

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ АВІАЦІЙНИЙ УНІВЕРСИТЕТ**

Кафедра авіоніки

**ДОПУСТИТИ ДО ЗАХИСТУ
Завідувач кафедри**

_____ Павлова С.В.
“ _____ ” _____ 2020 р.

ДИПЛОМНА РОБОТА

**ВИПУСКНИКА ОСВІТНЬОГО СТУПЕНЯ
“МАГІСТР”**

Тема: «Робастна система управління літальним апаратом»

Виконавець: Перга Олексій Володимирович

Керівник: доц. Сущенко Ольга Андріївна

Нормоконтролер: Левківський В.В

Київ 2020

ЗМІСТ

ВСТУП.....	
РОЗДІЛ 1. РОБАСТНА СТРУКТУРНА СИСТЕМА	
1.1 Алгоритм робастної структурної системи методом змішаної чутливості.....	
1.2. Класифікація методів робастної структурної системи	
1.2.1. Класифікація робастних систем за кількістю ступенів.....	
1.2.2. Класифікація методів систем за способом формування бажаних частотних характеристик системи.....	
1.2.3. Класифікація методів систем за способом введення вагових передавальних функцій.....	
1.3. Методи робастних регуляторів систем управління ЛА систем рухомих об'єктів.....	
1.3.1. Методи регулятора з двома ступенями вільності із формуванням розширеного об'єкта управління за допомогою пре- та пост-компенсаторів.....	
1.3.2. Метод регулятора з двома ступенями вільності із формуванням розширеного об'єкта управління за допомогою вагових передавальних функцій.....	
РОЗДІЛ 2. МАТЕМАТИЧНІ МОДЕЛІ.....	
2.1. Математичний опис системи управління польотом літака.....	
2.2. Загальний математичний опис руху літака.....	
РОЗДІЛ 3. ПРОЦЕДУРА РОБАСТНОЇ СТРУКТУРНОЇ СИСТЕМИ	
3.1. Особливості поздовжнього руху.....	
3.2. Види поздовжнього руху.....	
3.3. Характеристика сингулярних величин.....	
3.4. робастні регулятори системи управління поздовжнім рухом літака.....	
3.5. робастні регулятори системи управління вертикального руху літака.....	

РОЗДІЛ 4. ОХОРОНА НАВКОЛИШНЬОГО СЕРЕДОВИЩА.....	
4.1. Дослідження і постановка проблем.....	
4.2. Узагальнення шляхів вирішення проблеми забруднення атмосфери авіаційним транспортом	
4.3. Методичні основи функціонування підсистеми	
<< ГІС – забруднення атмосферного повітря >>	
.....	
4.4. Послідовність розрахунку викидів і концентрацій ЗР.....	
4.5. Розрахунковий приклад.....	
РОЗДІЛ 5. ОХОРОНА ПРАЦІ.....	
5.1. Аналіз умов праці на робочому місці інженера-дослідника у виробничому приміщенні	
5.1.1. Організація робочого місця інженера-дослідника.....	
5.1.2. Вид виробничого приміщення та основні його характеристики.....	
5.1.3. Небезпечні та шкідливі виробничі фактори, що можуть впливати на інженера-дослідника при проведенні дослідницької діяльності за допомогою ПК.....	
5.2. Аналіз небезпечних та шкідливих виробничих факторів, що впливають на інженера-дослідника.....	
5.2.1. Аналіз освітленості лабораторії.....	
5.2.2. Захист від враження електричним струмом.....	
5.2.3. Захист від статичної електрики.....	
5.2.4. Мікроклімат робочої зони інженера-дослідника	
5.3. Розробка заходів охорони праці.....	
5.4. Розрахунок штучного освітлення.....	
5.5. Пожежна безпека.....	
ВИСНОВКИ.....	
СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ.....	

ВСТУП

Проектування сучасних систем управління літальних апаратів характеризується прогресом техніки та зростанням конкуренції, що призводить до підвищення вимог до рівня безпеки та економічності польоту. Наявність в Україні розвинутої авіаційної промисловості зумовлює необхідність врахування світових тенденцій проектування. За таких умов набуває актуальності проектування робастних систем управління рухом літальних апаратів.

У розвинених країнах дослідженню робастності приділяється посилена увага. У США Товариство вчених у галузі теорії управління Інституту Інженерів з Електроніки та Електротехніки (IEEE Control Systems Society) визнало розробку робастних систем управління польотом одним із трьох найважливіших досягнень у галузі сучасної теорії та практики управління.

Переваги робастних систем управління рухом літальних апаратів зумовлені тим, що вони забезпечують прийнятну точність процесів управління в складних умовах, зумовлених дією внутрішніх параметричних та зовнішніх координатних збурень, що супроводжують реальну експлуатацію.

Існує підхід до створення робастних систем, заснований на визначенні сингулярних величин передавальної функції системи та мінімізації H_∞ -норм функцій чутливості системи. Цей підхід може бути реалізований автоматизованими засобами оптимального проектування, а саме: розширеним пакетом Robust Control Toolbox обчислювальної системи MATLAB.

Метою H_∞ -синтезу є синтез такого регулятора, який мінімізує H_∞ -норму замкнутої передавальної функції системи. Вибір оптимального

регулятора здійснюється на множині усіх регуляторів, що роблять замкнуту систему внутрішньо стійкою, тобто на множині допустимих регуляторів.

Слід зазначити, що до систем управління рухом літальних апаратів надаються численні та суперечливі вимоги. Найбільш вагомим протиріччям є необхідність одночасного забезпечення точності та робастності, що потребує пошуку компромісного рішення.

Метод змішуваної чутливості заснований на мінімізації H_∞ -норм функції чутливості, комплементарної функції чутливості та функції

чутливості на витрати сигналів за управлінням, що дозволяє здійснити багатокритеріальний синтез системи управління.

Сучасним підходом до проектування робастних систем управління є синтез системи із заданими частотними характеристиками, що досягається формуванням об'єкта управління, розширеного додаванням вагових передавальних функцій.

Основним завданням дипломної роботи є робастний структурний синтез системи управління поздовжнім рухом важкого літака.

Основним результатом виконання роботи є створення однієї процедури проектування робастних систем управління рухом деяких типів ЛА. Розроблені процедури дозволяють вже на ранніх етапах проектування визначати оптимальні структуру та параметри вперше створених систем управління рухомими об'єктами.

Проведені дослідження спрямовано на підвищення надійності управління рухом літальних апаратів в складних умовах експлуатації, що супроводжуються дією збурень.

РОЗДІЛ 1

РОБАСТНА СТРУКТУРНА СИСТЕМА

1.1. Алгоритм робастної структурної системи методом змішаної чутливості

У загальному вигляді формування цілей синтезу систем управління може бути розглянуто на прикладі системи, структурну схему якої представлено на рис. 1.1 [1 - 4].

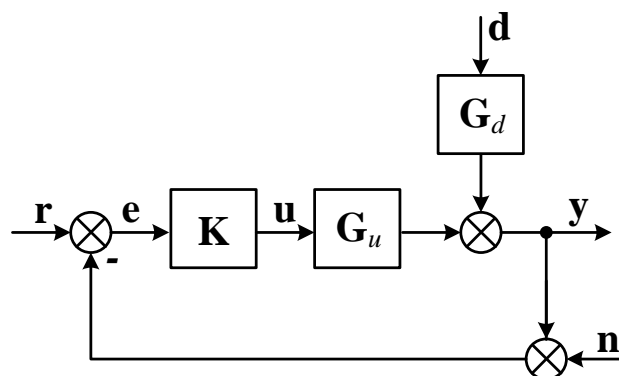


Рис. 1.1. Структурна схема системи управління

Для цієї системи рівняння вихідних сигналів а саме: вимірюваного сигналу y , сигналу управління u та сигналу похибки e можуть бути визначені на підставі передавальних функцій об'єкта управління G_u , збурення G_d та регулятора K і вхідних сигналів, тобто командного сигналу r , сигналу збурення d та сигналу похибки вимірювання n [3]

$$\begin{aligned} y &= G_u K(I + G_u K)^{-1} r + (I + G_u K)^{-1} G_d d - G_u K(I + G_u K)^{-1} n; \\ u &= K(I + G_u K)^{-1} r - K(I + G_u K)^{-1} G_d d - K(I + G_u K)^{-1} n; \end{aligned} \quad (1.1)$$

$$e = (I + G_u K)^{-1} r - (I + G_u K)^{-1} d - (I + G_u K)^{-1} n.$$

Для оцінювання характеристик системи можна використовувати матричні передавальні функції від командного сигналу r до сигналів похибки e , управління u , вихідних вимірювань y [1 - 3]

$$\begin{aligned} S(j\omega) &\stackrel{\text{def}}{=} (I + G_u(j\omega)K(j\omega))^{-1}, \\ R(j\omega) &\stackrel{\text{def}}{=} K(j\omega)(I + G_u(j\omega)K(j\omega))^{-1}, \\ T(j\omega) &\stackrel{\text{def}}{=} G_u(j\omega)K(j\omega)(I + G_u(j\omega)K(j\omega))^{-1}. \end{aligned} \quad (1.2)$$

Матрична передавальна функція $S(j\omega)$ від командного сигналу r до сигналу похибки e називається функцією чутливості. Матрична передавальна функція $T(j\omega)$ від командного сигналу управління r до сигналу виходу y називається функцією комплементарної чутливості. Із визначень $S(j\omega)$ та $T(j\omega)$ виходить, що $S(j\omega) + T(j\omega) = 1$ [1 -3]. Матрична передавальна функція $R(j\omega)$ від командного сигналу r до сигналу управління u називається функцією чутливості за управлінням [5].

Одночасне використання функцій чутливості (1.2) забезпечує досягнення компромісу між точністю, робастністю та витратами на управління.

З урахуванням передавальних функцій (1.2) вирази для сигналів системи управління (1.1) набувають вигляду

$$\begin{aligned} y &= T(j\omega)r + S(j\omega)d - T(j\omega)n; \\ u &= R(j\omega)r - R(j\omega)d - R(j\omega)n; \\ e &= S(j\omega)r - S(j\omega)d - S(j\omega)n. \end{aligned} \quad (1.3)$$

Суперечливі цілі синтезу сучасних систем управління можуть бути досягнуті за рахунок мінімізації H_∞ -норм функцій чутливості за командним сигналом, управлінням та комплементарної чутливості [1 - 3]:

$\min \|(\mathbf{I} + \mathbf{GK})^{-1}\|_{\infty} = \min \|\mathbf{S}\|_{\infty}$ – для забезпечення точності;

$\min \|(\mathbf{I} + \mathbf{GK})^{-1}\|_{\infty} = \min \|\mathbf{S}\|_{\infty}$ – для придушення збурень;

$\min \|\mathbf{GK}(\mathbf{I} + \mathbf{GK})^{-1}\|_{\infty} = \min \|\mathbf{T}\|_{\infty}$ – для придушення завад збурень;

$\min \|\mathbf{K}(\mathbf{I} + \mathbf{GK})^{-1}\|_{\infty} = \min \|\mathbf{R}\|_{\infty}$ – для зменшення енерговитрат на управління;

$\min \|\mathbf{K}(\mathbf{I} + \mathbf{GK})^{-1}\|_{\infty} = \min \|\mathbf{R}\|_{\infty}$ – для забезпечення робастної стійкості за умови дії адитивних збурень;

$\min \|\mathbf{GK}(\mathbf{I} + \mathbf{GK})^{-1}\|_{\infty} = \min \|\mathbf{T}\|_{\infty}$ – для забезпечення робастної стійкості за умови дії мультиплікативних збурень.

Усі наведені вимоги є взаємно-суперечливими і не можуть забезпечуватись одночасно. Найбільш поширеним у процедурах H_{∞} -синтезу є пошук оптимального регулятора на множині регуляторів, що забезпечують внутрішню стійкість системи. Такий підхід використовується у методі змішаної чутливості [1 - 5].

Якщо не приймати до уваги збурення, то відповідно до структурної схеми рис. 1.1, вираз для критерію оптимізації та постановка задачі оптимізації набувають вигляду [3, 5]

$$\mathbf{K}_{\text{opt}} = \arg \inf_{\mathbf{K} \in \mathbf{K}_{\text{st}}} J(\mathbf{G}, \mathbf{K}), \quad J(\mathbf{G}, \mathbf{K}) = \left\| \begin{bmatrix} W_1(\mathbf{I} + \mathbf{GK})^{-1} \\ W_2\mathbf{K}(\mathbf{I} + \mathbf{GK})^{-1} \\ W_3\mathbf{GK}(\mathbf{I} + \mathbf{GK})^{-1} \end{bmatrix} \right\|_{\infty}. \quad (1.4)$$

Для постановки проблеми H_{∞} -синтезу у розгляд вводиться схема узагальненого контролю (general control configuration), яка представлена на рис. 1.2. [3]

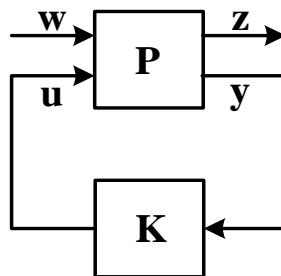


Рис. 1.2. Схема узагальненого управління

Представлена система складається з об'єкта управління та регулятора із матричними передавальними функціями $\mathbf{P}(s)$, $\mathbf{K}(s)$, які є дробово-раціональними і правильними. Об'єкт управління являє собою систему з

двома входами \mathbf{w} , \mathbf{u} та виходами \mathbf{z} , \mathbf{y} . Вхідний вектор \mathbf{w} у загальному випадку складається зі збурень, завод вимірювань та командних сигналів. Вхідний вектор \mathbf{u} являє собою сигнали управління. Вихідний вектор \mathbf{z} визначає якість процесів управління, наприклад він може являти собою похибку відпрацювання командного сигналу, яка в ідеальному випадку дорівнює нулю. Вихідний вектор \mathbf{y} є вектор сигналів спостереження, які можуть використовуватись для організації зворотних зв'язків. У сучасній зарубіжній літературі об'єкт управління \mathbf{P} називається узагальненим об'єктом управління, а регулятор \mathbf{K} – узагальненим регулятором [2, 3]. При цьому вважається, що узагальнений об'єкт містить передавальні функції об'єкта, збурення, а також вагові передавальні функції у разі його розширення. Використання цього поняття дозволяє врахувати узагальнену структуру зв'язків між об'єктом управління та регулятором.

Систему управління, що представлена на рис. 1.2, можна описати у просторі станів у такий спосіб [2, 3]:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_1\mathbf{w}(t) + \mathbf{B}_2\mathbf{u}(t); \\ \mathbf{z}(t) &= \mathbf{C}_1\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}_{11}\mathbf{w}(t) + \mathbf{D}_{12}\mathbf{u}(t); \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C}_2\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}_{21}\mathbf{w}(t) + \mathbf{D}_{22}\mathbf{u}(t); \\ \mathbf{u}(t) &= \mathbf{K}\mathbf{y}(t).\end{aligned}\tag{1.5}$$

Математична модель (1.5) може бути представлена у матричній формі:

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}}(t) \\ \mathbf{z}(t) \\ \mathbf{y}(t) \end{bmatrix} = \mathbf{P} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B}_1 & \mathbf{B}_2 \\ \mathbf{C}_1 & \mathbf{D}_{11} & \mathbf{D}_{12} \\ \mathbf{C}_2 & \mathbf{D}_{21} & \mathbf{D}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}(t) \\ \mathbf{z}(t) \\ \mathbf{y}(t) \end{bmatrix}.\tag{1.6}$$

Якщо представити матричну передавальну функцію узагальненого об'єкта управління у вигляді

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \mathbf{P}_{11} & \mathbf{P}_{12} \\ \mathbf{P}_{21} & \mathbf{P}_{22} \end{bmatrix},\tag{1.7}$$

то можна записати [2, 3]

$$\mathbf{z} = [\mathbf{P}_{11} + \mathbf{P}_{12}\mathbf{K}(\mathbf{I} - \mathbf{P}_{22}\mathbf{K})^{-1}\mathbf{P}_{21}]\mathbf{w},\tag{1.8}$$

де $\mathbf{T}_w^z = \mathbf{P}_{11} + \mathbf{P}_{12}\mathbf{K}(\mathbf{I} - \mathbf{P}_{22}\mathbf{K})^{-1}\mathbf{P}_{21}$ – передавальна функція замкнутої системи від входу \mathbf{w} до виходу \mathbf{z} .

Метою H_∞ -оптимізації є синтез такого регулятора $\mathbf{K}(s)$, який мінімізує норму $\|\mathbf{T}_w^z\|_\infty$ передавальної функції замкнутої системи \mathbf{T}_w^z , де

$$\mathbf{T}_w^z = \begin{bmatrix} (\mathbf{I} + \mathbf{GK})^{-1} \\ \mathbf{K}(\mathbf{I} + \mathbf{GK})^{-1} \\ \mathbf{GK}(\mathbf{I} + \mathbf{GK})^{-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{S} \\ \mathbf{R} \\ \mathbf{T} \end{bmatrix} - \text{функція методу змішаної чутливості.}$$

Вибір оптимального регулятора здійснюється на множині усіх регуляторів, що роблять замкнуту систему з передавальною функцією \mathbf{T}_w^z внутрішньо стійкою, тобто на множині допустимих регуляторів [3].

H_∞ -норма характеризує верхню границю максимального сингулярного числа матричної передавальної функції замкнutoї системи, яка фактично є комплементарною функцією чутливості [3]. Щодо чисельного значення, то H_∞ -норма може розглядатись як максимальне значення амплітудної частотної характеристики передавальної функції замкнutoї системи.

Зазвичай H_∞ -норма обчислюється на підставі представлення системи у просторі станів як найменше значення γ , для якого матриця Гамільтона \mathbf{H} не має власних чисел на уявних осях [6].

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} + \mathbf{BR}^{-1}\mathbf{D}^T\mathbf{C} & \mathbf{BR}^{-1}\mathbf{B}^T \\ -\mathbf{C}^T(\mathbf{I} + \mathbf{DR}^{-1}\mathbf{D}^T)\mathbf{C} & -(\mathbf{A} + \mathbf{BR}^{-1}\mathbf{D}^T\mathbf{C})^T \end{bmatrix}, \quad (1.9)$$

де $\mathbf{R} = \gamma^2\mathbf{I} - \mathbf{D}^T\mathbf{D}$. Пошук γ здійснюється ітеративним методом.

Використання H_∞ -норми у задачах робастного управління зумовлюється тим, що вона добре репрезентує неструктуровану невизначеність та має властивість мультиплікативності [3]:

$$\| \mathbf{A} \cdot \mathbf{B} \|_\infty \leq \| \mathbf{A} \|_\infty \| \mathbf{B} \|_\infty. \quad (1.10)$$

Розв'язання задачі H_∞ -синтезу базується на рішеннях спеціальних рівнянь Ріккати, при цьому для опису у просторі станів (1.6) мають виконуватись наступні умови [2, 3].

1. Пара матриць \mathbf{A}, \mathbf{V}_1 має бути стабілізованою, а пара матриць \mathbf{A}, \mathbf{C}_1 – детектованою.
2. Пара матриць \mathbf{A}, \mathbf{V}_2 має бути стабілізованою, а пара матриць \mathbf{A}, \mathbf{C}_2 – детектованою.
3. $\mathbf{D}_{12}^T [\mathbf{C}_1 \quad \mathbf{D}_{12}] = [\mathbf{0} \quad \mathbf{I}]$.
4. $\begin{bmatrix} \mathbf{V}_1 \\ \mathbf{D}_{21} \end{bmatrix} \mathbf{D}_{21}^T = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{I} \end{bmatrix}$.

Наведені умови можна пояснити у такий спосіб [7]. Умови 1 и 2 гарантують відсутність на уявній осі власних значень матриць Гамільтона, що

відповідають рівнянням Ріккати за управлінням та спостереженням, тобто їх належність до області визначення оператора Ріккати $\text{dom}(\text{Ric})$. Умова 3 означає ортогональність сигналів $\mathbf{C}_1 \mathbf{x}(t)$ і $\mathbf{D}_{12} \mathbf{u}(t)$. Відносно H_2 -проблеми ця умова означає, що вагова матриця управління у нормі вектора $\mathbf{z}(t) = \mathbf{C}_1 \mathbf{x}(t) + \mathbf{D}_{12} \mathbf{u}(t)$ є одиничною, і на цю норму не впливають складові $\mathbf{z}(t)$ від вектора стану $\mathbf{x}(t)$ і вектора управління $\mathbf{u}(t)$. Умова 4 свідчить про ортогональність сигналів $\mathbf{V}_1 \mathbf{w}(t)$ і $\mathbf{D}_{21} \mathbf{w}(t)$. Отже, умови 3, 4 є звичайними для H_2 проблеми і поширюються на випадок H_∞ -синтезу.

У наведеній постановці задачі під об'єктом управління розуміють сукупність пристроїв та приладів, тобто власне об'єкта управління, виконавчого механізму, вимірювальної системи та деяких додаткових пристроїв, що складають реальну систему та забезпечують функціонування системи в реальних умовах експлуатації [8].

Вперше застосування H_∞ -синтезу для систем управління було запропоновано Зеймсом [9]. Цей підхід використовується для забезпечення робастної якості та управління систем. При цьому задача формулюється як проблема математичної оптимізації, спрямована на пошук оптимального регулятора. Перевагою цього підходу є простота застосування для багатовимірних систем з перехресними зв'язками між каналами та можливість синтезу системи із бажаними амплітудно-частотними характеристиками. Недоліками підходу є математична складність та вирішальний вплив адекватності математичного опису системи та необхідність евристичного вибору вагових передавальних функцій на успішність розв'язання проблеми.

У прикладних застосуваннях, зокрема під час створення автоматизованих процедур систем управління ЛА, доцільно здійснювати пошук субоптимального регулятора, для якого H_∞ -норма передавальної функції замкнутої системи має не перевищувати деяке задане додатне число γ [3]

$$\mathbf{T}_w^z = \begin{bmatrix} (\mathbf{I} + \mathbf{GK})^{-1} \\ \mathbf{K}(\mathbf{I} + \mathbf{GK})^{-1} \\ \mathbf{GK}(\mathbf{I} + \mathbf{GK})^{-1} \end{bmatrix} < \gamma. \quad (1.11)$$

Алгоритм пошуку H_∞ -субоптимального регулятора представлений у працях [2, 3]. Щоби реалізувати алгоритм для системи управління, що представлена на рис. 1.2 і описується рівняннями (1.6) з вище перерахованими допущеннями, для пошуку субоптимального регулятора $\mathbf{K}(s)$ необхідно виконати такі кроки [3]:

1) Знайти рішення алгебраїчного рівняння Ріккати \mathbf{X}_∞ , тобто рішення рівняння регулятора

$$\mathbf{A}^T \mathbf{X}_\infty + \mathbf{X}_\infty \mathbf{A} + \mathbf{C}_1^T \mathbf{C}_1 + \mathbf{X}_\infty (\gamma^{-2} \mathbf{B}_1 \mathbf{B}_1^T - \mathbf{B}_2 \mathbf{B}_2^T) \mathbf{X}_\infty = 0, \quad (1.12)$$

2) Знайти рішення алгебраїчного рівняння Ріккати \mathbf{Y}_∞ , тобто рішення рівняння спостерігача

$$\mathbf{A} \mathbf{Y}_\infty + \mathbf{Y}_\infty \mathbf{A}^T + \mathbf{B}_1 \mathbf{B}_1^T + \mathbf{Y}_\infty (\gamma^{-2} \mathbf{C}_1^T \mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2^T \mathbf{C}_2) \mathbf{Y}_\infty = 0, \quad (1.13)$$

3) Виконати перевірку умов

$$\begin{aligned} \operatorname{Re} \lambda_i[\mathbf{A} + (\gamma^{-2} \mathbf{B}_1 \mathbf{B}_1^T - \mathbf{B}_2 \mathbf{B}_2^T) \mathbf{X}_\infty] &< 0, \forall i, \\ \operatorname{Re} \lambda_i[\mathbf{A} + \mathbf{Y}_\infty (\gamma^{-2} \mathbf{C}_1^T \mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2^T \mathbf{C}_2)] &< 0, \forall i, \\ \rho(\mathbf{X}_\infty \mathbf{Y}_\infty) &< \gamma^2. \end{aligned} \quad (1.14)$$

Уся множина допустимих регуляторів задається виразом $\mathbf{K} = F(\mathbf{K}_c, Q)$ [1, 3], де

$$\mathbf{K}_c(s) = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_\infty & -\mathbf{Z}_\infty \mathbf{L}_\infty & \mathbf{Z}_\infty \mathbf{B}_2 \\ \mathbf{F}_\infty & 0 & \mathbf{I} \\ -\mathbf{C}_2 & \mathbf{I} & 0 \end{bmatrix}, \quad (1.15)$$

тут $\mathbf{F}_\infty = -\mathbf{B}_2^T \mathbf{X}_\infty$; $\mathbf{L}_\infty = -\mathbf{Y}_\infty \mathbf{C}_2^T$; $\mathbf{Z}_\infty = (\mathbf{I} - \gamma^{-2} \mathbf{Y}_\infty \mathbf{X}_\infty)^{-1}$;

$\mathbf{A}_\infty = \mathbf{A} + \gamma^{-2} \mathbf{B}_1 \mathbf{B}_1^T \mathbf{X}_\infty + \mathbf{B}_2 \mathbf{F}_\infty + \mathbf{Z}_\infty \mathbf{L}_\infty \mathbf{C}_2$ та Q є деяка стійка передавальна функція, така, що $\|Q\|_\infty < \gamma$. Для $Q(s) = 0$ регулятор визначається як

$$\mathbf{K}(s) = \mathbf{K}_{c11}(s) = -\mathbf{Z}_\infty \mathbf{L}_\infty (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_\infty)^{-1} \mathbf{F}_\infty. \quad (1.16)$$

Цей регулятор називається центральним, він має ту же кількість станів, що і об'єкт управління \mathbf{G} [1, 3]. У ньому можуть бути виділені спостерігач

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A} \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}_1 \gamma^{-2} \mathbf{B}_1^T \mathbf{X}_\infty \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}_2 \mathbf{u} + \mathbf{Z}_\infty \mathbf{L}_\infty (\mathbf{C}_2 \hat{\mathbf{x}} - \mathbf{y}) \quad (1.17)$$

та зворотний зв'язок

$$\mathbf{u} = \mathbf{F}_\infty \hat{\mathbf{x}}.$$

(1.18)

Для пошуку субоптимального робастного регулятора, що забезпечує мінімізацію у межах деякого заданого допуску γ , використовується процедура, представлена у праці [1, 3]. Для знаходження мінімального значення γ_{\min} виконують розподіл γ навпіл і потім перевіряють належність отриманого регулятора до множини допустимих. Блок-схема процедури дана на рис. 1.3.

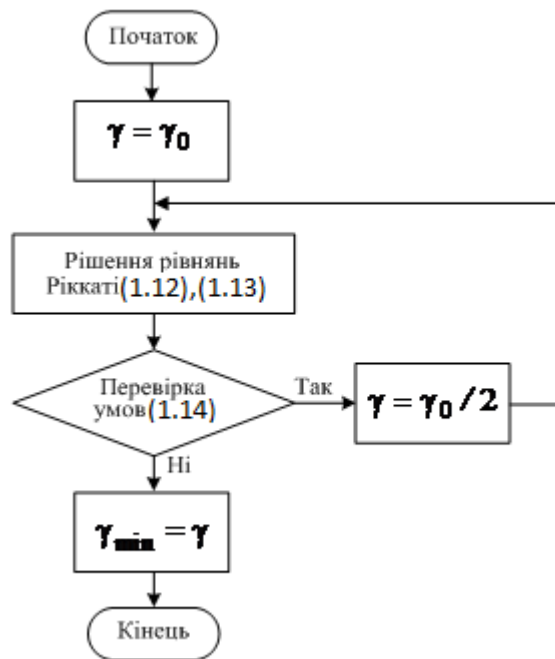


Рис. 1.3. Процедура пошуку субоптимального регулятора

1.2. Класифікація методів робастних структурних систем

Вибір методу структурного синтезу впливає на проектування систем управління рухомих об'єктів. Головною задачею робастних систем управління рухомими об'єктами є пошук закону управління, спроможного забезпечувати характеристики точності системи у заданих межах незважаючи на наявність невизначеностей у математичному описі системи. Ця невизначеність може бути зумовлена багатьма факторами, а саме зовнішніми збуреннями, похибками визначення передавальної функції системи, а також динамікою, що не моделюється.

Методи H_∞ -синтезу (робастного структурного синтезу) можуть бути класифіковані за кількістю ступенів вільності регулятора, за способом формування контурів управління, що забезпечують бажані частотні характеристики системи, та за способом введення вагових передавальних функцій.

1.2.1. Класифікація робастних систем за кількістю ступенів

Методи H_∞ -синтезу для регуляторів із різною кількістю ступенів вільності розрізняються підходом до організації структури регулятора. Відповідно до праці [10] структури регуляторів із різною кількістю ступенів вільності мають вигляд, представлений на рис. 1.4.

На представлених схемах r , u , y , e являють собою командний сигнал, сигнал управління, вимірюваний вихідний сигнал та сигнал похибки відповідно, K_1 – пре-фільтр або регулятор прямого зв'язку, K_2 – контролер зворотного зв'язку.

