

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

Кафедра аерокосмічних систем управління

ДОПУСТИТИ ДО ЗАХИСТУ

Завідувач кафедри

_____ Тачиніна О. М.

“_____” _____ 2020 р.

ДИПЛОМНА РОБОТА

(ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА)

**ВИПУСКНИКА ОСВІТНЬО-КВАЛІФІКАЦІЙНОГО РІВНЯ
“МАГІСТР”**

Тема: Автоматизація попередніх етапів проектування інерціальних стабілізованих платформ

Виконавець: Салюк О.О.

Керівник: Проф. Сущенко О.А.

Консультанти з окремих розділів пояснювальної записки:

Охорона праці: _____ Козлітін О.О.

Охорона навколишнього середовища: _____ Фролов В.Ф.

Нормоконтролер: _____ Дивнич М. П.

Київ 2020

НАЦІОНАЛЬНИЙ АВІАЦІЙНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Навчально-науковий Інститут Аеронавігації, електроніки та телекомунікацій

Кафедра Аерокосмічних систем управління

Напрямок (спеціальність) 151 “ Автоматизація та комп’ютерно-інтегровані технології”.

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

_____ Тачиніна О. М.

“ _____ ” _____ 2020 р.

ЗАВДАННЯ

на виконання дипломної роботи

_____ Салюка Олександра Олесійовича

(прізвище, ім'я, по батькові випускника в родовому відмінку)

- 1. Тема дипломної роботи (проекту):** Автоматизація попередніх етапів проектування інерціальних стабілізованих платформ затверджена наказом ректора від 08.10.2020 р. № 1944/ст
- 2. Термін виконання роботи (проекту):** з 05.10.2020р. по 10.12.2020р.
- 3. Вихідні дані до роботи (проекту):** Моменти інерції платформи, характеристики двигунів стабілізації, передатне число редуктора, характеристики датчика кутової швидкості (коефіцієнт передачі).
- 4. Зміст пояснювальної записки:** Характеристика інерціальних стабілізованих платформ; Характеристика проблеми автоматизованого проектування робастних інерціальних стабілізованих платформ; Математична модель інерціальної стабілізованої платформи; Метод модернізації системи управління котовим рухом платформи на основі робастної параметричної оптимізації; Робастний структурний синтез; Охорона праці; Охорона навколишнього середовища; Список використаної літератури.
- 5. Перелік обов'язкового графічного (ілюстративного) матеріалу:** графіки перехідних процесів стабілізації, блок-схеми автоматизованих процедур проектування.

6. Календарний план-графік

№ пор.	Завдання	Термін виконання	Відмітка про виконання
1	Вступ	05.10.20-10.10.20	
2	Особливості ініціальних стабілізованих платформ. Визначення проблеми	10.10.20-20.10.20	
3	Підготовка розділів 1-4 дипломної роботи, пошук джерел інформації.	20.10.20-10.11.20	
4	Розробка автоматизованої процедури проектування інерціальних стабілізованих платформ на основі H_{∞} робастного структурного синтезу	10.11.20-30.11.20	
5	Написання розділу охорони праці, розрахунки.	01.12.20-04.12.20	
6	Написання розділу охорони навколишнього середовища, оформлення.	04.12.20-08.12.20	
7	Оформлення пояснювальної записки. Висновки	08.12.20-10.12.20	

7. Консультанти з окремих розділів

Розділ	Консультант (посада, П.І.Б.)	Дата, підпис	
		Завдання видав	Завдання прийняв
Охорона праці	Козлітін О.О.		
Охорона навколишнього середовища	Фролов В.Ф.		

8. Дата видачі завдання: 05.10.2020

Керівник дипломної роботи (проекту) _____ Сущенко О.А.
(підпис керівника) (П.І.Б.)

Завдання прийняв до виконання _____ Салюк О.О.
(підпис випускника) (П.І.Б.)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка до дипломної роботи «Автоматизація попередніх етапів проектування інерціальних стабілізованих платформ» містить: 153 с., 50 рис., 4 табл. та 62 літературних джерел.

Об'єкт дослідження – Інерціальна стабілізована платформа

Предмет дослідження – процеси стабілізації та управління рухом інерціальної стабілізованої платформи

Мета дипломної роботи – розробка алгоритмів, що забезпечують робастність та точність управління.

Методи дослідження – методи теорії автоматичних систем управління, методи теорії робастних систем, методи інерціальної стабілізації та методи оптимізації.

Ключові слова: інерціальні стабілізовані платформи, робастне управління.

ЗМІСТ

Реферат	4
Зміст	5
Вступ	7
Розділ 1 Характеристика інерціальних стабілізованих платформ	9
1.1. Застосування інерціальних стабілізованих платформ	9
1.2. Принцип дії інерціальної стабілізованої платформи	11
1.3. Джерела похибок інерціальних стабілізованих платформ	18
Розділ 2 Характеристика проблеми автоматизованого проектування робастних інерціальних стабілізованих платформ	29
2.1. Концепція автоматизації проектування інерціальних стабілізованих платформ на підставі інтерактивних процедур процедур робастної оптимізації	29
2.2. Аналіз сучасних обчислювальних засобів оптимального проектування та методів оптимізації	42
Розділ 3 Математична модель інерціальної стабілізованої платформи	47
3.1. Математична модель інерціальної стабілізованої платформи	47
3.2. Аналіз типових нелінійностей математичної моделі інерціальної стабілізованої платформи її лінеарізація	58
3.3. Особливості математичного опису системи стабілізації в процедурах автоматизованого проектування	65
Розділ 4 Метод модернізації системи кутовим рухом платформи на основі робастної параметричної оптимізації	70
4.1. Критерій та особливості процедури оптимізації	70
4.2. Метод проектування дискретної системи стабілізації як інтерактивна процедура, заснована на векторній робастній параметричній оптимізації	80
Розділ 5 Робастний структурний синтез	90
5.1. Алгоритм робастного структурного синтезу методом змішаної чутливості	90
5.2. Класифікація методів робастного структурного синтезу	98
5.2.1. класифікація робастних систем за кількістю ступенів	99
5.2.2. класифікація методів синтезу за способом формування бажаних частотних характеристик системи	101
5.2.3. Класифікація методів синтезу за способом введення вагових передавальних функцій	103
5.3. Методи синтезу робастних регуляторів систем	

управління ЛА систем рухомих об'єктів	107
5.3.1. Метод синтезу регулятора з двома ступенями вільності із формуванням розширеного об'єктів управління за допомогою пре- та пост-компенсаторів	108
5.3.2. Метод синтезу регулятора з двома ступенями вільності із формуванням розширеного об'єкта управління за допомогою вагових передавальних функцій	121
Розділ 6 Охорона праці	125
6.1. Аналіз умов праці	125
6.1.1. Організація робочого місця	126
6.1.2. Перелік шкідливих та небезпечних виробничих чинників	126
6.1.3. Аналіз шкідливих та небезпечних виробничих чинників	127
6.1.3.1. Природне освітлення	128
6.1.3.2. Електростатичні поля	128
6.1.3.3. Мікроклімат	129
6.2. Розробка заходів з охорони праці	130
6.2.1. Виробниче освітлення	130
6.2.2. Захист від електромагнітних полів і випромінювань	130
6.3. Пожежна безпека	131
Розділ 7 Охорона навколишнього середовища	135
7.1. Вплив вихлопних газів літаків на клімат	136
7.2. забруднення атмосфери авіаційним транспортом	137
7.3. Авіаційне біопаливо	143
Висновок	148
Список використаної літератури та джерел	149

Вступ

Актуальні проблеми забезпечення високої точності процесів стабілізації та стеження для широкого класу інформаційно-вимірювальних систем, встановлюваних на рухомих об'єктах, можуть бути розв'язані на підставі принципів інерціальної стабілізації. Натепер системи стабілізації, побудовані на цих засадах, використовуються на рухомих об'єктах різного типу – від супутників до підводних човнів та у складі переносних приладів.

Вражаючий прогрес інерціальних стабілізованих платформ зумовлений декількома досягненнями. Збільшення робочої смуги перепускання безпосередньо призводить до більшого подавлення збурень, а прогрес у розвитку гіроскопічних пристроїв, виконавчих механізмів, електронних пристроїв дозволяє створювати нові регулятори з розширеною полосою перепускання. Сучасні механічні конструкції разом з новими матеріалами забезпечують краще балансування, міцність та жорсткість. Механізми з більшою жорсткістю мають вищі частоти механічних резонансів, що забезпечує більшу смугу перепускання. Зменшення тремтіння у сучасних інерціальних стабілізованих платформах зумовлюється також зменшенням шумів у сучасних гіроскопічних приладах, виконавчих механізмах та електронних пристроях.

Головна особливість інерціальної стабілізації у порівнянні з методами прямої стабілізації із слідкувальними приводами полягає у використанні в контурах управління інформації, отриманої від інерціальних датчиків. Відповідно до стандартів термінології інерціальних систем, розроблених Інститутом інженерів з електротехніки та радіоелектроніки (The Institute of Electrical and Electronics Engineers) у США та схвалених багатьма країнами світу (Європа, Японія, Южная Корея, Канада, Росія), інерціальний датчик являє собою повністю автономний датчик місцезнаходження, просторової орієнтації або руху об'єкта за виключенням додаткової інформації, необхідної для його виставлення [2].

Актуальність роботи : використання автоматизації попередніх етапів проектування інерціальних стабілізованих платформ. Скорочують строки виконання робіт та поліпшує якість проєктованих платформ. Підвищує якість управління в реальних умовах експлуатації, що супроводжується дією збурень.

РОЗДІЛ 1

Характеристика інерціальних стабілізованих платформ

1.1. Застосування ініціальних стабілізованих платформ

Інерціальні стабілізовані платформи використовують для стабілізації та визначення напрямку широкого класу датчиків, камер, телескопів, що експлуатуються на рухомих об'єктах різного типу. Серед наукових та комерційних застосувань інерціальних стабілізованих платформ можна виділити спостереження, слідкування, наведення, стабілізацію комплексів приладів, встановлюваних на наземних рухомих об'єктах, зв'язок, астрономічні телескопи та переносні камери. Підтримування постійної орієнтації осі візування датчика стає складною задачею, якщо датчик встановлено на рухомому об'єкті. Управління лінією візування пристрою спостереження за допомогою інерціальної стабілізованої платформи дозволяє розв'язати цю складну проблему. За допомогою інерціальних стабілізованих платформ може здійснюватись стабілізація звичайних та інфрачервоних камер, встановлюваних на літальних апаратах, що дозволяє виконувати різні задачі, наприклад, топографічні зйомки та зйомки оточуючого середовища із забезпеченням високого розрізнення отриманого зображення. Велике практичне значення має стабілізація антен радіолокаційних станцій для літальних апаратів. Ця проблема виникла у результаті розвитку радіолокації, переходу до сантиметрових хвиль та необхідності точного управління положенням променя у просторі для повної реалізації переваг, зумовлених вузькою спрямованістю випромінювання [3].

Інерціальна стабілізована платформа являє собою механізм,

Кафедра АКСУ				НАУ 20 10 06 000 ПЗ			
Виконав	Салюк О.О.			Характеристика інерціальних стабілізованих платформ	Літ.	Арк.	Аркушів
Керівник	Сущенко О.А.						
Консульт.	Сущенко О.А.				202М 151		
Н. контр.	Дивнич М.П.						
Зав. каф.	Тачиніна О.М.						
							9

який використовується для управління інерціальною орієнтацією встановленого на ньому корисного навантаження [5].

Відповідно до різних застосувань інерціальних стабілізованих платформ існують і їх різні електромеханічні конструкції [6]. Зазвичай інерціальна стабілізована платформа складається з механічної конструкції, опор та двигунів, які у сукупності створюють підвіс, на якому встановлюється гіроскопічний пристрій або декілька таких пристроїв. Більшість практичних застосувань вимагає стабілізації та визначення напрямку за двома осями та відповідно використання двох ортогональних підвісів. Рационально спроектована платформа точно управляє лінією візування датчика незважаючи на необхідні маневри, випадковий рух та додаткові збурення.

Інерціальна стабілізована платформа являє собою механізм, який використовується для управління інерціальною орієнтацією встановленого на ньому корисного навантаження [5], під яким у першу чергу розуміють пеленгаційні або вимірювальні пристрої.

Управління лінією візування характеризується двома важливими вимогами. Лінія візування має бути визначеною відповідно до попередньо розрахованого або визначеного за певним планом напрямку на ціль або на ділянку навкруги цілі і має утримуватись незмінною в інерціальному просторі відповідно до обраної орієнтації. Перша вимога характеризується похибкою стеження, в той час як друга вимога характеризується розсіюванням.

Вимоги, що надаються до інерціальних стабілізованих платформ залежать від багатьох факторів, але перш за все вони визначаються характеристиками пристрою, що має стабілізуватись. Наприклад, якщо головною метою є отримання чіткого зображення цілі, достатньо утримувати це зображення у межах поля зору. Якщо на ціль спрямовується промінь, наприклад, під час використання лазерного далекоміра, то критичним є утримання цілі точно у центрі поля зору, в той час як розсіювання зображення не має великого значення.

