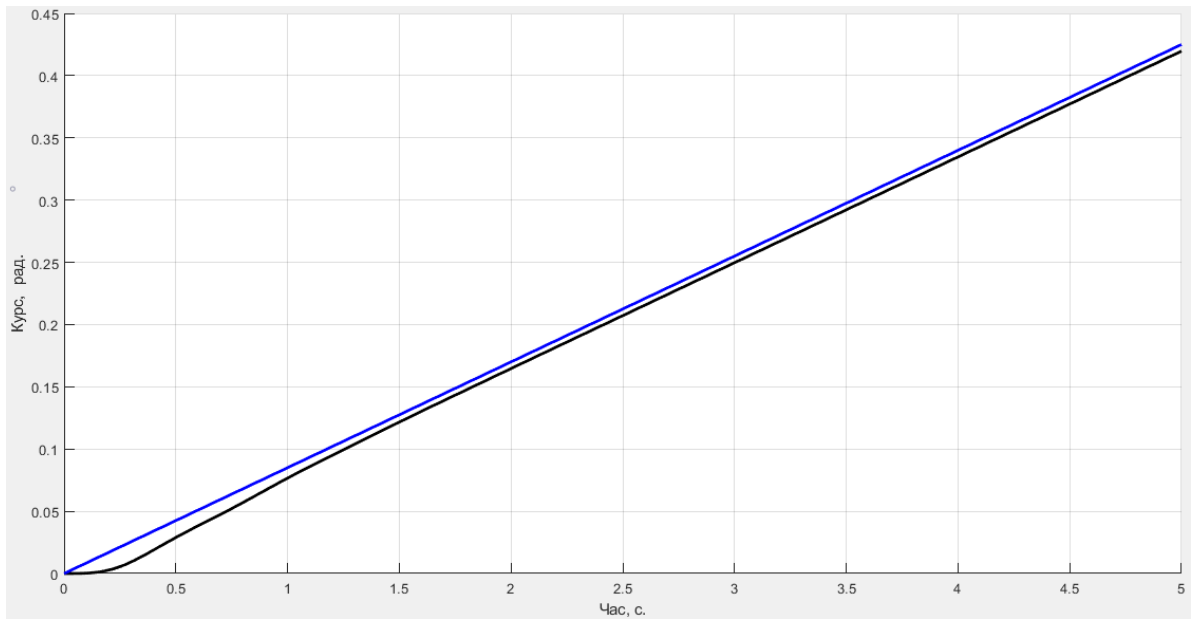


Рис. 2.10. Графіки вхідного та вихідного значення приросту кута курсу

Як видно на графіку, після перехідного процесу система керування відпрацьовує вхідний сигнал приросту кута курсу, виникає невелике зміщення величини вихідного сигналу приросту, яке дорівнює приблизно  $0,005 \sim 0,3^\circ$ , це викликано запізненням опрацювання вхідного сигналу [20].

Тепер задаємо, що рівномірна зміна курсу почалася у момент часу 1 с, для цього у блоці Ramp задаємо початковий час 1 с. Отримаємо результати зображені на рис.2.11.

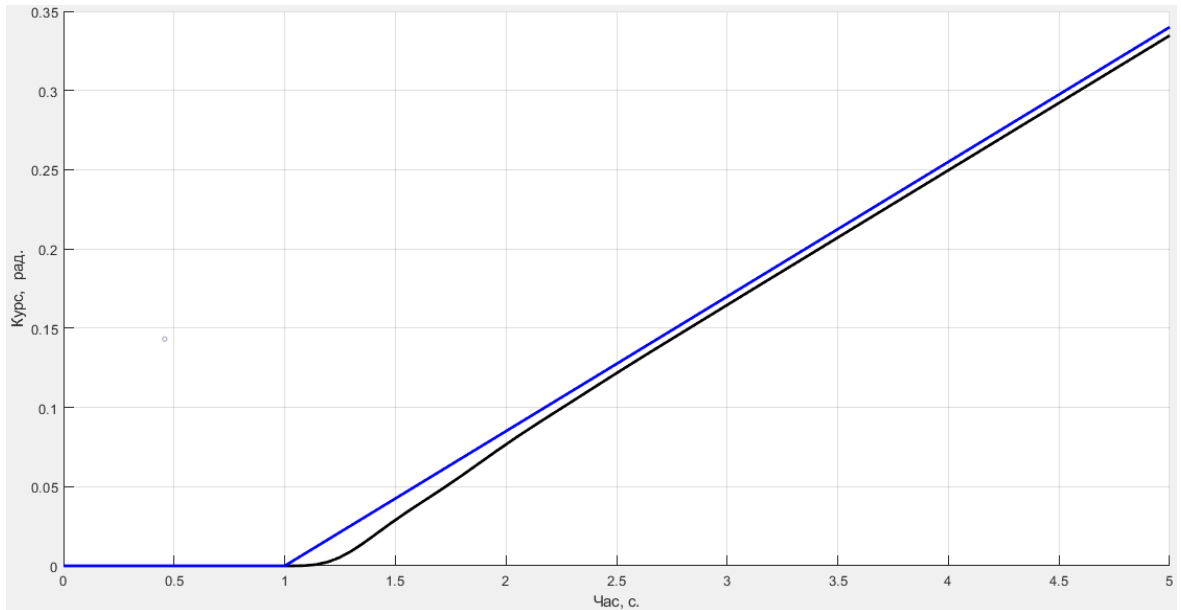


Рис. 2.11. Графіки вхідного та вихідного значення приросту кута курсу, при часі початку приросту 1 с

Як бачимо на графіку, спочатку система знаходилася у спокою до моменту 1 с, після початку приросту спостерігаємо перехідний процес, після якого система виходить на сталі значення вихідного сигналу кута курсу. Також спостерігаємо певне зміщення на величину  $0,005 \sim 0,3^\circ$  [20].

З цього можна зробити висновок, що система працює правильно, а зміщення виникає через невисоку швидкість відпрацювання.

Промодельюємо роботу системи з таким ж параметрами, але при дії зовнішнього моменту. Спочатку для першого випадку, коли приріст кута курсу починається в момент часу 0 с [20]. Результати на рис.2.12.