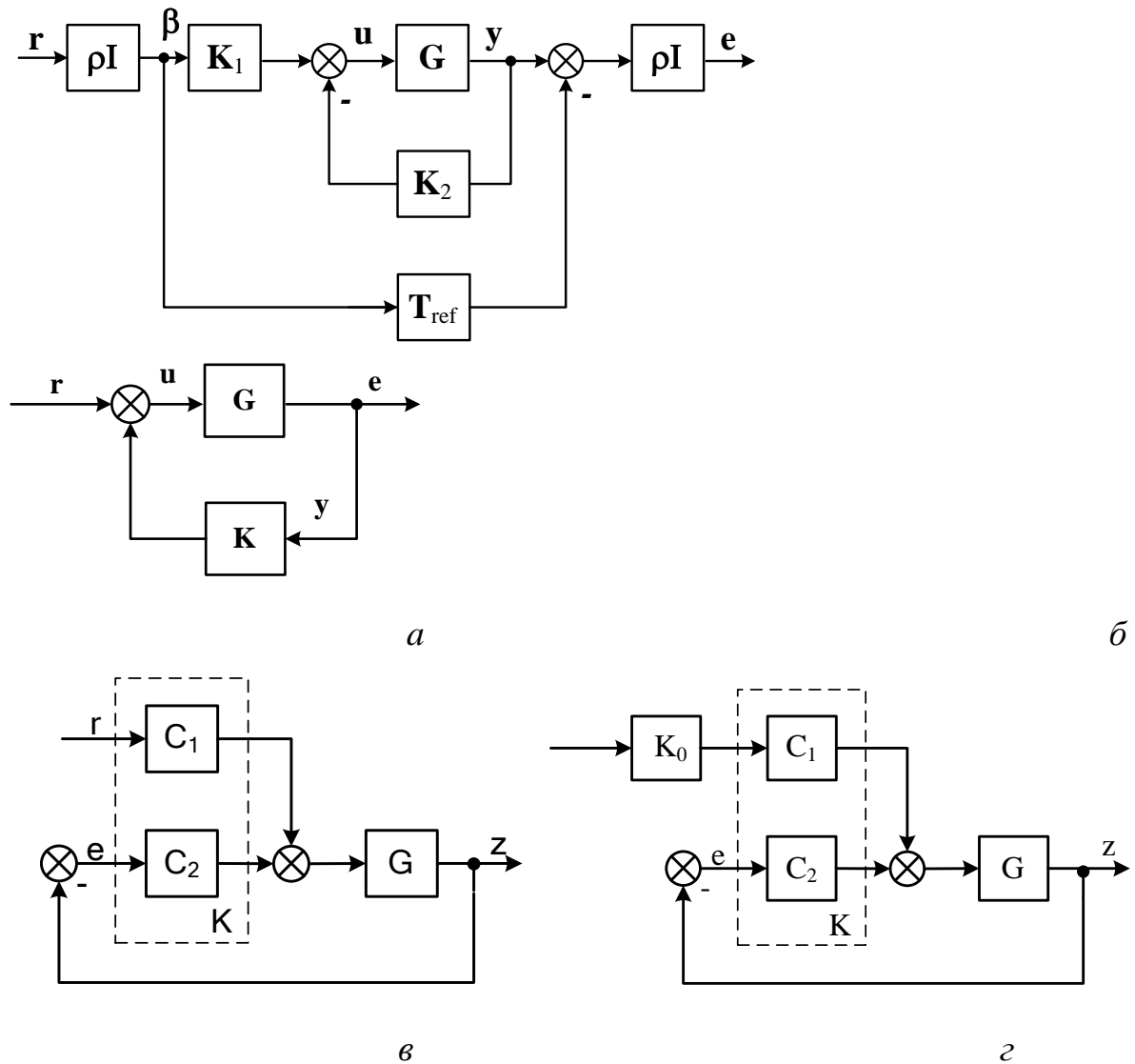


Рис. 1.4. Структури систем із регуляторами: *a* – з двома ступенями вільності; *б* – з одним ступенем вільності; *в* – з $1\frac{1}{2}$ ступенями вільності; *г* – з $2\frac{1}{2}$ ступенями вільності

У схемі з $1\frac{1}{2}$ ступенями вільності [10] регулятор K містить дві складові C_1 , C_2 , які можуть бути представлені у вигляді дробів з поліноміальними чисельником та знаменником: $C_1 = \frac{F}{X}$, $C_2 = \frac{Y}{X}$. Степінь чисельника F має

бути рівною або меншою степеня знаменника \mathbf{X} . Схема з $2\frac{1}{2}$ ступенями вільності [10] відрізняється від попередньої наявністю пре-фільтра \mathbf{K}_0 .

Вплив кількості ступенів вільності регулятора на вигляд передавальної функції узагальненого об'єкта (1.7) та критерій якості процедури H_∞ -синтезу (1.4) може бути розглянутий на прикладі систем із регулятором з одним та двома ступенями вільності.

Якщо для системи управління з регулятором з одним ступенем вільності (рис. 2б) прийняти структуру сигналів зовнішніх сигналів та сигналів якості управління у вигляді $\mathbf{w} = \mathbf{r}$ і $\mathbf{z} = [\mathbf{e} \quad \mathbf{u} \quad \mathbf{y}]^T$, то матрична передавальна функція узагальненого об'єкта управління, критерій оптимізації та постановка задачі H_∞ -синтезу для системи з регулятором з одним ступенем вільності можуть бути визначені у такий спосіб:

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & -\mathbf{G} \\ 0 & \mathbf{I} \\ 0 & \mathbf{G} \\ \mathbf{I} & -\mathbf{G} \end{bmatrix}, \quad J(\mathbf{G}, \mathbf{K}) = \left\| \begin{bmatrix} (\mathbf{I} + \mathbf{G}\mathbf{K})^{-1} \\ \mathbf{K}(\mathbf{I} + \mathbf{G}\mathbf{K})^{-1} \\ \mathbf{G}\mathbf{K}(\mathbf{I} + \mathbf{G}\mathbf{K})^{-1} \end{bmatrix} \right\|_\infty, \quad \mathbf{K}_{\text{opt}} = \arg \inf_{\mathbf{K}_{\text{opt}} \in \mathbf{K}_{\text{st}}} J(\mathbf{G}, \mathbf{K}). \quad (1.19)$$

Для системи управління із регулятором з двома ступенями вільності (рис. 2а) із попередніми векторами зовнішніх сигналів та сигналів якості управління і вихідним сигналом $[\beta \quad \mathbf{y}]^T$ узагальнений об'єкт управління, критерій оптимізації та постановка задачі H_∞ -синтезу можуть бути описані такими виразами

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} -\mathbf{T}_{ref} & \mathbf{G} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I} \\ \mathbf{0} & \mathbf{G} \\ \mathbf{I} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix}, \quad J = \left\| \begin{bmatrix} -\mathbf{T}_{ref} + \mathbf{G}\mathbf{K}_1(\mathbf{I} + \mathbf{G}\mathbf{K}_2)^{-1} \\ \mathbf{K}_1(\mathbf{I} + \mathbf{G}\mathbf{K}_2)^{-1} \\ \mathbf{G}\mathbf{K}_1(\mathbf{I} + \mathbf{G}\mathbf{K}_2)^{-1} \end{bmatrix} \right\|_\infty, \quad \mathbf{K}_{\text{opt}} = \arg \inf_{\mathbf{K}_{\text{opt}} \in \mathbf{K}_{\text{st}}} J(\mathbf{G}, \mathbf{K}) \quad (1.20)$$

В наведених виразах (1.19), (1.20) у критеріях якості перша складова являє собою функцію чутливості, друга – функцію чутливості управління і третя – функцію комплементарної чутливості. Тобто обидва критерії відповідають постановкам багатоцільових задач.

1.2.2. Класифікація методів синтезу за способом формування бажаних частотних характеристик системи

За способом формування бажаних частотних характеристик системи методи H_∞ -синтезу поділяють на методи формування частотних характеристик замкнутих систем на підставі аналізу їх передавальних функцій та методи аналізу частотних характеристик сигналів системи [3].

У першому випадку формування бажаних частотних характеристик замкнутих систем відбувається за рахунок визначення сингулярних чисел передавальних функцій. Максимальні сингулярні числа можна сформувати, якщо задати для них певні верхні границі. Такий підхід дозволяє забезпечувати бажану смугу перепускання та нахил амплітудно-частотної характеристики синтезованої системи.

У другому випадку розглядається задана сукупність вхідних сигналів та мінімізуються деякі їх похибки. Зазвичай розглядаються такі вхідні сигнали як зовнішні збурення, завади вимірювань та командні сигнали.

H_∞ -синтез є потужний інструмент проектування автоматизованих систем управління із зворотним зв'язком на підставі формування бажаних частотних характеристик замкнутої системи. У більшості випадків в робастних системах управління можна оцінити лише верхню границю відхилення частотних характеристик від номінальних. Можливі різні підходи до визначення обмежувальних характеристик. Одним із способів є використання результатів експериментальних досліджень, на підставі яких будується реальна частотна характеристика [5]. Але у більшості випадків інформація про частотні характеристики реальної системи відсутня. Найбільш часто для визначення обмежувальних характеристик використовують підхід, який базується на частотних вимогах до системи.

Існують методи, пов'язані із формуванням передавальних функцій об'єкта управління, тобто розімкнутої системи, з метою поліпшення частотних характеристик передавальної функції замкнутої системи. Така процедура H_∞ -синтезу на підставі задання параметричних збурень за допомогою взаємно-простої факторизації представлена у працях [3, 11].

Метод H_∞ -синтезу, заснований на аналізі особливостей сигналів системи, добре підходить до розв'язання багатоцільових проблем. Але цей метод потребує складного математичного забезпечення [12], а саме: математичної моделі об'єкта управління, моделей невизначеностей, відомого класу вхідних сигналів системи та норм похибок сигналів. При цьому головна увага зосереджується на величинах сигналів, а не на характеристиках передавальних функцій замкнутої системи. При використанні цього методу вагові характеристики використовуються для опису очікуваного або відомого спектрів частот зовнішніх сигналів та бажаних частотних спектрів сигналів похибок. Вагові характеристики використовуються також, якщо за модель

невизначеності приймається збурення, яке у цьому випадку має бути нормованим, тобто $\|\Delta\|_\infty < 1$. Умовою успішного проведення H_∞ -синтезу є стійкість і правильність вагових характеристик [3, 5].

1.2.3. Класифікація методів синтезу за способом введення вагових передавальних функцій

У методах H_∞ -синтезу можуть використовуватись різні способи введення вагових передавальних функцій, а саме введення вагових функцій для формування бажаних передавальних функцій замкнутої системи, введення пре- та пост-компенсаторів для формування бажаної передавальної функції розімкнутої системи, а також введення вагових функцій для сигналів системи. Слід зазначити, що після введення вагових матричних передавальних функцій системи і отримують назву розширених [2, 3].

Структурні схеми розширених систем, отриманих за допомогою усіх перерахованих способів, представлені на рис 1.5.

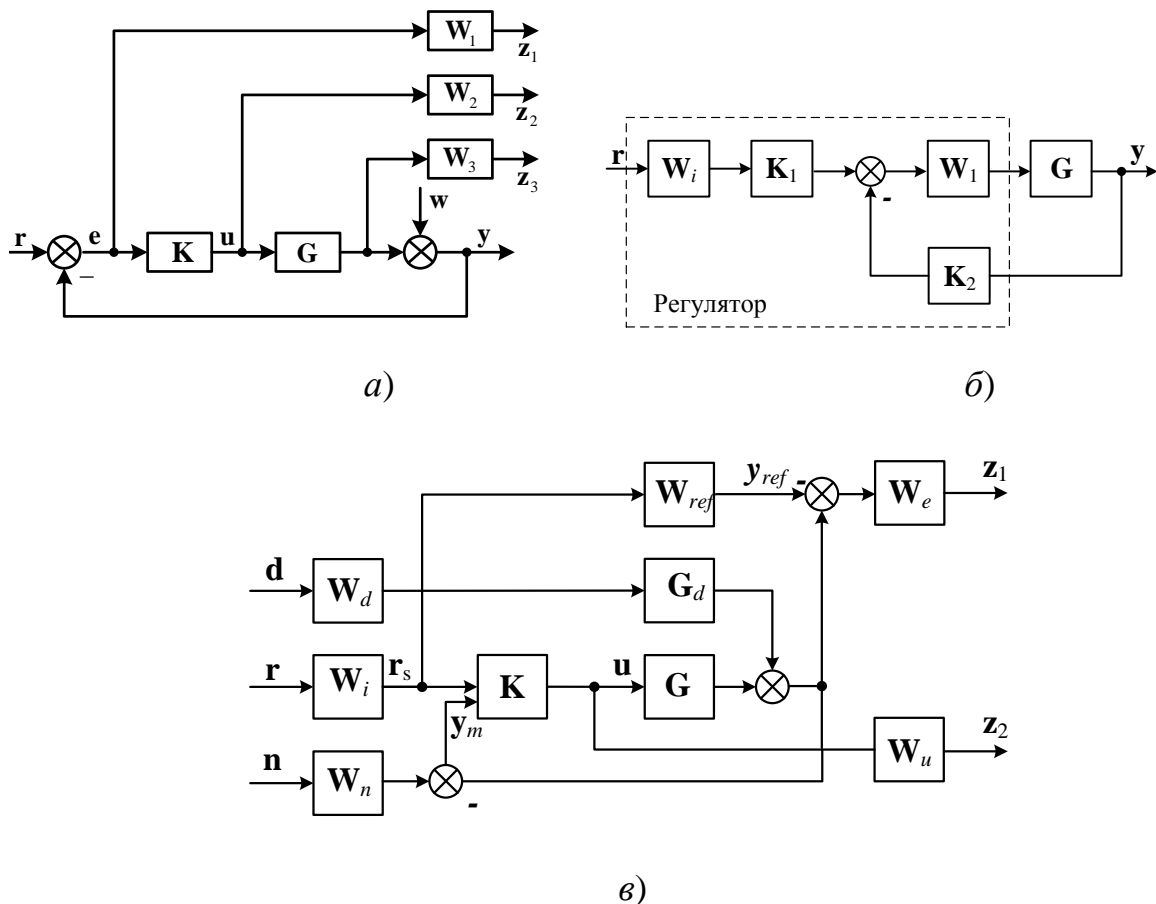


Рис. 1.5. Способи введення вагових передавальних функцій: а – для розширення замкнутої передавальної функції; б – використання пре- та пост-компенсаторів; в – введення вагових функцій для сигналів

Введення вагових передавальних функцій відповідно до рис. 1.5a, де представлена розширена система з додатковими виходами $\mathbf{z}_1, \mathbf{z}_2, \mathbf{z}_3$, є типовим для методу змішаної чутливості. Вагові передавальні функції $\mathbf{W}_1, \mathbf{W}_2, \mathbf{W}_3$ використовують для зменшення похибки відпрацювання сигналу, обмеження потужності управління та забезпечення робастності системи.

При використанні метода змішаної чутливості відповідно до схеми, представленої на рис. 1.5a, передавальна функція розширеного узагальненого об'єкта управління та критерій оптимізації H_∞ -синтезу набувають вигляду

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_1 & -\mathbf{W}_1\mathbf{G} \\ 0 & \mathbf{W}_2 \\ 0 & \mathbf{W}_3\mathbf{G} \\ \mathbf{I} & -\mathbf{G} \end{bmatrix}, \quad J = \left\| \begin{bmatrix} \mathbf{W}_1(\mathbf{I} + \mathbf{G}\mathbf{K})^{-1} \\ \mathbf{W}_2\mathbf{K}(\mathbf{I} + \mathbf{G}\mathbf{K})^{-1} \\ \mathbf{W}_3\mathbf{G}\mathbf{K}(\mathbf{I} + \mathbf{G}\mathbf{K})^{-1} \end{bmatrix} \right\|_\infty \quad \text{або} \quad J = \left\| \begin{bmatrix} \mathbf{W}_1\mathbf{S} \\ \mathbf{W}_2\mathbf{R} \\ \mathbf{W}_3\mathbf{T} \end{bmatrix} \right\|_\infty. \quad (1.21)$$

З виразу (1.21) виходить, що до складу критерію оптимізації входять показники точності, обмеження енерговитрат сигналу управління та стійкості до збурень, тобто процедура H_∞ -синтезу дозволяє одночасно задовольнити низку суперечливих вимог, що надаються до системи.

Відомо [5], що зменшення функції чутливості на низьких частотах призводить до придушення збурень, поліпшення відпрацювання командного сигналу та покращання робастності. Зменшення функції комплементарної чутливості на високих частотах запобігає перевищенню енергетичних втрат, дії завод вимірювань та втратам робастності. Введення вагових передавальних функцій дозволяє визначити обмежувальні границі під час формування бажаних частотних характеристик системи.

Для H_∞ -синтезу вплив усіх невизначеностей об'єкта оцінюють єдиним мультиплікативним збуренням Δ_M . Тоді вимоги до системи можуть бути визначені у такий спосіб [2, 13]

$$\begin{aligned} \bar{\sigma}(\mathbf{S}(j\omega)) &\leq |\mathbf{W}_1^{-1}(j\omega)|; \\ \bar{\sigma}(\mathbf{S}(j\omega)) &\leq |\mathbf{W}_2^{-1}(j\omega)|; \\ \bar{\sigma}(\mathbf{T}(j\omega)) &\leq |\mathbf{W}_3^{-1}(j\omega)|, \end{aligned} \quad (1.22)$$

де $\bar{\sigma}$ – максимальна сингулярна величина.

При цьому повинна виконуватись умова [2, 13]

$$\bar{\sigma}(\mathbf{W}_1^{-1}(j\omega)) + \bar{\sigma}(\mathbf{W}_3^{-1}(j\omega)) > 1 \quad \text{для будь-якого } \forall \omega. \quad (1.23)$$

Вибір вагових передавальних матриць є неоднозначною задачею, яка потребує для свого розв'язання використання евристичних методів, наприклад, методу спроб та похибок на підставі досвіду розробника системи.

Підхід до створення робастних систем, заснований на визначенні сингулярних величин передавальної функції системи та мінімізації H_∞ -норми, може бути реалізований засобами розширеного пакету Robust Control обчислювальної системи MATLAB [14].

Введення вагових передавальних функцій відповідно до рис. 1.5б характеризує процес розширення передавальної функції розімкнутої системи. Якщо \mathbf{W}_1 , \mathbf{W}_2 являють собою пре- та пост-компенсатори відповідно, то розширений об'єкт управління із обмеженими частотними характеристиками \mathbf{G}_s визначатиметься виразом [3]

$$\mathbf{G}_s = \mathbf{W}_2 \mathbf{G} \mathbf{W}_1. \quad (1.24)$$

Введення пре- та пост-компенсаторів забезпечує обмеження сингулярних чисел передавальної функції розімкнутої системи та формування бажаних частотних характеристик замкнутої системи. Пре-компенсатор забезпечує прямий зв'язок за зовнішнім збуренням (у даному випадку командним сигналом).

Використання вагових функцій у постановці проблеми H_∞ -синтезу для методу, заснованого на аналізі властивостей сигналів системи, показано на рис. 1.5в. На цій схемі \mathbf{G} і \mathbf{G}_d являють собою номінальну модель об'єкта управління та збурення, а \mathbf{K} – регулятор. Вагові характеристики таких зовнішніх сигналів як збурення, командний сигнал та завада вимірювання \mathbf{W}_d , \mathbf{W}_i , \mathbf{W}_n можуть бути постійними величинами або передавальними функціями [3]. Вагова характеристика \mathbf{W}_{ref} являє собою бажану замкнуту передавальну функцію між зваженим командним сигналом \mathbf{r}_s та вихідним сигналом системи \mathbf{y} . Вагові характеристики \mathbf{W}_e та \mathbf{W}_d характеризують бажаний частотний спектр похибки $\mathbf{z}_1 = \mathbf{y} - \mathbf{y}_{ref}$ та сигнал управління $\mathbf{z}_2 = \mathbf{u}$ відповідно.

Для системи, представленої на рис. 1.5в, бажано мінімізувати H_∞ -норму передавальної функції від вхідних сигналів \mathbf{r} , \mathbf{d} , \mathbf{n} до вихідних сигналів \mathbf{z}_1 , \mathbf{z}_2 [3]

$$\begin{bmatrix} \mathbf{z}_1 \\ \mathbf{z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_e \mathbf{S} & -\mathbf{W}_e \mathbf{S} \mathbf{W}_d & \mathbf{W}_e \mathbf{T} \mathbf{W}_n \\ \mathbf{W}_b \mathbf{K} \mathbf{S} & -\mathbf{W}_b \mathbf{K} \mathbf{S} \mathbf{W}_d & -\mathbf{W}_b \mathbf{K} \mathbf{S} \mathbf{W}_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{r} \\ \mathbf{d} \\ \mathbf{n} \end{bmatrix}. \quad (1.25)$$

Остаточно зазначена проблема може бути сформульована як проблема H_∞ -синтезу, де сигнали \mathbf{w} , \mathbf{z} , \mathbf{y} , \mathbf{u} визначатимуться у такий спосіб

$$\mathbf{w} = \begin{bmatrix} \mathbf{r} \\ \mathbf{d} \\ \mathbf{n} \end{bmatrix}; \mathbf{z} = \begin{bmatrix} \mathbf{z}_1 \\ \mathbf{z}_2 \end{bmatrix}; \mathbf{y} = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_s \\ \mathbf{y}_s \end{bmatrix}; \mathbf{u} = \mathbf{u}. \quad (1.26)$$

1.3. Методи робастних регуляторів систем управління ЛА систем рухомих об'єктів

Порівняльний аналіз методів H_∞ -синтезу з точки зору їх придатності для систем управління ЛА дозволяє зробити такі висновки. Для прикладного застосування щодо БПЛА доцільно синтезувати регулятор із двома ступенями вільності, оскільки такі системи управління ЛА використовують управління як за сигналами зворотних зв'язків, так і за командними сигналами.

Що стосовно способів формування бажаних частотних характеристик системи, то більш доцільно робити це на підставі її передавальних функцій. Метод синтезу, заснований на аналізі особливостей сигналів системи, добре підходить до розв'язання багатоцільових проблем. Але цей метод потребує складного математичного забезпечення, а саме: визначення математичної моделі об'єкта управління, моделі невизначеності, визначення класу вхідних сигналів системи та норм похибок сигналів. При цьому головна увага зосереджується на характеристиках сигналів, а не на характеристиках передавальних функцій системи.

Якщо розглядати розширення об'єкта управління, то доцільність використання вагових передавальних функцій $\mathbf{W}_1, \mathbf{W}_2, \mathbf{W}_3$ або пре- та пост-компенсаторів $\mathbf{K}_1, \mathbf{K}_2$ визначається, виходячи з умов конкретної проблеми. Хоча у багатьох випадках метод використання пре- та пост-компенсаторів має переваги у тому, що дозволяє врахувати передавальні функції, отримані в результаті експериментальних досліджень системи-аналога. Отже він має деякі переваги за умов наявності такого аналога.

Для системи управління ЛА із високими вимогами до точності процесів стеження найбільш доцільно використовувати регулятор із двома ступенями вільності.

1.3.1. Метод синтезу регулятора з двома ступенями вільності із формуванням розширеного об'єкта управління за допомогою пре- та пост-компенсаторів

Для багатьох прикладних застосувань використовують управління як за сигналами зворотних зв'язків, так і за командними сигналами, що і

призводить до необхідності введення до розгляду двох степенів вільності регулятора системи. Іноді для розв'язання цієї проблеми може використовуватись регулятор з одним ступенем вільності, наприклад, якщо управління здійснюється за сигналом похибки, тобто різницею між командним та вихідним сигналом. Але такий регулятор не спроможний забезпечити високі точнісні характеристики.

Існують різні підходи до розробки регуляторів із двома ступенями вільності. Метод, запропонований Гловером і Мак-Фарланом [15], базується на управлінні та заданні параметричних збурень за допомогою нормалізованої взаємно-простої факторизації. В його основу покладено процедуру H_∞ -синтезу, засновану на формуванні бажаних частотних характеристик системи (loop shaping) на підставі розширення передавальної функції розімкнутої системи. Формування розширеного за допомогою пре- та пост-компенсаторів об'єкта управління відбувається у такий спосіб, щоби частотні характеристики розімкнутої системи задовольняли вимоги, що надаються до замкнутої системи. Далі синтезується H_∞ -оптимальний робастний регулятор, який забезпечує стійкість системи.

До переваг цього методу синтезу H_∞ -регулятора слід віднести урахування параметричних збурень. Але у багатьох прикладних застосуваннях, велике значення має вплив зовнішніх збурень певної природи, що діють на об'єкт управління. Ці зовнішні збурення доцільно задавати як зовнішні моменти, що надходять на вхід об'єкта. Структурна схема системи із робастним регулятором із двома ступенями вільності з урахуванням дії зовнішніх збурень та завад вимірювань представлена на рис. 1.6 [3].

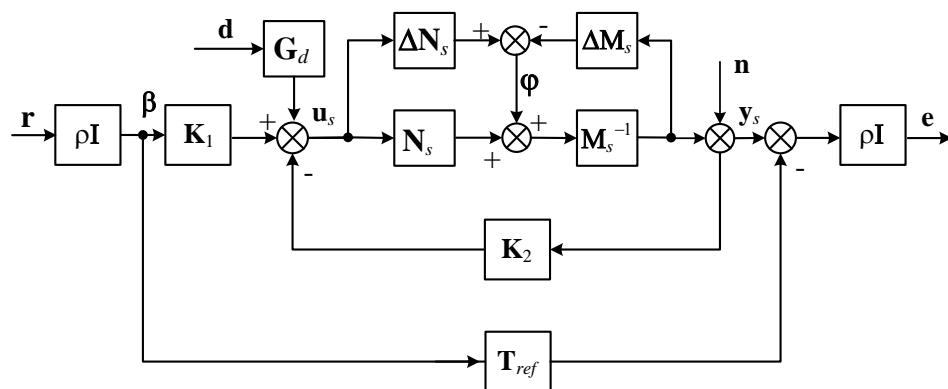


Рис. 1.6. До постановки проблеми синтезу робастного регулятора із двома ступенями вільності з урахуванням дії зовнішніх збурень і завад вимірювань

При застосуванні цього методу синтез управління за зворотними зв'язками, тобто регулятора зворотного зв'язку K_2 , здійснюється у такий спосіб, щоби задовольнити вимоги з робастної стійкості та придушення збурень, що діють на систему. Додатковий пре-фільтр K_1 забезпечує відповідність реакції

замкнутої системи на командний сигнал відповідно до заданої еталонної моделі [3].

Проблема полягає у знаходженні регулятора $\mathbf{K} = [\mathbf{K}_1 \quad \mathbf{K}_2]$, що забезпечує управління об'єкта, обмеженого ваговими передавальними функціями $\mathbf{G}_s = \mathbf{W}_2 \mathbf{G} \mathbf{W}_1$ та представленого як результат нормалізованої взаємно-простої факторизації $\mathbf{G}_s = \mathbf{M}_s^{-1} \mathbf{N}_s$. Такий регулятор забезпечує мінімізацію H_∞ -норми передавальних функцій між сигналами \mathbf{r} , ϕ , \mathbf{d} та \mathbf{u}_s , \mathbf{y}_s , \mathbf{e} відповідно до рис. 1.6. Особливості задання параметричного збурення, що діє на розширений об'єкт управління, показано на рис. 1.7.

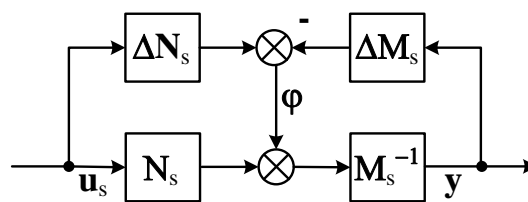


Рис. 1.7. Особливості задання параметричного збурення для розширеного об'єкта управління: ΔN_s , ΔM_s - збурення

Регулятор із двома степенями вільності може бути спроектований за допомогою розширеного пакету Robust Control [14]. На відміну від відомих постановок задач тут враховується зовнішнє збурення \mathbf{d} та завада вимірювань \mathbf{n} [16].

Сигнал управління розширеним об'єктом визначається виразом [3]

$$\mathbf{u}_s = [\mathbf{K}_1 \quad \mathbf{K}_2] \begin{bmatrix} \beta \\ \mathbf{y}_s \end{bmatrix}, \quad (1.27)$$

де \mathbf{K}_1 – пре-фільтр, \mathbf{K}_2 – контролер зворотного зв'язку, β – еталонний сигнал, що масштабується, \mathbf{y}_s – вихідний сигнал, що вимірюється, \mathbf{T}_{ref} – передавальна функція, яка обирається з метою формування бажаних амплітудно-частотних характеристик системи; ρ – скалярна величина, яка задається проектувальником.

В процесі H_∞ -синтезу здійснюється пошук регулятора, який забезпечує мінімізацію H_∞ -норми передавальної функції системи із вхідними та вихідними сигналами, які відповідно до рис. 1.6 визначаються векторами:

$$\mathbf{w} = \begin{bmatrix} \mathbf{r} \\ \mathbf{d} \\ \mathbf{n} \\ \varphi \end{bmatrix}; \mathbf{z} = \begin{bmatrix} \mathbf{u}_s \\ \mathbf{y}_s \\ \mathbf{e} \end{bmatrix}. \quad (1.28)$$

Сигнал управління, що надходить на вхід об'єкта управління, є таким:

$$\mathbf{u}_s = [\mathbf{K}_1 \quad \mathbf{K}_2] \begin{bmatrix} \beta \\ \mathbf{y}_s \end{bmatrix}. \quad (1.29)$$

Головною функцією пре-фільтра є забезпечення умови [3]

$$\|(\mathbf{I} - \mathbf{G}_s \mathbf{K}_2)^{-1} \mathbf{G}_s \mathbf{K}_1 - \mathbf{T}_{ref}\|_{\infty} \leq \gamma \rho^{-2}. \quad (1.30)$$

Відповідно до рис. 1.6 зв'язок між вхідними та вихідними сигналами замкнутої системи з регулятором з двома ступенями вільності з урахуванням зовнішніх збурень та завад вимірювань може бути визначений у такий спосіб

$$[\mathbf{u}_s \quad \mathbf{y}_s \quad \mathbf{e}]^T = \Phi [\mathbf{r} \quad \mathbf{d} \quad \mathbf{n} \quad \varphi]^T \text{ або}$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{u}_s \\ \mathbf{y}_s \\ \mathbf{e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \rho \mathbf{W}_{s1} \mathbf{K}_1 & \mathbf{K}_2 \mathbf{W}_{s1} \mathbf{G}_d \mathbf{G}_s & \mathbf{K}_2 \mathbf{W}_{s1} & \mathbf{K}_2 \mathbf{W}_{s1} \mathbf{M}_s^{-1} \\ \rho \mathbf{W}_{s2} \mathbf{G}_s \mathbf{K}_1 & \mathbf{W}_{s1} \mathbf{G}_d \mathbf{G}_s & \mathbf{W}_{s1} \mathbf{G}_s & \mathbf{W}_{s1} \mathbf{M}_s^{-1} \\ \rho^2 [\mathbf{W}_{s2} \mathbf{G}_s \mathbf{K}_1 - \mathbf{T}_{ref}] & \rho \mathbf{W}_{s1} \mathbf{G}_d \mathbf{G}_s & \rho \mathbf{W}_{s1} \mathbf{G}_s & \rho \mathbf{W}_{s1} \mathbf{M}_s^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{r} \\ \mathbf{d} \\ \mathbf{n} \\ \varphi \end{bmatrix}, \quad (1.31)$$

де Φ – матрична передавальна функція замкнутої системи, H_{∞} -норма якої являє собою функціонал якості; $\mathbf{W}_{s1} = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_2 \mathbf{G}_s)^{-1}$, $\mathbf{W}_{s2} = (\mathbf{I} - \mathbf{G}_s \mathbf{K}_2)^{-1}$.