1.2. Принцип дії інерціальної стабілізованої платформи

Принцип дії інерціальної стабілізованої платформи полягає у наступному. Типова інерціальна стабілізована платформа, призначена для стабілізації датчика лінії візування, містить електромеханічний вузол, який забезпечує фізичний інтерфейс між пристроєм спостереження та рухомим об'єктом-носієм; систему управління, яка управляє електромеханічним вузлом та додаткове обладнання, яке забезпечує вимірювання положення цілі відносно системи координат, зв'язаної з інерціальною стабілізованою платформою.

Під час стабілізації платформи корисне навантаження повертається завдяки підвісу, що дозволяє змінювати положення лінії візування датчика відносно рухомого об'єкта-носія. Підвіс може обертатись за допомогою двигуна з прямим приводом, встановлюваним на осі підвісу або двигуна, зв'язаного з підвісом через зубчасту передачу або механічний зв'язок, наприклад, стрічку або ланцюг. Стабілізація платформи також називається стабілізацією маси, оскільки при цьому стабілізується повне корисне навантаження. Орієнтація лінії візування визначається кутовим зміщенням підвісу. Коли рухомий об'єкт-носіє виконує маневр або вібує, підвіс обертається у протилежному напрямку у такий спосіб, що лінія візування залишається нерухомою в інерціальному просторі. Рух підвісу таким чином безпосередньо визначає напрямок лінії візування та розсіювання зображення.

Натепер найбільш прямим та загальноприйнятним підходом до стабілізації лінії візування об'єкта є стабілізація маси. У цьому випадку лінія візування залишається нерухомою відносно інерціальної системи координат, у той час як основа, на якій вона закріплена, обертається. Принцип стабілізації маси заснований на першому та другому законах Ньютона.

Зазвичай для управління підвісом використовують гіроскопічні системи стабілізації із зворотним зв'язком. Такі системи являють собою швидкісні слідкувальні системи, що використовують швидкісні вимірювачі кутової швидкості. Така система прагне звести до нуля різницю між вхідним командним сигналом за швидкістю та кутовою швидкістю підвісу. За відсутності сигналу

управління за швидкістю система зводить до нуля повний момент, що прикладається до підвісу. Для цього в системі має створюватись момент управління, рівний за величиною та протилежний за знаком моменту збурення.

У загальному випадку необхідно розглядати підвіс із трьома ортогональними осями з огляду на те, що реальні платформні системи не містять симетричних однорідних мас, що обертаються навколо єдиної осі. При цьому динаміка системи буде описуватись рівняннями Ейлера

$$\begin{aligned} M_x &= \omega_x J_x + \omega_y \omega_z (J_z - J_y) - (\omega_y^2 - \omega_z^2) J_{yz} - (\omega_x \omega_y + \dot{\omega}_z) J_{xz} + (\omega_x \omega_z - \dot{\omega}_y) J_{xy}; \\ M_y &= \omega_y J_y + \omega_x \omega_z (J_x - J_z) - (\omega_z^2 - \omega_x^2) J_{xz} - (\omega_z \omega_y + \dot{\omega}_x) J_{xy} + (\omega_x \omega_y - \dot{\omega}_z) J_{xz}; \\ M_z &= \omega_z J_z + \omega_x \omega_y (J_y - J_x) - (\omega_x^2 - \omega_y^2) J_{xy} - (\omega_x \omega_z + \dot{\omega}_y) J_{yz} + (\omega_x \omega_z - \dot{\omega}_x) J_{xz}, \end{aligned} \quad (1.1)$$

де M_x, M_y, M_z – моменти, що діють за осями підвісу; $\omega_x, \omega_y, \omega_z$ – проекції кутової швидкості платформи на її власні осі; J_x, J_y, J_z – моменти інерції осей підвісу; J_{yz}, J_{xz}, J_{xy} – відцентрові моменти інерції підвісу; $\dot{\omega}_x, \dot{\omega}_y, \dot{\omega}_z$ – проекції кутового прискорення платформи на її власні осі.

Головною метою систем, що використовують стабілізацію маси, є підтримка незмінної орієнтації корисного навантаження в інерціальному просторі. Існує два способи здійснити стабілізацію маси: за допомогою безредукторного приводу та зубчатої передачі.

Для стабілізації маси з безредукторним приводом використовують електродвигун з великим пусковим моментом, який встановлюється безпосередньо на осі підвісу без зубчатої передачі або ременів. Якщо ідеальна системи стабілізації маси з безредукторним приводом не має тертя, кабельних згинів, дисбалансу, кінематичних з'єднань або додаткових збурень, датчик залишається незмінно орієнтованим у просторі відповідно до законів Ньютона. Отже, питання управління системи стабілізації маси з безредукторним приводом зводиться до найкращого проектування електромеханічної конструкції з метою мінімізації збурень, що впливають на інерціальну стабілізовану платформу.

Фундаментальний принцип дії одноосного підвісу системи стабілізації маси з безредукторним приводом представлено на рис. 1.1. Двигун з безредукторним приводом встановлено на підвісі таким чином, що прикладений момент управління змушує корисне навантаження рухатись з прискоренням в інерціальному просторі. Рух корисного навантаження та його опори моделюється рівнянням

$$J \frac{d^2 \theta_{\ddot{e}}}{dt^2} = M_{\text{оїд}} + M_{\text{сá}}, \quad (1.2)$$

де J - сумарний момент інерції корисного навантаження та підвісу; $\theta_{\ddot{e}}$ - кутове положення лінії візування корисного навантаження; $M_{\text{оїд}}$ - момент управління, створюваний двигуном; $M_{\text{сá}}$ - сукупність моментів збурення.

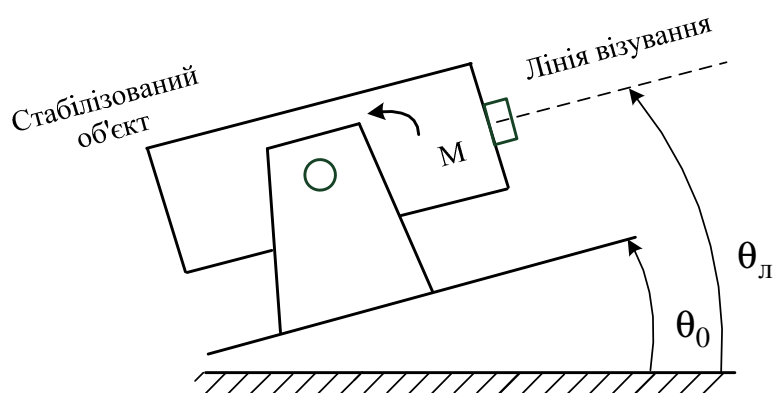


Рис. 1.1. Принцип дії одноосного підвісу системи стабілізації маси з безредукторним приводом

Основний зворотний зв'язок системи управління формується на основі сигналу гіроскопічного вимірювача. Гіроскопічний пристрій встановлюється у такий спосіб, щоби його вісь співпадала з лінією візування. Тоді гіроскопічний пристрій безпосередньо вимірюватиме кутову швидкість лінії візування в інерціальному просторі.

Момент збурення $M_{\text{сá}}$ являє собою еквівалентний момент, що характеризує дію усіх збурень, які впливають на поведінку системи у підвісі. До таких збурень відносяться тертя в осях підвісу та пружних згинів від електричних кабелів, які

перетинають осі підвісу, явища дебалансу, вплив зв'язку із другими рамками підвісу, вплив руху об'єкта-носія, а також внутрішні збурення датчика. Момент управління $M_{\text{оїд}}$ формується у контурі управління системи. Після застосування перетворення Лапласа він може бути поданий у вигляді

$$\theta_{\text{е}}(s) = (M_{\text{оїд}} + M_{\text{сá}}) / Js, \quad (1.3)$$

де s - оператор Лапласа. Блок-схема системи стабілізації маси з безредукторним приводом представлена на рис. 1.2.

Представлена на рис. 1.2. система стабілізації складається з гіроскопічного пристрою, який вимірює кутову швидкість лінії візування, і комбінованого приводного двигуна з корекцією, який створює момент управління $M_{\text{оїд}}$. Цей момент управління визначається компенсаційним контролером відповідно до сигналу управління та сигналу зворотного зв'язку за кутовою швидкістю лінії візування в інерціальному просторі.

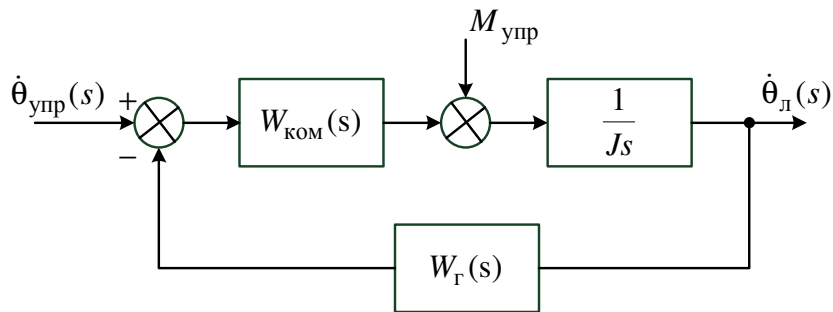


Рис. 1.2. Блок-схема системи стабілізації маси з безредукторним приводом:

$\theta_{\text{оїд}}(s)$ - кутова швидкість управління, $W_{\text{а}}(s)$ - передавальна функція гіроскопічного пристрою; $W_{\text{ен}}(s)$ - передавальна функція приводного двигуна з компенсаційним контуром зворотного зв'язку за похибкою

Вхідна кутова швидкість управління $\dot{\theta}_{\text{ин}}(s)$ забезпечує управління підвісом, що дозволяє виконувати відслідковувати ціль лінією візування або переміщати лінію візування до нового положення. З блок-схеми рис. 1.2 виходить, що

поведінка замкнутого контуру управління лінією візування визначається рівнянням [5]:

$$\dot{\theta}_{\varepsilon}(s) = \frac{W_{\varepsilon\dot{\theta}}(s)/J}{s + W_{\varepsilon\dot{\theta}}(s)W_{\dot{\theta}}(s)/J} \dot{\theta}_{\text{від}}(s) + \frac{1/J}{s + W_{\varepsilon\dot{\theta}}(s)W_{\dot{\theta}}(s)/J} T_{\text{за}}, \quad (1.4)$$

Метою системи управління є регулювання вихідної кутової швидкості лінії візування за умови мінімізації зовнішніх збурень. Представлена модель знехтує похибками гіроскопічного пристрою та електродвигуна та шумами електронних пристроїв, але добре ілюструє основну мету управління, відпрацювання сигналів управління за кутовою швидкістю з подавленням збурень.

Система стабілізації маси з приводом з трибовим редуктором за принципом дії подібна до системи стабілізації маси з безредукторним приводом. Підвіс з безредукторним приводом максимально використовує переваги законів Ньютона, оскільки в ідеальній системі стабілізації маси з безредукторним приводом корисне навантаження залишається у своєму початковому положенні. Зрозуміло, що трибовий редуктор природно передає рух основи об'єкта носія корисному навантаженню. Отже, навіть за відсутності тертя система має компенсувати рух, зумовлений ривками, креном та диферентом об'єкта-носія. Незважаючи на цей недолік використання двигуна з трибовим редуктором необхідне, якщо у підвісі використовуються підшипники великого діаметру. Безредукторні двигуни з підшипниками великого діаметру є дорогими, важкими та часто потребують доробки. Крім того, використання шестірень дозволяє створити більші моменти у порівнянні з безредукторними приводами.

Блок-схема системи стабілізації маси з приводом з трибовим редуктором представлена на рис. 1.3. Як і в схемі з безредукторним приводом гіроскопічний вимірювач забезпечує безпосереднє вимірювання лінії візування оптичного датчика. Корисне навантаження характеризується моментом інерції J_{ε} та кутом лінії візування θ_{ε} . У математичному описі, що описує схему з трибовим редуктором, з'являються нові змінні, а саме момент інерції двигуна $J_{\dot{\theta}}$, передатне число (відношення радіусу шестірні двигуна до радіусу шестірні

корисного навантаження) та кут двигуна $\theta_{\ddot{a}}$. Динаміка системи стабілізації маси з приводом з трибовим редуктором може бути описана системою рівнянь

$$J_{\ddot{a}} \frac{d^2 \theta_{\ddot{a}}}{dt^2} = T_{\delta i \delta} - rF + M_{\zeta \dot{a}1}; \quad (1.5)$$

$$J_{\ddot{e}} \frac{d^2 \theta_{\ddot{e}}}{dt^2} = RF + M_{\zeta \dot{a}2}, \quad (1.6)$$

де F сила взаємодії між спряженими трибовими шестірнями; r - радіус шестірні двигуна, R - радіус шестірні, прикріпленої до підвісу. Момент збурення $M_{\zeta \dot{a}1}$, який діє на підшипники корисного навантаження зумовлений тертям, вигинами кабелів, дисбалансом та взаємодією з зовнішнім середовищем. Момент збурення $M_{\zeta \dot{a}2}$, що діє на двигун, зумовлений трибовим зчіпленням, тертям у підшипниках та дефектами двигуна.