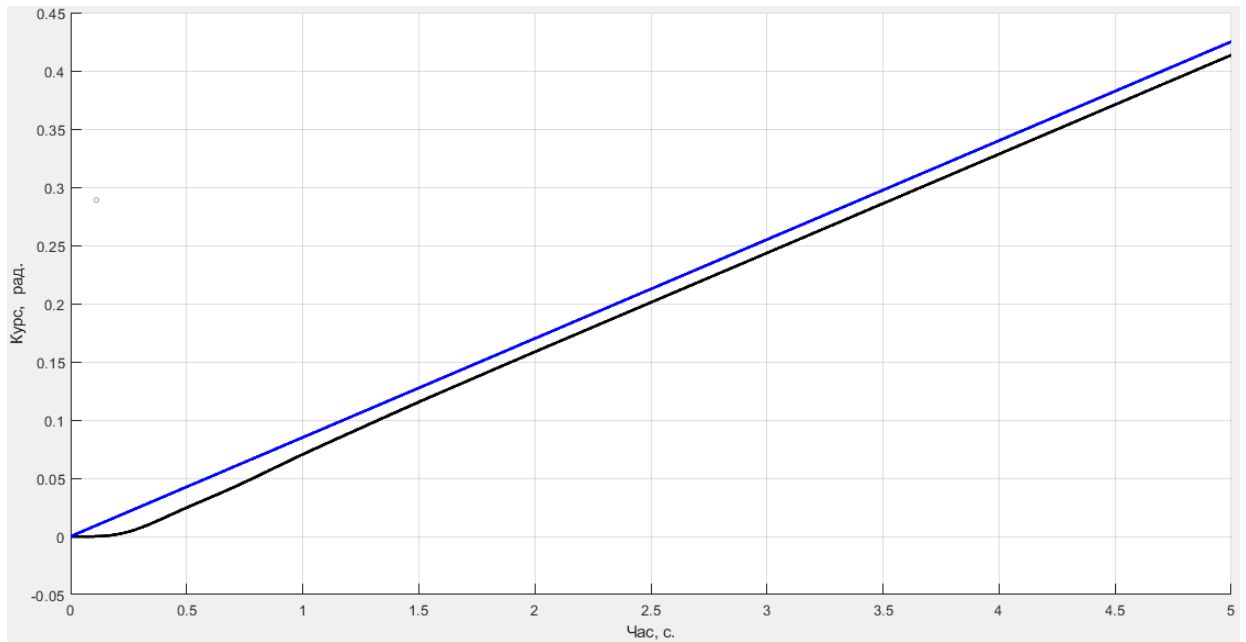


Рис. 2.12. Графіки вхідного та вихідного значення приросту кута курсу, при дії зовнішнього моменту

Як видно з графіку вихідного сигналу, зміщення збільшилось на  $0,011 \sim 0,63^\circ$ , тобто загальний вихідний сигнал при прирості кута курсу зміщений на  $0,016 \sim 0,91^\circ$ . Похибку регулювання, від дії зовнішнього моменту потрібно враховувати при реальній роботі, тоді зміщення від заданого значення кута курсу буде мінімальним. При заданому режимі роботи видно, що не спостерігається накопичення похибки, а вона залишається константою [20].

Змоделюємо роботу коли приріст кута курсу починається у момент часу 1 с та при дії зовнішнього моменту на рис.2.13.

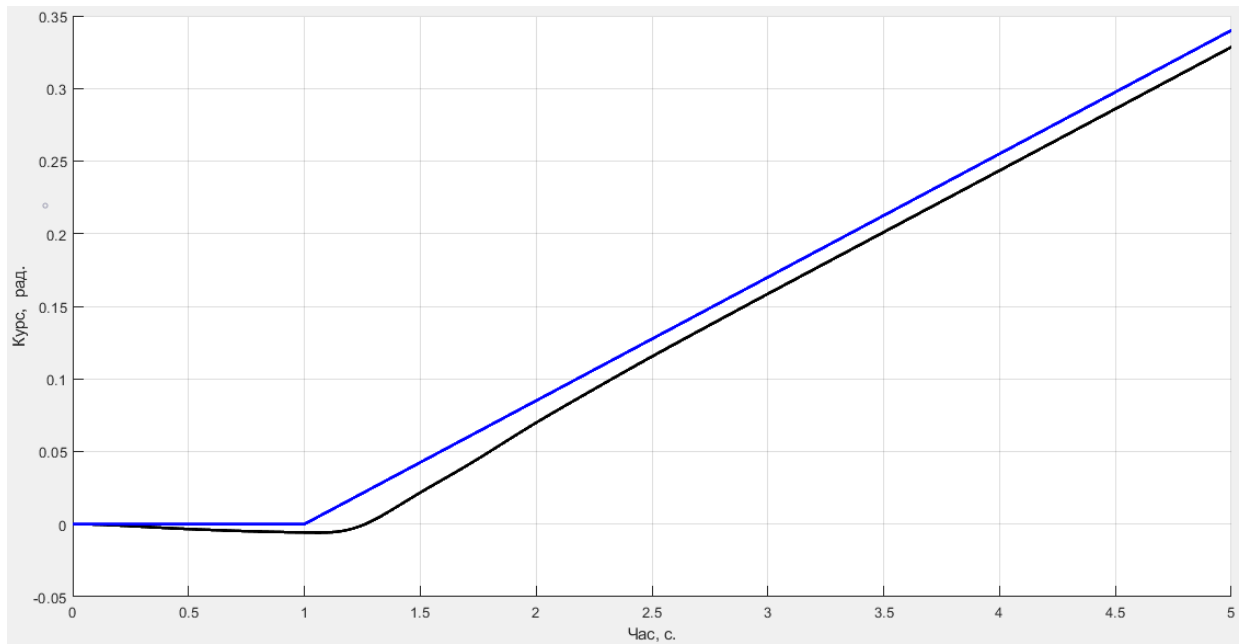


Рис. 2.13. Графіки вхідного та вихідного значення приросту кута курсу, при часу початку приросту 1 с, при дії зовнішнього кута

Аналізуючи графіки на рис. 2.13., бачимо, що до моменту часу 1 с, система показувала лише похибку регулювання величиною в  $0,011 \sim 0,63^\circ$ , після початку приросту в момент часу 1 с, система почала виводи об'єкт керування на вхідне значення кута курсу, але через похибку регулювання вихідне значення кута курсу зменшилося на  $0,016 \sim 0,91^\circ$  [20].

## РОЗДІЛ 3

### Оптимізація зворотного зв'язку для забезпечення показників якості керування

#### 3.1. Аналіз впливу коефіцієнта зворотного зв'язку на показники якості перехідного процесу.

Для аналізу впливу  $K_{зз}$  на показники якості перехідного процесу, побудуємо перехідні характеристики для різних значень  $K_{зз}$ . Приклад графіку  $h(t)$  для  $K_{зз} = 1$  наведено на рис.3.1.