Для переходу до постановки проблеми H_{∞} -синтезу (рис. 1.2) необхідно урахувати наявність сигналів управління $\mathbf{u} = \mathbf{u}_s$ та вихідних сигналів

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} \beta \\ \mathbf{y}_s \end{bmatrix} \text{ та ввести у розгляд матричну передавальну функцію узагальненого}$$

об'єкта управління. При цьому рівняння зв'язку між вхідними та вихідними сигналами взаємозв'язаної системи (яка містить об'єкт управління та регулятор) набуває вигляду

$$[\mathbf{u}_s \quad \mathbf{y}_s \quad \mathbf{e} \quad \beta \quad \mathbf{y}_s]^T = \mathbf{T} [\mathbf{r} \quad \mathbf{d} \quad \mathbf{n} \quad \varphi \quad \mathbf{u}_s]^T. \quad (1.32)$$

З урахуванням виразу (1.31) матрична передавальна функція \mathbf{T} з урахуванням вперше введених функцій чутливості за координатним (зовнішнім) збуренням та завадами вимірювань становиться такою

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \rho \mathbf{W}_{s1} \mathbf{K}_1 & \mathbf{K}_2 \mathbf{W}_{s1} \mathbf{G}_d \mathbf{G}_s & \mathbf{K}_2 \mathbf{W}_{s1} & \mathbf{K}_2 \mathbf{W}_{s1} \mathbf{M}_s^{-1} & \mathbf{I} \\ \rho \mathbf{W}_{s1} \mathbf{G}_s \mathbf{K}_1 & \mathbf{W}_{s1} \mathbf{G}_d \mathbf{G}_s & \mathbf{W}_{s1} & \mathbf{W}_{s1} \mathbf{M}_s^{-1} & \mathbf{W}_{s2} \mathbf{G}_s \\ \rho^2 [\mathbf{W}_{s2} \mathbf{G}_s \mathbf{K}_1 - \mathbf{T}_{ref}] & \rho \mathbf{W}_{s1} \mathbf{G}_d \mathbf{G}_s & \rho \mathbf{W}_{s1} & \rho \mathbf{W}_{s1} \mathbf{M}_s^{-1} & \rho [\mathbf{W}_{s2} \mathbf{G}_s - \mathbf{T}_{ref}] \mathbf{G}_s \\ \rho \mathbf{I} & \mathbf{K}_2 \mathbf{W}_{s1} \mathbf{G}_d \mathbf{G}_s \mathbf{K}_1 & \mathbf{K}_2 \mathbf{W}_{s1} \mathbf{K}_1 & \mathbf{K}_2 \mathbf{W}_{s1} \mathbf{M}_s^{-1} \mathbf{K}_1 & (\mathbf{I} - \mathbf{T}_{ref})^{-1} \mathbf{K}_1 \\ \rho \mathbf{W}_{s2} \mathbf{G}_s \mathbf{K}_1 & \mathbf{W}_{s1} \mathbf{G}_d \mathbf{G}_s & \mathbf{W}_{s1} & \mathbf{W}_{s1} \mathbf{M}_s^{-1} & \mathbf{W}_{s1} \mathbf{N}_s \mathbf{M}_s^{-1} \end{bmatrix} \quad (1.33)$$

Вираз для матричної передавальної функції узагальненого об'єкта управління \mathbf{P} , яка визначає зв'язок між сигналами \mathbf{w} , \mathbf{u} та \mathbf{z} , \mathbf{y}

$$\begin{bmatrix} \mathbf{w} \\ \mathbf{u} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{P}_{11} & \mathbf{P}_{12} \\ \mathbf{P}_{21} & \mathbf{P}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{z} \\ \mathbf{y} \end{bmatrix},$$

можна отримати на підставі співвідношень для вхідних та вихідних сигналів розімкнутої системи, які мають вигляд [16]:

$$\mathbf{u}_s = \mathbf{I} \mathbf{u}_s;$$

$$\mathbf{y}_s = \mathbf{G}_d \mathbf{G}_s \mathbf{d} + \mathbf{n} + \mathbf{M}_s^{-1} \varphi + \mathbf{G}_s \mathbf{u}_s;$$

$$\mathbf{e} = -\rho^2 \mathbf{T}_{ref} \mathbf{r} + \rho \mathbf{G}_d \mathbf{d} + \rho \mathbf{M}_s^{-1} \varphi + \rho \mathbf{G}_s \mathbf{u}_s; \quad (1.34)$$

$$\beta = \rho \mathbf{I} \mathbf{r};$$

$$\mathbf{y}_s = \mathbf{G}_d \mathbf{G}_s \mathbf{d} + \mathbf{n} + \mathbf{M}_s^{-1} \varphi + \mathbf{G}_s \mathbf{u}_s.$$

На підставі виразів (1.34) матрична передавальна функція узагальненого об'єкта управління набуває вигляду

$$\mathbf{P} = \left[\begin{array}{cccc|c} \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{I} \\ \mathbf{0} & \mathbf{G}_d \mathbf{G}_s & \mathbf{I} & \mathbf{M}_s^{-1} & \mathbf{G}_s \\ -\rho^2 \mathbf{T}_{ref} & \rho \mathbf{G}_d \mathbf{G}_s & \mathbf{0} & \rho \mathbf{M}_s^{-1} & \rho \mathbf{G}_s \\ \hline \rho \mathbf{I} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{G}_d \mathbf{G}_s & \mathbf{I} & \mathbf{M}_s^{-1} & \mathbf{G}_s \end{array} \right], \quad (1.35)$$

$$\mathbf{P}_{11} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{G}_d \mathbf{G}_s & \mathbf{I} & \mathbf{M}_s^{-1} \\ -\rho^2 \mathbf{T}_{ref} & \rho \mathbf{G}_d \mathbf{G}_s & \mathbf{0} & \rho \mathbf{M}_s^{-1} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{P}_{12} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} \\ \mathbf{G}_s \\ \rho \mathbf{G}_s \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{P}_{21} = \begin{bmatrix} \rho \mathbf{I} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{G}_d \mathbf{G}_s & \mathbf{I} & \mathbf{M}_s^{-1} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{P}_{22} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{G}_s \end{bmatrix}.$$

Для отримання опису узагальненого об'єкта управління \mathbf{P} у просторі станів необхідно визначити описи у просторі станів для розширеного ваговими передавальними функціями об'єкта управління \mathbf{G}_s і еталонної моделі \mathbf{T}_{ref} та

доповнити співвідношення (1.34) рівняннями стану розширеного об'єкта та еталонної моделі. Слід також враховувати те, що розширений об'єкт управління для урахування параметричного збурення було представлено як результат правої взаємно-простої факторизації [15] $\mathbf{G}_s = \mathbf{N}_s \mathbf{M}_s^{-1}$.

Опис розширеного об'єкта управління у просторі станів є таким

$$\mathbf{G}_s = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_s & \mathbf{B}_s \\ \mathbf{C}_s & \mathbf{D}_s \end{bmatrix}. \quad (1.36)$$

Тоді мінімальна реалізація об'єкта (1.36) після лівої взаємно-простої факторизації [15] ($\mathbf{M}_s^{-1} \mathbf{N}_s$) може бути визначена у такий спосіб [181, 263]

$$[\mathbf{N}_s \quad \mathbf{M}_s] = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_s + \mathbf{H} \mathbf{C}_s & \mathbf{B}_s + \mathbf{H} \mathbf{D}_s & \mathbf{H} \\ \mathbf{R}^{-1/2} \mathbf{C}_s & \mathbf{R}^{-1/2} \mathbf{D}_s & \mathbf{R}^{-1/2} \end{bmatrix}, \quad (1.37)$$

тут $\mathbf{A} = [\mathbf{A}_s + \mathbf{H} \mathbf{C}_s]$; $\mathbf{B} = [\mathbf{B}_s + \mathbf{H} \mathbf{D}_s \quad \mathbf{H}]$; $\mathbf{C} = [\mathbf{R}^{-1/2} \mathbf{C}_s]$; $\mathbf{D} = [\mathbf{R}^{-1/2} \mathbf{D}_s \quad \mathbf{R}^{-1/2}]$;

$$\mathbf{H} =: -(\mathbf{B}_s \mathbf{D}_s^T + \mathbf{Z} \mathbf{C}_s^T) \mathbf{R}^{-1}; \quad \mathbf{R} =: \mathbf{I} + \mathbf{D}_s \mathbf{D}_s^T,$$

а матриця \mathbf{Z} є єдиний позитивно визначений розв'язок алгебраїчного рівняння Ріккати

$$(\mathbf{A}_s - \mathbf{B}_s \mathbf{S}^{-1} \mathbf{D}_s^T \mathbf{C}_s) \mathbf{Z} + \mathbf{Z} (\mathbf{A}_s - \mathbf{B}_s \mathbf{S}^{-1} \mathbf{D}_s^T \mathbf{C}_s)^T - \mathbf{Z} \mathbf{C}_s^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{C}_s \mathbf{Z} + \mathbf{B}_s \mathbf{S}^{-1} \mathbf{B}_s^T = 0, \quad (1.38)$$

де $\mathbf{S} =: \mathbf{I} + \mathbf{D}_s^T \mathbf{D}_s$.

У деяких випадках необхідно знаходити опис у просторі стані для зворотної матриці \mathbf{G}_s^{-1} . Тоді для об'єкта \mathbf{G}_s , який може бути описаний квадратною матрицею, математичний опис у просторі станів набуває вигляду [3, 15]

$$\mathbf{G}_s^{-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_s - \mathbf{B}_s \mathbf{D}_s^{-1} \mathbf{C}_s & \mathbf{B}_s \mathbf{D}_s^{-1} \\ -\mathbf{D}_s^{-1} \mathbf{C}_s & \mathbf{D}_s^{-1} \end{bmatrix}, \quad (1.39)$$

де \mathbf{D}_s вважається несингулярною, тут $\mathbf{A} = [\mathbf{A}_s - \mathbf{B}_s \mathbf{D}_s^{-1} \mathbf{C}_s]$; $\mathbf{B} = [\mathbf{B}_s \mathbf{D}_s^{-1}]$; $\mathbf{C} = [-\mathbf{D}_s^{-1} \mathbf{C}_s]$; $\mathbf{D} = [\mathbf{D}_s^{-1}]$.

Еталонна модель у просторі станів може бути представлена у такий спосіб

$$\mathbf{T}_{ref} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_r & \mathbf{B}_r \\ \mathbf{C}_r & \mathbf{D}_r \end{bmatrix}. \quad (1.40)$$

Рівняння стану та спостереження взаємозв'язаної системи з урахуванням зовнішнього збурення та завад вимірювання є такими [16]

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}_s &= \mathbf{A}_s \mathbf{x}_s + \mathbf{B}_d \mathbf{d} - \mathbf{B} \mathbf{M}_s^{-1} \boldsymbol{\varphi} + \mathbf{B}_s \mathbf{u}; \\ \dot{\mathbf{x}}_r &= \mathbf{A}_r \mathbf{x}_r + \mathbf{B}_r \mathbf{x}_r; \\ \mathbf{u}_s &= \mathbf{I} \mathbf{u}_s; \\ \mathbf{y}_s &= \mathbf{C}_s \mathbf{x}_s + \mathbf{D}_d \mathbf{d} + \mathbf{D} \mathbf{M}_s^{-1} \boldsymbol{\varphi} + \mathbf{D}_s \mathbf{u}_s + \mathbf{n};\end{aligned}\quad (1.41)$$

$$\mathbf{e} = \rho \mathbf{C}_s \mathbf{x}_s - \rho^2 \mathbf{C}_r \mathbf{x}_r - \rho^2 \mathbf{D}_r r + \rho \mathbf{D}_d \mathbf{d} + \rho \mathbf{D} \mathbf{M}_s^{-1} \boldsymbol{\varphi} + \rho \mathbf{D}_s \mathbf{u}_s;$$

$$\boldsymbol{\beta} = \rho \mathbf{I} r;$$

$$\mathbf{y}_s = \mathbf{C}_s \mathbf{x}_s + \mathbf{D}_d \mathbf{d} + \mathbf{D} \mathbf{M}_s^{-1} \boldsymbol{\varphi} + \mathbf{D}_s \mathbf{u}_s + \mathbf{n}.$$

На підставі матриць (1.37), (1.39) можна знайти матриці $\mathbf{D}_{M_s^{-1}}$, $\mathbf{B}_{M_s^{-1}}$. З виразу (1.37) виходить, що $\mathbf{D}_{M_s} = \mathbf{R}^{-1/2}$. Тоді матриця $\mathbf{D}_{M_s^{-1}}$ відповідно до виразу (1.39) визначатиметься як $\mathbf{D}_{M_s^{-1}} = (\mathbf{R}^{-1/2})^{-1} = \mathbf{R}^{1/2}$. На підставі матриці з виразу (1.37) $\mathbf{B}_{M_s} = \mathbf{H}_s = -(\mathbf{B}_s \mathbf{D}_s^T + \mathbf{Z}_s \mathbf{C}_s^T) \mathbf{R}^{-1}$ з урахуванням виразу (1.39) можна визначити співвідношення $\mathbf{B}_{M_s^{-1}} = \mathbf{H}_s (\mathbf{R}^{-1/2})^{-1} = -(\mathbf{B}_s \mathbf{D}_s^T + \mathbf{Z}_s \mathbf{C}_s^T) \mathbf{R}^{-1} \cdot \mathbf{R}^{1/2}$. Тоді сукупність рівнянь стану та спостереження (1.41) становиться такою [16, 18]:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}_s &= \mathbf{A}_s \mathbf{x}_s + \mathbf{B}_d \mathbf{d} - (\mathbf{B}_s \mathbf{D}_s^T + \mathbf{Z}_s \mathbf{C}_s^T) \mathbf{R}_s^{-1/2} \boldsymbol{\varphi} + \mathbf{B}_s \mathbf{u}; \\ \dot{\mathbf{x}}_r &= \mathbf{A}_r \mathbf{x}_r + \mathbf{B}_r \mathbf{x}_r; \\ \mathbf{u}_s &= \mathbf{I} \mathbf{u}_s; \\ \mathbf{y}_s &= \mathbf{C}_s \mathbf{x}_s + \mathbf{D}_d \mathbf{d} + \mathbf{R}_s^{1/2} \boldsymbol{\varphi} + \mathbf{D}_s \mathbf{u}_s + \mathbf{n}; \\ \mathbf{e} &= \rho \mathbf{C}_s \mathbf{x}_s - \rho^2 \mathbf{C}_r \mathbf{x}_r - \rho^2 \mathbf{D}_r r + \rho \mathbf{D}_d \mathbf{d} + \rho \mathbf{R}_s^{1/2} \boldsymbol{\varphi} + \rho \mathbf{D}_s \mathbf{u}_s; \\ \boldsymbol{\beta} &= \rho \mathbf{I} r; \\ \mathbf{y}_s &= \mathbf{C}_s \mathbf{x}_s + \mathbf{D}_d \mathbf{d} + \mathbf{R}_s^{1/2} \boldsymbol{\varphi} + \mathbf{D}_s \mathbf{u}_s + \mathbf{n}.\end{aligned}\quad (1.42)$$

Відповідно матрична передавальна функція узагальненого об'єкта управління набуває вигляду [16, 17]

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_s & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{B}_d & \mathbf{0} & (\mathbf{B}_s \mathbf{D}_s^T + \mathbf{Z}_s \mathbf{C}_s^T) \mathbf{D}_{M_s} & \mathbf{B}_s \\ \mathbf{0} & \mathbf{A}_r & \mathbf{B}_r & \mathbf{0} & \mathbf{I} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{I} \\ \mathbf{C}_s & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{D}_d & \mathbf{0} & \mathbf{D}_{M_s}^{-1} & \mathbf{D}_s \\ \rho \mathbf{C}_s & -\rho^2 \mathbf{C}_r & -\rho^2 \mathbf{D}_r & \rho \mathbf{D}_d & \mathbf{0} & \rho \mathbf{D}_{M_s}^{-1} & \rho \mathbf{D}_s \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \rho \mathbf{I} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{C}_s & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{D}_d & \mathbf{I} & \mathbf{D}_{M_s}^{-1} & \mathbf{D}_s \end{bmatrix}, \quad (1.43)$$

а її складові становляться такими

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_{11} &= \begin{bmatrix} \mathbf{A}_s & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{A}_r \end{bmatrix}; \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{B}_d & \mathbf{0} & (\mathbf{B}_s \mathbf{D}_s^T + \mathbf{Z}_s \mathbf{C}_s^T) \mathbf{R}_s^{-1/2} \\ \mathbf{B}_r & \mathbf{0} & \mathbf{I} & \mathbf{0} \end{bmatrix}; \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_s \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}; \\ \mathbf{C}_1 &= \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{C}_s & \mathbf{0} \\ \rho \mathbf{C}_s & -\rho^2 \mathbf{C}_r \end{bmatrix}; \mathbf{C}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{C}_s & \mathbf{0} \end{bmatrix}; \mathbf{D}_{11} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{D}_d & \mathbf{0} & \mathbf{R}_s^{1/2} \\ -\rho^2 \mathbf{D}_r & \rho \mathbf{D}_d & \mathbf{0} & \rho \mathbf{R}_s^{1/2} \end{bmatrix}; \\ \mathbf{D}_{12} &= \begin{bmatrix} \mathbf{I} \\ \mathbf{D}_s \\ \rho \mathbf{D}_s \end{bmatrix}; \mathbf{D}_{21} = \begin{bmatrix} \rho \mathbf{I} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{D}_d & \mathbf{I} & \mathbf{R}_s^{1/2} \end{bmatrix}; \mathbf{D}_{22} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{D}_s \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

Алгоритм синтезу регулятора із двома ступенями вільності з урахуванням дії координатних збурень та завад вимірювань містить наступні кроки.

1. Складання повного математичного опису системи управління ЛА.
2. Лінеаризацію математичної моделі.
3. Створення математичної моделі у просторі станів.
4. Формування узагальненого об'єкта управління та визначення відповідних матриць у просторі станів.
5. Оцінювання основних зовнішніх збурень, що діють на досліджувану систему.
6. Вибір бажаної передавальної функції \mathbf{T}_{ref} від командного сигналу до керованих виходів.
7. Визначення скалярного параметра ρ , який для системи зазначеного типу зазвичай знаходиться у межах $1 \dots 5$.
8. Вибір вагових передавальних функцій для об'єкта управління. В автоматизованих процедурах структурного синтезу регулятора із двома ступенями вільності обмежений об'єкт визначається виразом

$$\mathbf{G}_s = \mathbf{W}_2 \mathbf{G} \mathbf{W}_1, \quad (1.47)$$

де $\mathbf{W}_1 = \mathbf{W}_p \mathbf{W}_a \mathbf{W}_g$, $\mathbf{W}_2 = 1$.

Вибір вагових передавальних функцій потребує евристичних підходів, пов'язаних із врахуванням особливостей об'єкта управління та вимог до якості системи управління [3]. При цьому вибір $\mathbf{G} \mathbf{W}_p$ має забезпечувати бажані сингулярні числа. Тобто правильний вибір \mathbf{W}_p означає високий коефіцієнт підсилення на низьких частотах, спад амплітудно-частотної характеристики приблизно 20 дБ на декаду на бажаній смузі перепускання. Вагова передавальна функція \mathbf{W}_p впливає на динамічні характеристики системи. Так, вибір інтегральної ланки забезпечує якісні характеристики на низьких частотах. Випередження за фазою зменшує спад амплітудно-частотної характеристики на частоті переходу. Запізнення за фазою підвищує спад амплітудно-частотної характеристики на високих частотах. Вибір сингулярних чисел для забезпечення бажаної смуги перепускання забезпечується ваговою передавальною функцією \mathbf{W}_a . Вагова передавальна функція \mathbf{W}_g забезпечує управління виконавчим механізмом. Ця функція є діагональною і має обиратися такою, щоби сигнали виконавчого механізму не перевищували значення заданих командних сигналів та типових збурень [3]. При цьому вибір вагової функції не повинен порушувати стійкість системи.

9. Розв'язання проблеми H_∞ -синтезу для розширеного об'єкта управління $\mathbf{G}_s = \mathbf{W}_2 \mathbf{G} \mathbf{W}_1$ з урахуванням дії збурень, бажаної реакції системи, що формується передавальною функцією \mathbf{T}_{ref} , і скалярного параметра ρ . Синтез заснований на використанні матричної передавальної функції узагальненого об'єкта управління \mathbf{P} у просторі станів, який визначається виразом (1.45). У результаті синтезу визначається регулятор $\mathbf{K} = [\mathbf{K}_1 \mathbf{K}_2]$. У разі необхідності використовується селективна матриця \mathbf{W}_o .

10. Заміна пре-фільтра \mathbf{K}_1 зваженим пре-фільтром $\mathbf{K}_1 \mathbf{W}_i$ з метою точного підбору моделі в усталеному стані.

11. Аналіз отриманих результатів та у разі необхідності повторення автоматизованої процедури регулятора після введення нових значень ρ , вагової передавальної функції \mathbf{W}_1 та бажаної передавальної функції \mathbf{T}_{ref} .

Структурна схема системи управління та управління положенням вимірювальних осей літального апарата із синтезованим регулятором із двома ступенями вільності представлена на рис. 1.8.

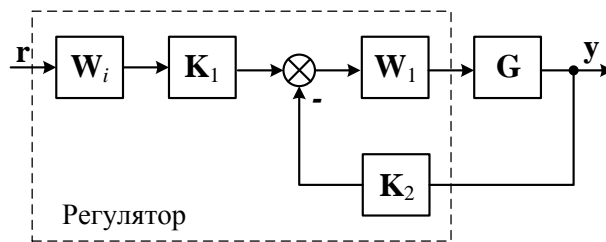


Рис. 1.8. Структурна схема системи з двома ступенями вільності (комбінованої системи)

Блок-схема алгоритму автоматизованих системи управління ЛА за допомогою процедури H_∞ -синтезу представлена на рис. 1.9.

Актуальними для застосувань ЛА є дискретні регулятори. Існує два найбільш відомі підходи до створення дискретних регуляторів [3, 14]. Блок-схеми обох підходів до автоматизованих дискретних регуляторів представлені на рис. 1.10, 1.11.

При першому підході виконується дискретизація моделі об'єкта управління, включаючи вагові передавальні функції. Далі виконується w -перетворення, виконання структурного синтезу та отримання z -представлення контролера за допомогою зворотного w -перетворення [14]. Усі перераховані дії можуть бути автоматизовані за допомогою вбудованої функції *dhinfopt*, що належить до розширеного пакету Robust Control.

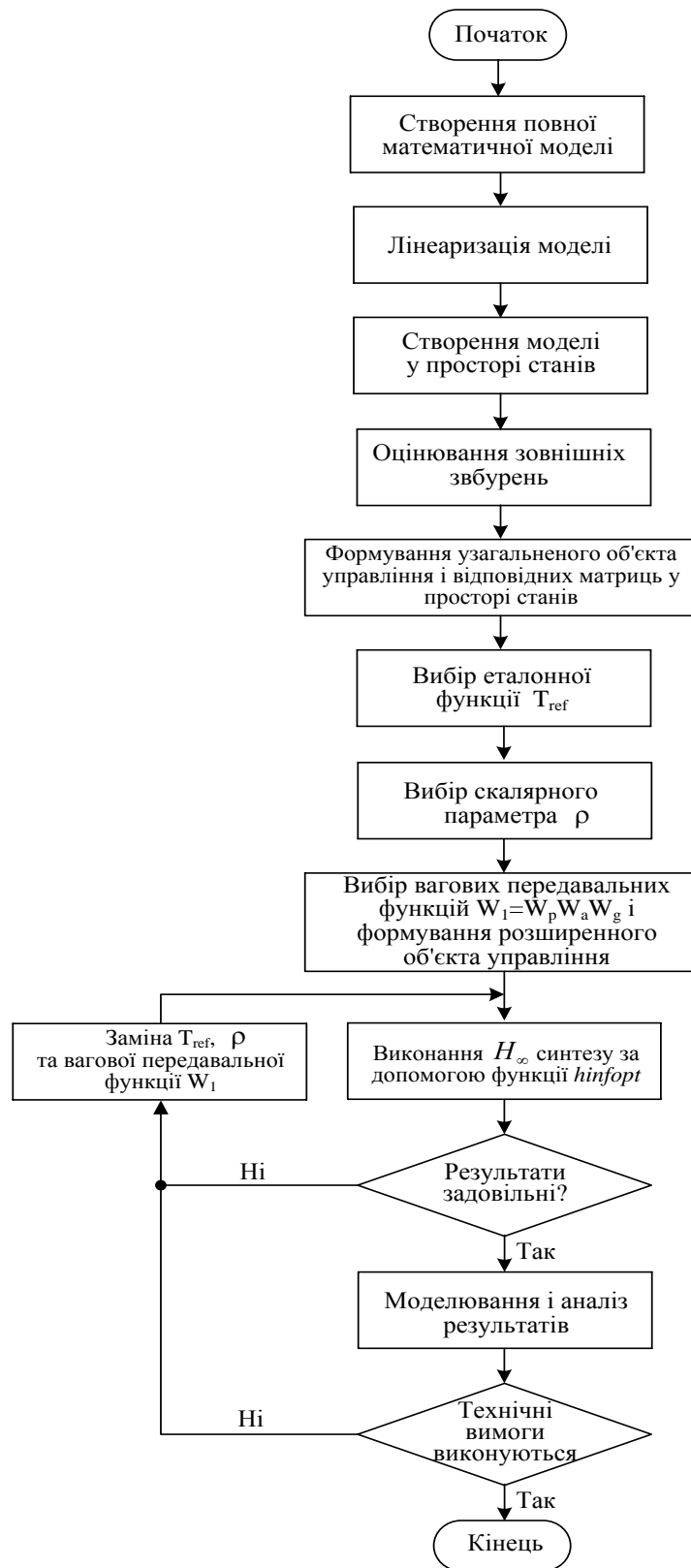


Рис. 1.9. Блок-схема алгоритму H_∞ -синтезу системи управління ЛА

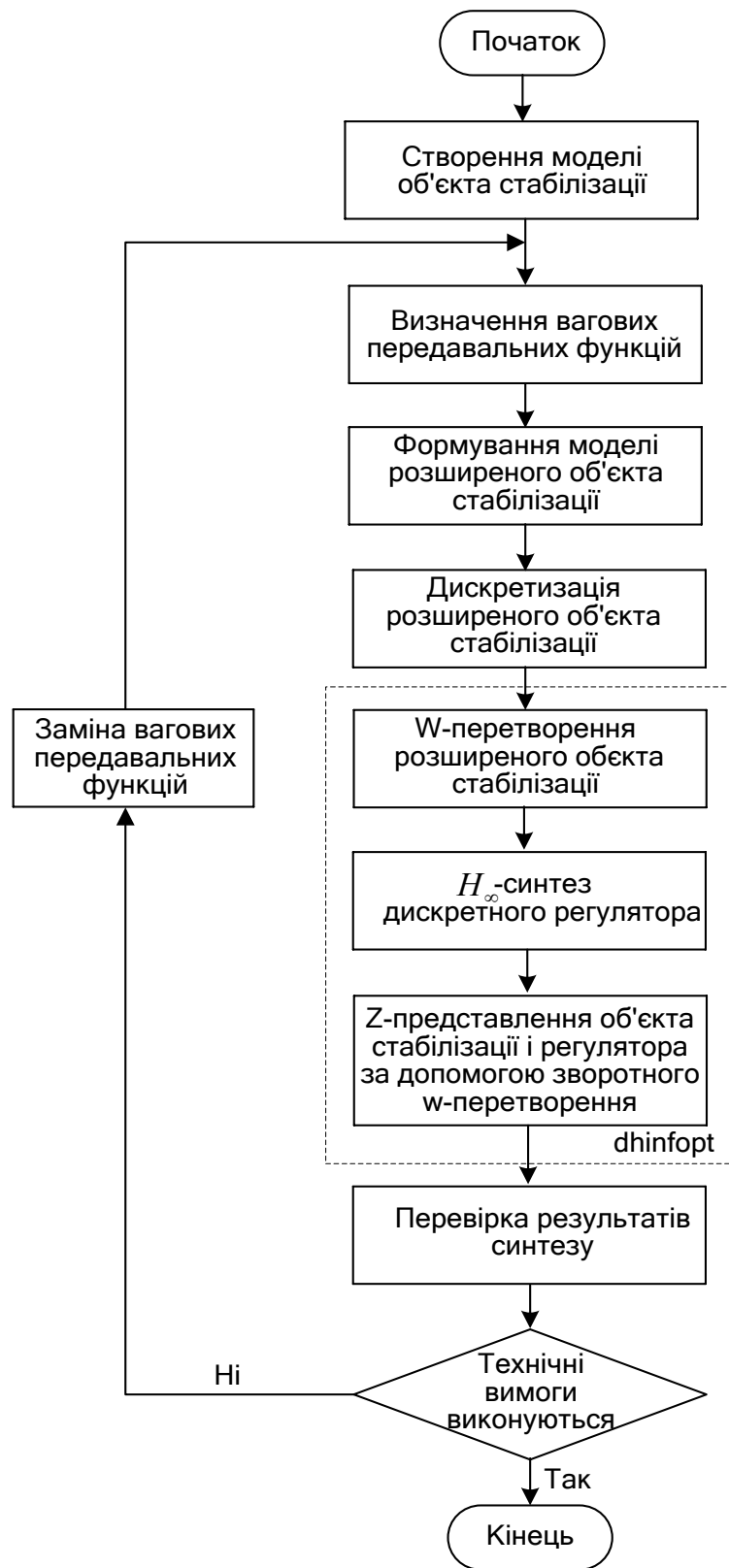


Рис. 1.10. Блок-схема першого підходу до створення робастних дискретних регуляторів