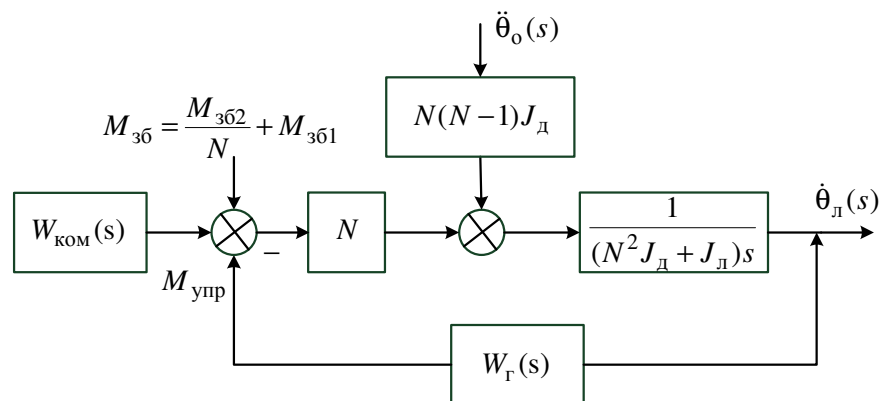


Рис. 1.3. Блок-схема системи стабілізації маси з приводом з трибовим редуктором

Кінематичні співвідношення для схеми з трибовим редуктором, які описують кінематичний зв'язок між корисним навантаженням, двигуном та об'єктом-носієм, є такими

$$\theta_{\ddot{e}} = \theta_{\ddot{e}f} + \theta_{\dot{i}}; \quad (1.7)$$

$$\theta_{\ddot{a}} = \theta_{\ddot{a}f} + \theta_{\dot{i}}; \quad (1.8)$$

$$\theta_{\ddot{a}f} = N\theta_{\ddot{e}f}, \quad (1.9)$$

де $\theta_{\ddot{e}f}$ - орієнтація підвісу (і лінії візування відповідно) відносно об'єкта-носія, $\theta_{\ddot{a}f}$ - орієнтація осі двигуна відносно об'єкта-носія; θ_o - кут нахилу основи

відносно заданої системи відліку, наприклад, кут нахилу у площині горизонту. Рівняння (1.9) зв'язує кутове положення корисного навантаження та двигуна відносно положення об'єкта, тут N передатне число R/r .

Після застосування перетворення Лапласа до рівнянь (1.5), (1.6) та використання кінематичних співвідношень (1.7) – (1.9) можна отримати

$$\dot{\theta}_{\tilde{e}}(s) = \frac{[NM_{\tilde{o}\tilde{i}\tilde{o}} + NM_{\zeta\tilde{a}1} + M_{\zeta\tilde{a}2} + N(N-1)J_{\tilde{a}}\ddot{\theta}_{\tilde{i}}(s)]}{(N^2J_{\tilde{a}} + J_{\tilde{e}})s}, \quad (1.10)$$

яке відповідає диференціальному рівнянню (1.4) для безредукторної системи. Вираз (1.10) являє собою математичний опис структурної схеми, представленої на рис. 1.3. Як і в попередньому випадку, гіроскопічний прилад вимірює кутову швидкість лінії візування і на підставі цих вимірювань на валу привода створюються моменти для протидії збуренням. Відповідно до рис. 3 кутова швидкість лінії візування визначається трьома складовими

$$\dot{\theta}_{\tilde{e}}(s) = \frac{W_{\tilde{e}\tilde{n}}(s)/J'}{s + W_{\tilde{e}\tilde{n}}(s)W_{\tilde{a}}(s)/J'}\dot{\theta}_{\tilde{o}\tilde{i}\tilde{o}}(s) + \frac{(N-1)J_{\tilde{a}}/J'}{s + W_{\tilde{e}\tilde{n}}(s)W_{\tilde{a}}(s)/J'}\ddot{\theta}_{\tilde{i}}(s) + \frac{1/J'}{s + W_{\tilde{e}\tilde{n}}(s)W_{\tilde{a}}(s)/J'}M_{\zeta\tilde{a}}, \quad (1.11)$$

де $J' = NJ_{\tilde{a}} + J_{\tilde{e}}/N$ та $M_{\zeta\tilde{a}} = M_{\zeta\tilde{a}1} + M_{\zeta\tilde{a}2}/N$. Порівняльний аналіз виразів (1.2) та (1.11) показує, що схема, яка використовує привід із трибовим редуктором має два небажані входи, а саме момент збурень $M_{\zeta\tilde{a}}$ та кутове прискорення $\ddot{\theta}_{\tilde{o}}$, зумовлене рухом основи, яке передається від об'єкта-носія. Тому основна різниця між безредукторним приводом та приводом із трибовим редуктором полягає у зв'язку з рухом основи. Цей зв'язок проявляється у тому, що лінія візування рухається відповідно до руху основи. Очевидно, що контур управління має компенсувати цей зв'язок за швидкістю об'єкта-носія, а також момент збурення $M_{\zeta\tilde{a}}$.

1.3. Джерела похибок інерціальних стабілізованих платформ

Як і кожна складна система, інерціальна платформна система, що працює за принципом стабілізації маси має свої похибки. Джерела похибок таких систем, розділених на три групи, представлені на рис. 1.4.

Хоча моменти збурення зумовлюються різними джерелами, їх сумарний вплив може бути описаний еквівалентним моментом збурення $M_{\text{са}}$, що спрощує математичне моделювання інерціальних стабілізованих платформ. Найбільш важливою характеристикою інерціальних стабілізованих платформ є здатність подавлювати збурення. Нижче наводяться найбільш типові для інерціальних стабілізованих платформ збурення.

Найбільш важливим збуренням електромеханічних конструкцій є моменти, зумовлені сухим тертям. Тертя виникає внаслідок поверхневої взаємодії, у підшипникових опорах підвісу, наявності екранів електромагнітного впливу та впливу зовнішнього середовища, щіткового контакту у двигунах або відповідного явища в гідравлічних або пневматичних виконавчих механізмах.

Збурення виникають також внаслідок пружних моментів, зумовлених згином, стисненню та розтягуванню електричних кабелів між корисним навантаженням та об'єктом-носієм. На додаток, деякі корисні навантаження потребують трубопроводів охолоджуючої рідини, або електричних та механічних з'єднань з об'єктом-носієм.

Моменти невривноваженості проявляться у «тремтінні» лінії візування. Цей момент зумовлюється неспівпадінням центру ваги корисного навантаження та осі обертання підвісу. Лінійна вібрація створює момент збурення на плечі центра ваги.

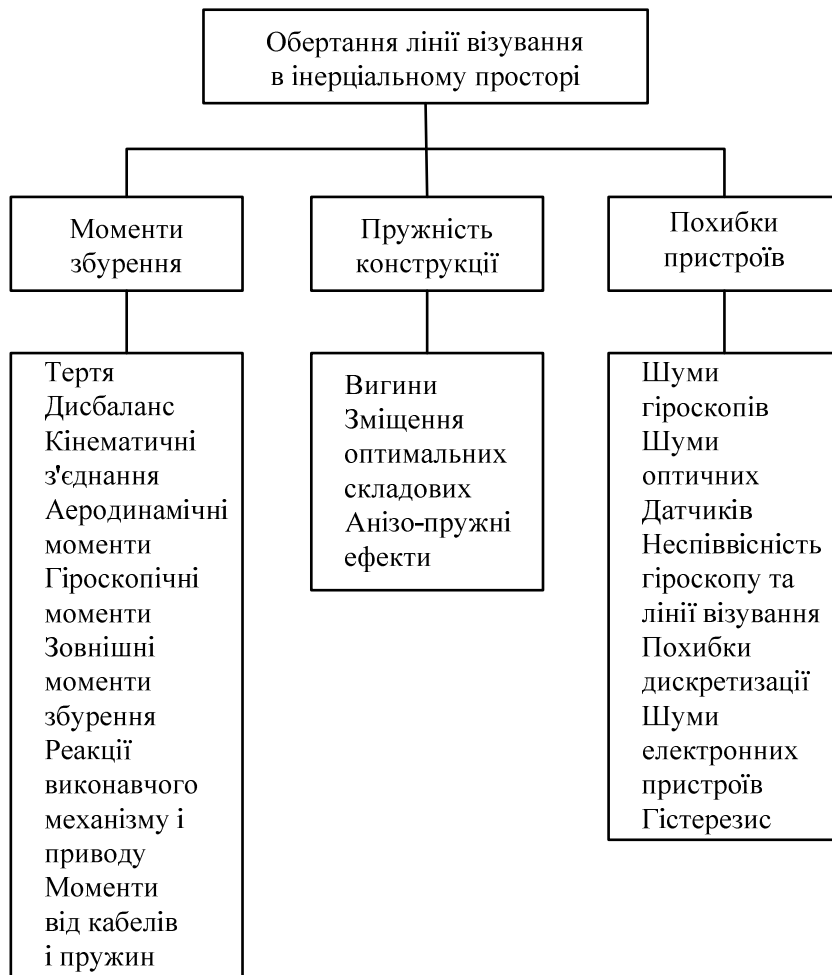


Рис. 1.4. Джерела похибок системи, яка працює за принципом стабілізації маси

Збурення, зумовлені кінематичним зв'язком підвісу з об'єктом-носієм виникають внаслідок кутового руху останнього, тобто під час його поворотів на кут рискання, диференту, крену. Очевидно, що внаслідок такого руху змінюється орієнтація інерціальної стабілізованої платформи відносно об'єкта носія. З математичної точки зору ці зміни можуть бути представлені як момент збурення, зумовлений кутовим рухом об'єкта-носія та діючий на підвіс системи із встановленим на ним корисним навантаженням.

Зв'язок між рамками підвісу зумовлюється векторними добутками моментів інерції. При цьому моменти збурення виникають відносно однієї рамки внаслідок руху другої рамки. Інший тип взаємозв'язку між осями підвісу

проявляється у гіроскопічних моментах. При цьому добуток кутових швидкостей за двома осями призводить до виникнення моменту збурення у третій осі.

Внутрішні збурення зумовлені шумами у контурі управління, точніше такими його складовими як виконавчі механізми, електронні та гіроскопічні пристрої, можуть також бути представлені у вигляді еквівалентних моментів. Шуми відносяться до непередбачених збурень, але вони, наприклад, можуть зумовлюватися зчепленням двигуна. При цьому ротор двигуна взаємодіє з магнітними полюсними наконечниками двигуна. Як приклад іншого внутрішнього збурення можна розглядати збуджувальні сили, які виникають внаслідок наявності рухомих частин у корисному навантаженні, наприклад, криогенні охолоджувачі або сканувальні дзеркала усередині відео або інфрачервоної камери.

Структурні вигини виникають внаслідок деформації корисного навантаження або підвісу під дією зовнішніх збурень або вібрацій. Зазвичай «тремтіння» внаслідок структурних вигинів вимірюється гіроскопічним приладом і потім зменшується завдяки відповідному моменту управління.

Збурення, зумовлені зовнішнім середовищем, можуть проявлятися безпосередньо та опосередковано. Якщо інерціальна стабілізована платформа та корисне навантаження підвергаються дії аеродинамічних потоків, виникає бафтінг. Опосередковані збурення зумовлюються змінюваннями температури або утворенням інею на інерціальній стабілізованій платформі. Температурні змінювання можуть призвести до змінювань інших збурень, наприклад, моментів тертя або моментів внаслідок взаємозв'язку внутрішніх рамок підвісу. Утворення інею може змінити балансування підвісу, що може призвести до підсилення впливів вібрації.

Слід зазначити, що у більшості випадків відомі аналітичні моделі цих збурень не є придатними для математичного моделювання прецизійних інерціальних платформ.

Система управління є важливою складовою інерціальної стабілізованої платформи. Вона, що найменш, виконує три функції, а саме стабілізацію лінії

візування оптичного датчика для створення зображення високої якості; стеження за ціллю, яка знаходиться у полі зору оптичного датчика та визначення орієнтації лінії візування у такий спосіб, щоби місцезнаходження цілі могло бути визначено у відповідній системі координат.

Більшість систем управління інерціальних стабілізованих платформ складаються з зовнішнього контуру стеження та внутрішнього контуру стабілізації, представлених на рис. 1.5, 1.6. Внутрішній контур стабілізації призначено для компенсації збурень та мінімізації небажаного руху електромеханічної конструкції. В той час як зовнішній контур стеження має забезпечувати постійний напрямок лінії візування оптичного датчика на ціль.