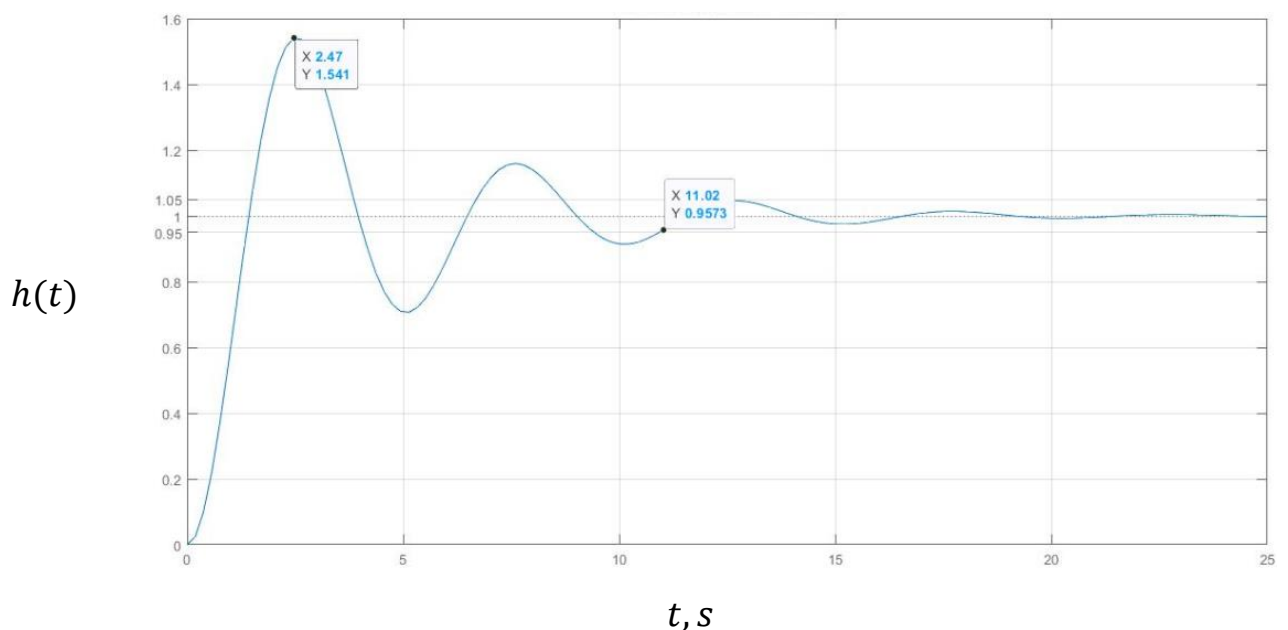


Рис.3.1. Перехідний процес ( $K_{зз} = 1$ )

На рис.3.1. як можливо помітити збільшення коефіцієнту призводить до покращення перехідного процесу, що в свою чергу впливає на якість системи в цілому. Слід відмітити, що хоча система досі не відповідає критеріям якості (перерегулювання занадто велике – 54%), можливо помітити суттєве покращення у порівнянні з неоптимізованою системою.

Змінюємо далі  $K_{зз}$  і визначаємо за графіками перерегулювання  $\sigma$  і час перехідного процесу  $t_p$

В табл.3.2. наведено значення  $\sigma$  і  $t_p$  в залежності від  $K_{33}$ , графік залежності  $\sigma(K_{33})$  наведено на рис.3.3.

Табл.3.2.

$K_{33}$	0,2	1	1,5	2	2,5	3	3,5	4	4,5	5	5,5	6
$\sigma$ [%]	98	54	46	40	36	32	29	26	23	21	19	17,6
$t_p$	79	11	11	12	10	11	12	12	12	9	10	10

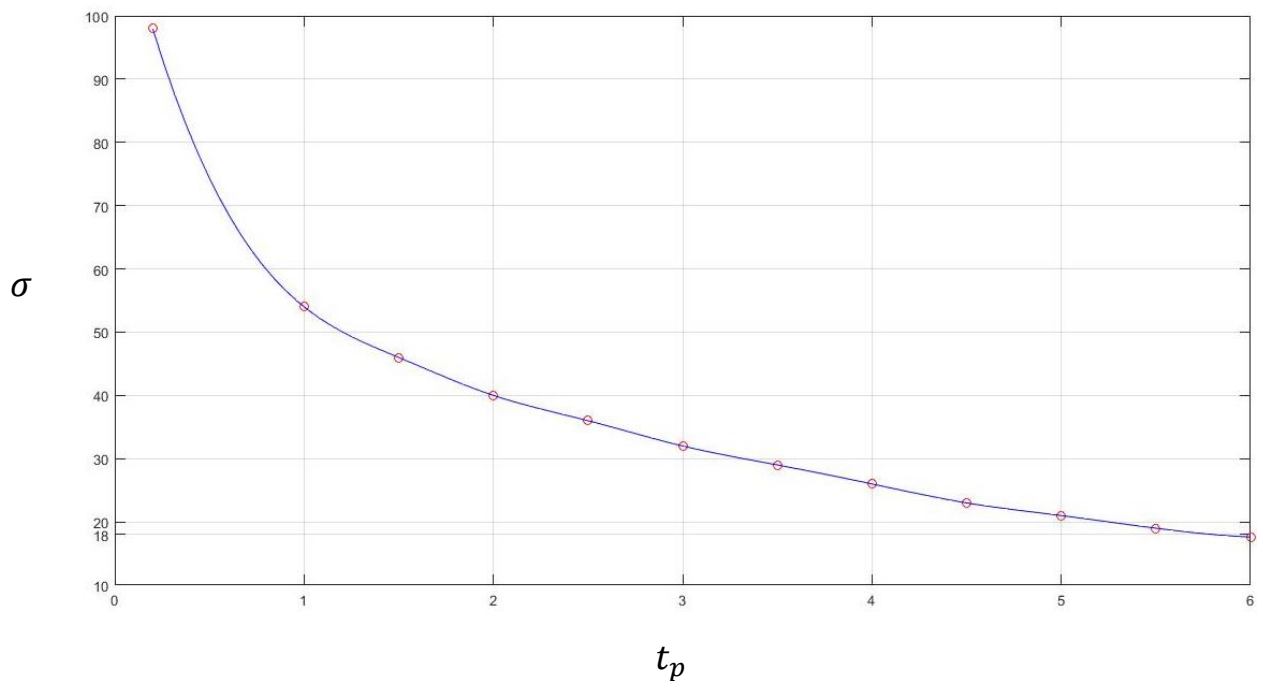


Рис.3.3. Залежність перерегулювання від  $K_{33}$

З табл.3.2. та рис.3.3 при збільшенні  $K_{33}$  з  $K_{33} = 0.2$  до  $K_{33} = 6$  бачимо зменшення часу перехідного процесу.

На рис.3.4. наведемо графік перехідного процесу системи з  $K_{33} = 6$ .