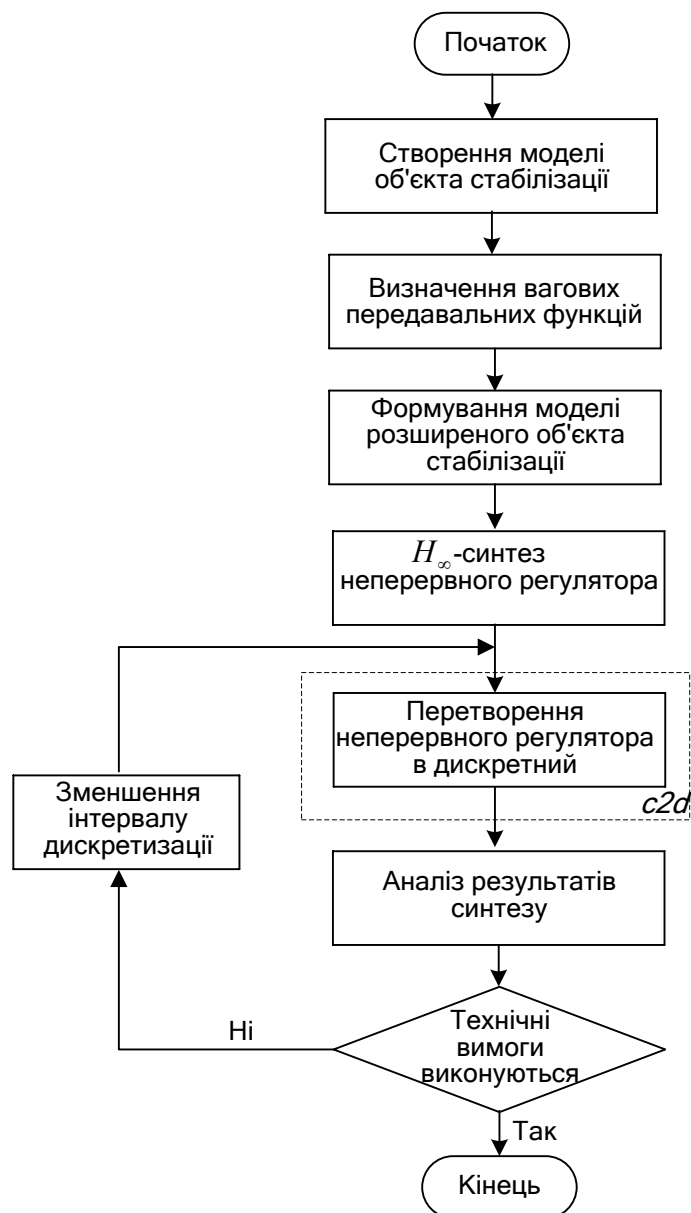


Рис. 1.11. Блок-схема другого підходу до створення робастних дискретних регуляторів

При другому підході синтез робастного регулятора виконується відомими методами H_∞ -синтезу неперервних систем. Дискретний регулятор отримується з неперервного на підставі z -перетворення. Автоматизація цього перетворення відбувається за допомогою вбудованої функції $c2d$. При цьому висуваються деякі вимоги [14]. По-перше, за метод дискретизації має бути обраний метод білінійного перетворення Тастіна, оскільки при його використанні H_∞ -норма залишається незмінною. По-друге, частота дискретизації має у декілька разів перевищувати смугу перепускання системи.

1.3.2. Метод синтезу регулятора з двома ступенями вільності із формуванням розширеного об'єкта управління за допомогою вагових передавальних функцій

Постановка задачі синтезу регулятора із двома ступенями вільності з урахуванням дії збурень, яка може бути розв'язана методом змішаної чутливості, представлена на рис. 1.12. Головними цілями, разом із забезпеченням внутрішньої стійкості системи є мінімізація сигналів похибки e , сигналу управління u та вихідного сигналу y за умови дії збурень d . Ці цілі зумовлюють необхідність вводу вагових передавальних функцій W_1, W_2, W_3 .

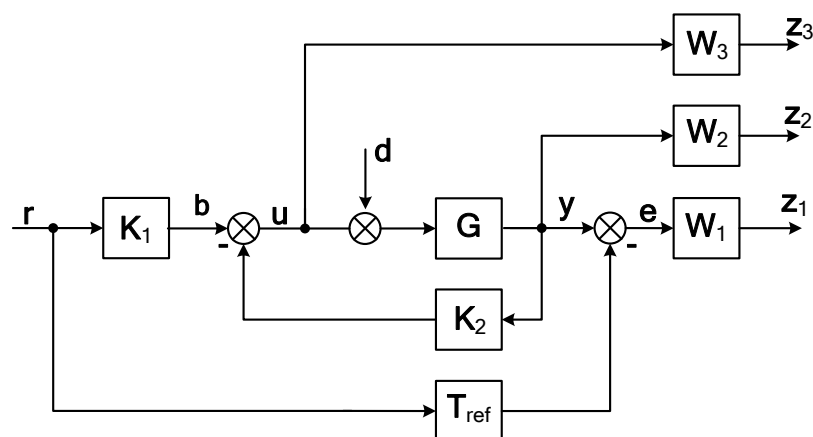


Рис. 1.12. До синтезу регулятора із двома ступенями вільності методом змішаної чутливості

Постановка задачі H_∞ -синтезу методом змішаної чутливості залежить від особливостей синтезованої системи та умов її експлуатації. Під час проектування систем управління ЛА необхідно враховувати, що їхня експлуатація здійснюється за умови дії зовнішніх збурень. Співвідношення для вхідних і вихідних сигналів відповідно до рис. 1.12 є такими [16]:

$$z_1 = -W_1 T_{ref} r + W_1 G_d d + W_1 G u ;$$

$$z_2 = W_2 u ;$$

$$z_3 = W_3 G u ;$$

$$y_1 = r ;$$

$$y_2 = G u + G_d d .$$

(1.48)

Узагальнений об'єкт управління, розширений за допомогою вагових передавальних функцій, може бути описаний у такий спосіб

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} -\mathbf{W}_1\mathbf{T}_{ref} & \mathbf{W}_1\mathbf{G}_d & \mathbf{W}_1\mathbf{G} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{W}_2 \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{W}_3\mathbf{G} \\ \mathbf{I} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{G}_d & \mathbf{0} \end{bmatrix}, \quad (1.49)$$

тут

$$\mathbf{P}_{11} = \begin{bmatrix} -\mathbf{W}_1\mathbf{T}_{ref} & \mathbf{W}_1\mathbf{G}_d \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix}; \mathbf{P}_{12} = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_1\mathbf{G} \\ \mathbf{W}_2 \\ \mathbf{W}_3\mathbf{G} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{P}_{21} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{G}_d \end{bmatrix}; \mathbf{P}_{22} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{G} \end{bmatrix},$$

при цьому $\mathbf{w} = \begin{bmatrix} \mathbf{r} \\ \mathbf{d} \end{bmatrix}$; $\mathbf{z} = \begin{bmatrix} \mathbf{z}_1 \\ \mathbf{z}_2 \\ \mathbf{z}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_1\mathbf{e} \\ \mathbf{W}_2\mathbf{y} \\ \mathbf{W}_3\mathbf{G}\mathbf{u} \end{bmatrix}$; $\mathbf{u} = \mathbf{u}$; $\mathbf{y} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_1 \\ \mathbf{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\beta} \\ \mathbf{y} \end{bmatrix}$.

Критерій оптимізації H_∞ -синтезу методом змішаної чутливості для системи зазначеного типу визначатиметься у такий спосіб [16]

$$J = \left\| \begin{bmatrix} -\mathbf{W}_1\mathbf{T}_{ref} + \mathbf{W}_1\mathbf{G}\mathbf{K}_1(\mathbf{I} + \mathbf{G}\mathbf{K}_2)^{-1} & \mathbf{W}_1\mathbf{G}_d(1 + \mathbf{G}\mathbf{K}_2)^{-1} \\ \mathbf{W}_2\mathbf{K}_1(\mathbf{I} + \mathbf{G}\mathbf{K}_2)^{-1} & -\mathbf{W}_2\mathbf{K}_2\mathbf{G}_d(\mathbf{I} + \mathbf{G}\mathbf{K}_2)^{-1} \\ \mathbf{W}_3\mathbf{G}\mathbf{K}_1(\mathbf{I} + \mathbf{G}\mathbf{K}_2)^{-1} & \mathbf{W}_3\mathbf{G}_d(\mathbf{I} + \mathbf{G}\mathbf{K}_2)^{-1} \end{bmatrix} \right\|_\infty. \quad (1.50)$$

Для переходу до постановки задачі H_∞ -синтезу, яка може бути розв'язана програмними засобами системи MATLAB, необхідно визначити математичний опис узагальненого об'єкта управління, розширеного за рахунок вагових передавальних функцій, у просторі станів. При цьому приймаються до уваги послідовні та паралельні з'єднання системи.

Слід зазначити, що у моделі системи із регулятором із двома ступенями вільності необхідно враховувати передавальну функцію \mathbf{T}_{ref} , яка обирається з метою формування бажаних частотних характеристик системи.

Рівняння стану та спостереження розширеного об'єкта управління є такими [16]:

$$\begin{aligned}
\dot{x}_G &= A_G x_G - B_G u + B_{G_d} d; \\
\dot{x}_{T_{ref}} &= A_{T_{ref}} x_{T_{ref}} + B_{T_{ref}} r; \\
\dot{x}_{W_1} &= A_{W_1} x_{W_1} - B_{W_1} u + B_{W_1} r; \\
\dot{x}_{W_2} &= A_{W_2} x_{W_2} + B_{W_2} u; \\
\dot{x}_{W_3} &= A_{W_3} x_{W_3} - B_{W_3} u + B_{W_3} r; \\
z_1 &= C_{W_1} x_{W_1} + D_{W_1} r; \\
z_2 &= C_{W_2} x_{W_2} + D_{W_2} u; \\
z_3 &= C_{W_3} x_{W_3} + D_{W_3} u + D_{G_d} d; \\
y_1 &= r; \\
y_2 &= D_G u + D_{G_d} d.
\end{aligned} \tag{1.51}$$

Тоді, з урахуванням представлення у просторів станів паралельних та послідовних з'єднань, представлення розширеного узагальненого об'єкта управління у просторі станів набуває вигляду [16]

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix}
\mathbf{A}_G & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{B}_{G_d} & \mathbf{B}_G \\
\mathbf{0} & \mathbf{A}_{T_{ref}} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{B}_r & \mathbf{0} \\
-\mathbf{B}_{W_1} & \mathbf{0} & \mathbf{A}_{W_1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{B}_{W_1} & \mathbf{0} \\
\mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{A}_{W_2} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{B}_{W_2} \\
\mathbf{B}_{W_3} \mathbf{C}_G & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{A}_{W_3} & \mathbf{B}_{W_3} & \mathbf{0} & \mathbf{B}_{W_3} \mathbf{D}_G \\
-\mathbf{D}_{W_1} \mathbf{D}_G & \mathbf{0} & \mathbf{C}_{W_1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{D}_{W_1} & \mathbf{0} \\
\mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{C}_{W_2} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{D}_{W_2} \\
\mathbf{D}_{W_3} \mathbf{C}_G & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{C}_{W_3} & \mathbf{0} & \mathbf{D}_{G_d} & \mathbf{D}_{W_3} \mathbf{D}_G \\
\mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{I} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\
\mathbf{C}_G & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{D}_{G_d} & \mathbf{D}_G
\end{bmatrix}. \tag{1.52}$$

Тепер H_∞ -синтез може бути здійснений функцією *hinftopt*, яка знаходить рівняння регулятора, що мінімізують критерій оптимізації (1.50) шляхом пошуку оптимального значення γ .

Висновок

В даному розділі було розглянуто алгоритм робастної структурної системи методом змішаної чутливості, класифікацію методів робастних структурних систем та деякі інші методи робастних регуляторів систем управління ЛА систем рухомих об'єктів.

РОЗДІЛ 2

МАТЕМАТИЧНІ МОДЕЛІ

У загальному випадку управління поздовжнім рухом центра мас ЛА складається з управління висотою та швидкістю польоту.

Для управління висотою польоту суттєве значення має рівень, відносно якого вимірюється висота. При польоті ЛА прийнято розрізняти такі висоти:

- істинну (геометричну) $H_{\text{іст}}$;
- барометричну (абсолютну) $H_{\text{абс}}$;
- відносну $H_{\text{від}}$;
- ешелону $H_{\text{еш}}$;
- рельєфу місцевості h_p .

Знання істинної висоти польоту необхідне для забезпечення безпеки польоту (особливо при польотах на малих висотах), для виконання навігаційних розрахунків (при скиданні вантажів і парашутуванні), пов'язаних з визначенням місцеположення ЛА відносно точок на земній поверхні, для виконання розвідувальних і пошукових польотів. Для вирішування багатьох з перелічених задач доцільно знання усередненої висоти, тобто істинної висоти польоту без урахування дрібної структури рельєфу підстильної місцевості.

Контроль висоти ешелону необхідний для розв'язання всіх пілотажних задач, де потрібно враховувати змінні характеристики ЛА і його силової установки залежно від висоти польоту.

Висота ешелону прийнята за основний контрольований параметр у системі вертикального ешелонування. Це необхідно для того, щоб усі ЛА мали однаковий рівень початку відліку висоти. Оскільки повітряне середовище для всіх ЛА, що знаходяться в одному районі, однакове, а їх висотоміри мають стандартне тарування, то в цьому випадку взаємно компенсуються методичні похибки висотомірів і похибки, пов'язані з відхиленням параметрів атмосфери від розрахункової. Тобто ці похибки не будуть збільшувати імовірність зіткнення ЛА один з одним.

У процесі управління поздовжнім рухом ЛА також необхідно враховувати розходження параметрів, що характеризують швидкість польоту. Нагадаємо, що приладна (індикаторна) швидкість $V_{пр}$, а також число M польоту необхідні для розв'язання пілотажних задач, оскільки від цих параметрів залежать усі аеродинамічні характеристики ЛА і діапазони льотних обмежень.

Шляхова (земна) швидкість $V_{ш}$ необхідна для реалізації чотири-мірної навігації з витримуванням часового графіка польоту, а також у всіх інших випадках управління швидкістю, коли рух ЛА задається з наземних пунктів управління. Контроль шляхової швидкості необхідний також для розв'язання інших навігаційних задач.

Істинна повітряна швидкість V при наявності на сучасних ЛА вимірників шляхової швидкості та числа M польоту втрачає своє значення як параметр управління. Проте, вимірювання істинної повітряної швидкості необхідне для розрахунку швидкості вітру W , а також для числення шляху у випадку відмову вимірника шляхової швидкості польоту ЛА.

Перелік типових задач, що розв'язуються ПНК при управлінні поздовжнім рухом ЛА на різних етапах маршрутного польоту, наведений у табл. 2.1.

Таблиця 2.1

Етап польоту	Управління висотою	Управління швидкістю
Набір висоти	При контролі $H_{абс}$	За залежністю $M(V_{пр})$
Політ за трасою	При стабілізації $H_{еш}$	За $V_{ш}$ відповідно до часового графіка, контроль $M(V_{пр})$
Розвідувальні польоти	При стабілізації усередненої $H_{іст}$	При стабілізації $M(V_{пр})$ і контролі $V_{ш}$
Профільний політ на малих висотах	З урахуванням попереду лежачого рельєфу місцевості та з контролем $H_{іст}$	При стабілізації M або контролі $V_{пр}$
Пошукове маневрування в заданому районі	За усередненої $H_{іст}$	За $V_{ш}$ з контролем параметрів M і W
Зниження	За $H_{від}$ з одночасним контролем $H_{іст}$	При контролі залежності M і $V_{пр}$

Тут задачі управління умовно розділені на три типи:

1. Контроль параметра, де розуміється його обмеження або необхідність його врахування при прийнятті яких-небудь рішень;

2. Стабілізація параметра;
3. Управління за зазначеним параметром у разі необхідності його цілеспрямованої зміни.

Профіль польоту ЛА обирається з умов найменшої витрати палива, а також з тактичних міркувань. Типовий профіль маршрутного перельоту — перельоту з аеродрому вильоту до аеродрому призначення після зльоту та виходу на маршрут, складається з таких основних етапів: набирання висоти ешелону, крейсерський політ зі східчастою зміною ешелонів польоту; зниження до висоти передпосадкового маневрування. Профіль маршрутного польоту літаків спеціального призначення має свою специфіку і відрізняється від польоту з метою транспортного перевезення. На деяких ділянках маршрутного польоту доцільний перехід на малі висоти.

Автоматичне управління поздовжнім рухом літака на етапі крейсерського польоту зводиться до стабілізації барометричної висоти ешелону польоту. Перехід з одного ешелону на інший здійснюється в режимі автоматизованого (сумісного) управління. При цьому пілот у режимі ручного управління, змінюючи кут тангажа, задає літаку потрібну вертикальну швидкість зниження або набору висоти, а в режимі автоматичного управління САУ, стабілізуючи заданий кут тангажа, утримує задану вертикальну швидкість. Пілот, періодично втручаючись в управління, коректує вертикальну швидкість, а кінцевий етап виходу на нову висоту ешелону здійснює в режимі ручного управління, після чого знову вмикає режим стабілізації барометричної висоти нового ешелону польоту. Можна організувати й автоматичне управління зміною ешелонів польоту за сигналами з БЦОМ або з наземних пунктів управління польотом.

Режим стабілізації барометричної висоти польоту вмикається кнопкою-табло або кнопкою-лампочкою («Нб» або «КВ») на пульті управління ПНК або САУ. Його доцільно вмикати з режиму стабілізації кутових положень, зокрема з режиму стабілізації кута тангажа горизонтального польоту.

За датчик відхилення літака від заданої барометричної висоти польоту — висоти, на якій здійснюється вмикання режиму, застосовуються коректори висоти. Якщо до складу бортового обладнання входить система повітряних сигналів, то цю інформацію доцільніше отримувати саме від цієї системи.

За приклад наведемо типові закони управління режиму стабілізації барометричної висоти через контур формування заданого кута тангажа $\vartheta_{зад}$ та через контур нормального перевантаження $n_{узад}$.

$$1. \delta_B = K_\delta(\vartheta - \vartheta_{зад}) + K_{\omega_z}\omega_z - K_B^Y f(|\gamma|);$$

$$\vartheta_{зад} = -\frac{1}{K_\vartheta} \left(K_H + K_H p + \frac{K_H}{p} \right) (H - H_{зад});$$

$$(2.1)$$

$$2. \delta_v = K_{ny}(n_y - n_{узад}) + K_{\omega z}\omega_z - K_B^Y f(|\gamma|);$$

$$n_{узад} = -\frac{1}{K_{ny}}(K_H + K_H p)(H - H_{зад});$$

Основним сигналом законів управління є відхилення поточної барометричної висоти польоту від заданої $(H - H_{зад})$, яка є висотою вмикання коректора висоти.

Управління висотою польоту через контур нормального перевантаження у переважній більшості краще, оскільки такий контур більш швидкодійний й ефективніше парює вітрові збурення, але забезпечення стійкості такого контуру при відсутності у законі управління сигналу кута тангажа потребує додаткових заходів, зокрема введення в закон управління похідної від основного сигналу.

У законах управління (2.1) δ_v — відхилення руля висоти; $K_{\omega z}\omega_z$ — демпфіруючий сигнал. Складова $f(\gamma) = 1 - \cos\gamma/\cos\gamma$ у законах управління призначена для компенсації втрати висоти при кренах літака. У першому законі управління для підвищення точності стабілізації використовується інтегральна складова $\frac{K_H}{p}(H - H_{зад})$.

Для підвищення точності можуть також використовувати закони управління з ізодромним зворотним зв'язком у сервоприводі.

Для поліпшення якості процесів стабілізації в законі управління можуть бути присутні перша та друга похідні від сигналу відхилення ΔH . Причому, за першу похідну використовується сигнал V_y , а за другу — сигнал нормального перевантаження Δn_y . Наприклад, в системі управління польотом тійу ВСУП-85, керуючий сигнал формується у вигляді

$$\vartheta_3 = K_H \Delta H + K_{Vy} V_y + K_{ny} \Delta n_y$$

$$(2.2)$$

У процесі стабілізації істинної висоти польоту як основний датчик інформації використовується радіовисотомір.

2.1. Математичний опис системи управління польотом літака

Будемо вважати, що досліджувана система управління польотом має об'єкт управління, лінеаризована модель якого може бути представлена системою рівнянь у просторі станів:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu}, \\ \mathbf{y} &= \mathbf{Cx}, \\ \mathbf{z} &= \mathbf{C}_0 \mathbf{x}, \end{aligned} \tag{2.3}$$

де \mathbf{x} – вектор стану; \mathbf{A}, \mathbf{B} – матриці відповідних аеродинамічних похідних; \mathbf{u} – вектор управляючих впливів; \mathbf{y} – вектор спостереження для реальної системи; \mathbf{C}, \mathbf{C}_0 – матриці спостереження; \mathbf{z} – вектор спостереження для обчислення показника якості.

Наприклад, для випадку бічного руху літака вектор стану приймає вигляд $\mathbf{x} = [\beta, p, r, \varphi, \psi]'$, де β – кут ковзання, p, r – кутові швидкості за креном та рисканням, φ, ψ – кути крену та рискання. Вектор управління визначається як $\mathbf{u} = [\delta a, \delta e]'$, де $\delta a, \delta e$ – кути відхилення елеронів та кута напрямку. Матриці аеродинамічних похідних \mathbf{A} та \mathbf{B} можуть бути подані у такий спосіб

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} Y_\beta & Y_p & Y_r & Y_\varphi & Y_\psi \\ L_\beta & L_p & L_r & L_\varphi & L_\psi \\ N_\beta & N_p & N_r & N_\varphi & N_\psi \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} Y_{\delta a} & Y_{\delta r} \\ L_{\delta a} & L_{\delta r} \\ N_{\delta a} & N_{\delta r} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.4)$$

У виразі (2.4) і далі використовуються системи координат та позначення, прийняті в [18, 19], а саме: Y означає сигнал спостереження бічної системи, L та M – моменти за креном та рисканням відповідно.

Матриця спостереження \mathbf{C} використовується для побудови реального автопілота і визначається фактичною вимірювальною системою навігаційного комплексу. Матриця спостереження \mathbf{C}_0 визначається всіма змінними стану. Кут ковзання β достатньо рідко вимірюється у реальних системах, і в той же час обмеження кута β має велике значення з точки зору безпеки польоту. Теж саме стосується і кута атаки α для повздовжнього руху. Таким чином при використанні математичного опису у просторі станів змінна \mathbf{y} використовується для побудови регулятора, а змінна \mathbf{z} – для обчислення показника якості.

Для транспортних літаків цивільної авіації до коротперіодичного та довгоперіодичного прискорень пред'являються досить жорсткі вимоги щодо їхньої обмеженості. Тому для цих важливих практичних випадків належить визначити метод урахування зазначених вимог у показниках якості. Проілюструємо це на прикладі бічного руху ЛА. Бічне прискорення визначається за допомогою прискорення, вимірюваного акселерометром за винятком гравітаційних сил, та дорівнює [20]:

$$a_y = Y_\beta \cdot \beta + Y_{\delta_r} \cdot \delta_r = a_{11}x_1 + b_{21}u_2. \quad (2.5)$$

З огляду на вираз (2.3) зрозуміло, що квадрат цього прискорення буде містити у собі складову $2a_{11} \cdot b_{21} \cdot x_1 \cdot u_2 = 2Y_\beta \cdot Y_{\delta_r} \cdot \beta \cdot \delta_r$.

$$\mathbf{A}_0 = \begin{bmatrix} \mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{D}_u\mathbf{C} & \mathbf{B}\mathbf{C}_u \\ -\mathbf{B}_u\mathbf{C} & \mathbf{A}_u \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_0 = \begin{bmatrix} \mathbf{B}\mathbf{D}_u \\ \mathbf{B}_u \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_0 = \begin{bmatrix} \mathbf{C} & 0 \\ -\mathbf{D}_u\mathbf{C} & \mathbf{C}_u \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$\mathbf{D}_0 = \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{D}_u \end{bmatrix},$$

тут $\bar{\mathbf{r}}$ – вхідний (командний) сигнал; \mathbf{z} – вектор спостереження, який формує показник якості.

Головним стохастичним збуренням, що діє на ЛА, є турбулентний вітер [21], тому перш за все необхідно мати математичний опис цього збурення у формі, що може бути застосована для моделей ЛА у просторі станів.

Найпростіший опис турбулентного вітру можна зробити за допомогою моделі Драйдена [21], яка представляє короткоперіодичну u_g , довгоперіодичну w_g та бічну v_g компоненти вектора миттєвої швидкості вітру як стаціонарні випадкові процеси із такими спектральними щільностями

$$S_u(\omega) = \frac{2\sigma_u^2 L_u}{U_0 \pi} \cdot \frac{1}{(1 + \tau_u^2 \omega^2)}$$

$$S_v(\omega) = \frac{\sigma_v^2 L_v}{U_0 \pi} \cdot \frac{1 + 3 \cdot \tau_v^2 \cdot \omega^2}{(1 + \tau_v^2 \omega^2)^2} \quad (2.9)$$

$$S_w(\omega) = \frac{\sigma_w^2 L_w}{U_0 \pi} \cdot \frac{1 + 3 \cdot \tau_w^2 \cdot \omega^2}{(1 + \tau_w^2 \omega^2)^2}$$

$$\tau_u = \frac{L_u}{U_0}; \quad \tau_v = \frac{L_v}{U_0}; \quad \tau_w = \frac{L_w}{U_0};$$

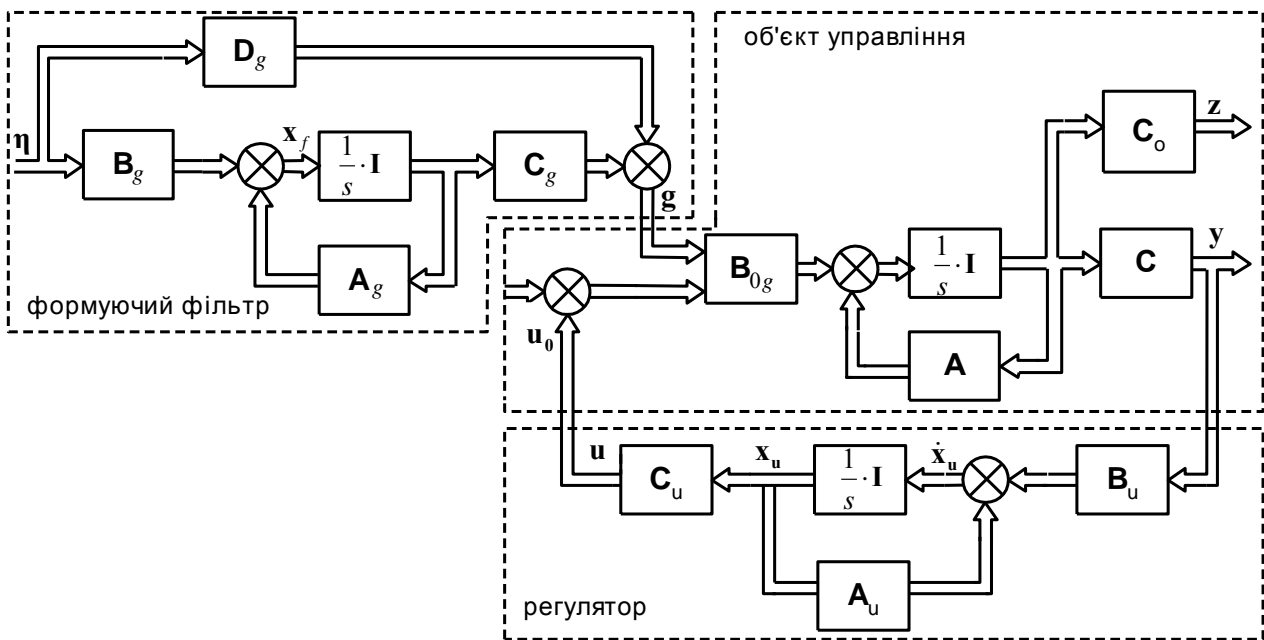
де L_u, L_v, L_w – відповідні масштаби турбулентності; U_0 – постійна швидкість літака; $\sigma_u, \sigma_v, \sigma_w$ середньоквадратичні відхилення відповідних компонент швидкості.