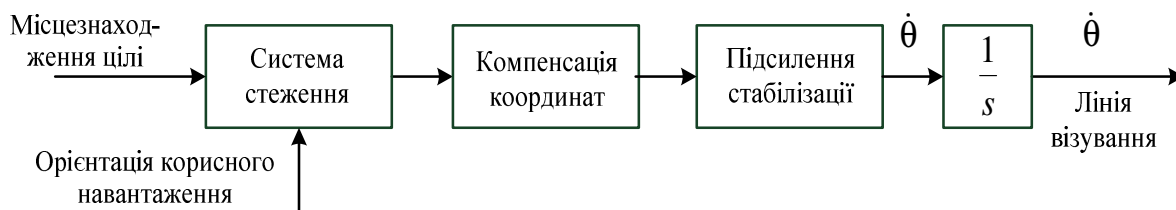


Рис. 1.5. Структурна схема зовнішнього контуру системи управління інерціальної стабілізованої платформи

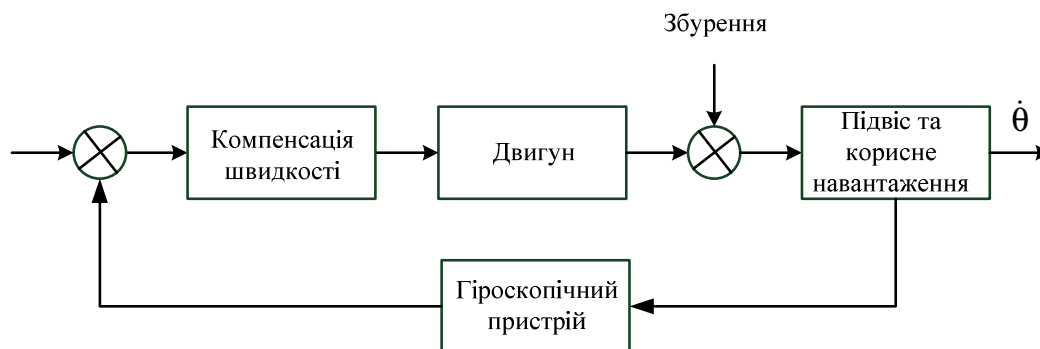


Рис. 1.6. Структурна схема внутрішнього контуру системи управління інерціальної стабілізованої платформи

Внутрішній контур стабілізації являє собою систему управління з від'ємним зворотним зв'язком та відносно широкою смугою пропускання. Кутова швидкість лінії візування, вимірювана гіроскопічним пристроєм, складається з вхідними сигналами управління за кутовою швидкістю, які надходять від контуру стеження, і перетворюється в сигнали управління приводом виконавчого механізму, тобто підсистемою компенсації кутової швидкості. Таким чином момент управління, створюваний виконавчим механізмом, управляє механічним блоком корисного навантаження у такий спосіб, що кутова швидкість лінії візування, вимірювана гіроскопічним пристроєм, компенсується, положення лінії візування залишається незмінним і забезпечується мінімальне розсіювання зображення. Електронні пристрої контуру забезпечують його стійкість та високі характеристики контуру стабілізації як слідкуючої системи.

Основними елементами контуру стабілізації є виконавчий механізм, гіроскопічний пристрій та контур компенсації. За виконавчі механізми можуть використовуватись електродвигун сталого струму, електродвигун змінного струму, гідравлічні або пневматичні виконавчі механізми. Що стосовно гіроскопічних приладів, то тут можна перерахувати швидкісні гіроскопи, гіроскопи, що інтегрують, гіроскопи із динамічним настроюванням, кільцеві лазерні гіроскопи та волоконно-оптичні гіроскопи.

Під час створення компенсаційного контуру стабілізації необхідно забезпечувати деякі вимоги. Очевидно, що контур має бути стійким, здатним сприймати команди стеження та здатним компенсувати збурення, що діють на положення лінії візування. Порівняльний аналіз характеристик класичних регуляторів, найбільш часто використовуваних в контурах стабілізації, представлено в табл. 1.1.

Таблиця 1.1 Класичні регулятори інерціальних стабілізованих платформ

Тип регулятора	Складність у проектуванні	Здатність сприймати команди	Заглушення збурень
Пропорційний (P) регулятор	Простий у проектуванні	Прийнятна	Добре у низькочастотній області, погане в інших
Пропорційно-інтегральний (PI) регулятор	Більш складний	Прийнятна	Добре у низькочастотній області, середнє в інших
Пропорційно-інтегральний з диференціюванням (PID) регулятор	Найскладніший	Прийнятна, але має тенденцію до коливань	Найкраще у низькочастотній області

Головним призначенням швидкісного контуру є компенсація збурень. На підставі досліджень [5] встановлено, що для усіх розглянутих регуляторів у зоні високих частот за межею їх смуги перепускання частотні характеристики контуру визначаються власними характеристиками механізму підвісу. Але зоні низьких частот, що належать до смуги перепускання, мають свої відмінності для контролерів різного типу.

Слід зазначити, що PI- та PID-регулятори є більш поширеними, оскільки пропорційні P-регулятори не можуть забезпечити необхідний рівень заглушення низькочастотних збурень. PID-регулятори забезпечують найкращий рівень заглушення низькочастотних перешкод, але мають тенденцію до коливань у момент прикладання сигналів управління. Крім того, беручи до уваги такі властивості реальних систем як механічні резонанси, у багатьох випадках

забезпечення вимоги до стійкості системи із використанням PID-регуляторів є досить складною задачею.

Зазвичай класичні PI- та PID-регулятори задовольняють вимоги широкого класу високоточних контурів стабілізації. Тим не менш залежно від галузі застосування та точнісних вимог можуть бути застосовані і інші типи регуляторів. Наприклад, традиційна схема регулятора може бути доповнена схемою компенсації моментів тертя. У деяких випадках може застосовуватись адаптивне управління. Можуть бути використані і альтернативні варіанти, у тому числі регулятори із прямим зв'язком. Але найбільш перспективним з огляду на те, що головною метою контуру стабілізації є заглушення перешкод, вважається застосування робастних регуляторів.

З точки зору реалізації внутрішній контур регулятора може бути цифровим за умови забезпечення смуги перепускання, достатньої для конкретного застосування.

Особливості контуру стеження полягають у наступному. За своєю структурою контур стеження є подібним до контуру стабілізації, але на відміну від внутрішнього контуру, для якого вхідним сигналом є швидкість лінії візування, для зовнішнього контуру вхідним сигналом є кут лінії візування. Як і контур стабілізації, контур стеження має бути стійким, придатним для обробки сигналів управління та стійким до дії збурень та перешкод. У той час як внутрішній контур стабілізації приймає сигнали управління від контуру стеження, зовнішній контур стеження приймає сигнали управління від системи визначення цілі. Тому проектування системи супроводження цілі та контуру стеження має являти собою єдиний процес.

Система супроводження цілі обробляє оптичне зображення з метою визначення місцезнаходження цілі у межах поля зору датчика. При цьому визначається відносне місцезнаходження цілі відносно орієнтації датчика, тобто похибка між орієнтацією лінії візування та місцезнаходженням цілі. Обробка зображення у системі супроводження призводить до появи запізнь в обчислюваннях, внаслідок чого з'являється запізнення за фазою у контурі

стеження. На додаток до затримки даних іноді система супроводження не видає інформації, наприклад, за умови зменшення видимості цілі. Тим не менш існують системи супроводження із спеціальними методами обробки сигналів.

Оскільки система супроводження не є ідеальною, вона створює як систематичні похибки зміщення координат так і випадкові шуми. Варіації візуальних характеристик послідовних зображень після проходження через алгоритми обробки інформації у системі супроводження, призводять до тремтіння вихідних сигналів системи. Крім того, за умови низького відношення сигнал/шум система супроводження може просто не визначити місцезнаходження цілі, що призводить до пропуску окремих зображень. У кожному випадку система супроводження є дискретний пристрій, який формує вихідні сигнали у фіксовані моменти часу, що призводить до затримок у контурі стеження.

Обмеження внаслідок дискретизації можливо мінімізувати за допомогою введення коригувальної швидкості [9]. При цьому для оцінювання місцезнаходження цілі застосовується математична модель. Ця модель призначена для оцінювання місцезнаходження цілі у проміжки між дискретними моментами видачі вихідних сигналів системи супроводження. Модель постійно обновлюється на підставі інформації, що надходить від системи супроводження. На останньому кроці модель цілі екстраполюється для прогнозування місцезнаходження цілі. Ця оцінка прогнозу може використовуватись для обчислення швидкості підвісу, яка забезпечує стеження за ціллю. Ці аналітично визначені кутові швидкості підвісу можуть бути використані як додаткові вхідні сигнали контуру стабілізації кутової швидкості. Таким чином кутові швидкості підвісу становляться сигналами коригувальної швидкості для контуру стабілізації. Цей процес супроводжується фільтрацією для зменшення шумів системи супроводження та інтерполяцією пропущених дискретних інтервалів. У разі необхідності суттєвого підвищення обчислювальних потужностей математична модель може забезпечити оцінювання місцезнаходження цілі на

більш високих швидкостях у порівнянні із кутовими швидкостями класичної системи супроводження.

Вибір пристрою слідкування для конкретного застосування залежить від типу цілі та її динамічних характеристик, очікуваного освітлення (денне або нічне світло), наявності туману, пилу, диму або дощу. Одні пристрої слідкування найкраще підходять для цілей з високою контрастністю, другі – для рухомих цілей, треті можуть працювати лише з цілями розміри яких складають декілька пікселів усередині оптичного зображення датчика. Деякі пристрої слідкування використовують адаптивні алгоритми, змінювані залежно від умов експлуатації. Інші, наприклад, такі як пристрої слідкування із корекції швидкості, використовують додаткову інформацію для покращання точності слідкування.

Більшість пристроїв слідкування є автоматичними, хоча оператор з координатною ручкою та дисплеєм також може задавати команди управління інерціальною стабілізованою платформою. В автоматичних пристроях слідкування відео-зображення оброблюється з метою оцінювання місцезнаходження цілі. Автоматичний пристрій слідкування зазвичай потребує розпізнання цілі або втручання оператора для початкового визначення цілі. Пристрій слідкування оброблює окреме зображення для оцінки комплексних характеристик цілі та визначення спроможності алгоритму слідкуючого пристрою однозначно визначити місцезнаходження цілі та продовжити роботу слідкуючого пристрою. Якщо попередні комплексні характеристики придатні для обробки алгоритмом, пристрій слідкування захоплює ціль та починає її супроводження. У більшості випадків пристрій слідкування оцінює положення цілі для кожного послідовного зображення, що генерується оптичним датчиком. Вдосконалені пристрої слідкування здійснює постійний моніторинг комплексних характеристик цілі з метою визначення можливості продовження слідкування за ціллю. Та найбільш вдосконалені пристрої слідкування забезпечують певну вірогідність показників якості процесу стеження.

Існує багато типів пристроїв слідкування із різними принципами дії. Зазвичай вибір пристрою слідкування залежить від таких факторів як очікувані

розміри цілі, форма цілі, відношення сигнал/шум та фонові перешкоди. Процес слідкування може бути визначений п'ятьма функціями, а саме – обробка інформації, задання розмірів кадру, алгоритм супроводження цілі, визначення відмов та управління. У функцію обробки інформації входить попередня обробка зображення з метою отримання відеосерії імпульсів передачі зображення з метою підвищення ефективності процесу спостереження. Наприклад, у деяких пристроях слідкування аналогові відеосерії перетворюються у двійковий код порівнянням кожного пікселя із наперед заданим пороговим сигналом. Ця операція значно спрощує складність представлення відео зображення. Задання розмірів кадру визначає області у середині загальної відеосерії імпульсів передачі зображення, придатних для обробки кадру алгоритмом пристрою слідкування. Алгоритм функціонування або супроводження цілі визначає положення цілі у поточному кадрі. При реалізації алгоритму як основа визначення відповідності пікселів цілі можуть використовуватись контрастність різних пікселів, зв'язок із зразковими кодовими комбінаціями та інші критерії. Основними вихідними сигналами пристрою слідкування є вертикальне та горизонтальне переміщення відео зображення цілі на кожному кадрі. Визначення відмов здійснюється на підставі вимірювання та визначення стану пристрою слідкування. Ця операція забезпечує певну вірогідність місцезнаходження цілі, визначеної за допомогою алгоритму. Управління є операцію вищого рівня, яка здійснюється пристроєм слідкування на підставі вхідних сигналів, заданих оператором та інформації про наявність відмов, що забезпечує постійний захват цілі. Якщо дана відеосерія імпульсів передачі зображення не спроможна забезпечити вірогідну оцінку місцезнаходження цілі, необхідно виконувати дії по повторному її визначенню. Необхідно також передбачити заходи, які дозволять пристрою слідкування функціонувати протягом послідовності відеокадрів у разі тимчасового зникнення цілі з огляду. Взаємозв'язок між цими функціями показаний на рис. 1.7.

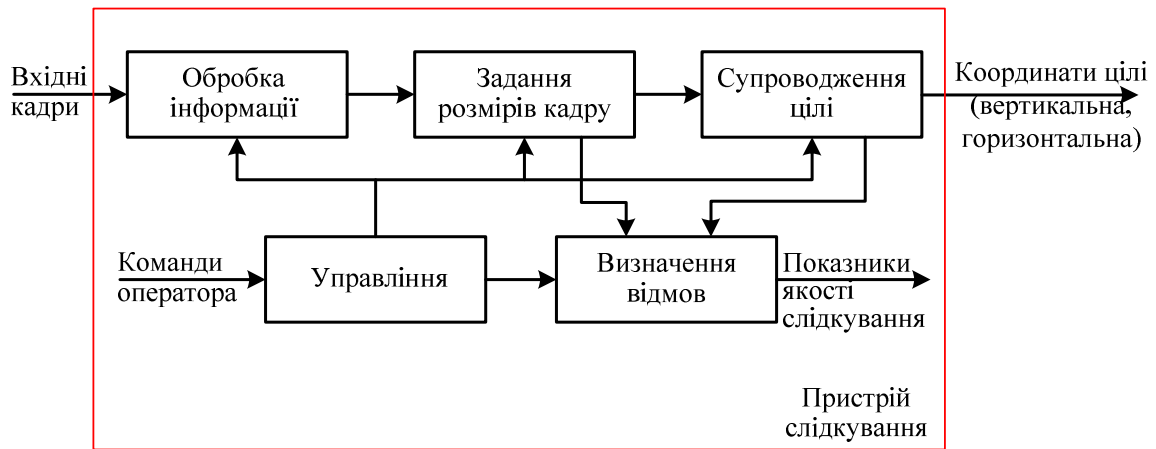


Рис. 1.7. Взаємозв'язок функцій процесу супроводження цілі

Висновок

В даному розділі було розглянуто інерціальні стабілізовані платформи , їх застосування , принцип дії та джерела похибок

РОЗДІЛ 2

Характеристика проблеми автоматизованого проектування робастних інерціальних стабілізованих платформ

2.1. Концепція автоматизації проектування інерціальних стабілізованих платформ на підставі інтерактивних процедур робастної оптимізації

Характерною особливістю проектування інерціальних стабілізованих платформ з огляду на їх складність та необхідність забезпечення принципів робастного управління є необхідність виконання великої кількості обчислень та перетворень, що потребує використання автоматизованого проектування.