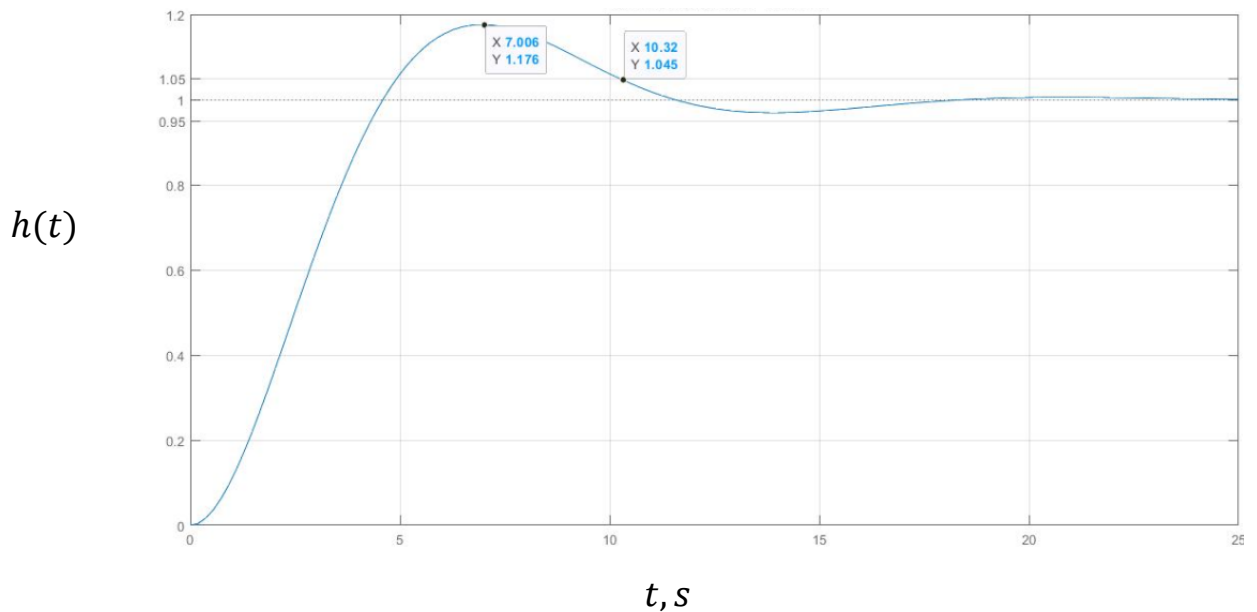


Рис.3.4. Перехідний процес системи для  $K_{зз} = 6$

Аналізуючи даний графік перехідного процесу помітно, що система, в такому випадку, відповідатиме критеріям якості: перерегулювання становить 17.6%, час регулювання – 10.32с, що суттєво менше ніж у неоптимізованої системи; кількість коливань за час регулювання припадає на діапазон 1.5...2.

Для нового значення  $K_{зз} = 6$  визначимо решту динамічних характеристик

### 3.2. Частотні характеристики системи

Спочатку розглянемо контур місцевого зворотного зв'язку і визначимо його передатну функцію і параметри:

$$W_2(p) = \frac{K_{\Pi}K_{рм}}{p(T_{рм}p + 1) + K_{\Pi}K_{рм}K_{зз}} = \frac{K_{\Pi}K_{рм}/K_{\Pi}K_{рм}K_{зз}}{(p(T_{рм}p + 1) + K_{\Pi}K_{рм}K_{зз})/K_{\Pi}K_{рм}K_{зз}}$$

Знаходимо корені  $p_1, p_2$ :

$$\begin{aligned} 0,000166p^2 + 0,00166p + 1 &= 0; \\ p_1, p_2 &= \frac{-0,00166 \pm \sqrt{0,00166^2 - 4 * 0,000166}}{2 * 0,000166} \\ &= \frac{-0,00166 \pm \sqrt{0,000166 - 0,000664}}{0,000332} \end{aligned}$$

$$D = 0,00166^2 - 4 * 0,000166 * 1 = -0,00066$$

$$p_1, p_2 = \frac{-0,00166 \pm i\sqrt{|-0,00066|}}{2 * 0,000166} = \frac{-0,00166 \pm i * 0,0257}{0,000332} = -5 \pm i * 77,4$$

Так як корені знаменника є комплексно-спряжені, то ланка з передаточною функцією  $W_2(p)$  є коливальною, яку можемо записати у вигляді:

$$\frac{K}{T^2 p^2 + 2\xi T p + 1}$$

$$T_{рм} p^2 + p + K_{п} K_{рм} K_{зз} = 0$$

$$\frac{1/K_{зз}}{\frac{T_{рм}}{K_{п} K_{рм} K_{зз} p^2} + \frac{1}{K_{п} K_{рм} K_{зз} p} + 1}$$

$$T_*^2 = \frac{T_{рм}}{K_{п} K_{рм} K_{зз}} = \frac{0,1}{20 * 5 * 6} = 0,0001666$$

$$T_* = \sqrt{0,0001666} = 0,0129$$

$$2\xi_* T_* = \frac{1}{K_{п} K_{рм} K_{зз}} = 0,0016 \quad \xi_* = \frac{1}{K_{п} K_{рм} K_{зз} 2T_*} = \frac{1}{20 * 5 * 6 * 2 * 0,0129} = 0,06459$$

$$K_{2*} = \frac{1}{K_{зз}} = \frac{1}{6} = 0,1666$$

Передатна функція розімкненої системи не змінилась за виразом, але матиме інші частоти спряження і коефіцієнт підсилення:

$$K_{роз*} = K_{2*} K_{дк} K_{л} = 1 * 0,16 * 3,2 = 0,51$$

Частоти спряження:

$$\omega_1 = \frac{1}{T_1} = \frac{1}{0,2} = 5$$

$$\omega_2 = \frac{1}{T_2} = \frac{1}{0,0129} = 77,51$$

$$\omega_3 = \frac{1}{T_{л}} = \frac{1}{2} = 0,5$$

На рис.3.5. наведено графіки логарифмічних частотних характеристик розімкненої системи

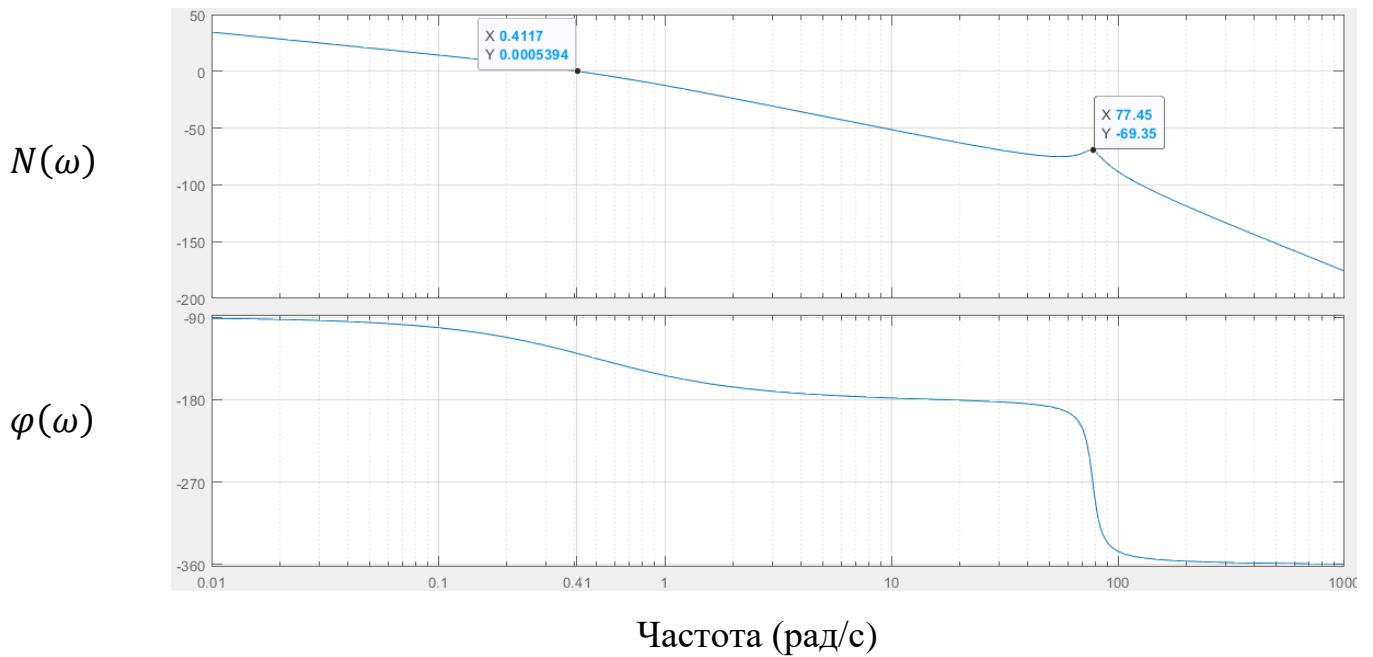


Рис.3.5. Логарифмічні частотні характеристики ( $K_{зз} = 6$ )

За отриманими графіками рис.3.5. АФЧХ для оптимізованої системи проведемо аналіз запасу стійкості системи: запас по фазі становить  $\sim 100^\circ$ , запас по амплітуді – 50дБ. Відповідно можливо сказати, що оптимізація системи проведена успішно і система має достатній запас по фазі і амплітуді.