Ці випадкові процеси можна представити як виходи формуючих фільтрів, входи яких збуджуються некорельованими білими шумами η_x, η_y, η_z . Довгоперіодична швидкість w_g може бути легко перерахована у турбулентний кут атаки: $\alpha_g = w_g / U_0$. Для повздовжнього руху можна ввести вхідний $\boldsymbol{\eta} = [\eta_x, \eta_z]^T$ та вихідний $\mathbf{g} = [u_g, \alpha_g, q_g]^T$ вектори, де q_g згідно з [21] $q_g = -\dot{\alpha}_g$. Для цього випадку можна написати рівняння руху турбулентного вітру у вигляді

$$\dot{\mathbf{x}}_g = \mathbf{A}_g \cdot \mathbf{x}_g + \mathbf{B}_g \cdot \boldsymbol{\eta}$$

$$\mathbf{g} = \mathbf{C}_g \cdot \mathbf{x}_g + \mathbf{D}_g \cdot \boldsymbol{\eta} \quad (2.10)$$

де



$$\mathbf{A}_g = \begin{bmatrix} -\lambda_u & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -\lambda_w^2 & -2\lambda_w \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_g = \begin{bmatrix} K_u & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \\
 \mathbf{C}_g = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & K_\alpha \beta_w & K_\alpha \\ 0 & K_\alpha \lambda_w^2 & K_\alpha (2\lambda_w - \beta_w) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D}_g = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -K_\alpha \end{bmatrix}, \quad (2.11)$$

$$K_u = \sigma_u \sqrt{\frac{2u_o}{\pi L_u}} \quad K_\alpha = \sigma_w \sqrt{\frac{3}{\pi L_w u_o}} \quad \lambda_w = \frac{u_o}{L_w} \quad \lambda_u = \frac{u_o}{L_u} \quad \beta_w = \frac{\lambda_w}{\sqrt{3}} \quad (2.12)$$

Аналогічно можна представити формулюючий фільтр для бічного руху, у якому вхідним сигналом буде білий шум η_y , а вихідними сигналами – турбулентна бічна швидкість v_g , та турбулентні кутові швидкості ρ_g, r_g . Модель Драйдена стандартизована [21], причому для різних режимів польоту (крейсерський політ, посадка, тощо) коефіцієнти для виразів (2.9) винайдені експериментально. Ці моделі можуть використовуватись для перевірки точності стабілізації під час польотів у турбулентній атмосфері.

Рис. 2.2. Стохастична модель замкненої системи

Стохастична модель повздовжнього руху представлена на рис. 2.2 як послідовне з'єднання формулюючого фільтра у вигляді (2.11), (2.12) та замкненої системи управління, що розглядалась раніше. Схема замкненої системи, що представлена на рис. 2.2, дещо відрізняється від зображеної на рис. 2.1 місцем входу зовнішнього сигналу. У цьому випадку для вхідного сигналу \mathbf{u} вирази для четвірки блочних матриць, що описують замкнену систему у просторі станів, можуть бути представлені у такому вигляді

$$\mathbf{A}_0 = \begin{bmatrix} \mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{D}_u\mathbf{C} & -\mathbf{B}_u\mathbf{C} \\ \mathbf{B}_u\mathbf{C} & \mathbf{A}_u \end{bmatrix}, \mathbf{B}_0 = \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ 0 \end{bmatrix}, \mathbf{C}_0 = \begin{bmatrix} \mathbf{C} & 0 \\ \mathbf{D}_u\mathbf{C} & \mathbf{C}_u \end{bmatrix}, \quad (2.13)$$

причому \mathbf{D}_0 є нульовою матрицею відповідної розмірності. Урахування турбулентної атмосфери виконується за допомогою послідовного з'єднання замкненої системи управління польотом із формуючим фільтром Драйдена, що визначається четвіркою матриць (2.12). При цьому матриця управління об'єкту є розширеною блочною матрицею

$$\mathbf{B}_{0g} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_g^0 & \mathbf{B}_0 \end{bmatrix}, \quad (2.14)$$

де матриця \mathbf{B}_g^0 визначає вплив зовнішнього збурення \mathbf{g} на об'єкт управління і складається із стовпців матриці \mathbf{A} з протилежними знаками, що відповідають турбулентно збуреним змінним стану (наприклад, для короткоперіодичного руху це приращення короткоперіодичної швидкості, кут атаки та кутова швидкість тангажу [21]). Якщо опис формуючого фільтру у просторі станів визначається четвіркою матриць $[\mathbf{A}_g, \mathbf{B}_g, \mathbf{C}_g, \mathbf{D}_g]$, то з урахуванням виразів (2.13), (2.14) для послідовного з'єднання формуючого фільтра та замкненої системи можна отримати вирази

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_s &= \mathbf{A}_s \mathbf{x}_s + \mathbf{B}_s \boldsymbol{\eta}, \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}_s \mathbf{x}_s, \\ \mathbf{z} &= \mathbf{C}_{s0} \mathbf{x}_s, \end{aligned} \quad (2.15)$$

де \mathbf{x}_s – вектор стану компоненти якого складаються із змінних стану формуючого фільтра та замкненої системи; $\boldsymbol{\eta}$ – вектор білих шумів на вході формуючого фільтра; \mathbf{y} – вимірюваний вихід системи; \mathbf{z} – вихідні змінні стану, які формують показник якості у стохастичному випадку; матриці $\mathbf{A}_s, \mathbf{B}_s, \mathbf{C}_s, \mathbf{D}_s$ мають вигляд

$$\mathbf{A}_s = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_g & 0 \\ \mathbf{B}_g \mathbf{C}_0 & \mathbf{A}_0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_s = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_g & 0 \\ \mathbf{B}_g^{(0)} & \mathbf{D}_g \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_s = [\mathbf{D}_0 \mathbf{C}_g, \mathbf{C}_0], \quad \mathbf{D}_s = \mathbf{D}_0 \mathbf{D}_g. \quad (2.16)$$

Оскільки матриця $\mathbf{D}_0 = 0$, то і матриця $\mathbf{D}_s = 0$. Матриця \mathbf{C}_{s0} формується на основі тих змінних стану, які мають визначати показник якості системи.

Під час синтезу робастних систем управління необхідно перш за все визначити діапазон змінювання параметрів об'єкта управління, які мають найбільш вагомий вплив на стійкість та якість системи управління. Для пілотованих літаків сучасні вимоги до робастності, тобто до збереження стійкості та якості управління, зводяться до того, що всередині області допустимих режимів польоту система повинна підтримувати показники якості у заданих діапазонах для таких факторів [22]:

1) змінювання положення центра мас (у межах від 15% до 23% середньої аеродинамічної хорди (САХ) у горизонтальній площині та від 0% до 21% САХ у вертикальній площині);

2) варіації маси літака (в 1,5 рази);

3) варіації часу запізнення реакції цифрового регулятора (від 50 до 100мс).

2.2. Загальний математичний опис руху літака

Замкнута система рівнянь, яка описує власний поздовжній рух літака, може бути відокремлена з повної системи рівнянь з умови, що параметри бічного руху, а також кути відхилення органів управління δ_e , δ_n дорівнюють нулю. Тоді система рівнянь, яке описує ізольований поздовжній рух літака, зводиться до виду:

$$\begin{aligned}m\dot{V} &= P\cos\alpha - X\alpha - mg\sin\theta; \\mV\dot{\theta} &= P\sin\alpha + Y\alpha - mg\cos\theta; \\J_z\dot{\omega}_z &= \omega_z; \\v &= \omega_z; \\\alpha &= v - \theta;\end{aligned}\tag{2.17}$$

$$\dot{H} = V\sin\theta$$

де $mg = G$, g - прискорення сили тяжіння.

Кінематичне співвідношення $\alpha = v - \theta$, отримано з першого геометричного рівняння після перетворення його по формулі віднімання аргументів тригонометричних функцій.

Останнє рівняння не впливає на інші рівняння системи, тому система може розглядатися без нього.

Система рівнянь (2.17) - нелінійна, оскільки містить в собі твори змінних і тригонометричні залежності, а також вирази для аеродинамічних сил і моментів, як нелінійних функції польоту.

Для отримання спрощеної лінійної моделі руху літака треба ввести додаткові припущення і лінеаризувати початкові рівняння.

Рух літального апарата у просторі визначається з урахуванням поступального руху центра мас й обертального руху відносно центра мас. При записуванні диференціальних рівнянь руху в проекціях на вісі нерухомої системи координат виникають труднощі проектування сил і моментів, що діють на літак, на осі нерухомої системи координат. До того ж сильно ускладнюється подальший аналіз таких рівнянь. Тому в динаміці польоту віддають перевагу рівнянням руху, що записані в рухомих системах координат.

При отриманні рівнянь просторового руху приймаються такі припущення:

- літак являє собою абсолютне жорстке тіло з постійними інерційно-масовими характеристиками;

- осі зв'язаної системи координат збігаються з головними осями інерції, тобто, відцентрові моменти інерції дорівнюють нулю;

- вектор тяги прикладений до центра мас і не створює додаткових моментів;

- земля плоска, не обертається і не переміщується в інерціальному просторі, тобто, не враховуються переносні та коріолісові сили й моменти;

- повітряне середовище нерухоме.

Рівняння руху літака, як твердого тіла, можуть бути одержані з законів збереження кількості та момента кількості руху, які у векторній формі мають вигляд:

$$m \frac{d\vec{V}}{dt} = \vec{R}; \quad \frac{d\vec{K}}{dt} = \vec{M} \quad (2.17)$$

де \vec{V} – вектор повітряної швидкості;

\vec{R} – вектор зовнішніх сил, діючих на літак;

\vec{K} – вектор момента кількості руху

\vec{M} – аеродинамічний момент

m – маса літака

З векторного аналізу відомо, що похідна вектора \vec{A} у нерухомій системі координат - $\left(\frac{d\vec{A}}{dt}\right)$ може бути подана як сума похідної вектора в рухомій системі координат $\left(\frac{d\vec{A}}{dt}\right)_p$ та векторного добутку кутової швидкості $\vec{\Omega}$ обертання рухомої системи координат відносно нерухомої на вектор \vec{A} .

$$\frac{d\vec{A}}{dt} = \left(\frac{d\vec{A}}{dt}\right)_p + \vec{\Omega} \times \vec{A}.$$

Саме в такому вигляді векторні рівняння (2.17) проєктують на осі рухомих систем координат.

З урахуванням прийнятих припущень рух літака, як твердого тіла з шістьма ступенями свободи, описується шістьма рівняннями Ейлера з доповненням цих рівнянь сил і моментів кінематичними та геометричними співвідношеннями, а також рівняннями, які описують траєкторний рух центра мас літака. Додаткові рівняння дозволяють замкнути систему рівнянь, що описує просторовий рух літака, у вигляді (2.18).

$$mV = P \cos \alpha \cos \beta - X \alpha - G \sin \theta;$$

$$mV \dot{\theta} = P(\sin \alpha \cos \gamma \alpha + \cos \alpha \sin \beta \sin \gamma \alpha) + Y \cos \gamma \alpha - Z \sin \gamma \alpha - G \cos \theta;$$

$$-mV \dot{\psi} \cos \theta = P(\sin \alpha \sin \gamma \alpha - \cos \alpha \sin \beta \gamma \alpha) + Y \sin \gamma \alpha + Z \cos \gamma \alpha;$$

$$J_x \dot{\omega}_x + (J_z - J_y) \omega_z \omega_y = M_x;$$

$$J_y \dot{\omega}_y + (J_x - J_z) \omega_x \omega_z = M_y;$$

$$J_z \dot{\omega}_z + (J_y - J_x) \omega_y \omega_x = M_z;$$

$$\sin \alpha = [\sin \vartheta \cos \theta - \cos \vartheta \sin \theta \cos(\psi - \Psi)] \cos \gamma \alpha - \cos \vartheta \sin \gamma \alpha \sin(\psi - \Psi);$$

$$\sin \beta = [\cos \gamma \sin(\psi - \Psi) + \sin \vartheta \sin \gamma \cos(\psi - \Psi)] \cos \theta - \sin \theta \cos \vartheta \sin \gamma;$$

$$\cos \gamma \alpha = (\sin \alpha \sin \vartheta + \cos \alpha \cos \vartheta \cos \gamma) \sec \theta;$$

$$\begin{aligned}
\dot{\psi} &= (\omega_y \cos \gamma - \omega_z \sin \gamma) \sec \vartheta \\
\dot{\gamma} &= \omega_x + \operatorname{tg} \vartheta (\omega_z \sin \gamma - \omega_y \cos \gamma); \\
\dot{\vartheta} &= \omega_y \sin \gamma + \omega_z \cos \gamma; \\
\dot{Y}g = \dot{H} &= V \sin \theta; \\
\dot{X}g &= V \cos \theta \cos \Psi; \\
\dot{Z}g &= -V \cos \theta \sin \Psi.
\end{aligned} \tag{2.18}$$

Наявність у літального апарата площини симетрії дозволяє розділити його просторовий рух на поздовжній та боковий. До поздовжнього руху відносять рух ЛА у вертикальній площині без крену та ковзання при нейтральному положенні руля направлення й органів управління креном (елеронів). При цьому відбуваються два поступальних та один обертальний рух. Поступальний рух здійснюється вздовж вектора швидкості та по нормалі до нього, а обертальний рух відбувається навколо осі OZ . Власний поздовжній рух характеризується кутом атаки α , кутом похилу траєкторії θ , кутом тангажу ϑ , швидкістю V та висотою польоту H , а також положенням руля висоти δ_v і тягою силової установки P .

Замкнена система рівнянь, яка описує поздовжній рух літака, може бути відділена з повної системи рівнянь з умов, що параметри бокового руху, а також кути відхилення органів управління δ_ϑ , δ_H дорівнюють нулю.

Тоді система рівнянь, що описує ізольований поздовжній рух літака, зводиться до вигляду:

$$\begin{aligned}
m\dot{V} &= P \cos \alpha - Xa - mg \sin \theta; \\
mV\dot{\theta} &= P \sin \alpha + Ya - mg \cos \theta; \\
J_z \dot{\omega}_z &= M_z; \\
\dot{\vartheta} &= \omega_z; \\
\alpha &= \vartheta - \theta; \\
\dot{H} &= V \sin \theta.
\end{aligned} \tag{2.19}$$

де $mg = G$, g - прискорення сили ваги.

Кінематичне співвідношення $\alpha = \vartheta - \theta$ отримане з першого геометричного рівняння після перетворення його за формулою віднімання аргументів тригонометричних функцій.

Останнє рівняння не впливає на інші рівняння системи, тому система може розглядатись без нього.

Система рівнянь (2.19) - нелінійна, оскільки містить у собі добутки змінних і тригонометричні залежності, а також вирази для аеродинамічних сил і моментів, як нелінійні функції польоту.

Для отримання спрощеної лінійної моделі руху літака потрібно ввести додаткові припущення та лінеаризувати вихідні рівняння.

В роботі розглянуто важкий літак, модель якого вперше було представлено у [23]. Модель динаміки літака, що здійснює короткоперіодичний рух у поздовжній площині під час польоту на висоті 8000 м зі швидкістю, що відповідає числу Маха 0,9 описується рівняннями 6-

го порядку з фазовими координатами : x_1 –кут нахилу траекторії, x_2 –кут атаки, x_3 – кутова швидкість по тангажу, x_4 – кут тангажу, x_5 –вертикальна швидкість,м/сек. x_6 – відносна висота.

Вимірюються кути атаки та тангажа. Керуючими змінними є: u_1 – кут відхилення елевона,град.×0,1, u_2 –кут відхилення тангажа,град. Лінійна модель у просторі станів має вигляд $G(s) = C(Is - A)^{-1}$, де четвірка матриць у просторі станів є такою:

$$A = \begin{bmatrix} -3.257e-02 & -35.6 & -17.4 & -31.1 & 3.251 & -0.7626 \\ 8.257e-05 & -1.4 & 0.883 & -6.26e-04 & -0.171 & -5e-03 \\ 1.234e-02 & 10.22 & -2.63 & 8.758e-04 & -29.6 & 22.46 \\ 0 & 0 & 1.0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -30.0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -30.0 \end{bmatrix};$$

$$B^T = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 30 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 30 \end{bmatrix}; C = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}; D = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Конфігурація літака та його геометрія у вимушеному поздовжньому русі представлена на рис. 2.3.

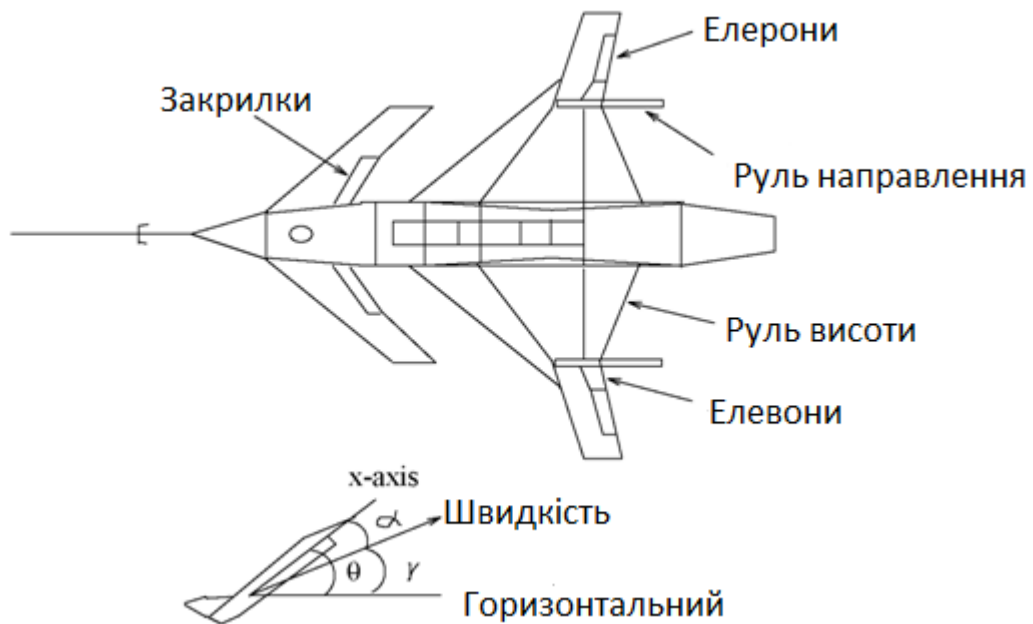


Рис. 2.3. Конфігурація літака та його геометрія у вимушеному поздовжньому русі

Модель динаміки літака, що здійснює довгоперіодичний рух у поздовжній площині описується рівнянням 5-го порядку з фазовими координатами : x_1 –відносна висота,м , x_2 –поступальна швидкість, м/с, x_3 –кут тангажу, град., x_4 –кутова швидкість по тангажу, град./с, x_5 –вертикальна швидкість,м/сек. Вимірюються перві три координати.Керуючими змінними є: u_1 – кут спойлера,град.×0,1, u_2 –поступове прискорення,м/с², u_3 – кут руля висоти,град. Лінійна модель у просторі станів має вигляд $G(s) = C(Is - A)^{-1}$,

де четвірка матриць у просторі станів є такою

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1.2320 & 0 & -1 \\ 0 & -0.0638 & -0.3712 & 0 & 0.0705 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0.0885 & 0 & -0.8656 & -1.0130 \\ 0 & -0.2909 & 0 & 1.053 & 0.6859 \end{bmatrix};$$

$$B^T = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ -0.12 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 4.42 & 0 & -1.665 \\ 1.575 & 0 & -0.0732 \end{bmatrix}; C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}; D = [0]$$

Висновок

В даному розділі було розглянуто математичну модель динаміки літака у короткоперіодичному та довгоперіодичному русі.

РОЗДІЛ 3

ПРОЦЕДУРА РОБАСТНОЇ СТРУКТУРНОЇ СИСТЕМА

3.1 Особливості поздовжнього руху

Поздовжній рух літака – це рух в площині симетрії XOZ [20]. Нехай вихідним незбуреним рухом літака є прямолінійний усталений горизонтальний політ. Тоді всі сили і моменти, що діють на літак, взаємно врівноважені за відсутності керуючих впливів і зовнішніх збурень. Якщо до літака буде докладено керуючий вплив або зовнішнє обурення, що викликає обертання літака навколо осі OZ або зсув уздовж осей OX або OY, то поздовжній рух літака стане вимушеним, а після зняття керуючого впливу або зовнішнього збурення—власним. При тому поздовжній рух буде розвиватися практично незалежно від бокового.

3.2 Види поздовжнього руху

Власне поздовжній збурений рух. Розглянемо власне поздовжній рух літака, який сформувався в результаті короткочасного відхилення керма висоти. Це призведе до появи приросту нормальної сили на горизонтальному оперенні AY, яка створить на плече L_{r0} керуючий аеродинамічний момент тангажа $M_{z\delta}$ згідно .

Під дією цього моменту літак почне повертатися щодо тверджень поперечної осі OZ і, отже, змінювати кут тангажу ϑ і кут атаки α . Збільшення кута атаки викличе збільшення нормальної сили OY, яка створить стабілізуючий статичний момент тангажа по куті атаки M_{za} , спрямований на усунення з'явився збільшення кута атаки. Під дією моменту M_{za} літак почне повертатися щодо поперечної осі OZ в зворотну сторону і кут атаки буде зменшуватися.

Обертання літака щодо осі OZ викличе появу демпфуючого моменту тангажа $M_{z\omega}$ і моменту тангажа M_{za} , обумовленого запізненням скоса потоку, спрямованих проти обертання літака. Тому в той момент, коли літак повернеться до первісного куту атаки, кутова швидкість тангажа ω_z буде ще велика і літак проскочить це положення. Тоді приріст кута атаки стане негативним. Направлене вниз приріст нормальної сили ОУ створить кабрируючий момент і все три моменти M_{za} , $M_{z\omega_z}$, $M_{z\dot{a}}$ будуть гальмувати обертання літака. Коли опускання носа припиниться, моменти $M_{z\omega_z}$, $M_{z\dot{a}}$ стануть рівними нулю, але літак під дією стабілізуючого моменту M_{za} знову почне піднімати ніс.

Такий процес повториться і після декількох коливань завдяки дії зазначених моментів літак практично повернеться в початкове положення рівноваги, тобто до первинних кутів атаки і тангажу. Цей процес відбувається досить швидко, тому поздовжній рух літака по кутовій швидкості тангажа ω_z , куту атаки α і кутку тангажу ϑ називають швидким поздовжнім. Якщо це рух до того ж ще і швидко згасає, то його називають *короткоперіодичним* [20].

Короткоперіодичний рух відбувається відносно центру мас літака без помітної зміни швидкості і зазвичай закінчується протягом декількох секунд.

Вимушений поздовжній збурений рух. Розглянемо вимушений поздовжній рух літака, який сформувався в результаті тривалого відхилення керма висоти. Це призведе до появи приросту нормальної сили на горизонтальному оперенні ОУ і керуючого аеродинамічного моменту $M_{z\delta}$. Літак буде реагувати на керуючий вплив появою стабілізуючого моменту тангажа по куті атаки M_{za} , демпфуючого моменту тангажа $M_{z\omega}$ і моменту тангажа, обумовленого запізненням скоса потоку $M_{z\dot{a}}$. Спочатку процес буде розвиватися аналогічно розглянутому процесу власного поздовжнього обуреного руху. Однак закінчиться він лише тоді, коли після декількох коливань стабілізуючий момент M_{za} врівноважить керуючий момент $M_{z\delta}$, що може статися при новому значенні кута атаки, що відрізняється від початкового на кут δ й пропорційному відхиленню керма висоти льотчиком $\Delta\delta_B$. При цьому літак знову буде збалансований і точкою докладання підйомної сили знову стане центр мас літака. Розглянутий процес буде відбуватися досить швидко, тому вимушене поздовжнє збурений рух літака на початковому етапі називають швидким, а при наявності загасання—короткоперіодичних.

Зміна кута атаки на величину $\Delta\alpha$ викликає зміну сили лобового опору на величину $X_{a\alpha}$. Це, в свою чергу, призводить до того, що починає змінюватися швидкість літака. Зменшення швидкості на величину ΔV викликає зменшення підйомної сили на величину ΔY_α . Літак почне знижуватися, збільшуючи швидкість. Коливальний рух літака у вертикальній

площині при практично незмінному куті атаки, пов'язане зі зміною швидкості V , є повільним поздовжнім рухом. Якщо це рух загасає, то його називають *довгоперіодичним* [20].

Довгоперіодичний рух є рухом центру мас літака і зазвичай закінчується протягом десятків або сотень секунд. Довгоперіодичний рух може проявитися не тільки при вимушеному, але і при власному поздовжньому збуреному русі. Однак в цьому випадку воно не так явно помітно.

3.3 Характеристика сингулярних величин

Для МІМО систем команда `bode` будує масив характеристик - залежності між кожним входом і кожним виходом, кожна з яких має своє значення M_r . У той же час доцільно мати певний єдиний показник для оцінки таких якостей МІМО як коливальність і робастність. Таким показником є сингулярні величини. Для матриці A з комплексними елементами розміру $m \times n$ це p позитивних квадратних коренів з власних значень матриці $A^* A$, де A^* - транспонована матриця з комплексно спряженими елементами, $p = \min(m, n)$:

$$\sigma_i = \sqrt{\text{eig}_i(A^* A)} \quad (3.1)$$

$i = 1 \dots p$, причому $\sigma_1 > \sigma_2 > \dots$. У нашому випадку елементи матриці A є передавальні функції, тобто являються функціями $s = j\omega$, отже, і σ_i є функції ω . Команди `sigma(A)` або `sigma(sys)` і будують ці функції. Для SISO команди `bodemag` і `sigma` дають однакові характеристики. Особливе значення має характеристика для σ_1 . Її максимум називається *infinity-нормою* і позначається як $\|A\|_\infty$. Ця величина, яка використовується для МІМО систем, є аналогом величини M_r для SISO систем і збігається з нею в цьому останньому випадку. Позначимо σ_p мінімальну величину σ_j . Наведемо основні співвідношення для сингулярних величин:

$$\sigma_1 = \max_x \|Ax\|_2 \text{ при умові } \|x\|_2 = 1. \quad (3.2)$$

Тут під $\|\bullet\|_2$ розуміється евклидова норма вектора, тобто його довжина, що дорівнює кореню квадратному із суми квадратів його проєкцій. Наведене співвідношення означає наступне. Якщо надавати вектору x одиничної довжини різні положення, то і довжина «вихідного» вектора Ax буде змінюватися. При знаходженні вектора x в найбільш «вдалому» положенні, коли довжина «вихідного» вектора максимальна, ця довжина і буде дорівнює σ_1 .

$$\sigma_p = \min_x \|Ax\|_2 \text{ при умові } \|x\|_2 = 1. \quad (3.3)$$

Таким чином, σ_p – довжина вихідного вектора Ax в найбільш невдалому положенні x .

Значення абсолютних величин власних значень матриці A укладені між σ_p та σ_1 .

Якщо зворотна матриця A^{-1} існує, то

$$\sigma_p = 1/\sigma_1(A^{-1}). \quad (3.4)$$

$$\sigma_1(A+B) \leq \sigma_1(A) + \sigma_1(B). \quad (3.5)$$

$$\sigma_1(AB) \leq \sigma_1(A) \sigma_1(B). \quad (3.6)$$

$$\sum_{i=1}^n \sigma_i^2 = Sp(A * A). \quad (3.7)$$

Тут Sp означає слід матриці – сума її елементів, що стоять на головній діагоналі.

З використанням цієї норми, та отриманням її можна скористатися командою $[ninf, fpeak] = \text{norm}(A, \text{inf})$, яка повертає значення норми $ninf$ і частоту $fpeak$, при якій цей максимум досягається.

3.4 робастной регулятор системи управління короткоперіодичним рухом літака

$$W1 = \begin{bmatrix} 1/(s + 0.01) & 0 \\ 0 & 1/(s + 0.01) \end{bmatrix}, W2 = 0 \\ W3 = \begin{bmatrix} s^2/1000 & 0 \\ 0 & (\tau s + 1)s^2/1000 \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Вхідні в рівняння коефіцієнти є функціями аеродинамічних параметрів і схильні до істотних змін. Тому система повинна бути досить робастной: допускається мультиплікативная невизначеність не менше 50%. Смуга пропускання близько 10 рад / с. Бажано зменшити взаємну зв'язок обох каналів, при цьому кожен вхід замикається за своїм виходу. Система повинна бути досить добре демпфированою. На рис. 3.1, наведено сингулярні величини SV для обох каналів, а також вагові функції (зворотні величини). Об'єкт має полюси (в тому числі нестійкі): $p_1 = -5.67, p_2 = 0.258, p_3 = p_4 = -30, p_5, p_6 = 0.69 \pm j0.249$ та один нуль $z = 0.021$

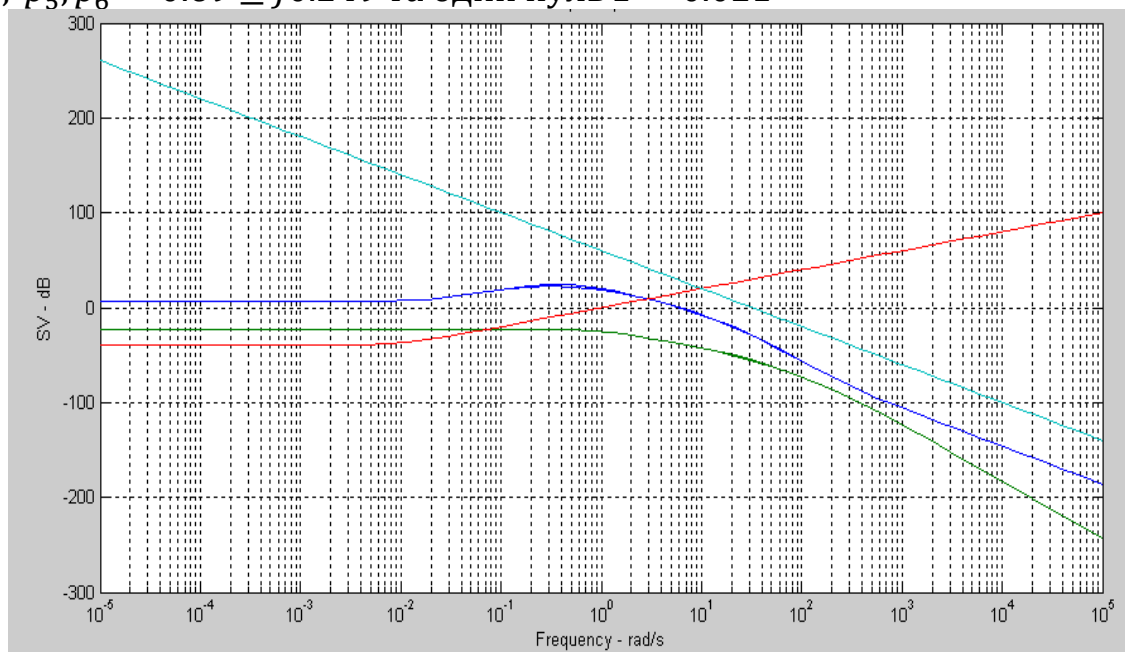


Рис. 3.1. Графік сингулярних величини SV .