Слід зазначити, що системи управління взагалі та системи зазначеного типу зокрема на відміну від інших систем (наприклад, приладових комплексів) являють собою сукупність пристроїв, що працюють в режимі управління об'єктом, що додає до процесу їх проектування низку специфічних проектних процедур [17 , 18], а саме необхідність побудови математичних моделей, проведення синтезу регуляторів, аналізу характеристик (стійкості, точності та робастності) синтезованої системи.

Об'єктом стабілізації у даному випадку є платформа разом із встановлюваним на ній інформаційно-вимірювальними пристроями. Стабілізація та управління рухом платформи здійснюються за допомогою слідкуючих систем, що складаються з датчиків, регуляторів та виконавчих механізмів.

Перші кроки процесу проектування стабілізованої платформи включають вибір функціональної та кінематичної схем, які можуть здійснюватись на підставі вимог ТЗ з урахуванням досвіду попередніх розробок-аналогів, вибір структурної схеми та технічних засобів.

Кафедра АКСУ				НАУ 20 10 06 000 ПЗ			
Виконав	Салюк О.О.			Характеристика проблеми автоматизованого проектування робастних інерціальних стабілізованих платформ	Літ.	Арк.	Аркушів
Керівник	Сущенко О.А.						
Консульт.	Сущенко О.А.						
Н. контр.	Дивнич М.П.						
Зав. каф.	Тачиніна О.М.						
					202М 151		29

Склад технічних засобів системи стабілізації інформаційно-вимірювальних пристроїв (СС ІВП) для випадку навігаційних датчиків представлено на рис. 2.1, на якому використовуються такі позначення: ГП – гіроприлад, до складу якого входять чутливий елемент (ЧЕ), датчик кута (ДК), датчик моменту (ДМ), А – акселерометр, П – платформа із підвісом, ВМ – виконавчий механізм, до якого входять двигун (Д) та редуктор (Рд), КП – керуючий пристрій, ЕП – електронні пристрої, у тому числі цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП), аналого-цифровий перетворювач (АЦП), ШІМ – широтно-імпульсний модулятор, ДКВР – датчик кута відносного руху. Відповідно до цього складу здійснюється вибір технічних засобів та виконується розподіл системи на окремі складові як об’єкти проектування за частковими ТЗ [8].

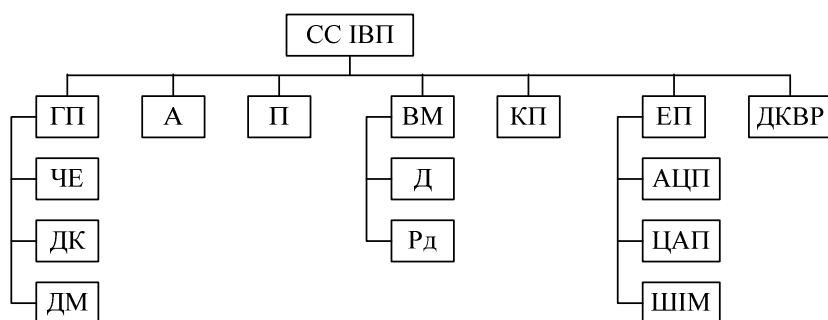


Рис. 2.1. Технічні засоби інерціальних стабілізованих платформ

Наступним кроком проектування є розробка математичного забезпечення, яке містить номінальні та параметрично збуджені моделі системи стабілізації, а також моделі зовнішніх збуджень. Моделі системи стабілізації складаються на підставі моделей окремих пристроїв, що входять до її складу на підставі принципу агрегування. Далі виконується синтез робастної системи стабілізації із визначенням її структури та параметрів. Подальші проектні процедури містять розрахунки, макетування, конструкторську та технологічну розробку, виготовлення дослідних зразків та випробувань, які проводяться для окремих складових системи стабілізації, а потім для усїєї системи у цілому [10, 17, 18].

Місце проведених досліджень в процесі проектування стабілізованої платформи окреслюється кроками створення математичного забезпечення та розроблення автоматизованих процедур синтезу системи стабілізації.

Характерною рисою процесів оптимального проектування складних багатоконтурних систем є наявність не лише глобального, а і значної кількості локальних екстремумів, однією з причин появи яких є обмеження на простір проектувальних параметрів, зумовлені вимогами ТЗ. Отже, виникає проблема аналізу отриманих результатів повторного виконання процедур параметричної оптимізації або структурного синтезу. Ці особливості призводять до необхідності використання інтерактивних процедур автоматизованого проектування [8].

У цілому проблема проектування систем стабілізації потребує розв'язання низки задач, до яких відносяться: постановка задачі оптимального проектування; створення повного математичного опису системи з максимально можливим урахуванням усіх нелінійностей, притаманних реальним системам; створення лінеаризованої математичної моделі системи у просторі станів; аналіз вимог, які надаються до системи взагалі та формування критерію оптимізації і штрафної функцій; створення математичних моделей зовнішніх збурень з урахуванням специфіки руху об'єкта, на якому експлуатується досліджувана система; створення методики завдання зовнішніх збурень; вибір методу оптимізації; створення методу проектування робастної системи з орієнтацією на сучасні автоматизовані засоби проектування; моделювання та аналіз результатів.

Створення процедур автоматизованого проектування робастних систем потребує використання комплексу моделей системи із різними властивостями, які визначаються метою етапу досліджень.

Під час проектування будь-якого технічного об'єкта обирається критерій оптимізації [14, 17, 18]. Для сучасних інерціальних стабілізованих платформ, що функціонують в умовах невизначеності, а саме параметричних (внутрішніх) та координатних (зовнішніх) збурень, за такий критерій доцільно обрати показники робастності системи, а саме H_∞ -норму функції комплементарної чутливості проектованої системи [11]. Для проведення параметричної оптимізації можливе одночасне урахування як показників якості, так і показників робастності, тобто

H_2 -норми функції чутливості та H_∞ -норми функції комплементарної чутливості проектованої системи [11].

До систем зазначеного типу надаються суперечливі вимоги, тому процес їх автоматизованого проектування має базуватись на засадах векторної оптимізації. Ефективне рішення потребує участі проектувальника, тобто організації інтерактивних процедур [8].

Слід зазначити, що проектування систем управління взагалі та систем стабілізації зокрема на підставі H_∞ - та H_2/H_∞ -оптимізації засноване на поєднанні частотних методів та методів простору станів. Ці методи характеризуються складними перетвореннями та розрахунками та вимагають для своєї реалізації використання комп'ютерної техніки.

Створення процедур автоматизованого проектування робастних систем на підставі їх математичного опису у просторі станів підтримується значною кількістю спеціалізованих обчислювальних процедур, які є складовими розширених пакетів обчислювальної системи MATLAB. Важливою перевагою цієї системи є простота інтерфейсів і зручність використання для проектувальника, що дозволяє створювати процедури автоматизованого проектування фахівцю з систем досліджуваного класу і не потребує участі професіоналів з обчислювальної техніки. Відсутність цієї проміжної ланки підвищує ефективність проектування.

Вдосконалення інерціальних стабілізованих платформ здійснюється в двох напрямках, включаючи модернізацію існуючих та проектування нових систем. Модернізацію систем зазначеного типу доцільно здійснювати на підставі інтерактивних процедур, заснованих на векторній робастній параметричній оптимізації, а проектування нових систем потребує інтерактивних процедур на підставі векторного робастного структурного синтезу.

Структуру САПР робастних інерціальних стабілізованих платформ та відповідних проектних процедур представлено на рис. 2.6, 2.7 [8]. САПР робастних інерціальних стабілізованих платформ має підтримуватись

математичним і програмним забезпеченням, структуру якого показано на рис. 2.8 [8]



Рис. 2.6. Структура САПР інерціальних стабілізованих платформ: ІСП – інерціальна стабілізована платформа

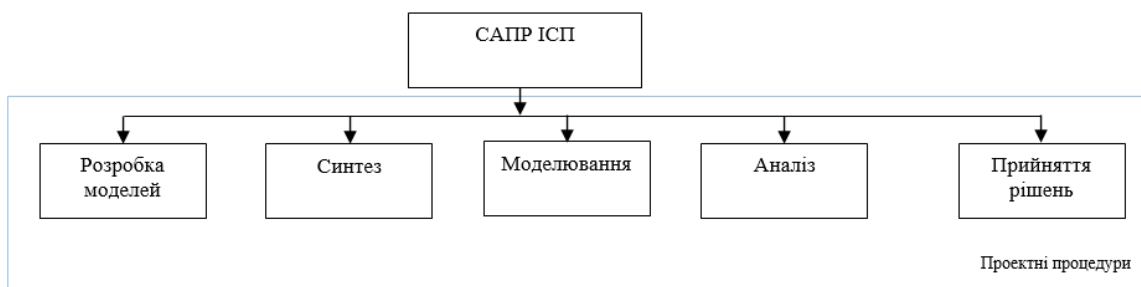


Рис. 2.7. Проектні процедури САПР інерціальних стабілізованих платформ

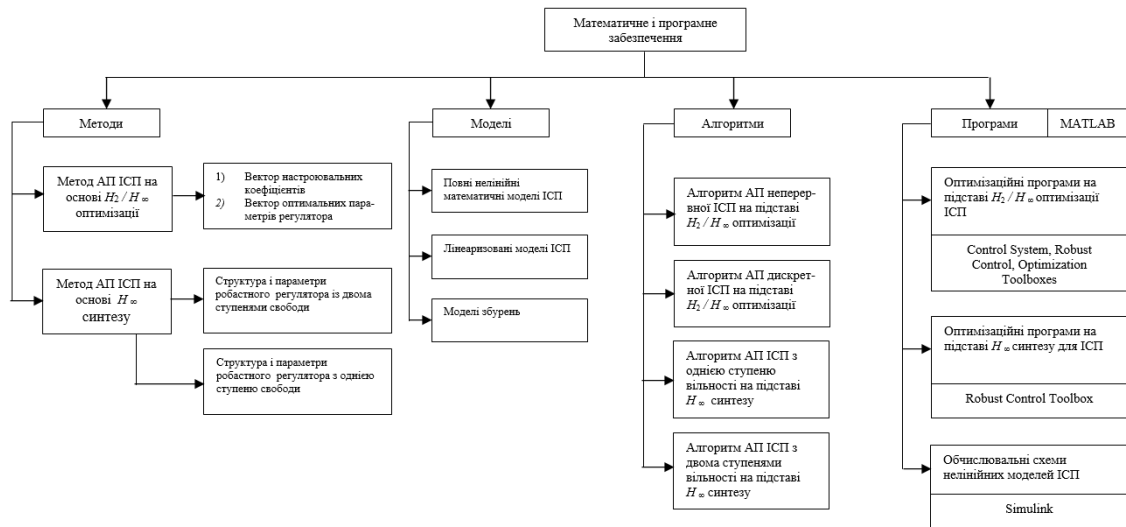


Рис. 2.8. Математичне і програмне забезпечення САПР інерціальних стабілізованих платформ: АП – автоматизоване проектування, ІСП – інерціальна стабілізована платформа

Узагальнені схеми процесу проектування, що пояснюють сутність основних методів автоматизованого проектування інерціальних стабілізованих платформ на рухомій основі, а саме методу автоматизованого проектування існуючих систем, що являє собою інтерактивну процедуру, засновану на векторній робастній параметричній H_2 / H_∞ -оптимізації та методу автоматизованого проектування нових систем, що являє собою інтерактивну процедуру, засновану на векторному робастному структурному H_∞ -синтезі, представлені на рис. 2.9, 2.10.

На цих схемах показано взаємозв'язок основних складових представлених методів, а саме створення математичних моделей, вибору критеріїв оптимізації та обмежень оптимізаційної задачі, вибір методу оптимізації та інтерактивний процес пошуку оптимального рішення на підставі аналізу виконання технічних вимог за допомогою моделювання.

У цілому методи автоматизованого проектування робастних інерціальних стабілізованих платформ потребують виконання низки етапів, до яких відносяться:

1. Постановка задачі і визначення цілі оптимального проектування.
2. Створення повного математичного опису системи з максимально можливим урахуванням усіх нелінійностей, притаманних реальним системам.
3. Створення лінеаризованої математичної моделі системи у просторі станів.
4. Створення математичних моделей зовнішніх збурень з урахуванням специфіки руху об'єкта, на якому встановлюється досліджувана система.
5. Аналіз вимог, які надаються до системи, та формування критерію оптимізації та штрафної функції.
6. Вибір методу оптимізації.
7. Створення алгоритму проектування робастної системи стабілізації з орієнтацією на сучасні автоматизовані засоби оптимального проектування систем управління.
8. Моделювання та аналіз отриманих результатів.