### 3.3. Оцінка точності

Передатна функція замкненої системи:

$$\begin{aligned} \Phi(p) &= \frac{\frac{K_{роз*}(T_1p + 1)}{p(T_*^2p^2 + 2T_*\xi_*p + 1)(T_{лp} + 1)}}{p(T_*^2p^2 + 2T_*\xi_*p + 1)(T_{лp} + 1) + K_{роз*}(T_1p + 1)} = \\ &= \frac{K_{роз*}(T_1p + 1)}{p(T_*^2p^2 + 2T_*\xi_*p + 1)(T_{лp} + 1) + K_{роз*}(T_1p + 1)} \end{aligned}$$

Передатна функція замкненої системи за похибкою визначимо з формули (2.12):

$$\Phi_\delta(p) = \frac{p(T_*^2p^2 + 2T_*\xi_*p + 1)(T_{лp} + 1)}{p(T_*^2p^2 + 2T_*\xi_*p + 1)(T_{лp} + 1) + K_{роз*}(T_1p + 1)}$$

Усталену похибку системи визначимо за формулою (2.13):

$$\psi = X = \text{const}(30^\circ) = 0.52 \quad M = 0$$

Зображення за Лапласом:

$$X(p) = \frac{0.52}{p}$$

$$\Phi_\delta(p) = \frac{1}{\frac{p(T_*^2 p^2 + 2T_* \xi_* p + 1)(T_l p + 1) + K_{\text{роз}*}(T_1 p + 1)}{p(T_*^2 p^2 + 2T_* \xi_* p + 1)(T_l p + 1)}}$$

$$\begin{aligned} \delta_{\text{уст}} &= \lim_{p \rightarrow 0} \frac{p^2(T_*^2 p^2 + 2T_* \xi_* p + 1)(T_l p + 1)}{p(T_*^2 p^2 + 2T_* \xi_* p + 1)(T_l p + 1) + K_{\text{роз}*}(T_1 p + 1)} * \frac{0.52}{p} = \\ &= \lim_{p \rightarrow 0} \frac{p^2(0.00016p^2 + 0.0016p + 1)(2p + 1)}{p(0.00016p^2 + 0.0016p + 1)(2p + 1) + 0.53(0.5p + 1)} * \frac{0.52}{p} = 0 \end{aligned}$$

Отримаємо графік перехідного процесу зображений на рис. 3.6:

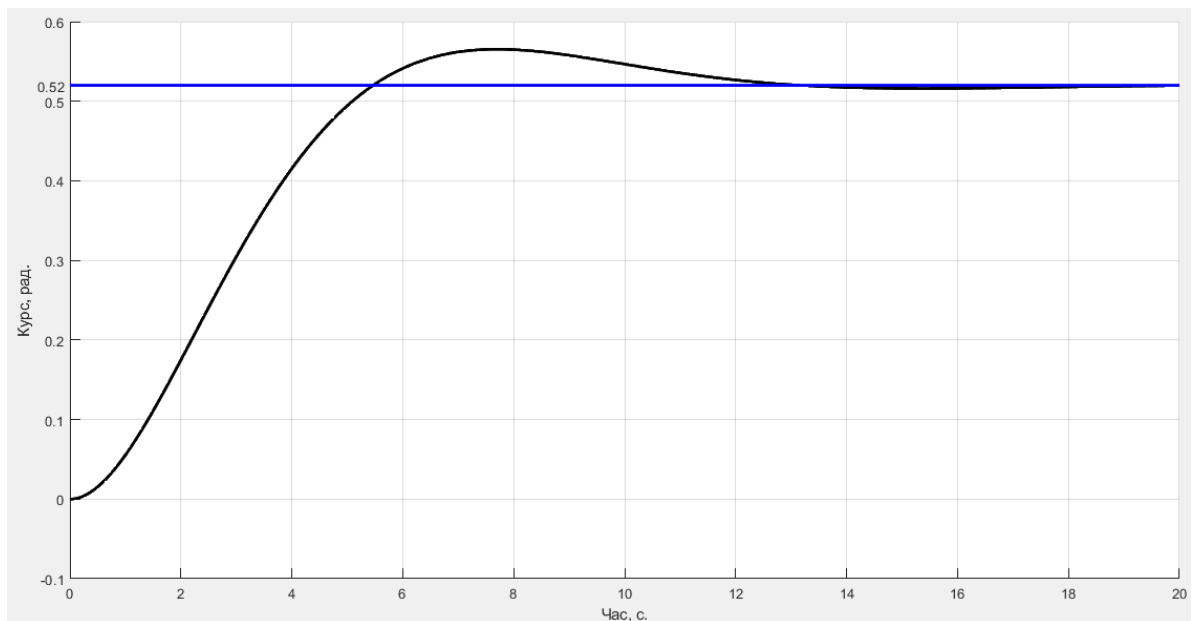


Рис. 3.6. Графіки вхідного та вихідного значення перехідного процесу при сталому значенні вхідної величини

Як бачимо, система на протязі 6 секунд відпрацьовує значення заданого кута курсу та після перехідного процесу, вихідне значення наростає до значення вхідного кута курсу в 0.52 рад (30°). Можна зробити висновок, що при відсутності дії зовнішнього моменту та прикладанні початкового значення

вхідного сигналу (курсу) система виводить об'єкт керування на задану величину курсу та надалі зберігає його значення незмінним. Все каже про правильність системи керування кутом курсу [20].