Створюється розширений об'єкт TSS, потім виконується команда пошуку оптимального рішення hinfort , яка знаходить $\gamma_{opt} = 6.06$, а також передавальну функцію замкненої розширеної системи $sscl$ і відповідний

регулятор ss_{cp} 8-го порядку ; система ss_{ft} характеризує передавальну функцію замкненої системи, що складається з послідовного з'єднання регулятора ss_{cp} і об'єкта ss_g , замкнутих одиначної зворотним зв'язком по кожному з двох каналів; ss_{fs} - передавальна функція чутливості. На рис. 3.2 наведено графік сингулярних величин T_{ytlul} , ця характеристика дійсно близька до повно діапазонної.

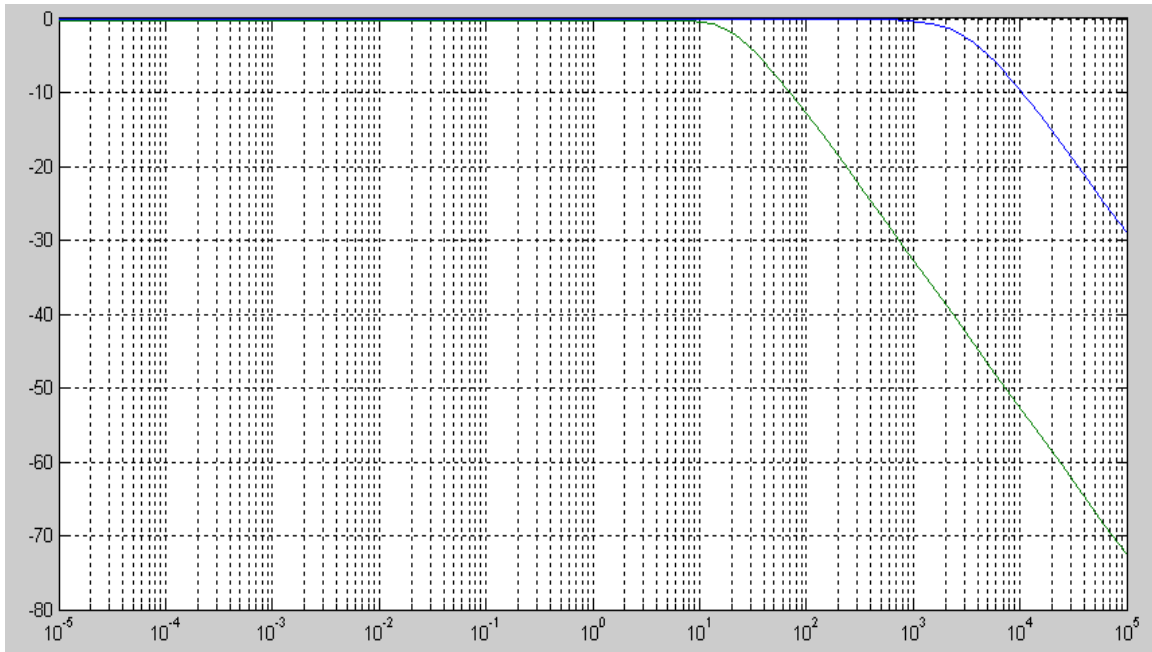


Рис. 3.2. Графік сингулярних величин T_{ytlul}

На рис. 3.3 смуга пропускання з графіка для T 10-12 рад / с, з цього ж графіка $\|T\|_{\infty} = \text{antilog}(2.5 / 20) \approx 1.33$, так що допустима мультипликативна невизначеність порядку $1 / 1.33 \approx 75\%$.

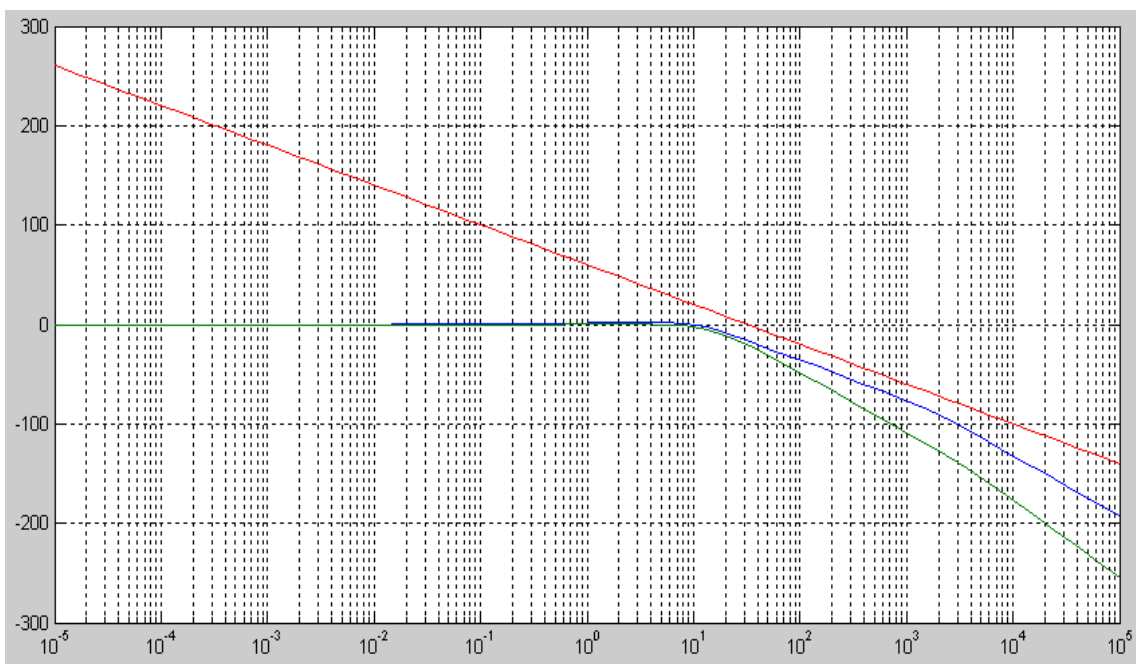


Рис. 3.3. Частотна характеристика замкнутої системи управління короткоперіодичного руху літака

На рис. 3.4 наведено графік функцій чутливості, а на рис. 3.5 - графіки перехідних процесів при ступінчастому зміні завдання на кожному вході.

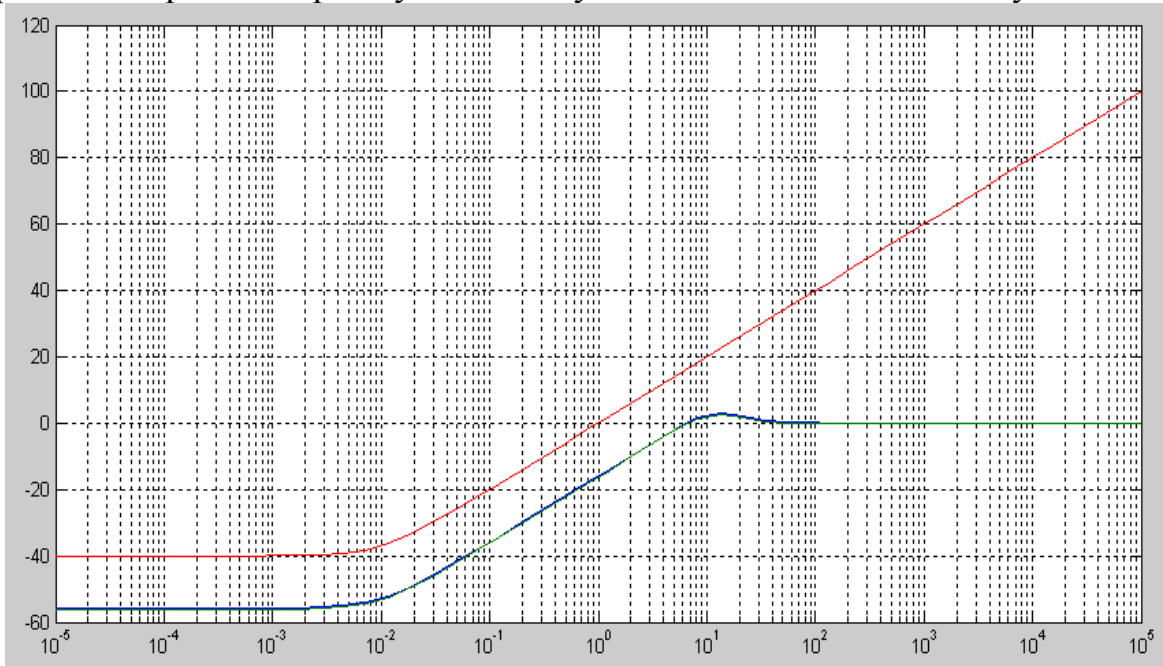


Рис. 3.4. Функція чутливості системи управління короткоперіодичного руху літака

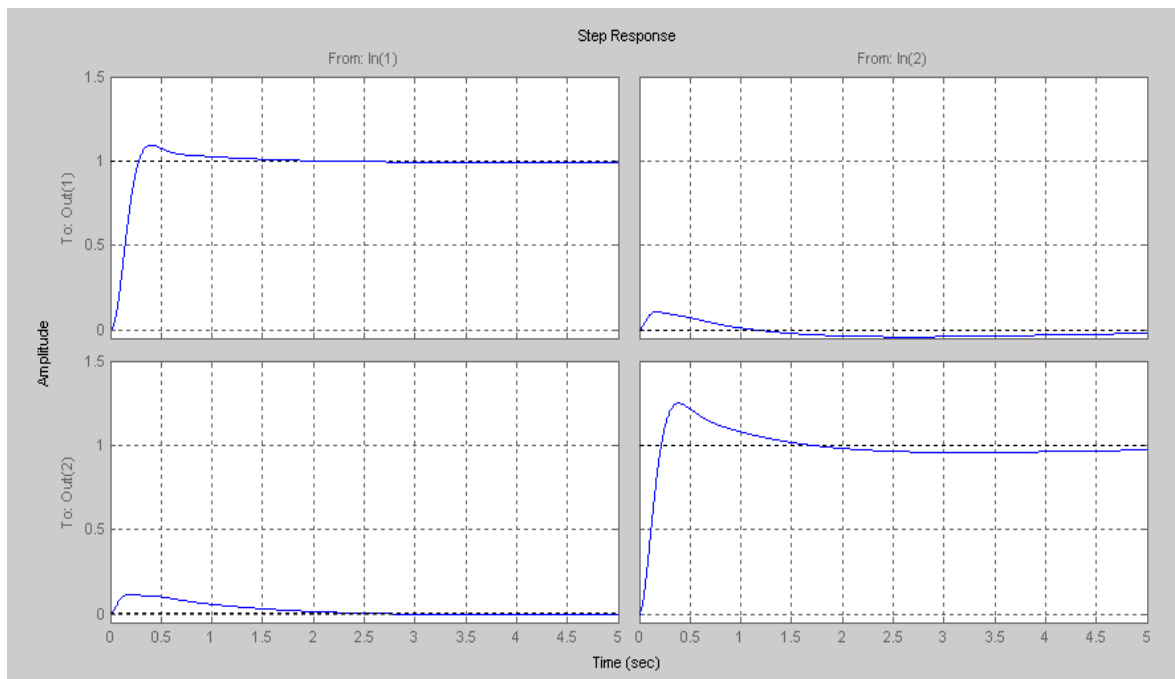


Рис. 3.5. Перехідні процеси короткоперіодичного руху

Видно, що процеси добре демпфовані, а взаємний вплив каналів невеликий. Таким чином, вимоги до проектування виконані.

Рівняння регулятора системи управління короткоперіодичним рухом ЛА:

a =

	x1	x2	x3	x4	x5	x6	x7	
x8								
x1	-309.9	-1260	39.49	134.9	-817.1	-363.9	3353	
2.323e+005								
x2	-404.9	-1692	58.55	110.3	-1030	-375.3	2902	
2.912e+005								
x3	0.9749	3.498	-7.5	-2.135	-17.07	-0.6341	-40.74	
4716								
x4	0.1373	2.808	0.6413	-4.808	0.4159	6.33	-99.25	-
233.1								
x5	-0.5833	-2.31	-0.4092	0.008545	-2.909	-0.6434	1.636	
811.6								
x6	0.2327	-0.5382	-0.8434	1.751	-0.4817	-2.355	35.41	
176.7								
x7	-0.1815	0.3839	0.2708	-1.489	0.781	1.434	-27.19	-
236.2								
x8	-0.3486	0.2077	-6.973	-2.198	15.71	-3.825	-8.452	-
3545								

b =

	u1	u2
x1	7e-005	-9.16e-005
x2	-0.0001907	0.0001466
x3	-0.06574	-0.03808
x4	0.7135	-0.4919
x5	12.2	22.31
x6	36.8	-19.77

x7	-21.59	17.09
x8	46.19	97.85

c =

	x1	x2	x3	x4	x5	x6	x7
x8							
y1	2.216	6.376	-0.2978	0.8269	3.023	-0.5005	16.94
825.1							-
y2	-16.68	-73.14	2.332	7.008	-46.8	-19.84	176.2
1.329e+004							

d =

	u1	u2
y1	0	0
y2	0	0

За допомогою команди sscrg отримано регулятор ,пониживши до 5-го порядку:

a =

	x1	x2	x3	x4	x5
x1	-1.205e+004	5.32e+004	-6.151e+004	9.721e+004	-6636
x2	-460.9	2021	-2336	3691	-246.3
x3	4410	-1.946e+004	2.249e+004	-3.555e+004	2420
x4	2285	-1.02e+004	1.18e+004	-1.866e+004	1318
x5	3523	-1.555e+004	1.798e+004	-2.841e+004	1937

b =

	u1	u2
x1	2.414	-2.835

x2	6.879	46.04
x3	24.72	-29.83
x4	89.41	134.1
x5	-67.85	28.9

c =

	x1	x2	x3	x4	x5
y1	37.49	-159.3	183.6	-291.7	17.04
y2	-581.7	2580	-2983	4713	-326.3

d =

	u1	u2
y1	0	0
y2	0	0

3.5 робастной регулятор системи управління довгоперіодичного руху літака

Система має полюси $-0.78 \pm 1.03j$, $-0.0176 \pm 0.1826j$, 0. Вагові частотні функції вибрані наступним чином:

$$W1(s) = \frac{1}{s+0.01} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 10(0.02s + 1) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, W3(s) = \frac{s^2}{k} \text{diag}(3) \quad (3.19)$$

Графіки сингулярних величин SV і частотних характеристик наведені на рис. 3.6, рис. 3.7

Друга частина програми практично не відрізняється від попередньої, тільки одинична матриця для замикання системи має розмір 3, а не 2, як в динаміці літака по продольній осі. Команда `hinfort` знаходить оптимальне значення γ , рівне 4,97, відповідні характеристики функції вартості наведені на рис. 3.7, видно, що вони близькі до повнодіапазонної. Регулятор `sscp` виявляється 8-го порядку, але команда `mineral(sscp)` в даному випадку дає можливість зменшити її на 1.

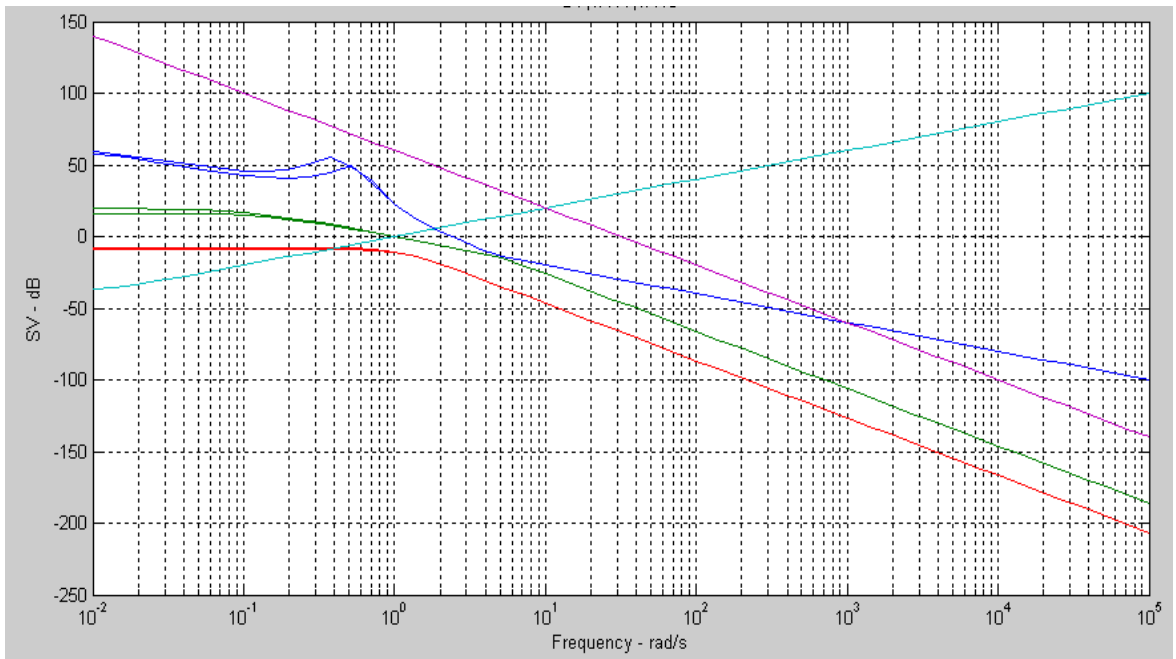


Рис. 3.6. Графік сингулярних величини SV

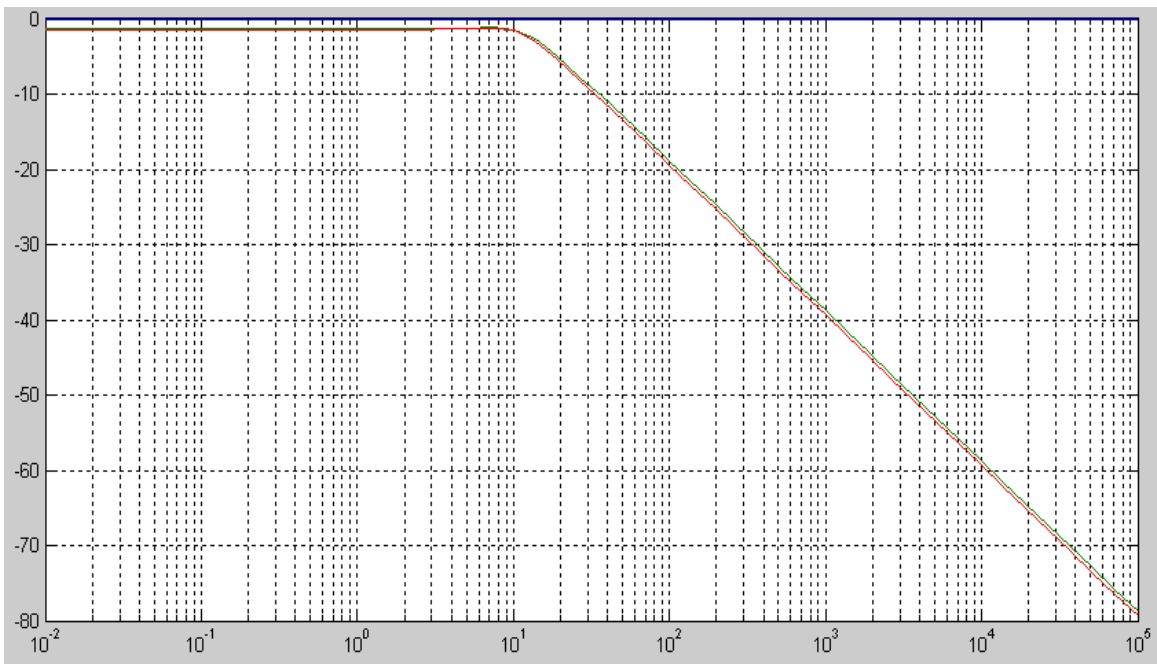


Рис. 3.7. Графік сингулярних величин T_{ytul}

На рис. 3.8 наведені характеристики замкнутої системи. Максимум функцій $|T(j\omega)| = 1$, так що допустима мультипликативна невизначеність в 100%. На рис. 3.9 наведено графік функцій чутливості, а на рис. 3.10 - графіки перехідних процесів при ступінчастому зміні завдання на кожному вході.

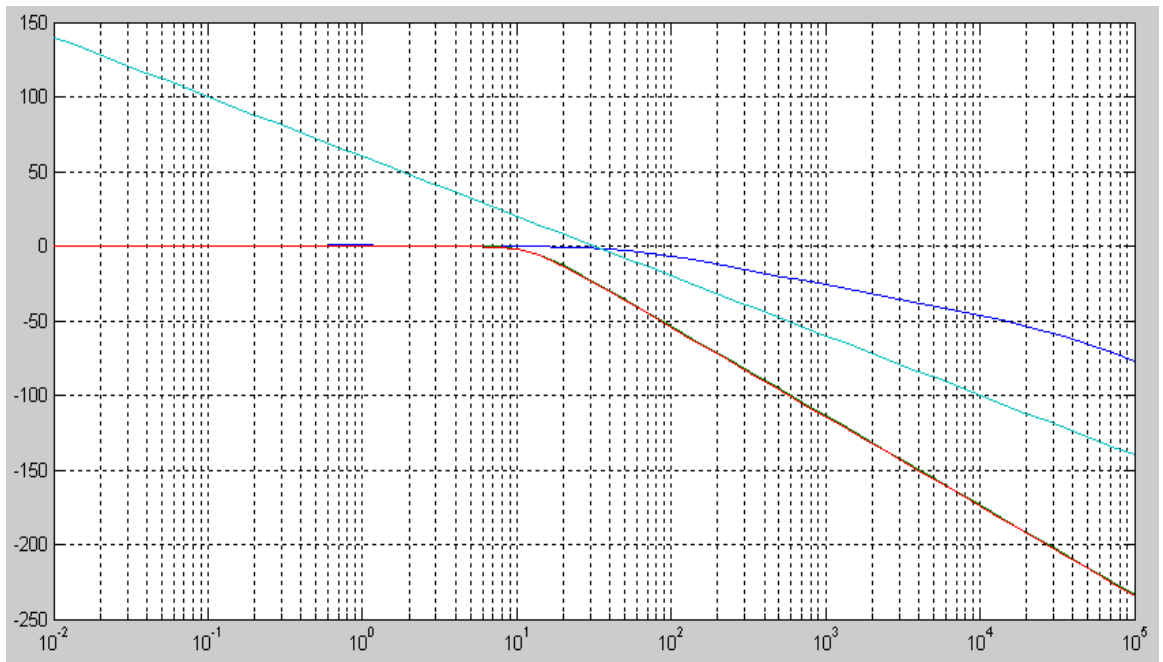


Рис. 3.8. Частотні характеристики замкнутої системи управління довгоперіодичного руху літака

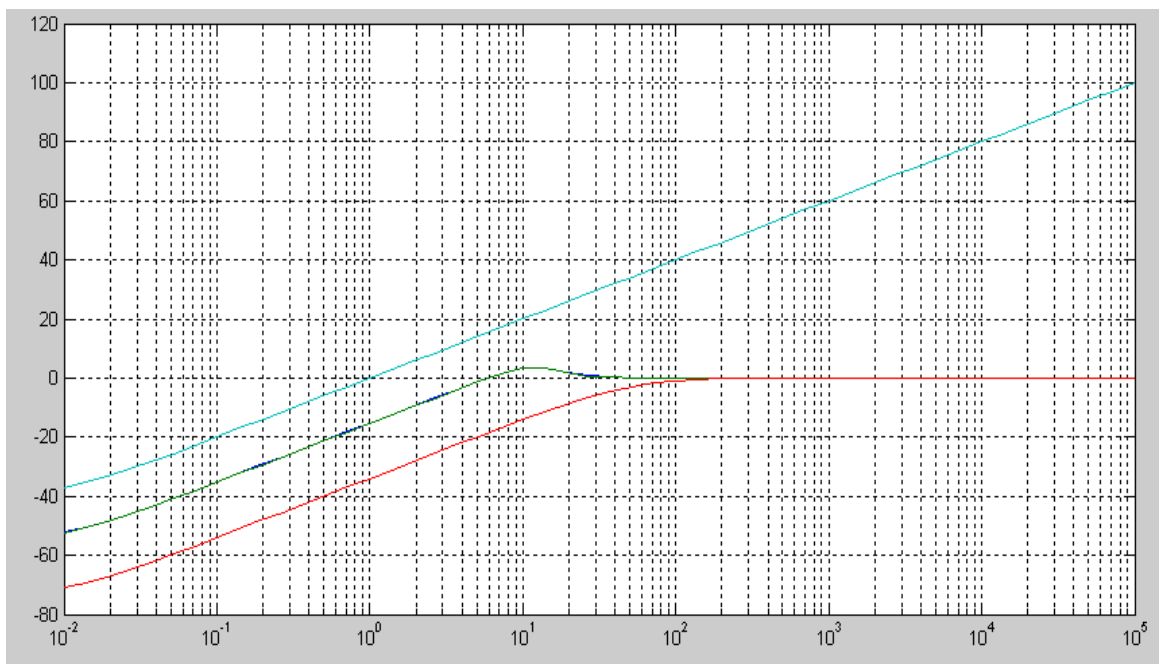


Рис. 3.9. Функції чутливості системи управління довгоперіодичного руху літака

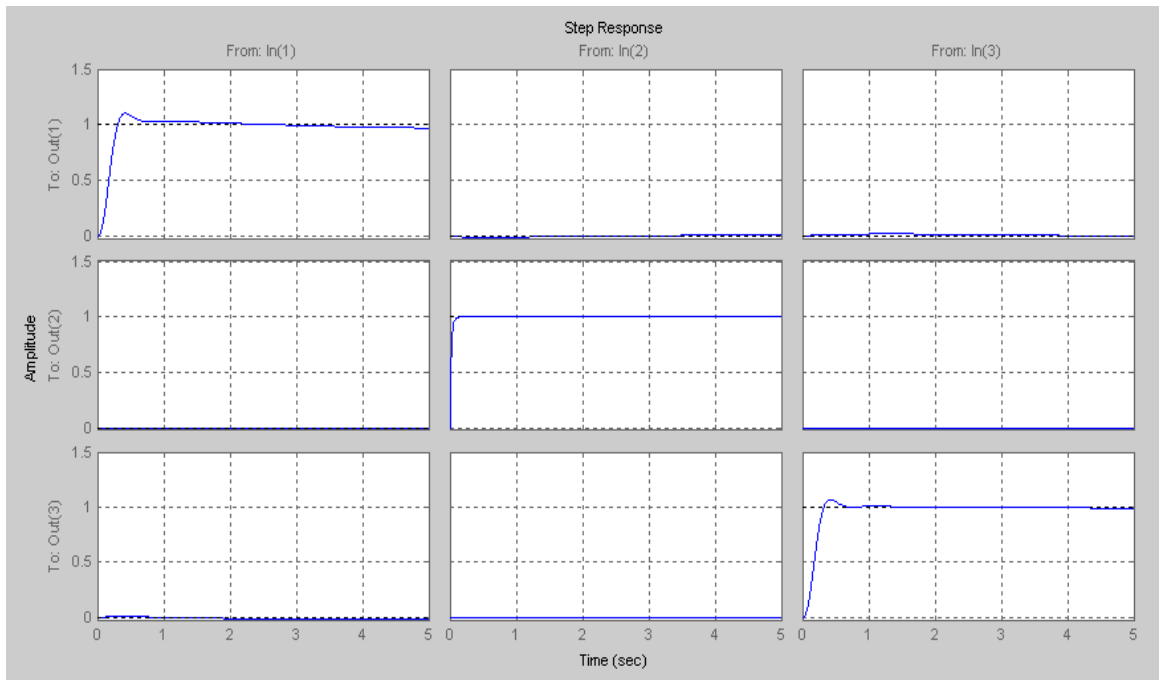


Рис. 3.10. Перехідні процеси довгоперіодичного руху літака.

Видно, що процеси добре демпфовані, а взаємний вплив каналів відсутній.