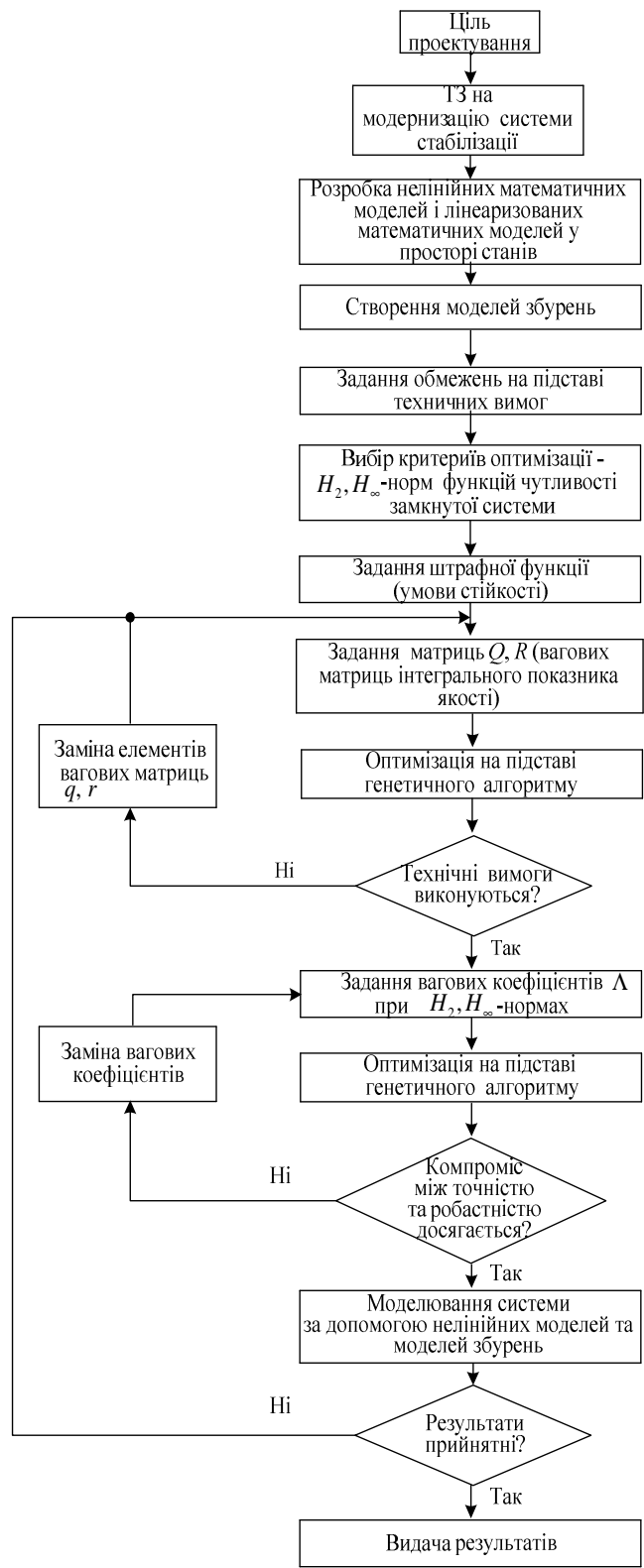


Рис. 2.9. Структурна схема процесу автоматизованого проектування на підставі інтерактивних процедур, заснованих на векторній робастній оптимізації



Рис. 2.10. Структурна схема процесу проектування на підставі інтерактивних процедур, заснованих на векторному робастному структурному синтезі

САПР інерціальних стабілізованих платформ має автоматизувати наступні проектні процедури [12, 13, 15]:

- 1) побудування математичних моделей інерціальних стабілізованих платформ;
- 2) синтез робастних систем стабілізації;
- 3) моделювання інерціальних стабілізованих платформ;
- 4) аналіз проєктованих інерціальних стабілізованих платформ.

Основною проектною процедурою САПР інерціальних стабілізованих платформ є процедура синтезу. Вона потребує щільних взаємозв'язків з процедурами аналізу, моделювання та побудування математичних моделей.

Проектна процедура побудування математичних моделей заснована на поєднанні аналітичних та методів та програмних засобів системи MATLAB.

Математичні моделі є необхідною складовою вищезгаданих проектних процедур. За ступенем складності вони можуть бути представлені ієрархічною структурою з двох рівнів, як це показано на рис. 2.11.

В цій структурі перший рівень відповідає математичній моделі системи стабілізації, а другий рівень відповідає математичним моделям її пристроїв.

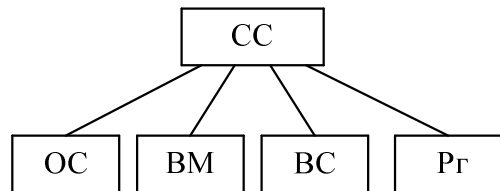


Рис. 2.11. Ієрархічна структура математичних моделей системи стабілізації інформаційно-вимірювальних пристроїв: СС – система стабілізації; ОС – об'єкт стабілізації;

ВМ – вимірювальний механізм; ВС – вимірювальна система; Рг - регулятор

Математичну модель системи стабілізації у цілому доцільно описувати структурною схемою, складові якої можуть бути описані математичними моделями різного типу, наприклад моделями у просторі станів та передавальними функціями. При цьому враховуються структурні зв'язки між моделями. Такий підхід полегшує отримання передавальних функцій

замкнутої системи, необхідних для проведення процедур векторної робастної параметричної оптимізації та робастного структурного синтезу. Аналіз програмних засобів обчислювальної системи MATLAB показує, що у ній можливе автоматизоване представлення структурної схеми системи стабілізації, включаючи структурні зв'язки між пристроями. При цьому обчислювальна система MATLAB забезпечує автоматизоване представлення математичних моделей пристроїв системи стабілізації у вигляді передавальних функцій та матриць простору станів [8].

Особливістю підсистеми САПР побудування математичних моделей для робастних систем стабілізації є необхідність включення до її складу моделей зовнішніх збурень, що діють на систему в умовах реальної експлуатації. Ці моделі можуть бути представлені у вигляді передавальних функцій. Слід зазначити, що системи зазначеного типу можуть підвергатися дії численних різноманітних збурень, що робить необхідним створення математичних моделей, які відповідають різним типовим збуренням.

Системи зазначеного типу належать до багаторежимних, що має бути враховано під час проектування системи і призводить до збільшення кількості розроблюваних моделей.

Отже, проектна процедура побудування математичних моделей, необхідних для виконання автоматизованого проектування систем стабілізації, має містити такі основні етапи [8]:

- 1) отримання повних математичних моделей складових проектованої системи, у тому числі об'єкта стабілізації, в аналітичній формі на підставі класичних законів, на яких засновані принципи їх дії, з урахуванням усіх нелінійностей, притаманних реальним системам;

- 2) отримання повної математичної моделі системи стабілізації на підставі моделей її пристроїв з використанням принципу агрегування;

- 3) створення моделей різноманітних збурень із занесенням їх в інформаційне забезпечення;

4) спрощення моделей об'єкта стабілізації та окремих пристроїв, зокрема їх лінеаризація для забезпечення представлення моделей у просторі станів або вигляді передавальних функцій та наступної реалізації процедур автоматизованого проектування;

5) створення моделей системи стабілізації у цілому у вигляді, придатному для її автоматизованого представлення з урахуванням структурних зв'язків між окремими складовими системи.

Математичне забезпечення САПР системи стабілізації інформаційно-вимірювальних пристроїв має включати наступні математичні моделі [8].

Проектна процедура синтезу призначена для розв'язання найбільш складної задачі проектування робастних інерціальних стабілізованих платформ, а саме визначення структури і параметрів її регулятора.

В представлений роботі залежно від вирішуваної задачі (модернізації або проектування нової системи) ця процедура базується на інтерактивних процедурах векторної робастній параметричній оптимізації або векторному робастному структурному синтезі.

Автоматизоване проектування робастної системи стабілізації потребує взаємозв'язку проектних процедур побудування математичних моделей, синтезу, моделювання та аналізу, що показано на рис. 2.12.

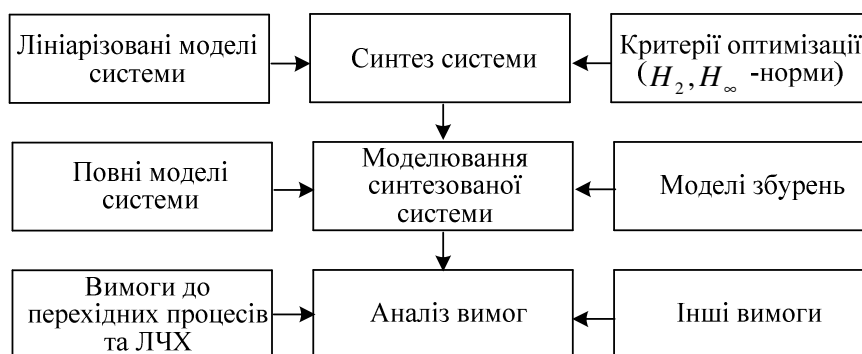


Рис. 2.12. Проектування робастної системи стабілізації

Проектна процедура моделювання інерціальних стабілізованих платформ здійснюється на підставі математичних моделей за допомогою засобів обчислювальної техніки. Моделювання є ефективною заміною макетування на

всіх етапах проектування, а особливо на ранніх стадіях створення системи [17]. Процедура моделювання робастних інерціальних стабілізованих платформ має включати імітаційне моделювання, що дозволить виконати перевірку результатів синтезу системи в умовах дії випадкових зовнішніх впливів. Результати таких перевірок мають підвергатись статистичній обробці.

Для систем зазначеного типу з огляду на їх складність оцінку точності моделювання доцільно здійснювати методом порівняння амплітудно-частотних характеристик [17]. У цьому випадку АФЧХ моделі порівнюються з відповідними характеристиками, отриманими на реальній апаратурі за допомогою експериментів.

Проектна процедура аналізу з урахуванням положень [13, 16] має здійснювати:

- 1) аналіз реалізації функціонального призначення системи стабілізації інформаційно-вимірювальних пристроїв;
- 2) дослідження впливу параметричних (внутрішніх) та координатних (зовнішніх) збурень на характеристики системи стабілізації;
- 3) оцінку стійкості, динамічних та статичних похибок проектованої системи стабілізації;
- 4) приймання рішення про остаточну прийнятність результатів проектування системи.

Проектування систем зазначеного типу являє собою складну проблему, рішення якої здійснюється у умовах невизначеності. Ця обставина зумовлює необхідність використання евристичних підходів під час реалізації запропонованих методів автоматизованого проектування. При цьому досвід та інтуїція проектувальника, головною задачею якого є виконання такої проектної процедури як прийняття рішень, поєднується з можливістю швидкої перевірки його пропозицій за рахунок використання комп'ютерної техніки [13, 16]. Блок-схема взаємозв'язку основних проектних процедур процесу

створення системи стабілізації інформаційно-вимірвальних пристроїв представлена на рис. 2.13.

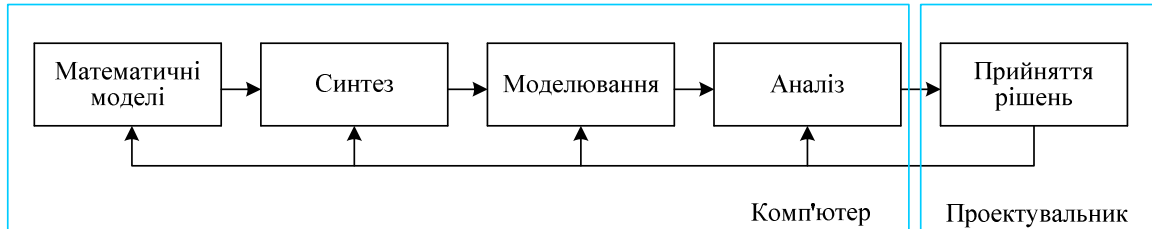


Рис. 2.13. Взаємозв'язок основних процедур проектування

Враховуючи складність пошуку оптимального рішення для задач зазначеного типу та жорсткі вимоги до термінів та вартості проектних робіт, найбільш ефективним режимом організації проектних процедур є інтерактивний режим, який поєднує автоматичні проектні процедури, що виконуються за допомогою комп'ютера, та дії проектувальника для реалізації процедур, що не підлягають формалізації та автоматизації, а саме прийняття рішень, оцінювання результатів та введення умов та даних для подальшого проектування [8].

Використання методів автоматизованого проектування інерціальних стабілізованих платформ підвищує ефективність процесу проектування за рахунок зменшення термінів проектування, підвищення якості проектних робіт внаслідок зменшення помилок проектувальника, а також зменшення кількості макетних та дослідних зразків внаслідок можливості заміни макетування та випробувань моделюванням [15, 17, 18].