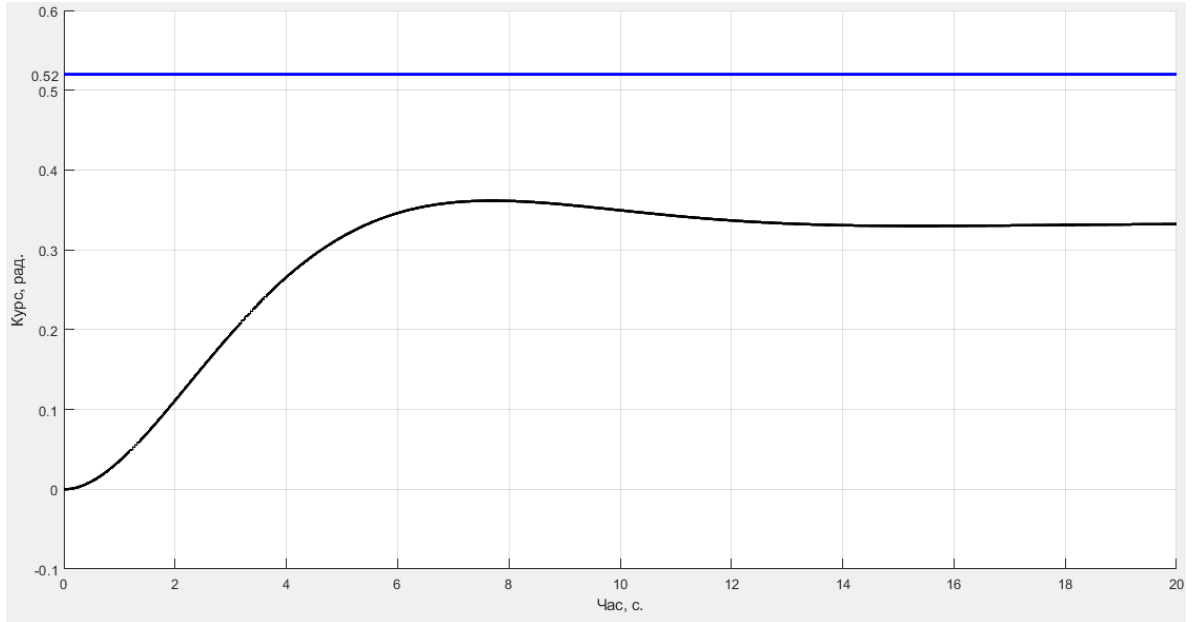


Рис. 3.7. Графіки вхідного та вихідного значення переходного процесу при сталому значенні вхідної величини при дії зовнішнього моменту

Як видно з рис. 3.7, вихідне значення сигналу встановилося у значенні 0.36 рад, при заданому значенні вхідного сигналу 0.52 рад (30°), це викликано дією зовнішнього моменту. На протязі 6 с, система керування відпрацьовувала сигнал і виводила об'єкт керування на величину 0.52 рад (30°), після прикладання моменту в момент часу 6 с, вихідне значення зменшилося до 0,33 рад. Це викликано статичністю системи до зовнішнього моменту. При проведенні реальних досліджень потрібно враховувати цю похибку та проводити подальше керування [20].

$$2) X = \psi_* t \quad \psi_* = 0.085$$

$$X(p) = \frac{0.085}{p^2}$$

$$\delta_{уст} = \lim_{p \rightarrow 0} \frac{p^2 (T_*^2 p^2 + 2T_* \xi_* p + 1)(T_L p + 1)}{p(T_*^2 p^2 + 2T_* \xi_* p + 1)(T_L p + 1) + K_{роз*}(T_1 p + 1)} * \frac{0.085}{p^2} =$$

$$= \lim_{p \rightarrow 0} \frac{p^2(0.00016p^2 + 0.0016p + 1)(2p + 1)}{p(0.00016p^2 + 0.0016p + 1)(2p + 1) + 0.53(0.5p + 1)} * \frac{0.085}{p^2}$$

$$= 1.6(\text{рад.}).$$

Моделюємо режим роботи при рівномірній зміні кута курсу при  $K_{зз} = 6$ , задаємо величину крутизни 0.085 та подаємо на вхід системи цей сигнал, результат показаний на рис.3.8.

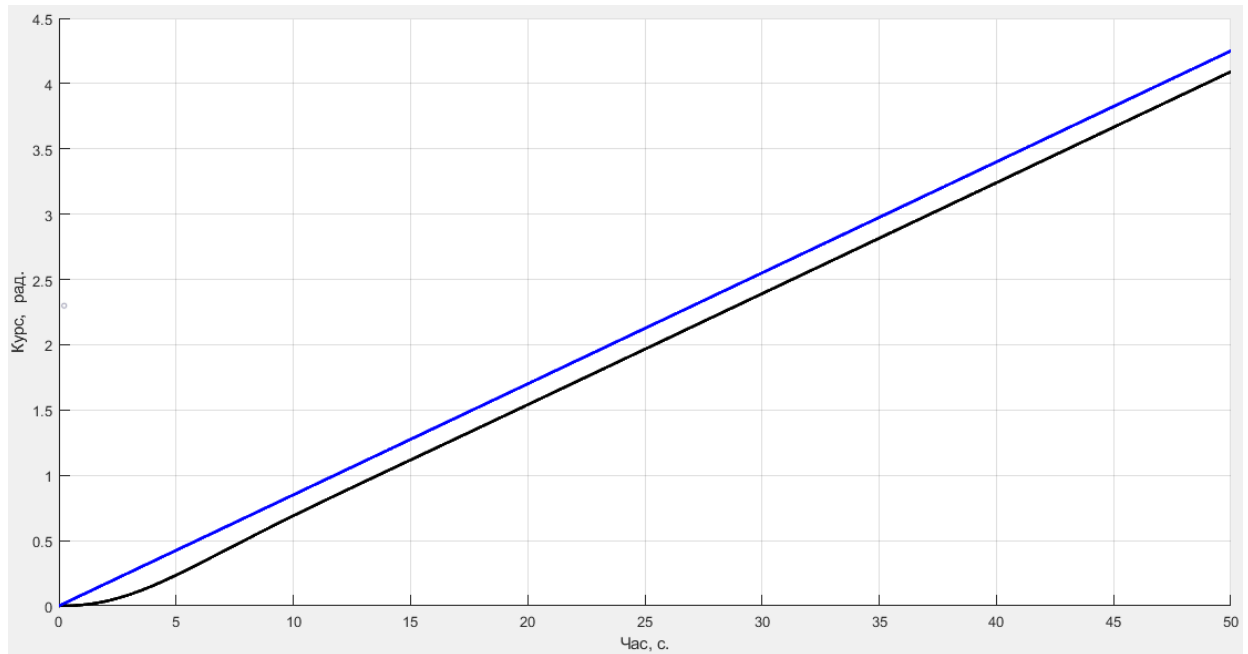


Рис. 3.8. Графіки вхідного та вихідного значення приросту кута курсу

Як видно на графіку, після перехідного процесу система керування відпрацьовує вхідний сигнал приросту кута курсу, виникає невелике зміщення величини вихідного сигналу приросту, яке дорівнює приблизно  $0,16 \sim 9,16^\circ$ , це викликано запізненням опрацювання вхідного сигналу.

Тепер задаємо, що рівномірна зміна курсу почалася у момент часу 10 с, для цього у блоці Ramp задаємо початковий час 10 с [20]. Отримаємо результати зображені на рис.3.9.