Рівняння регулятора системи управління довгоперіодичним рухом ЛА:

	x1	x2	x3	x4	x5	x6	x7
x8							
x1	-0.01	0	1.232	0	-1	0	0
0							
x2	0	-0.0738	-0.3712	0	0.0705	4.804e+004	-
9.372e+004	1.17e+005						
x3	0	0	-0.01	1	0	0	
0	0						
x4	0	0.0885	0	-0.8756	-1.013	3.66	-
91.6	-61.23						
x5	0	-0.2909	0	1.053	0.6759	251.2	-
557.6	555.9						
x6	0	0	0	0	0	-1.905e+004	
3.725e+004	-4.632e+004						
x7	0	0	0	0	0	1103	-
2154	2692						
x8	0	0	0	0	0	-1755	
3390	-4298						

x9	0	0	0	0	0	4958	-
9658	1.209e+004						
x10	0	0	0	0	0	-3125	
6087	-7618						
x11	0	0	0	0	0	-2.653e+004	
5.169e+004	-6.469e+004						
x12	0	0	0	0	0	-1.844e+004	
3.592e+004	-4.496e+004						

	x9	x10	x11	x12
x1	0	0	0	0
x2	-1.839e+004	-3148	1967	2270
x3	0	0	0	0
x4	68	139.1	-2.321	-5.279
x5	-80.92	-261	34.39	19.56
x6	7244	1325	-793.9	-902
x7	-426.8	-90.14	47.24	52.83
x8	683.4	53.1	-63.79	-80.99
x9	-1917	-430.1	209.5	238.2
x10	1202	184.7	-125	-147.3
x11	1.02e+004	1705	-1078	-1253
x12	7088	1185	-749	-871.1

b =

	u1	u2	u3
x1	0	0	0
x2	0	-2.185e-015	0
x3	0	0	0
x4	0	8.152e-016	0
x5	0	-2.288e-015	0
x6	0.9175	2.146	-0.07932
x7	5.176	-5.495	-8.383

x8	3.648	6.943	-5.991
x9	-1.637	-1.352	4.207
x10	6.121	-0.02231	3.903
x11	1.252	-0.5577	-5.499
x12	-1.442	-0.2021	8.279

c =

	x1	x2	x3	x4	x5	x6	x7	x8	x9	x10	x11	x12
y1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
y2	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
y3	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0

d =

	u1	u2	u3
y1	0	0	0
y2	0	0	0
y3	0	0	0

За допомогою команди sscrg отримано регулятор ,пониживши до 5-го порядку:

a =

	x1	x2	x3	x4	x5
x1	-1245	1006	1460	1291	23.31
x2	4.704e+004	-3.804e+004	-5.528e+004	-4.893e+004	-907.3
x3	-2.621e+004	2.119e+004	3.081e+004	2.73e+004	503.8
x4	1.953e+004	-1.579e+004	-2.296e+004	-2.033e+004	-377.4
x5	1.76e+004	-1.422e+004	-2.059e+004	-1.809e+004	-353

b =

	u1	u2	u3
x1	2.098	4.82	7.618
x2	-4.368	-3.021	4.208
x3	-0.3983	-5.787	4.218
x4	5.911	-4.492	-0.592
x5	0.3949	0.5149	-5.895

c =

	x1	x2	x3	x4	x5
y1	197.6	-176.1	-335.2	-460	12.37
y2	7.77e+004	-6.282e+004	-9.129e+004	-8.078e+004	-1503
y3	495.6	-448.5	-882.7	-1258	38.38

d =

	u1	u2	u3
y1	0	-1.683e-015	0
y2	0	-2.387e-015	0
y3	0	-4.957e-015	0

Висновок

В даному розділі було розглянуто процедуру структурного робастного синтезу що включає в себе характеристику сингулярних величин, алгоритм робастного структурного синтезу. Провели синтез робастного регулятора системи управління для короткоперіодичного та довгоперіодичного руху літака та отримали рівняння регулятора системи управління.

РОЗДІЛ 4

ОХОРОНА НАВКОЛИШНЬОГО СЕРЕДОВИЩА

Дослідження, про які йдеться в даному розділі, відносяться до галузі екології. Відкритим та актуальним питанням на сьогодні залишається проблема стану екології планети в цілому. Внаслідок науково-технічної революції, людство потерпає від надмірного забруднення шкідливими речовинами оточуючого середовища: повітря, водних та земельних ресурсів. Зокрема, авіація є не останньою ланкою, яка становить реальну загрозу для атмосфери з позиції забруднення викидними газами та утворення 'дірок' в озоновому шарі нашої планети.

З вирішенням проблем екологічної безпеки в Україні нерозривно пов'язані питання оцінки і зменшення несприятливого впливу об'єктів авіації на стан атмосферного повітря. У зв'язку з цим виникає необхідність вирішення актуальних екологічних проблем усім спектром транспортної, виробничої, інтелектуальної і соціальної діяльності за рахунок державної та галузевої систем екологічного управління.

4.1 Дослідження і постановка проблеми.

Під час експлуатації авіаційної техніки відбувається забруднення ґрунтів, водних об'єктів та атмосферного повітря. Специфіка впливу повітряного транспорту на довкілля виявлена в значній шумовій дії та значних викидах різноманітних забруднюючих речовин. Викиди з авіаційних двигунів та стаціонарних джерел становлять важливий аспект впливу повітряного транспорту на екологічну ситуацію. Крім того, авіація має ряд відмінностей порівняно з іншими видами транспорту: використання здебільшого газотурбінних двигунів зумовлює інший характер протікання процесів і структуру викидів відпрацьованих газів; використання гасу як палива призводить до зміни компонентів забруднюючих речовин; польоти літаків на великій висоті зумовлюють розсіювання продуктів згоряння у верхніх шарах атмосфери і на великих територіях, що знижує ступінь їх впливу на живі організми.

Аналіз праці [6] дав змогу встановити, що літальні апарати забруднюють приземні шари атмосфери відпрацьованими газами авіаційних двигунів поблизу аеропортів і верхні шари атмосфери на висотах крейсерського польоту. Гази становлять 87 % всіх викидів авіації, які містять також атмосферні викиди спецавтотранспорту та стаціонарних джерел.

Як відомо, впродовж останніх років відбувається значне навантаження на навколишнє середовище, що супроводжується збільшенням авіап перевезень на 4-5%. Цей процес є незворотнім і відбувається як на глобальному, так і на локальному рівні. Дослідження чинників, які визначають рівень екологічної безпеки в околицях аеропортів, показали, що авіаційний шум та емісія забруднюючих речовин авіаційними двигунами, електромагнітні випромінювання здійснюють найбільший вплив на якість довкілля.

Відомим є і те, що стратосферний озон є природнім фільтром, який поглинає ультрафіолетове випромінювання сонця. У результаті людської діяльності в атмосферу потрапляють деякі сполуки, що руйнують рівновагу між процесами створення і руйнування озону. Найбільш важливим із цих сполук є хлорфторвуглеводні (фреони), галогени, тетрахлоретан і метил хлороформ. Усі вони залишаються хімічно інертними в нижніх шарах атмосфери і переміщуються в стратосферу. Вплив на них ультрафіолетових променів звільняє хлор і бром, які діють в якості каталізатора процесу руйнування озону.

Сучасний аеропорт першого класу викидає в атмосферу щорічно декілька десятків тон NO_x . Розрахунок NO_x , які викидаються авіадвигунами під час польоту літальних апаратів по трасам, становить значну складність, однак відомо, що індекс емісії NO_x двигунів, що експлуатуються, складає від 10 до 40 на злітному режимі і від 5 до 20 на крейсерському режимі (в грамах NO_x на кілограм палива). Таким чином, сумарний щорічний викид NO_x в атмосферу Землі повітряним транспортом складає сотні тисяч тон, що не дає підстав нехтувати впливом даних викидів на вміст озону.

Під час визначення загальної кількості шкідливих речовин авіаційним спеціалістам доводиться сумувати оксиди азоту з вуглеводнями, оксидами сірки, оксидом вуглецю і навіть з твердими частинками сажі. Але на мою

думку, з екологічної та хімічної точки зору таке сумування шкідливих відпрацьованих речовин є некоректним.

Акутальними є методи підвищення екологічних властивостей авіаційного палива за рахунок підвищення його якості. Підвищити екологічні показники палива можна за рахунок зменшення вмісту в ньому сірки, ароматичних вуглеводнів (особливо бензолу), фактичних смол, олефінів та свинцю. А також шляхом додавання відповідних присадок, наприклад, іонол (у вітчизняному асортименті – Агідол - 1). Провівши ряд дослідів, що перехід України на паливо марки Jet A, пов'язаний з раціональним використанням нафтопродукту, не змінить екологічні показники палива, якщо не будуть проведені зміни в камерах згорання.

Особливості впливу літальних апаратів на довкілля пов'язані, по-перше, з тим, що сучасний парк літаків та гелікоптерів має газотурбінні двигуни. По-друге, газотурбінні двигуни працюють на авіапаливі, хімічний склад якого дещо відрізняється від автомобільного бензину та дизельного палива кращою якістю з меншим вмістом сірки та механічних домішок. По-третє, головна маса відпрацьованих газів викидається літальними апаратами безпосередньо у повітряному просторі на відносно великій висоті, при високій швидкості та турбулентному потоці, і лише невелика частка – у безпосередній близькості від аеропортів та населених пунктів. Загальний викид токсичних речовин літальними апаратами може бути приблизно оцінений об'ємом споживаного авіацією палива, котрий складає близько 4% від загальних витрат палива усіма видами транспорту. Таким чином, частка забруднень авіатранспортом поза зоною аеропорту відносно невелика, але уточнені дані відсутні.

Як відомо, основними компонентами, які забруднюють довкілля, є: окис вуглецю, неспалені вуглеводні, окиси азоту та сажа. На режимах холостого ходу та під час руху по рулівних доріжках, під час заходу на посадку у відпрацьованих газах суттєво збільшується вміст окису вуглецю і вуглеводів, але при цьому зменшується кількість окису азоту.

В режимі сталого польоту, коли двигуни працюють без перевантаження на 35-50% своєї потужності з оптимальними параметрами, вміст окису вуглецю та вуглеводів зменшується, але збільшуються викиди окисів азоту. Найбільші викиди сажі та димлення відбувається при зльоті та наборі висоти, коли двигуни працюють з перевантаженням в 1,1-1,2 рази відносно своєї номінальної потужності і, як правило, на збагаченій паливній суміші.

Також, найбільше забруднення довкілля відбувається в зоні аеропортів під час посадки і зльоту літаків, а також під час прогрівання їх двигунів. Підраховано, що при 300 зльотах і посадках трансконтинентальних авіалайнерів за добу в атмосферу поступає 3,7 т оксиду вуглецю, 2 т вуглеводневих з'єднань і 1,7 т оксидів азоту. При цьому забруднюючі речовини поступають в атмосферу не рівномірно, а залежно від графіка роботи аеропорту. Під час роботи двигунів на зльоті і посадці в довкілля поступає найбільша кількість оксиду вуглецю і вуглеводневих з'єднань, а в

процесі польоту - максимальна кількість оксидів азоту. Реактивному лайнеру, що здійснює трансатлантичний переліт,

потрібно від 50 до 100 т кисню. Але самим небезпечним визнано те, що під час польоту в нижніх шарах стратосфери двигуни надзвукових літаків виділяють оксиди азоту, що призводять до окислення озону, який грає роль щита проти негативної дії ультрафіолетових сонячних променів.

У джерелі [21] досконало описано процес емісії авіаційних двигунів – викидів в атмосферне повітря відпрацьованих газів соплами і вихлопними патрубками авіаційних двигунів. Повністю описано склад відпрацьованих газів (інгредієнтів), які забруднюють атмосферу. Встановлено, що найбільш тривалим і небезпечним з екологічної точки зору є режим малого газу (відносна тяга складає 3...9% від її максимального значення). Такі мінімальні значення відносної тяги двигуна мають місце при рулінні перед зльотом і після посадки, а також під час прогрівання двигуна після запуску.

Експериментально доказано, що забруднення в зоні аеропорту є більш шкідливим (на маршруті значення відносної тяги лежить в межах 0,6-0,8). Крім того, локальне забруднення приземного шару повітря в зоні аеропорту, де працює багато людей, є більш концентрованим і стійким, ніж загальне забруднення верхніх шарів тропосфери на маршруті польоту. Аналіз цієї праці дозволяє стверджувати, що викид шкідливих речовин (тобто, емісія авіадвигуна) залежить від режиму його роботи і тривалості роботи на цьому режимі.

Також встановлено цікаві результати, що забруднення атмосфери можна достовірно оцінювати на підставі характеристики атмосферних опадів. Застосувавши регресійний аналіз експериментальних даних дослідження вмісту важких металів у пробах снігу, відібраних у зоні аеропорту, було одержано результати, які показали, що концентрація важких металів у пробах снігу в зоні аеропорту суттєво підвищується з наближенням до аеропорту, причому значно більшим є забруднення старого снігу.

Дослідження присвячене забрудненню атмосферного повітря авіаційним транспортом свідчить про недостатнє висвітлення цієї проблеми в науковій літературі. Тому актуальність роботи зумовлена відсутністю достатньої кількості даних щодо впливу авіаційних транспортних процесів на стан атмосферного повітря.

Мета дослідження полягала в аналізі проблеми забруднення атмосфери авіаційним транспортом та в узагальненні шляхів її вирішення.

4.2 Узагальнення шляхів вирішення проблеми забруднення атмосфери авіаційним транспортом.

Проблема забруднення атмосфери авіаційним транспортом не вичерпується лише вивченням і оцінкою впливу газових і аерозольних продуктів згорання авіаційних двигунів на озоновий шар. Існує кілька аспектів прояву наслідків такого забруднення:

- фотохімічний: виражений у зміні співвідношення між концентраціями малих, але важливих складових атмосферного повітря внаслідок протікання фотохімічних реакцій. Тобто ріст одних

атмосферних газів (а також аерозолів) супроводжується зменшенням інших газових компонентів повітря;

- радіаційний: коливання в складі парникових газів (вуглекислого газу CO₂, водяної пари H₂O, озону O₃, метану CH₄ і ін.), аерозолів і особливо утворення перистих хмар ведуть до зміни теплового і радіаційного балансів системи Земля-атмосфера, а отже, і до зміни температури повітря в атмосфері та і на земній поверхні;

- біологічний: виражений впливом потоку біологічно активного ультрафіолетового випромінювання на рівні поверхні Землі, інтенсивність якого залежить від товщини озонового шару. Як відомо, ультрафіолетове випромінювання є небезпечним для здоров'я людей, тварин та знижує продуктивність деяких видів рослин.

Таким чином, фактом залишається те, що викиди авіаційних двигунів впливають на життєво важливі елементи екосистеми: якість повітря, його температуру, атмосферну циркуляцію і клімат, потік ультрафіолетової радіації. Газотурбінні двигуни, що переважно застосовуються на сучасному повітряному транспорті, є вагомими споживачами вуглеводневих палив і атмосферного кисню, одночасно являються джерелами забруднення атмосфери відпрацьованими газами. В суміші продуктів згорання палива з надлишком повітря міститься ряд шкідливих речовин, що регламентуються санітарно-гігієнічними нормами і вимогами Міжнародної організації цивільної авіації (ІСАО).

На мою думку, з екологічної і хімічної точки зору правильним та доцільним є сумування викидів шкідливих речовин, що потрапляють в атмосферу під час роботи авіадвигунів на різних режимах, з використанням коефіцієнта відносної агресивності шкідливої речовини (A_i) { $A_{CO} = 1$; $A_{CH} = 3,16$; $A_{SOx} = 16,5$ $A_{NOx} = 41,1$; $A_{ТВ,ч} = 300$ }.

Екологічний варіант сумування газоподібних речовин дає можливість визначити, яку відсоткову долю окрема речовина має в загальній масі емісії нормованих газоподібних речовин (табл.4.1).

Таблиця 4.1. Доля окремих шкідливих речовин в загальній масі емісії.

Авіаційний двигун	Степінь підвищення тиску ПОО	Для шкідливої речовини,%		
		CO	CH	NOx
Варіант- а	10	4,46	2,34	93,20
	20	3,40	1,78	94,82
Варіант- б	10	5,48	2,88	91,64

	20	4,20	2,20	93,60
--	----	------	------	-------

Норми ІСАО:

а) для двигунів типу або моделі, перший серійний зразок яких виготовлений 31 грудня 1995 року або до цієї дати і конкретний екземпляр яких виготовлений 31 грудня 1990 року або до цієї дати;

б) для двигунів типу або моделі, перший серійний зразок яких виготовлений після 31 грудня 1995 року або до цієї дати і конкретний екземпляр яких виготовлений після 31 грудня 1990 року або до цієї дати.

Використовуючи коефіцієнт відносної агресивності A_i , можна визначити, на скільки відсотків зміниться нормативний рівень емісії (вимоги ІСАО) газоподібних речовин турбореактивних і турбовентиляторних авіаційних двигунів.

Останнім часом на практиці для зменшення шкідливих викидів в атмосферу широко застосовується метод скорочення кількості працюючих авіадвигунів під час руління повітряного судна в зоні аеропорту.

Збільшення вмісту вуглеводнів у паливі, як правило, супроводжується збільшенням його в'язкості, щільності, поверхневого натягу, що погіршують розпил і випаровування палив. Отже, на двигунах повинно спостерігатись взаємно протилежний вплив палив на емісію NO_x на режимах малого газу і

максимальному режимі. Паралельно з вивченням природи шкідливих викидів і механізму їх впливу на навколишнє середовище є доцільним продовжувати розробку нових камер згорання і нових концепцій двигунів. Конструкційні зміни в камерах згорання повинні бути направлені на підвищення повноти згорання палива. Під час проектування авіаційних двигунів брати за основу такі сучасні камери згорання, як: гомогенні, із змінною геометрією, гібридні, струйно-стабілізаторного типу, каталітичні.

Закономірність утворення NO_x в камерах згорання газотурбінних двигунів визначає два основних шляхи зниження емісії указаних оксидів:

- зниження температури в першій зоні камери згорання;
- зменшення часу перебування газів в зоні високих температур.

Зважаючи на складність запропонованих вище методів, розглянемо дещо простіші заходи покращення показників, які впливають на забруднення атмосфери продуктами емісії авіаційних двигунів.

Відомо, що збільшення злітної ваги сучасного реактивного лайнера на 3-4% приводить до збільшення витрат палива на 150-200 кг на час польоту, а, отже, збільшення емісії CO_2 в атмосферу на 470-630 кг. Логічно можна запропонувати такі приклади економії палива:

- зниження злітної ваги за рахунок залишення на землі одного з трьох баків з водою літака Boeing– 747-200 (у випадку, якщо він не є необхідним в даному конкретному рейсі) дозволить зекономити 380 т палива в рік, а отже знизити емісію CO_2 в атмосферу на 1200 т;

- економія 52 т палива і зниження емісії газу на 165 т за рахунок заміни металічного баку для води пластмасовим;
- зменшення опору повітряного судна, викликаного забрудненням поверхні брудом на 1% зменшить витрату палива на 15000 галонів в рік для Boeing – 737, або на 100000 галонів для Boeing –737;
- зменшення забруднення двигуна призведе до збільшення коефіцієнту питомої витрати пального (SFC). Як відомо, періодичне промивання дозволяє покращити SFC на 1,5% і знизити CO₂ з 290 до 190 т в рік.

Крім того заплановане на 2016 рік використання в Європі і США комплексної системи комунікацій, навігації, наведення і управління повітряним рухом (CNS/ATM) має забезпечити зниження витрат палива і емісії CO₂ приблизно на 5%.

Варто також звернути увагу на можливість упровадження та використання на авіаційному транспорті альтернативних палив. Так, відомо, що одним із «чистих» палив є водень, і так звані криогенні палива. Незважаючи на недоліки водню як транспортного палива, пов'язані з його низькою щільністю та низькою температурою кипіння (20 К), він вважається більш перспективним для повітряного транспорту, ніж для інших видів. При цьому, чим більша швидкість та маса літака, тим доцільніше використання двигунів, які працюють на водні.

4.3 Методичні основи функціонування підсистеми «ГІС-забруднення атмосферного повітря».

ГІС-забруднення атмосферного повітря – це, в першу чергу, моделювання емісії, розповсюдження і впливів забруднюючих речовин (ЗР) від точкових, лінійних та просторових джерел в атмосферному повітрі, оцінка найближчих та майбутніх наслідків екстремальних ситуацій забруднення.

Сценарій повітряного руху включає злітно-посадковий цикл (ЗПЦ) руху літального апарата, роботу аеродромного транспорту, аеродромного устаткування та установок, що використовуються для обслуговування ЛА перед зльотом та після посадки, в процесі технічного обслуговування і ремонту ЛА та/або авіаційних двигунів (АД), і операції випробування АД.

Поля концентрацій ЗР в повітрі розраховуються для переліку, що використовуються для оцінки екологічної досконалості авіаційних двигунів та отримуються відповідно до методики оцінки валових викидів від ЛА і окремих АД під час їх обслуговування. З метою єдиного підходу до

нормування викидів ЗР ІКАО було введено поняття стандартного ЗПЦ, який включає всі операції ЛА з моменту запуску двигунів до набору висоти 915 м, а також з моменту заходу на посадку з висоти 915 м до зупинки двигуна після посадки літака. Значення відносної тяги двигунів на етапах (режимах роботи), що їх характеризують, є середньостатистичними для світового парку ЛА, а значення тривалості етапів ЗПЦ ІКАО зорієнтовані на крупні міжнародні аеропорти. Параметри ЗПЦ ІКАО наведені в табл. 4.2.

Таблиця 4.2. Параметри злітно-посадкового циклу ІСАО

Етап ЗПЦ	Відносна тяга двигуна, %	Тривалість етапу ЗПЦ, хв..
Зліт	100	0,7
Набір висоти 915 м	85	2,2
Зниження та заходження на посадку з висоти 915 м	30	4,0
Руління(режим малого газу)	7	26,0

Основними чинниками, що визначають забруднення атмосферного повітря в результаті викиду ЗР від двигунів ЛА в районі авіапідприємства є: тип ЛА і тип двигуна в силовій установці ЛА; режим роботи двигуна та режим польоту (рух на аеродромі) ЛА на досліджуваному етапі ЗПЦ; схеми розміщення і руху ЛА на аеродромі; метеорологічні умови; топографічні умови – вид поверхні, її шорсткість. Для оцінки миттєвого значення концентрації ЗР в атмосферному повітрі від ЛА використовується модель точкового джерела, що рухається, на основі рішення нестационарного рівняння турбулентної дифузії. На окремих етапах ЗПЦ методика дозволяє розраховувати концентрації ЗР від нерухомих точкових, лінійних і площинних джерел. Інтегрування модельних рішень для усіх джерел протягом характерного інтервалу усереднення (20 хв., 24 год. або рік) з подальшим нормуванням на величину інтервалу усереднення дозволяє оцінити характерні усереднені значення концентрації ЗР для порівняння з ГДК досліджуваних ЗР.

Вираз для оцінки миттєвого значення концентрації c домішки ЗР в точці (x, y, z) у момент часу t з урахуванням попереднього розбавлення домішок ЗР струменем відпрацьованих газів двигуна (визначається значеннями дисперсій меж струменя $\sigma_{x0}, \sigma_{y0}, \sigma_{z0}$) та з урахуванням спливання струменя на висоту H має вигляд:

$$c(x, y, z, t) = \int_0^{T_d} \frac{M \times \exp \left[-\frac{(x-x')^2}{2\sigma_{x0}^2 + 4K_x(t+t')} - \frac{(y-y')^2}{2\sigma_{y0}^2 + 4K_y(t+t')} \right]}{\left\{ 8\pi^3 [\sigma_{x0}^2 + 2K_x(t+t')] [\sigma_{y0}^2 + 2K_y(t+t')] \right\}^{\frac{1}{2}}} \times \left\{ \frac{\exp \left[-\frac{(z-z'-H)^2}{2\sigma_{z0}^2 + 4K_z(t+t')} \right] + \exp \left[-\frac{(z+z'+H)^2}{2\sigma_{z0}^2 + 4K_z(t+t')} \right]}{[\sigma_{z0}^2 + 2K_z(t+t')]^{1/2}} dt' \right\} \quad (4.1)$$

де T_d - час дії джерела (інтервал залпу) викиду, M (г/с) - залповий викид маси ЗР за одиницю часу роботи двигунів ЛА; k_x, k_y, k_z - коефіцієнти атмосферної турбулентної дифузії, t' - змінна інтегрування; поточні значення

координат джерела викиду ЗР x' , y' , z' (вісь ОХ направлена по вітру) визначаються як:

$$\begin{aligned}x' &= x_0 + U_{\text{пс}} t' + 0,5at'^2 + U_{\text{в}}(t + t'); \\y' &= y_0 + v_{\text{пс}} t' + 0,5bt'^2; \\z' &= z_0 + w_{\text{пс}} t' + 0,5ct'^2;\end{aligned}$$

де x_0 , y_0 , z_0 - початкові значення координат джерела викиду (ПС); $U_{\text{пс}}$, $v_{\text{пс}}$, $w_{\text{пс}}$ - складові вектора швидкості руху джерела; a , b , c - складові вектора прискорення руху джерела, $u_{\text{в}}$ - швидкість вітру. Максимальне миттєве значення концентрації $c_{\text{мм}}$ в досліджуваній точці утворюється у момент часу t_{max} :

$$t_{\text{max}} = \Delta x / U_{\text{в}} + \sqrt{\Delta x k_x / U_{\text{в}}} \quad (4.2)$$

де Δx – відстань між досліджуваною точкою і точкою початку процесу атмосферної дифузії та перенесення домішок ЗР вітром. Значення максимально разової $c_{\text{мр}}$ (усередненої протягом 20-30 хв.) концентрації в досліджуваній точці (x, y, z) в результаті викиду забруднюючих речовин двигунами ЛА можна визначити використовуючи співвідношення:

$$c_{\text{мр}} = \frac{c_{\text{мм}}}{K_{30}} \quad (4.3)$$

де $c_{\text{мм}}$ – максимальне значення миттєвої концентрації ЗР, $\text{мг}/\text{м}^3$ (визначене за

формулою (4.1) для моменту часу t_{max} за формулою (4.2)); K_{30} – коефіцієнт перерахунку.

4.4 Послідовність розрахунку викидів і концентрацій ЗР

За даними служб аеропорту будуються масиви точок простору, в яких знаходилося ЛА під час ЗПЦ. Кількість масивів визначається кількістю сценаріїв руху ЛА.

1. В першу чергу визначаються валові викиди ЛА основних ЗР (інвентаризація ЗР).

2. Маса викидів для кожного виду ЗР від даного типу ЛА визначається як сума значень мас ЗР в результаті кожного залпу. Формули (4.1-4.3) використовуються для визначення поля концентрації ЗР в межах усієї розрахункової області від одного залпового викиду.

3. Кількість залпів від ЛА задається вибраною дискретизацією в просторі. Для визначення сумарної концентрації ЗР від одного ЗПЦ підсумовуються відповідні усереднені концентрації від усіх залпів, ці ж концентрації створюють повну картину поля концентрацій на даній території. За наявності двох або більше ЛА концентрації підсумовуються шляхом складання відповідних компонент забруднення.

4. При здійсненні операцій випробування двигуна додатково (як точкові джерела) враховується розташування стоянок АД випробування на території аеродрому.

5. Залежно від того, які концентрації визначаються (залежно від усереднення ГДК), моделювання проводиться для відповідних сценаріїв з використанням відповідних усереднень.

6. За результатами отриманих значень концентрацій у вузлах сітки будуються ізолінії концентрацій ЗР (у частках ГДК або в абсолютних значеннях – залежно від потреб) та формуються відповідні зображення. Також визначаються значення концентрацій ЗР в окремих точках.

4.5 Розрахунковий приклад

Основні джерела викидів забруднюючих речовин включають: злітно-посадковий цикл (LTO) руху ПС; авіаційні пускові установки, бортові і наземні (APU/GPU); наземну техніку обслуговування літальних апаратів (GSE); стаціонарні джерела викидів – бойлерні/котельні (*Power plants*), сховища паливно-мастильних матеріалів (*Fuel farms*); наземний транспорт в околиці аеропорту (*Roadways and Parking*).

В таблиці 4.3 наведені дані обчислення викидів основних забруднюючих речовин для злітно-посадкових циклів руху літальних апаратів разом із запуском двигунів (*Startup*). Час етапів руління перед зльотом (*Taxi Out*) та після посадки (*Taxi In*) використаний за даними диспетчерської служби аеропорту. Час повітряних етапів – зльоту (*Take Off*), набору висоту (*Climb Out*) і зниження перед посадкою (*Approach*) обчислений за вище наведеним алгоритмом ICAO Doc 9911. Для порівняння у таблиці 4.4 наведені дані обчислення для тривалості етапів за циклом ICAO (таблиця 4.2) – для всіх видів емісії та для пального (*Fuel*) реальні дані тривалості етапів обумовлюють суттєво нижчі значення інвентаризації. Інвентаризація викидів від АПУ (APU/GPU) та наземної техніки обслуговування літальних апаратів (GSE) виконана за вимогами керівництва ICAO Doc 9889, наприклад, питомі дані викидів GSE наведені у таблиці 4.5.

Таблиця 4.3. Викиди основних забруднюючих речовин для злітно-посадкових циклів руху літальних апаратів (дані наведені у кг)

Ввид ЗР	Startup	Take Off	Climb Out	Approach	Taxi in	Taxi Out	Разом
CO	0	4312,28	3973,13	17306,70	68080,37	135094,50	228767,0
HC	9473,8	428,94	298,17	1483,88	14612,35	24963,62	41786,96
NO _x	0	149876,06	94733,97	50205,95	13242,71	25685,51	333744,2
SO _x	0	27084,03	22230,21	26078,33	13176,07	26440,19	115008,8
Fuel	0	5416805,5	4446042,5	5215666,5	26352117,0	5287988,5	23001720

Таблиця 4.4. Викиди основних забруднюючих речовин для злітно-посадкових циклів руху літальних апаратів для тривалості етапів за циклом ICAO (дані наведені у кг)

Ввид ЗР	Take Off	Climb Out	Approach	Taxi in	Taxi Out	Разом
CO	2691,72	7683,41	17834,30	68080,37	135094,50	231384,30
HC	266,08	658,30	1654,50	14612,35	24963,62	42154,84

NO _x	94428,18	189885,86	56853,30	13242,71	25685,51	380095,56
SO _x	17393,46	44286,82	28865,23	13176,07	26440,19	130161,77
Fuel	3478317,25	8857684,00	5774003,50	26352117,00	5287988,50	26033210,0

Інвентаризація емісії виконана в залежності від витрат пального на роботу АПУ. Інвентаризація викидів від стаціонарних джерел виконується за стандартними методиками, узгодженими Міністерством охорони довкілля України, а від пересувних джерел за стандартними методиками, узгодженими Держкомстатом України і Міністерством транспорту України. Зведені дані обчислення наведені у таблиці 4.5.