2.2. Аналіз сучасних обчислювальних засобів оптимального проектування та методів оптимізації

Проектування робастних систем потребує виконання значних обсягів перетворень матричних передавальних функцій, які описують систему. У наш час ці труднощі можуть бути подолані за рахунок використання програмних засобів, які дозволяють автоматизувати складні функціональні та аналітичні перетворення, наприклад, обчислювальних систем Maple, MathCAD, SCILAB,

MATLAB. Серед перерахованих обчислювальних систем на найбільшу увагу заслуговує остання, оскільки вона містить спеціалізовані пакети прикладних програм, спрямовані на забезпечення процедур проектування оптимальних, у тому числі робастних систем управління взагалі та систем стабілізації зокрема. Розв'язання задачі оптимального проектування систем управління значно спрощується у разі використання додаткових спеціалізованих пакетів (toolbox) системи MATLAB [9].

Так, пакет прикладних програм Control System Toolbox призначений для моделювання, аналізу і синтезу систем управління широкого класу. До переваг цього пакету відноситься орієнтація як на використання традиційних методів створення систем управління на основі передавальних функцій, так і на використання сучасної теорії управління на основі представлення моделей у просторі станів. Засоби пакету дозволяють створювати процедури оптимального проектування як неперервних, так і дискретних систем. Пакет Control System Toolbox містить велику кількість програмно реалізованих алгоритмів аналізу та синтезу систем управління. Крім того, він має налаштоване середовище, яке дозволяє використовувати оригінальні алгоритми власної розробки.

Пакет Optimization Toolbox забезпечує можливість вибору оптимізаційного методу, який враховує особливості конкретної задачі та забезпечує можливість отримання оптимального рішення. Для робастного синтезу системи досліджуваного класу найбільш доцільно використовувати симплексний пошуковий метод Нелдера-Міда або генетичний алгоритм.

Потужним інструментом створення робастних систем є пакет Robust Control Toolbox, який забезпечує виконання складних розрахунків, необхідних для структурного синтезу регуляторів на підставі критерію оптимізації, заснованого на H_{∞} -нормах функцій чутливості проектованої системи.

І нарешті, для аналізу синтезованої системи доцільно використовувати моделі, які враховують усі типові нелінійності, притаманні реальним системам. Результати моделювання із застосуванням саме таких

математичних описів мають підтвердити ефективність проведеної оптимізації. Система MATLAB має широкі можливості для створення таких моделей на підставі використання пакету Simulink.

Система MATLAB передбачає можливість сумісного використання пакетів Control System Toolbox, Robust Control Toolbox, Simulink, що розширює можливості кожного з них та дозволяє створювати ефективні процедури оптимального проектування робастних систем стабілізації.

Для організації процедури оптимального проектування необхідно обрати метод оптимізації. До найбільш поширених методів оптимізації, які мають програмну реалізацію у системі MATLAB, відносяться метод золотого перетину, метод квадратичної апроксимації, метод Нелдера-Міда, метод найшвидшого спуска, генетичні алгоритми [19 – 23].

Метод золотого перетину використовується для мінімізації в межах деякого заданого інтервалу, при цьому цільова функція має бути унімодалною. Сутність методу квадратичної апроксимації полягає в апроксимації цільової функції квадратичною функцією. Метод Нелдера-Міда [20, 23] застосовується для мінімізації багатозмінної цільової функції, коли не можуть використовуватись методи золотого перетину та квадратичної апроксимації. Зазвичай алгоритм метода Нелдера-Міда реалізується в системі MATLAB вбудованою функцією *fminsearch*, яка дозволяє мінімізувати багатозмінну цільову функцію. Метод найшвидшого спуску виконує пошук n -вимірної цільової функції у напрямку від'ємного градієнту [19, 20].

Усі вище розглянуті методи оптимізації є ефективними для знаходження мінімуму, якщо їх початкові умови є достатньо близькими до нього. Крім того, точка оптимізації, яка знаходиться в результаті виконання методу, може бути одним з локальних мінімумів, але не глобальним мінімумом. Тому у загальному випадку необхідно міняти початкові умови та визначати глобальний серед винайдених локальних мінімумів. Ця задача є дуже складною з точки зору обчислювальних затрат, оскільки не існує системного підходу до визначення послідовності відповідних початкових умов, які

призводять до знаходження усіх локальних мінімумів, серед яких можливо визначити глобальний мінімум.

Генетичний алгоритм являє собою метод керованого випадкового пошуку, який базується на моделюванні процесів еволюції-селекції у напрямку виживання найкращого [21 , 22]. Генетичні оператори мають справу із особинами у популяції на протязі декількох поколінь з метою їх суттєвого покращання. Особини із можливих рішень часто прирівнюють до хромосом та представляються рядками двійкових кодів. Генетичний алгоритм дозволяє знайти глобальний мінімум навіть у випадку, коли цільова функція має кілька екстремумів, включаючи локальні максимуми та мінімуми.

Задача оптимального проектування будь-якої системи характеризується наявністю обмежень на проектувальні параметри. При цьому найбільш відомими підходами до завдання таких обмежень є метод невизначених множників Лагранжа та метод штрафних функцій [18, 19]. Метод невизначених множників Лагранжа є досить ефективним, якщо обмеження задається у вигляді рівностей. Більшу практичну значимість має метод штрафних функцій, який може використовуватись для широкого кола задач оптимізації, включаючи обмеження у вигляді як рівностей так і нерівностей. Цей метод є ефективним для задач оптимізації із нечіткими та вільними обмеженнями. Метод штрафних функцій реалізується в два етапи [18, 19]. На першому етапі визначається нова цільова функція із включенням таких складових, які штрафуються великими значеннями при порушеннях заданих обмежень, в той час як виконання допустимих обмежень не впливатиме на вигляд первісної цільової функції. На другому етапі пошук екстремуму нової цільової функції здійснюється за допомогою метода безумовної оптимізації. Градієнтні методи для розв'язання задачі зазначеного типу використовуватись не можуть. Найбільш доцільним є використання метода Нелдера-Міда або генетичного алгоритму. Вигляд штрафної функції, а також значення вагових коефіцієнтів визначаються залежно від особливостей системи.

ВИСНОВОК

В даному розділі було розглянуто методи , алгоритми та програми для проектування робастних інерціальних стабілізованих платформ.

РОЗДІЛ 3.

Математична модель інерціальної стабілізованої платформи

3.1. Математична модель інерціальної стабілізованої платформи

Для проектування сучасних складних систем дуже велике знач має скорочення термінів проектування та виконання жорстких умов до характеристик системи . Ці вимоги є суперечливими. Для їх задоволення використовуємо автоматизоване проектування. Відомо що автоматизація процедур проектування будь якої системи потребує наявності їх математичних моделей.

Основні підходи до створення математичної моделі інерційних стабілізованих платформ представлені у працях [27, 28].

Математична модель системи інерціальної стабілізованої платформи являє собою сукупність математичних моделей пристроїв, що входять до її складу. До основних складових належать моделі об'єктів стабілізації, вимірювальних пристроїв, виконавчого механізму та блоку керування . На підставі аналізу технічних вимог до системи зазначеного типу можна вважати її горизонтальний та вертикальний канали незалежними. Як об'єкт стабілізації розглядається корисне навантаження загального типу.

Вимірювання абсолютної кутової швидкості об'єктів стабілізації можна виконувати за допомогою гіротахometrів. Якщо прийняти для вимірювача кутової швидкості розташування вимірювальних осей відповідно до рис. 3.1, то модель динаміки гіротахometrа відносно вихідного кута повороту α та вихідної напруги U може бути представлена у вигляді [38]:

$$J_{\bar{a}} \ddot{\alpha} + 2\nu \sqrt{J_{\bar{a}} c_{\delta}} \dot{\alpha} + M_{\alpha} - M_{\bar{a}}^1 + M_{\bar{a}}^2 - M_{\delta\delta} = M_{\bar{a}} - n_{\eta} J_{\bar{a}}; \quad (3.1)$$

$$U = k_{\text{ДК}} \alpha + U_0,$$

Кафедра АКСУ				НАУ 20 10 06 000 ПЗ			
Виконав	Салюк О.О.			Математична модель інерціальної стабілізованої платформи	Літ.	Арк.	Аркушів
Керівник	Сущенко О.А.						
Консульт.	Сущенко О.А.				202М 151		
Н. контр.	Дивнич М.П.						
Зав. каф.	Тачиніна О.М.						
							47

де J_r – момент інерції гіротахометра; ν – коефіцієнт демпфування; c_T – жорсткість торсіона; M_α – момент, який враховує вплив гістерезису торсіона; $M_r^1 = S\omega_\xi \cos \alpha$ – гіроскопічний момент, зумовлений дією вимірюваної кутової швидкості ω_ξ , тут S – кінетичний момент гіроскопа; $M_r^2 = S\omega_\zeta \sin \alpha$ – гіроскопічний момент, зумовлений дією перехресної кутової швидкості ω_ζ ; $M_{тр} = -M_T \text{sign} \dot{\alpha}$ – момент тертя в опорах карданового підвісу; $M_d = \delta W$ – момент дебалансу, тут δ – зміщення внаслідок дебалансу; W – прискорення, що викликає дебаланс; n_η – кутове прискорення відносно вихідної осі приладу; $k_{дж}$ – коефіцієнт передачі датчика кута; U_0 – нульовий сигнал датчика кута.

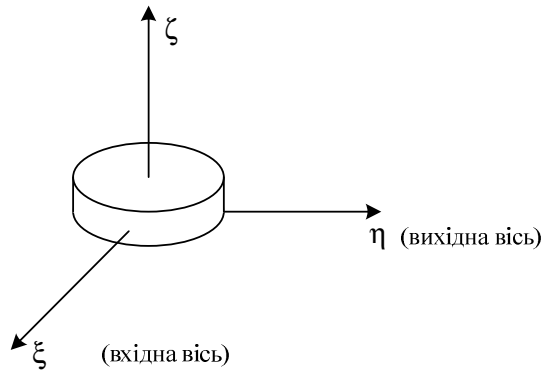


Рис. 3.1. Розташування осей гіротахометра

Особливістю моделі гіротахометра є необхідність урахування впливу гістерезису торсіона. З цією метою пропонується формувати момент M_α відповідно до такого алгоритму [27].

Якщо виконується умова $\dot{\alpha} \leq 0$, то момент M_α залежно від діапазону вимірювання кута α формується у такий спосіб:

$$\begin{aligned} M_\alpha &= c_\delta \alpha_0, \quad \alpha_0 - k_a \alpha_0 \leq \alpha \leq \alpha_0; \\ M_\alpha &= c_\delta \alpha, \quad \alpha < \alpha_0 (1 - k_a), \end{aligned} \quad (3.2)$$

де k_r – коефіцієнт, який характеризує величину гістерезису.

Якщо виконується умова $\dot{\alpha} > 0$, то момент M_α залежно від діапазону вимірювання кута α визначається таким чином:

$$\begin{aligned}
 M_\alpha &= c_\delta \alpha_0, \quad \alpha_0 \leq \alpha \leq \alpha_0 + k_a \alpha_0; \\
 M_\alpha &= c_\delta \alpha, \quad \alpha > \alpha_0 (1 + k_a).
 \end{aligned}
 \tag{3.3}$$

У створенні математичного опису системи стабілізації інформаційно-вимірювальних пристроїв значну роль відіграють моделі об'єктів стабілізації та виконавчого механізму. З точки зору математичного підходу ці моделі характеризуються деякими особливостями.

У системах зазначеного типу привід, тобто двигун з редуктором, разом з об'єктом стабілізації може розглядатись як єдиний пристрій відтворення сигналу управління [32]. Вихідним сигналом такого пристрою є кутова швидкість повороту об'єкта стабілізації, а сигналом управління – вихідна напруга широтно-імпульсного модулятора. При такому підході можна вважати, що привід та об'єкт стабілізації поєднуються між собою пружним зв'язком, тобто редуктор характеризується деякою жорсткістю. Кінематичну схему пристрою з урахуванням пружного зв'язку за умови монолітності конструкції об'єкта стабілізації представлено на рис. 3.2. Передача обертання від двигуна до об'єкта стабілізації здійснюється через пружний редуктор.

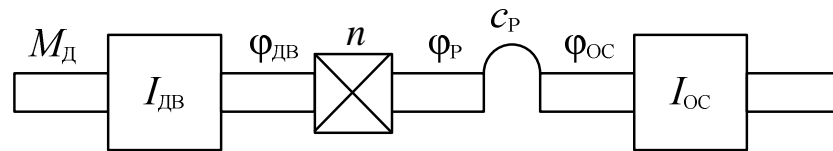


Рис. 3.2 Кінематична схема пристрою, який складається з двигуна, редуктора та об'єкта стабілізації: M_A – динамічний момент; $I_{\text{дв}}$ – момент інерції двигуна; $I_{\text{об}}$ – момент інерції об'єкта стабілізації; $\varphi_{\text{дв}}$ – кут повороту вала двигуна; $\varphi_p = \varphi_{\text{дв}} / n$ – кут повороту вихідного вала редуктора; $\varphi_{\text{об}}$ – кут повороту об'єкта стабілізації; c_p – коефіцієнт жорсткості редуктора; n – передавальне число редуктора

Для створення математичних моделей об'єктів стабілізації необхідно враховувати дію моментів тертя, моментів невривноваженості та моментів

інерції. В математичній моделі блоку апаратури має враховуватись наявність пружної системи балансування. Пружний зв'язок між об'єктами стабілізації та двигуном визначається з урахуванням жорсткості і передавального числа редуктора [27 , 28 , 32]. Математична модель об'єкта стабілізації має враховувати не тільки механічну передачу, а і наявність люфтів приводу [27].