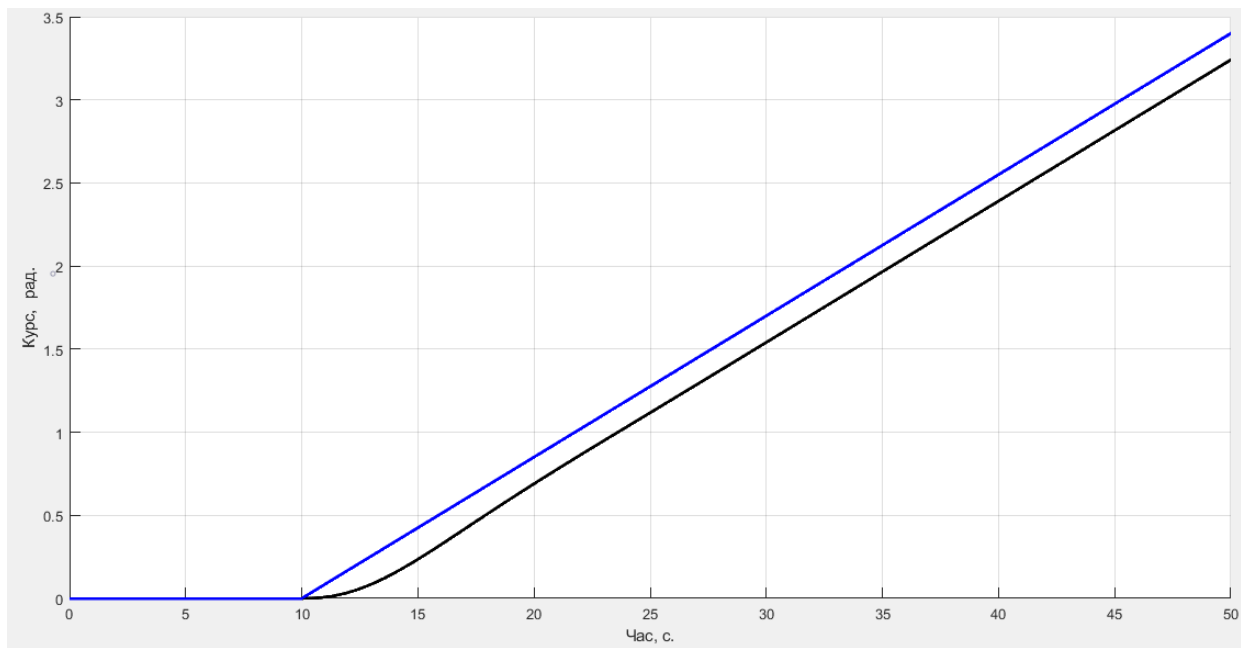


Рис. 3.9. Графіки вхідного та вихідного значення приросту кута курсу, при часі початку приросту 10 с

Як бачимо на графіку, спочатку система знаходилася у спокою до моменту 10 с, після початку приросту спостерігаємо перехідний процес, після якого система виходить на сталі значення вихідного сигналу кута курсу. Також спостерігаємо певне зміщення на величину  $0,16 \sim 9,16^\circ$  [20].

З цього можна зробити висновок, що система працює правильно, а зміщення виникає через невисоку швидкість відпрацювання.

Промодельюємо роботу системи з таким ж параметрами, але при дії зовнішнього моменту. Спочатку для першого випадку, коли приріст кута курсу починається в момент часу 0 с [20]. Результати на рис.3.10.

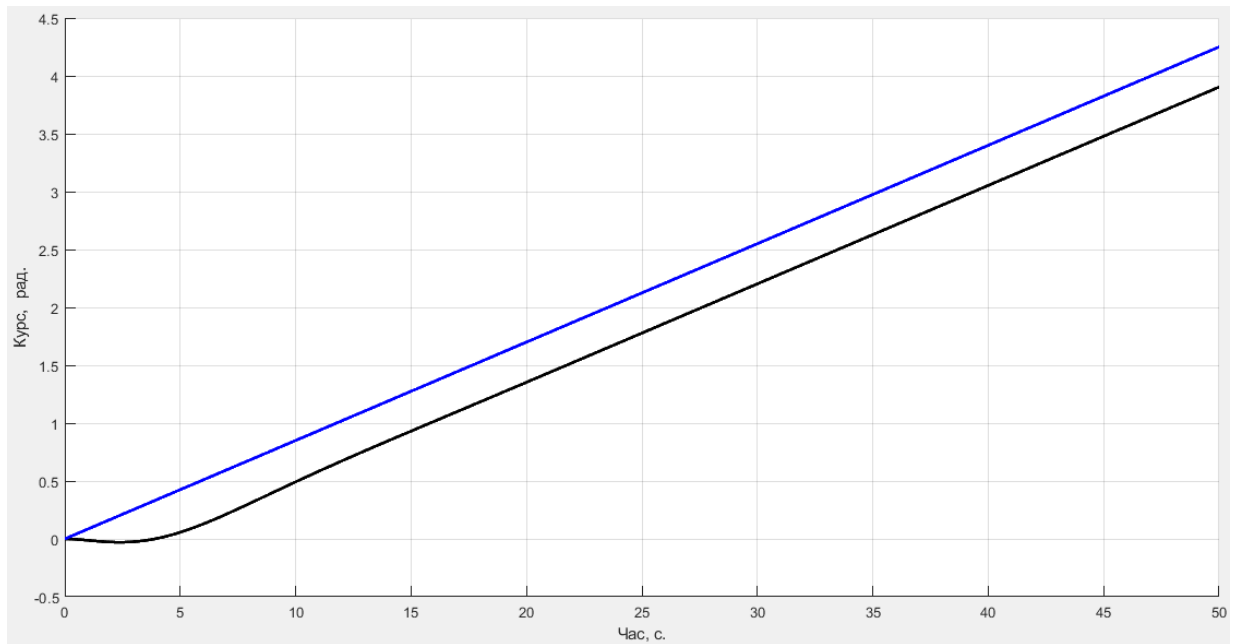


Рис.3.10. Графіки вхідного та вихідного значення приросту кута курсу, при дії зовнішнього моменту

Як видно з графіку вихідного сигналу, зміщення збільшилось на  $0,35 \sim 20^\circ$ , тобто загальний вихідний сигнал при прирості кута курсу зміщений на  $0,51 \sim 29,2^\circ$ . Похибку регулювання, від дії зовнішнього моменту потрібно враховувати при реальній роботі, тоді зміщення від заданого значення кута курсу буде мінімальним. При заданому режимі роботи видно, що не спостерігається накопичення похибки, а вона залишається константою [20].

Змодельємо роботу коли приріст кута курсу починається у момент часу 10 с та при дії зовнішнього моменту на рис.3.11.