Таблиця 4.5. Питомі дані викидів від наземної техніки обслуговування повітряних суден (кг)

Вид ЗР	Широкофюзеляжний літак	Літак з фюзеляжем звичайного діаметру
NO _x	0,900	0,400
HC	0,070	0,040
CO	0,300	0,150
PM10	0,055	0,025
CO ₂	58	19

На сьогодні у якості інноваційних розробок пропонується впроваджувати для живлення тягових електродвигунів сонячні батареї, розміщені на поверхні крил та фюзеляжі. Теоретично, такий літак може знаходитися в повітрі стільки, скільки сонячні промені його освітлюють. У цьому випадку зліт літака здійснюється за рахунок накопиченої енергії, а підтримання в польоті відбувається за рахунок енергії, яка надходить від сонячного випромінювання. І хоча фахівці авіаційної галузі скептично і з недовірою відносяться до встановлення таких силових агрегатів на літаки, на мою власну думку, ця ідея заслуговує на життя та проведення натурних експериментів з макетними літаками.

Висновок

Проаналізовано проблему забруднення атмосфери авіаційними двигунами, у результаті чого:

- визначено глобальний та локальний характер проблеми (глобальний – пов’язаний із зміною хімічного складу атмосферного повітря, локальний – із високим рівнем шумового забруднення);
- узагальнено шляхи вирішення даної проблеми.

Встановлено, що вирішення проблеми забруднення атмосфери авіаційним транспортом повинно бути комплексним. Проаналізовані напрямки зменшення забруднення атмосфери літаками вирішували тільки

якусь конкретну задачу та не забезпечували зменшення шкідливого впливу усіх чинників.

Розділ 5

Охорона праці

У сучасному світі, коли людство знайшло способи боротьби з багатьма захворюваннями та шукає шляхи продовження життя, проте дотепер проблема захисту людини та її здоров'я в процесі професійної діяльності залишається актуальною.

Охорона праці відіграє важливу роль як суспільний чинник, оскільки, якими б вагомими не були трудові здобутки, вони не можуть компенсувати людині втраченого здоров'я, а тим більше життя.

Тому, в Законі України «Про охорону праці» підкреслюється, що основним принципом державної політики України є пріоритет життя і здоров'я людини над результатами її праці.

Охорона праці – це система правових, соціально-економічних, організаційно-технічних, санітарно-гігієнічних, лікувально-профілактичних заходів, спрямованих на збереження життя, здоров'я, і працездатності людини в процесі праці.

Головними об'єктами її досліджень є людина в процесі праці, виробниче середовище, організація праці та виробництва. На підставі цих досліджень розробляються заходи та засоби, спрямовані на збереження здоров'я і працездатності людини в процесі праці.

Мета розділу «Охорона праці» даної дипломної роботи полягає в тому, щоб озброїти майбутнього інженера-дослідника інформацією, котра дозволить йому зберегти здоров'я та працездатність під час виконання своїх трудових обов'язків.

5.1. Аналіз умов праці на робочому місці інженера-дослідника у виробничому приміщенні

5.1.1 Організація робочого місця інженера-дослідника

Робоче місце – це частина простору, в якому інженер здійснює трудову діяльність, і проводить велику частину робочого часу. Робоче місце, добре пристосоване до трудової діяльності інженера, правильно і доцільно організоване, у відношенні простору, форми, розміру забезпечує йому зручне положення при роботі і високу продуктивність праці при найменшому фізичному і психічному напруженні. При правильній організації робочого місця продуктивність праці інженера зростає з 8 до 20 відсотків.

Враховуючи те, що більшість досліджень в даній дипломній роботі проводилися за допомогою персонального комп'ютера (далі – ПК), то розглянемо організацію робочого місця, обладнаного ПК.

Організація робочого місця інженера-дослідника повинна забезпечувати відповідність усіх елементів робочого місця та їх

розташування ергономічним вимогам ДСТУ 12.2.032 ССБТ. “Рабочее место при выполнении работ сидя. Общие эргономические требования”, характеру та особливості трудової діяльності.

Головними елементами робочого місця інженера-дослідника є письмовий стіл і крісло. Основним робочим положенням є положення сидячи. Робоче місце для виконання робіт у положенні сидячи організується відповідно до ГОСТ 12.2.032-78.

При роботі в положенні сидячи витримані такі параметри робочого простору: ширина - 700 мм, глибина - 400 мм, висота робочої поверхні столу над підлогою - 700-750 мм. Витримані оптимальними розмірами столу, котрі складають: висота 710 мм; довжина столу 1300 мм, ширина столу 650 мм. Робочий стіл має простір для ніг висотою 600 мм, шириною 500 мм, глибиною на рівні колін – 450 мм, на рівні витятої ноги – 650 мм.

Важливим елементом робочого місця інженера-дослідника є крісло, яке має такі основні елементи: сидіння, спинку та стаціонарні або змінні підлокітники. Робоче сидіння задовольняє наступним вимогам: припускає можливість зміни положення тіла, тобто забезпечувати вільне переміщення корпусу і кінцівок тіла один щодо одного; дозволяє виконувати регулювання висоти в залежності від зросту інженера-дослідника (у межах від 400 до 550 мм), має злегка увігнуту поверхню, мати невеликий нахил назад.

Також одним з моментів продуктивної роботи інженера-дослідника є раціональне розміщення на робочому місці документації, канцелярських приналежностей, що має забезпечити інженеру-досліднику зручну робочу позу, найбільш економічні руху і мінімальні траєкторії переміщення предмета праці на даному робочому місці.

5.1.2 Вид виробничого приміщення та основні його характеристики

Робоче місце інженера-дослідника знаходиться у лабораторії на п'ятому поверсі шестиповерхової будівлі та має такі параметри:

1. Довжина приміщення 8 м;
2. Ширина приміщення 4.5 м;
3. Висота приміщення 3 м.
4. Загальна площа приміщення 36 кв. м.
5. Об'єм приміщення 108 куб. м.

У виробничому приміщенні розташовано три робочих місця. Згідно з ДБН В.2.2.-28-2010 «Будівлі адміністративного та побутового призначення»: площу приміщень слід приймати з розрахунку не менше 8 м^2 на робоче місце працівника. У приміщенні 3 робочих місця $8 \text{ м}^2 \times 4 = 32 \text{ м}^2$, що менше загальної площі приміщення 36 кв. м, отже, площа приміщення відповідає вимогам.

Робочі місця з ПК відносно світлових отворів доцільно розташовувати таким чином, щоб природне світло падало на нього збоку, переважно зліва. Робочі місця з ПК повинні розташовуватися на відстані не менше 1 м від стін

зі світловими прорізами; відстань між бічними поверхнями столів з ПК має бути не меншою за 1,2м; відстань між тильною поверхнею одного ПК та екраном іншого не повинна бути меншою 2,5м. Прохід між рядами робочих місць не повинен бути меншим 1м.

Конструкція робочого місця інженера-дослідника (при роботі сидячи) має забезпечувати підтримання оптимальної робочої пози з такими ергономічними характеристиками:

- ступні ніг - на підлозі або на підставці для ніг;
- стегна - в горизонтальній площині;
- передпліччя - вертикально;
- лікті - під кутом 70-90° до вертикальної площини;
- зап'ястя - зігнуті під кутом не більше 20° відносно горизонтальної площини;
- нахил голови - 15-20° відносно вертикальної площини.

ПК розташований на робочому так, що поверхня екрану знаходилася на відстані 400-700 мм від очей інженера-дослідника. Користування ПК є основним видом діяльності, тому він розміщується на основному робочому столі, з лівого боку.

5.1.3 Небезпечні та шкідливі виробничі фактори, що можуть впливати на інженера-дослідника при проведенні дослідницької діяльності за допомогою ПК.

При проведенні дослідницької діяльності за допомогою ЕОМ на людину впливають наступні небезпечні і шкідливі виробничі фактори:

- *низька чи занадто висока освітленість виробничого приміщення (штучне та природне освітлення);*
- *вплив електричного струму;*
- *високий рівень статичної електрики;*
- *неналежна зміна мікроклімату: температура, вологість, швидкість руху повітря, теплове випромінювання.*
- *шум і вібрації;*
- *електромагнітні випромінювання.*

5.2 Аналіз небезпечних та шкідливих виробничих факторів, що впливають на інженера-дослідника

5.2.1 Аналіз освітленості лабораторії

Робота користувачів комп'ютерів характеризується значним напруженням зорового аналізатора, тому важливе значення має забезпечення раціонального освітлення робочих місць.

Згідно «Правил охорони праці під час експлуатації електронно-обчислюваних машин», освітлення у приміщеннях з ПК має бути змішаним (природне і штучне).

Природне світло повинно проникати через бічні світлопрорізи, зорієнтовані, як правило, на північ чи північний схід. Вікна приміщень повинні мати регульовані пристрої для відкривання, а також жалюзі, штори зовнішні, зовнішні козирки тощо.

У лабораторії де виконуються роботи інженером-дослідником спостерігається нестача природного світла обумовлена тим, що робоче місце знаходиться далеко від джерела природного освітлення. Джерелом потрапляння природного освітлення у приміщення лабораторії представлено одностороннє пряме освітлення через 2 вікна, розміром 1x1,5 метра. Напрямок розміщення вікон північно-західний. Коефіцієнт природної освітленості ~ 1,35%, що не відповідає нормативним значенням коефіцієнта природної освітленості ДБН В.2.5-28-2006 «Природне і штучне освітлення». Тому у приміщенні лабораторії на робочому місці інженера-дослідника використовується сумісне освітлення.

Штучне освітлення передбачається в усіх виробничих та побутових приміщеннях, де недостатньо природного світла, а також для освітлення приміщень у темний період доби. При організації штучного освітлення необхідно забезпечити сприятливі гігієнічні умови для здорової роботи і одночасно враховувати економічні показники.

Штучне освітлення здійснюється за допомогою системи загального рівномірного освітлення і через екрани комп'ютера. Застосування світильників без розсіювачів та екранних сіток забороняється. Згідно з Державними будівельними нормами ДБН-В.2.5-28-2006 «Природне і штучне освітлення» на робочому місці інженера-дослідника нормативне значення освітленості має бути в межах 300 - 500 Лк, а фактичне значення освітленості складає 220-270 Лк. Це пов'язане із застарілістю системи освітлювання.

Рівень освітлення повинен бути таким, щоб забезпечити можливість проведення будь-яких робіт, оптимально – 400 Лк. Для штучного освітлення в даному випадку найкраще підходять LED-лампи, які мають один з найвищих показників світловіддачі.

В нашому випадку, на робочому місці інженера-дослідника, в технічному приміщенні використовуються світильники з використанням двох люмінесцентних ламп на кожному з світильників, які розміщені не над робочими місцями, а посередині приміщення лабораторії, що в сумі дають рівень освітлення близько 270 Лк. Тому необхідно розробити заходи з підвищення рівня штучного освітлення на робочому місці приблизно до 400 лк, оскільки рівень освітлення у приміщенні має задовольняти ряду вимог.

5.2.2 Захист від враження електричним струмом

Вибір, розміщення, виконання і клас ізоляції застосовуваних машин, апаратів і іншого електроустаткування виробляється відповідно до вимог державних стандартів системи стандартів безпеки праці (ССБТ) и "Правил устройства электроустановок ПУЭ – 76".

При проведенні дослідницької діяльності за допомогою ПК інженер-дослідник піддається небезпеці ураження електричним струмом. Для виключення можливого впливу електричного струму на інженера-дослідника корпуси ПК повинні бути заземлені.

Штучні заземлення споруджують з вертикальних і горизонтальних заземлювачів. У якості вертикальних заземлювачів використовують сталеві стрижні – прутки і кутова сталь довжиною 2,5...3 м, а в якості самостійних горизонтальних заземлювачів і для зв'язку вертикальних – смугову сталь і сталевий прутки. Найменші розміри заземлювачів: діаметр пруткових не оцинкованих – 10 мм, оцинкованих – 6 мм; перетин пруткових не оцинкованих заземлювачів – 48 мм²; товщина прямокутних заземлювачів (смугова сталь) і полиць кутової сталі – 4 мм.

5.2.3 Захист від статичної електрики

Джерелами електростатичного поля можуть бути будь-які поверхні або предмети, які легко електризуються за рахунок тертя: килими, лінолеум, лаковані покриття, одяг із синтетичної тканини, взуття. Крім того, джерелом електростатичних зарядів є ПК з електронно-променевими трубками (ЕМП). На екранах ПК накопичується електростатичний заряд і виникає електромагнітне поле, яке характеризується напруженістю.

Напруженість електростатичного поля залежно від типу ПК коливається від 8 до 75 кВ/м. Відповідно ГОСТ 12.1.045-84 “ССБТ. Электростатические поля. Допустимые уровни на рабочих местах и требования к проведению контроля” напруженість електростатичного поля на робочому місці не повинна перевищувати 20 кВ/м.

Поверхневий електростатичний потенціал ПК відповідно СН №1757-77 “Санитарно-гигиенические нормы допустимой напряженности электростатического поля” та СНиП 3.32-007-98 “Державні санітарні правила і норми роботи з візуальними дисплейними терміналами електронно-обчислювальних машин” не повинен перевищувати 500В.

Захист від електростатичної електрики та її небезпечних прояв досягається наступними заходами:

- застосуванням іонізації повітря нейтралізаторами статичної електрики;
- збільшенням електропровідності поверхні шляхом підтримки у приміщенні з ПК відносної вологості на рівні 40-60% ;
- застосуванням у приміщенні з ПК підлоги з антистатичним лінолеумом і провадженням вологого прибирання;
- для зняття статичного заряду кілька разів на день мити руки та обличчя водою, або час від часу торкатися металевих поверхонь, наприклад, зачищених від фарби місць на батареях центрального опалення;

- працівникам бажано носити одяг з природних або комбінованих (природних і штучних) волокон;
- як спецодяг працівникам рекомендуються бавовняні халати;
- періодично при вимкненому комп'ютері протирати ледве змоченим мильним розчином бавовняною ганчіркою пил з поверхонь апаратури.

5.2.4 Мікроклімат робочої зони інженера-дослідника

Параметри мікроклімату можуть мінятися в широких межах, у той час як необхідною умовою життєдіяльності людини є підтримка постійності температури тіла завдяки властивості терморегуляції, тобто здатності організму регулювати віддачу тепла в навколишнє середовище. Основний принцип нормування мікроклімату - створення оптимальних умов для теплообміну тіла людини з навколишнім середовищем. У санітарних нормах СН-245/71 встановлені величини параметрів мікроклімату, що створюють комфортні умови. Ці норми встановлюються в залежності від пори року, характеру трудового процесу і характеру виробничого приміщення (значні чи незначні тепловиділення). Для приміщення лабораторії де працює інженер-дослідник котрий відноситься до категорії Ia (легкі роботи, не потребують фізичної напруги), допустимі та оптимальні значення параметрів мікроклімату приведені в таблиці 1.

Таблиця 5.1 - Норми мікроклімату для приміщень з ПК

Пора року	Зона	Температура повітря, °С	Відносна вологість, %	Швидкість руху повітря, м / с
Холодний період	Оптимальна	18 - 21	60 - 40	<0.2
Перехідний період	Допустима	17 - 21	<75	<0.3
Теплий період року	Оптимальна	20 - 25	60 - 40	<0.3
	Допустима	<27 о 13 годині самого жаркого міс.	<75	<0.5

Приміщення з комп'ютерною технікою повинні бути обладнані системами опалення, кондиціонування повітря або ефективною вентиляцією.

У виробничих приміщеннях з перевищеним рівнем тепла необхідно встановити кондиціонер для досягнення оптимального рівня температури повітря.

Повітря, що надходить у приміщення, також, варто очищати від забруднення, у тому числі від пилу та мікроорганізмів.

Для підвищення вологості повітря в приміщеннях з ПК варто застосовувати зволожувачі повітря, які заправляються щодня дистильованою або прокип'яченою питною водою.

5.3 Розробка заходів з охорони праці

Розробка заходів з охорони праці полягає в створенні рекомендацій з розташування оптимальної кількості світильників необхідного типу в приміщенні для створення комфортних умов, що задовольняють всім нормам. Для покращення освітлення у приміщенні лабораторії необхідно виконати реконструкцію встановленої системи штучного освітлення. Варто змінити тип ламп, а також їх кількість та потужність.

Для даного приміщення необхідно встановити світильники з світлодіодними лампами (LED-лампи). В LED-лампах електричний струм перетворюється безпосередньо в світло і теоретично це можна зробити без великих енергетичних втрат. LED-лампи механічно міцніші і виключно надійні, їх строк служби може досягати 500 тисяч годин, що майже в 5 - 10 раз більше, ніж у люмінесцентної лампи. Також LED-лампи – низьковольтні лампи, а тому безпечніші. А саме світильники з світлодіодними лампами Crystal 218 LED термін служби 50 000 годин, світловий потік 3200 Лм. Живлення системи освітлення здійснюється по мережі електроживлення з напругою 220В і частотою 50 Гц.

5.4 Розрахунок штучного освітлення

Розглянемо вплив освітлення на організм людини. Особливу увагу необхідно приділити важливому з погляду виробничої санітарії питанню освітлення на робочому місці.

Рівень освітленості встановлюється в залежності від категорії зорових робіт. При роботі з ЕОМ він складає не менш $E_{min} = 400$ Лк.

Виробниче освітлення регулюється нормативно-технічними документами ГОСТ12.1.046-85, СНиП II-4-79. Освітлення на робочому місці повинно бути сполученим (природне і штучне світло). Природне освітлення повинне бути бічним. Коефіцієнт природної освітленості повинний відповідати нормативним рівням по СНиП II-4-79: при виконанні робіт з категорії високої зорової точності – не нижче 1,5, при зоровій роботі середньої точності – не нижче 1.

Штучне освітлення варто здійснювати у виді комбінованої системи освітлення з використанням LED-ламп у світильниках загального освітлення. Вони повинні забезпечувати рівномірну освітленість за допомогою відбитого чи розсіяного світлорозподілу.

Визначимо норму загального штучного освітлення (кількості необхідних світильників) для забезпечення нормованої освітленості приміщення, застосувавши метод використання коефіцієнта світлового потоку. Основна розрахункова формула має вигляд:

$$F = \frac{E_{min} \cdot S \cdot K_3 \cdot z}{N \cdot \eta} \quad (5.1)$$

де:

- F – світловий потік лампи у світильнику, лм;
- E_{min} – норма (мінімум) освітленості, лк;
- S – площа приміщення, м²;
- K_3 – коефіцієнт запасу, що враховує старіння ламп і забруднення світильників (для LED ламп - $K=1.5$);
- z – коефіцієнт нерівномірності освітлення; $z = 1.2$;
- N – число світильників, обумовлене з умови рівномірності освітлення;
- η – коефіцієнт використання світлового потоку;

Виконаємо розрахунок всіх компонент, що увійшли до формули (5.1).

1. Як вище було сказано, площа приміщення лабораторії складає - $S = 36 \text{ м}^2$.
2. Норма освітленості на робочих поверхнях в лабораторії складає 400 Лк, так як розряд зорових робіт рівний – IV.
3. Вибирається схема розміщення світильників в залежності від ширини приміщення (кількість рядів світильників): в даному технічному приміщенні розташовані дві лампи по центру приміщення.
4. Визначаємо індекс приміщення за наступною формулою:

$$\lambda = \frac{A \cdot B}{H_p \cdot (A + B)} \quad (5.2)$$

де:

- A – довжина приміщення, $A = 8\text{м}$;
- B – ширина приміщення, $B = 4.5\text{м}$;
- H_p – висота підвісу світильників над робочою поверхнею, м

Висоту підвісу світильників над робочою поверхнею (H_p) визначимо за допомогою наступної формули:

$$H_p = H - h_n - h_c \quad (5.3)$$

де:

- H – висота приміщення, $H = 3\text{м}$;
- h_n – висота робочої поверхні над підлогою, $h_n = 0.85\text{м}$;
- h_c – відстань світлового центру світильника від стелі, $h_c = 0.15\text{м}$.

Визначимо висоту підвісу світильників, підставивши вихідні значення у формулу (5.2), отримаємо:

$$H_p = 3 - 0.85 - 0.15 = 2(\text{м}) \quad (5.4)$$

Далі визначимо значення індексу приміщення λ за формулою (5.2), підставивши в неї вище визначенні параметри, отримаємо:

$$\lambda = \frac{8 \cdot 4.5}{2 \cdot (8 + 4.5)} = 1.44 \quad (5.5)$$

За відомим індексом приміщення λ і коефіцієнтам світлового потоку від підлоги – 30% (0,3), від стін – 40% (0,4) і від стелі – 60% (0,6) визначаємо для світильника значення коефіцієнта використання світлового потоку (η):

$$\eta = 0,8$$

Підставляємо у формулу світлового потоку (5.1) розраховані значення параметрів, отримуємо:

$$F = \frac{400 \cdot 36 \cdot 1.5 \cdot 1.2}{0.8} = 32400 \text{ (Лм)}. \quad (5.6)$$

Тепер визначимо кількість світильників, необхідну для освітлення приміщення за наступною формулою (5.7).

$$N = \frac{F}{E_{л}} = \frac{32400}{3200} = 10. \quad (5.7)$$

Таким чином, щоб забезпечити світловий потік $F=32400$ Лм необхідно використовувати 10 світильників.

Електрична потужність одного світильника Crystal 218 LED = 36 Вт.

Загальна потужність усієї освітлювальної системи в приміщенні лабораторії:

$$W_{заг} = W_n \cdot N = 36 \cdot 10 = 360 \text{ Вт} \quad (5.8)$$

Висновок: при достатньому природному освітленні (світлий час доби, ясна погода), кількості і сумарної площі світлових прорізів досить для забезпечення необхідної освітленості робочого приміщення.

У випадку недостатності природного освітлення необхідно задіяти джерела штучного освітлення (розрахунок показало, що досить мати 10 світильників Crystal 218 LED і чистими плафонами).

5.5 Пожежна безпека

При виникненні пожежі на інженера-дослідника можуть впливати небезпечні чинники: відкритий вогонь та іскри; підвищена температура повітря, предметів, обладнання; дим, знижена концентрація кисню; обвалення і пошкодження будівель, споруд, установок, вибух.

Основними причинами пожежі та вибуху в приміщенні лабораторії можуть бути наступні фактори:

- несправність та перенавантаження електричного обладнання;
- необережне ставлення до вогню (паління, використання відкритого вогню в недозволених місцях, залишення без нагляду електрообладнання);
- порушення правил пожежної безпеки;
- несправність виробничого обладнання.

Згідно з НАПБ А.01.001-2004 «Правила пожежної безпеки в Україні», для усунення цих причин необхідно підвищена дисципліна, встановлений суворий протипожежний режим. У виробничих приміщеннях встановлені надійні засоби попереднього сповіщення небезпеки виникнення пожежі, та розміщені схеми евакуації.

За пожежною і вибухонебезпечністю приміщення належить до категорії «В», класу 2.

В приміщенні лабораторії встановлено систему пожежної сигналізації «ППКП Тирас-4П» з двома димовими сигналізаторами пожежі СПД-3, тепловим датчиком FT-A2S, також може повинен бути встановлений пожежний сповіщувач, що реагує на дим IPS-H20P.

Основним критерієм для вибору вогнегасника в приміщенні є величина осередку можливої пожежі. Оскільки величина осередку пожежі в даному у приміщенні не значна, то достатньо встановлення двох переносних порошкових вогнегасників ВП-6.

Висновок

Для покращення освітлення проведена модернізація штучного освітлення та запропоновані значно ефективніші 10 ламп Crystal 218 LED, світловий потік кожної з яких складає 3200 Лм, що дозволяє досягти оптимального значення необхідної освітленості робочого місця $E_n=400\text{Лк}$, строк служби ламп при цьому 50 тисяч годин. До того ж вони стійкі до механічних пошкоджень та низьковольтні, а отже - безпечні. Окрім цього не важко помітити, що при застосуванні LED ламп зменшується навантаження на мережу.

Також для покращення мікроклімату в приміщенні лабораторії та підвищення продуктивності праці інженера-дослідника необхідно встановити кондиціонер та використовувати зволожувачі повітря.

ВИСНОВКИ

Основним результатом дипломної роботи є робастний структурний синтез системи управління поздовжнім рухом літального апарата.

1. Проаналізовано методи структурного робастного синтезу та обрано метод змішуваної чутливості як основу реалізації процедури синтезу.
2. Вивчено та наведено алгоритм H_∞ -синтезу, який є одним з сучасних методів проектування робастних систем управління.
3. Представлено математичні моделі власного та вимушеного поздовжнього збуреного руху важкого літака у просторі станів.
4. Визначено вагові передавальні функції та отримано математичні моделі розширених об'єктів управління.
5. Виконано H_∞ -синтез каналу управління власним поздовжнім збуреним рухом важкого літака засобами обчислювальної системи MatLab та отримано робастний регулятор у вигляді четвірки матриць простору станів.
6. Виконано H_∞ -синтез каналу управління вимушеним поздовжнім збуреним рухом важкого літака засобами обчислювальної системи MatLab та отримано робастний регулятор у вигляді четвірки матриць простору станів.
7. Понижено порядок отриманих регуляторів засобами обчислювальної системи MatLab.
8. Виконано моделювання процесів поздовжнього руху важкого літака, керованого синтезованими каналами системи управління.
9. Результати моделювання власного поздовжнього руху важкого літака показують що перехідні процеси добре демпфовані, а взаємний вплив каналів невеликий.
10. Результати моделювання вимушеного поздовжнього руху показують, що перехідні процеси добре демпфовані, а взаємний вплив каналів відсутній.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Zhou K. Essentials of Robust Control / K. Zhou, J. Doyle. – New Jersey.: Prentice Hall, 1999. – 425 p.
2. Gu D. Robust Control Design with MATLAB / D.Gu, P.Petkov, Konstantinov . – London.: Springer-Verlag, 2005.– 389p.
3. Skogestad S. Multivariable Feedback Control / Skogestad S., Postlethwaite I. – New York.: Jonh Wiley and Sons, 2001. – 572 p.
4. Burns R.S. Advanced Control Engineering / R.S. Burns. – Oxford.: Butterworth-Heinemann, 2001. – 450 p.
5. Перельмутер В.М. Пакеты расширения Matlab Control System и Robust Control Toolbox / В.М. Перельмутер. – М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2008.– 224с.
6. Glover K. State Space Formulae for all Stabilizing Controllers that satisfy an H_{∞} -norm Bound and Relations to Risk Sensitivity / K. Glover, J. Doyle // Systems and Control Letters. – 1988. – No.11. – P. 168–172.
7. Егунов И.П. Методы робастного, нейро-нечеткого и адаптивного управления / И.П. Егунов. – М.: МГТУ им. Н.Э.Баумана, 2002. – 744 с.
8. Поляк Б.Т. Робастная устойчивость и управление / Б.Т. Поляк, П.С. Щербаков. – М.: Наука, 2002. – 303 с.
9. Zames G. Feedback and Optimal Sensitivity: Model Reference Transformations, Multiplicative Seminorms and Approximate Inverses / G. Zames // IEEE Transactions on Automatic Control. – 1981. – P. 301 – 320.
10. Bosgra O.H. Design Methods for Control Systems / O.H. Bosgra, H. Kwakernaak, G. Meinsma // Notes for a course of the Dutch Institute of Systems and Control.– 2005. – 319 p.

11. Glover K. Robust Stabilization of Normalized Coprime Factor Plant Descriptions with H_∞ Bounded Uncertainty / K. Glover, D. McFarlane // IEEE Transactions on Automatic Control AC. – 1989. – No.34(8). – P.821-830.

12. Zhou K. Robust Performance of Systems with Structured Uncertainties in State-Space / K. Zhou, P. P. Khargonekar, J. Stoustrup, H.H. Niemann // Automatica, 1995. – Vol. 31. – № 2. –p. 249 – 255.

13. Doyle J.C. Multivariable Feedback Design: Concepts for a Classical Modern Synthesis / J.C Doyle, G. Stein // IEEE Transactions on Automatic Control. – 1981. – №4. – P. 4 – 16.

14. Balas G. Robust Control Toolbox User's Guide / G. Balas, R. Chiang, A. Packard, M. Safonov . – The Math Works Inc, 2005-2008.

15. Glover K. Robust Stabilization of Normalized Coprime Factor Plant Descriptions with H_∞ Bounded Uncertainty / K. Glover, D. McFarlane // IEEE Transactions on Automatic Control AC. – 1989. – No. 34(8). – P.821-830.

16. Сущенко О. А. Структурний синтез комбінованої робастної системи управління з урахуванням зовнішніх координатних збурень / О.А. Сущенко // Вісник Національного авіаційного університету. – 2012. – № 4.– С. 31–36.

17. Sushchenko O. A. Design of Robust Controllers in Problems of UAV information-measuring devices stabilization / O. A. Sushchenko // Electronics and Control Systems. – 2013. – № 3(37). – P. 58–64.

18. D. McLean. Automatic Flight Control Systems. Prentice Hall, Inc., 1990, 593 p.

19. B. L. Stevens, F. L. Lewis. Aircraft Control and Simulation. J. Wiley & Sons Inc., 1992, 617 p.

20. В.Г. Воробьев, С.В. Кузнецов Автоматическое управление полетом самолетов: Учебник для вузов.-М. Транспорт 1995.-448с.