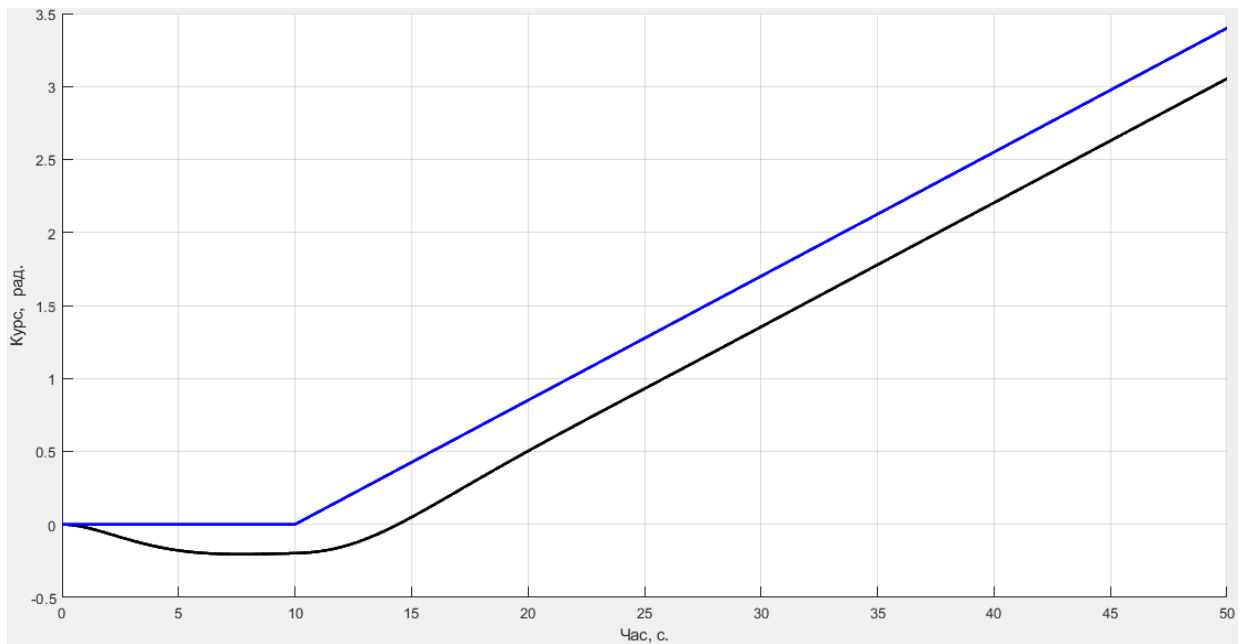


Рис.3.11. Графіки вхідного та вихідного значення приросту кута курсу, при часі початку приросту 10 с, при дії зовнішнього кута

Аналізуючи графіки на рис. 3.11., бачимо, що до моменту часу 10 с, система показувала лише похибку регулювання величиною в  $0,35 \sim 20^\circ$ , після початку приросту в момент часу 1 с, система почала виводи об'єкт керування на вхідне значення кута курсу, але через похибку регулювання вихідне значення кута курсу зменшилося на  $0,51 \sim 29,2^\circ$ .

Точність погіршилась через зменшення коефіцієнта підсилення розімкненої системи [20].

## ВИСНОВКИ

У рамках виконання даної дипломної роботи здійснено моделювання системи автоматичного управління кутом курсу літака. На основі проведеного дослідження варто зробити наступний висновок:

Основним завданням автопілота є автоматична підтримка курсу літального апарату з певною точністю.

З аналізу системи керування кутом курсу було зрозуміло, що заданий початковий  $K_{зз} = 0.2$  має малі запаси стійкості. Система практично не забезпечена належними запасами стійкості за амплітудою та фазою.

З графіку перехідного процесу система абсолютно не задовольняє критеріям якості, так як перерегулювання  $\sim 98\%$ , а час регулювання становить 79 с. Загальний сигнал при прирості кута курсу зміщений на  $0.9^\circ$ .

При зміні перерегулювання був знайдений оптимальний  $K_{зз} = 6$ . З графіку перехідного процесу помітно, що система відповідає критеріям якості та перерегулювання становить 17.6% при нормі  $\sigma \leq 18\%$ , час регулювання – 10с.

При визначенні динамічних характеристик був проведений запас стійкості. Відповідно після оптимізації системи з'явився достатній запас по фазі та амплітуді. Оцінка точності при  $K_{зз} = 6$  показує, що без зовнішнього моменту система виводить об'єкт керування на задану величину та зберігає його значення незмінним. При дії зовнішнього моменту вихідне значення зменшилося до 0.33 рад. Приріст курсу збільшився, але накопичення похибки не спостерігається, а залишається константою.

Здійснено моделювання системи та проаналізовані основні характеристики. На основі аналізу варто зазначити, що при зміні коефіцієнта зворотного зв'язку були отримані запаси стійкості. Перехідний процес відповідає критеріям якості, значення приросту кута курсу при реальній роботі можна використовувати, якщо враховувати похибку регулювання.

## Список використаної літератури

1. Никитин Е. А. Гирскопические системы: Элементы гирскопических приборов: Учеб. для вузов по спец. «Гирскоп. Приборы и устройства» / Шестов С. А., Матвеев В. А. Под ред. Пельпора Д. С. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 1988 – 432с.
2. Распопов В. Я. Микромеханические приборы: учебное пособие. – М.: Машиностроение, 2007.-407с.
3. Евстифеев М. И. Погрешности микромеханического гирскопа на вибрирующем основании // Гирскоп и навигация. 2002. №2. С. 19-26.
4. Пельпора Д. С. Гирскопические системы. Гирскопические приборы и системы: Учеб. для вузов по спец. «Гирскоп. Приборы и устройства» / Михалев И. А., Бауман В. А. и др.; Под ред. Пельпора Д. С. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 1988 – 424с.
5. <https://docplayer.ru/33542367-Lekciya-10-tema-giroskopicheskie-datchiki-uglovoy-skorosti-ustroystvo-i-princip-deystviya-datchika-uglovoy-skorosti.html>
6. [https://studbooks.net/2368319/tehnika/konstruktsiya\\_printsip\\_deystviya\\_pribora](https://studbooks.net/2368319/tehnika/konstruktsiya_printsip_deystviya_pribora)
7. Сабинин Ю. А. Электромашинные устройства автоматики / Сабинин Ю. А. - М.: Наука, 1988.
8. Цыпкин Я. З. Основы теории автоматических систем / Цыпкин Я. З. – Главная редакция физико-математической литературы изд-ва «Наука» , – М., 1977. – 560 с.
9. Романенко Л. Г. Проектирование систем управления полетом летательных аппаратов / Романенко Л. Г. – Казань, 2004. – 180 с.
10. Гуськов Ю. П. Управление полетом самолетов: Учебник для авиационных вузов / Гуськов Ю. П., Загайнов Г. И. – М.: Машиностроение, 1980. – 213с.
11. Белогородский С. Л. Автоматизация управления посадкой самолета / Белогородский С. Л. – М.: Транспорт, 1972. – 352 с.

12. Теория автоматического управления / Под ред. А. А. Воронова. – М.: Высшая школа, 1986. Ч. 1. – 303 с. – Ч. 2. – 228 с.
13. Справочник по теории автоматического управления / Под ред. А. А. Красовского. - М.: Наука, 1987.- 712 с.
14. Попов Е. П. Теория линейных систем автоматического регулирования и управления / Попов Е. П. – М.: Наука, 1978. – 226 с.
15. Костин С. В. Рулевые привод / Петров Б. И., Гамынин Н. С. – М.: Машиностроение, 1973. – 205 с.
16. Смирнова В. И. Проектирование и расчет автоматизированных приводов: Учебник для сред. спец. учеб. заведений. / Разинцев В. И. – М.: Машиностроение, 1990. – 368 с.
17. Байбородин Ю. В. Бортовые системы управления полетом. / Дробкин В. В., Сменковский Е. Г., Унгуриян С. Г. – М., «Транспорт», 1975. – 336 с.
18. Бурау Н. І. Теорія автоматичного керування: Метод. Вказівки до викон. Розрахункових робіт для студ. Напрямів підготов. 0909 «Прилади» і 0911 «Лазерна та оптоелектронна техніка» приладобудівного факультету/ Уклад.: Мураховський С. А., Сопілка Ю. В. – К.: НТУУ «КПІ», 2007. – 32 с.
19. Иващенко Н. Н. Автоматическое регулирование. Теория и элементы систем. Учебник для вузов. Изд. 4-е, перераб. И доп. М., «Машиностроение», 1978. 736 с.
20. [http://ela.kpi.ua/bitstream/123456789/26911/1/Bobryk\\_magistr.pdf](http://ela.kpi.ua/bitstream/123456789/26911/1/Bobryk_magistr.pdf)