Математична модель об'єкта стабілізації вертикального каналу (корисного навантаження (вертикальний канал)) з урахуванням його пружного зв'язку з двигуном може бути представлена у вигляді рівняння рівноваги моментів [27 , 28 , 32]:

$$J_{\dot{\phi}_{\dot{\phi}}}\ddot{\phi}_{\dot{\phi}} = -M_{\delta\delta\dot{\phi}}\text{sign}\dot{\phi}_{\dot{\phi}} - M_{\dot{\phi}\dot{\phi}}\cos\phi_{\dot{\phi}} + k_{\dot{\phi}}(A - \phi_{\dot{\phi}}) + c_{\delta}(\phi_{\dot{\phi}} - \phi_{\dot{\phi}}), \quad (3.4)$$

де $J_{\dot{\phi}\dot{\phi}}$ – момент інерції блоку апаратури; $\phi_{\dot{\phi}}$ – кут відносного повороту блоку апаратури; $\dot{I}_{\delta\delta\dot{\phi}}$ – момент сухого тертя в опорах підвісу; $\dot{I}_{\dot{\phi}\dot{\phi}}$ – момент неврівноваженості; $k_{\text{пр}}$ – жорсткість пружини системи балансування; A – кут взведення пружини пристрою балансування; c_p – жорсткість редуктора, приведена до його вихідного валу; $\phi_{\text{л}}$ – кут відносного повороту валу редуктора з урахуванням дії люфту приводу. До правої частини рівняння (3.4) входять динамічний момент, момент сухого тертя, момент неврівноваженості, момент пристрою балансування та момент, який характеризує пружний зв'язок між об'єктом стабілізації та двигуном.

Динамічний момент пропорційний кутовому прискоренню об'єкта стабілізації. Моменти тертя об'єкта стабілізації зумовлені наявністю опор та ущільнень. Існують дві основні схеми встановлення об'єктів з обертальним рухом: на осі, встановленій у підшипнику кочення або ковзання, та на погоні з шариковими опорами. Що стосовно зазначеної системи, то перший тип є характерним для блоку апаратури, а другий тип – для робочого модуля.

Момент неврівноваженості об'єкта стабілізації являє собою момент обертання, що виникає під дією сили ваги та прискорення опор внаслідок зміщення центра мас об'єкта стабілізації та осі його обертання. Слід зазначити, що дією прискорення опор для об'єкта управління зазначеного типу можна

знехтувати. Механізм виникнення цього моменту на прикладі блоку апаратури пояснюється рис. 3.3 [32].

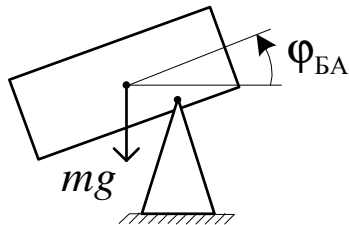


Рис. 3.3. Механізм виникнення моменту невірноваженості

Момент невірноваженості має найбільш негативний вплив на роботу системи. Він збільшує енергоспоживання та нагрів двигуна, призводить до асиметрії перехідних процесів під час відпрацювання впливів різного знаку та додаткових похибок при встановленні на рухомих об'єктах [32].

З метою зменшення шкідливої дії моменту невірноваженості застосовують різні компенсатори, при цьому до найбільш поширених відносять вантажні, пружинні та активні [32]. Для рухомих об'єктів зазначеного типу найбільш доцільним є використання пружинних компенсаторів, оскільки вони достатньо прості за конструкцією. Але пружинні компенсатори не забезпечують повної компенсації моменту невірноваженості внаслідок розкидання характеристик та змінювання натягу пружини під час змінювання кута повороту об'єкта стабілізації. Отже, ці заходи не спроможні забезпечити постійне значення моменту невірноваженості, змінювання якого знаходиться у межах 50 %.

Початковий кут взведення пружинного пристрою балансування визначається експериментальним шляхом таким чином, щоби у початковий момент часу забезпечити максимально можливе знаходження осі обертання блоку апаратури у горизонтальній площині. Слід зазначити, що компенсування моменту невірноваженості виконується лише для блоку апаратури, оскільки він має більший вплив на точність процесів стабілізації та у порівнянні із моментом невірноваженості робочого модуля. Принцип використання пружинного компенсатора показано на рис. 3.4.

Останній момент правої частини рівняння (3.4) зумовлений зв'язком двигуна та об'єкта стабілізації через пружну механічну передачу, яка характеризується жорсткістю та передавальним числом редуктора. При цьому необхідно враховувати вплив люфту приводу на цей взаємозв'язок.

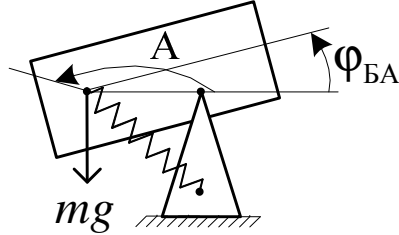


Рис. 3.4. Принцип використання пружинного компенсатора

Важливою умовою відповідності моделі функціонуванню реальної системи є збереження нерухомості об'єкта стабілізації вертикального каналу за одночасного виконання таких умов [27 , 28]:

$$-M_{i\delta} \cos \varphi_{AA} + k_{i\delta} (A - \varphi_{AA}) + c_{\delta} (\varphi_{\varepsilon} - \varphi_{AA}) \leq |M_{\delta\delta AA}|, \quad (3.5)$$

$$\dot{\varphi}_{BA} = 0.$$

Модель об'єкта стабілізації доповнюється рівнянням визначення абсолютної кутової швидкості блоку апаратури спеціального призначення у вертикальній площині $\dot{\varphi}_{\text{абс}}^{\text{AA}}$. У режимі стабілізації ця швидкість визначається сумуванням кутової швидкості відносного руху блоку апаратури та кутової швидкості переносного рухомого об'єкта $\dot{\varphi}_{\delta\text{та}}$ у вертикальній площині:

$$\dot{\varphi}_{\text{абс}}^{\text{AA}} = \dot{\varphi}_{AA} + \dot{\varphi}_{\delta\text{та}}. \quad (3.6)$$

Якщо у режимі стеження рухомий об'єкт є нерухомий, то рівняння для визначення абсолютної кутової швидкості корисного навантаження (вертикальний канал) набуває вигляду:

$$\dot{\varphi}_{\text{абс}}^{\text{AA}} = \dot{\varphi}_{AA} + \dot{\varphi}_{\text{та}}^{\text{AA}}, \quad (3.7)$$

де $\dot{\varphi}_{\text{та}}^{\text{AA}}$ – швидкість у вертикальній площині, яка задається оператором з пульту керування.

Отриманий сигнал абсолютної кутової швидкості $\dot{\varphi}_{\text{абс}}^{\text{АА}}$ являє собою вхідний сигнал для гіротахометра, який є вимірювальним пристроєм системи стабілізації.

Модель об'єкта стабілізації горизонтального каналу (корисного навантаження (горизонтальний канал)) з урахуванням його пружного зв'язку з двигуном через редуктор може бути представлена у такому вигляді [27, 28]:

$$J_{\text{ДІ}} \ddot{\varphi}_{\text{ДІ}} = -M_{\text{ддДІ}} \text{sign} \dot{\varphi}_{\text{ДІ}} - M_{\text{ідДІ}} \cos \varphi_{\text{ДІ}} + c_{\text{д}} (\varphi_{\text{е}} - \varphi_{\text{ДІ}}), \quad (3.8)$$

де J_{PM} – момент інерції робочого модуля; $I_{\text{ддДІ}}$ – момент сухого тертя в опорах підвісу; $I_{\text{ідДІ}}$ – момент неврівноваженості; φ_{PM} – кут повороту робочого модуля.

Абсолютні швидкості стабілізації та робочого модуля визначаються виразами:

$$\dot{\varphi}_{\text{абс}}^{\text{ДІ}} = \dot{\varphi}_{\text{ДІ}} + \dot{\varphi}_{\text{оіа}}, \quad (3.9)$$

$$\dot{\varphi}_{\text{абс}}^{\text{ДІ}} = \dot{\varphi}_{\text{ДІ}} + \dot{\varphi}_{\text{іаа}}, \quad (3.10)$$

де $\dot{\varphi}_{\text{оіа}}$ – швидкість рухомого об'єкта у горизонтальній площині; $\dot{\varphi}_{\text{іаа}}$ – швидкість стеження у горизонтальній площині.

Особливістю моделі робочого модуля у порівнянні з рівнянням (3.4) є відсутність необхідності компенсації моменту неврівноваженості та застосування пружної системи балансування. Як і в попередньому випадку, відповідність роботи моделі функціонуванню реальної системи забезпечується одночасним виконанням умов нерухомості об'єкта стабілізації:

$$-M_{\text{ідДІ}} \cos \varphi_{\text{ДІ}} + c_{\text{д}} (\varphi_{\text{е}} - \varphi_{\text{ДІ}}) \leq |M_{\text{ддДІ}}|, \quad (3.11)$$

$$\dot{\varphi}_{\text{PM}} = 0.$$

На підставі рівняння рівноваги моментів математична модель двигуна з урахуванням його пружного зв'язку з об'єктом стабілізації для вертикального та горизонтального каналів відповідно може бути представлена у вигляді [27, 28, 32]:

$$J_{\ddot{\alpha}\alpha} \ddot{\phi}_{\ddot{\alpha}\alpha} = -M_{\delta\delta\alpha} \text{sign} \dot{\phi}_{\ddot{\alpha}\alpha} + M_e - c_{\delta} \frac{\Phi_{\ddot{\alpha}} - \Phi_{\ddot{\alpha}\alpha}}{n_p}, \quad (3.12)$$

$$J_{\ddot{\alpha}\alpha} \ddot{\phi}_{\ddot{\alpha}\alpha} = -M_{\delta\delta\alpha} \text{sign} \dot{\phi}_{\ddot{\alpha}\alpha} + M_e - c_{\delta} \frac{\Phi_{\ddot{\alpha}} - \Phi_{Dl}}{n_p}. \quad (3.13)$$

де M_e – електромагнітний момент двигуна; $I_{\delta\delta\alpha}$ – момент сухого тертя двигуна; c_p – жорсткість редуктора, зумовлена пружністю механічної передачі; n_p – передавальне число редуктора; $J_{дв}$ – момент інерції двигуна; $\Phi_{БА}$ – кут повороту блоку апаратури; $\Phi_{рм}$ – кут повороту робочого модуля; $\Phi_{л}$ – кут повороту валу редуктора з урахуванням дії люфту приводу. Напруга кола якоря двигуна визначається напругою широтно-імпульсного модулятора $U_{\dot{y}} = U_{\phi\dot{y}}$.

Відповідно до [27 , 32 , 36]

$$T_y \dot{U} + U = U_{\dot{y}} - c_e \dot{\phi}_{\ddot{\alpha}\alpha}, \quad (3.14)$$

де $T_y = L_y / R_y$ – стала часу кола якоря двигуна; L_y – індуктивність кола якоря двигуна; R_y – опір кола якоря двигуна, U – напруга з урахуванням сталої часу кола якоря двигуна; c_e – стала електрорушійної сили.

Електромагнітний момент двигуна формується на підставі співвідношення [32 , 36]

$$M_e = c_1 U / R_y, \quad (3.15)$$

де c_m – стала моменту навантаження,.

В досліджуваній системі прийнято спосіб управління кутовою швидкістю обертання виконавчим двигуном за допомогою напруги, що подається на обмотку якоря. Оскільки стала часу кола якоря двигуна є малою, це дає певні переваги з швидкодії системи у цілому.

Напруга та струм кола якоря двигуна використовуються для формування сигналів управління системою стабілізації за зворотними зв'язками.

Моделі двигуна, які використовуються для математичного опису вертикального та горизонтального каналів системи стабілізації, є

ідентичними. Різниця полягає лише у використанні зворотних зв'язків. Для управління вертикальним каналом використовуються зворотні зв'язки за напругою та струмом, а для управління горизонтальним каналом – зворотний зв'язок лише за струмом.

Як і в випадку моделей об'єктів стабілізації, з метою встановлення відповідності моделі реальній системі в моделі двигуна передбачається забезпечення його нерухомості двигуна за умови нульової кутової швидкості та виконання певних співвідношень між моментами, що діють на двигун [27 , 28]:

$$\left| M_{\dot{a}} - c_{\delta} \frac{\Phi_{\dot{e}} - \Phi_{\dot{AA}}}{n_{\delta}} \right| \leq |M_{\delta\delta\ddot{a}}|; \quad \dot{\Phi}_{\text{дв}} = 0 \text{ – для вертикального каналу}; \quad (3.16)$$

$$\left| M_{\dot{a}} - c_{\delta} \frac{\Phi_{\dot{e}} - \Phi_{\text{PM}}}{n_{\delta}} \right| \leq |M_{\delta\delta\ddot{a}}|; \quad \dot{\Phi}_{\text{дв}} = 0 \text{ – для горизонтального каналу} \quad (3.17).$$

Параметри редуктора, тобто його момент інерції, жорсткість та передавальне число враховуються в моделях об'єктів стабілізації та двигуна. Особливістю представлених моделей є урахування впливу люфту привода. Вплив цього явища проявляється у тому, що під час руху вала двигуна у зоні люфту кінематичний зв'язок двигуна з об'єктом управління може зникнути. Блок-схема алгоритму, який враховує люфт привода, представлена на рис. 3.5

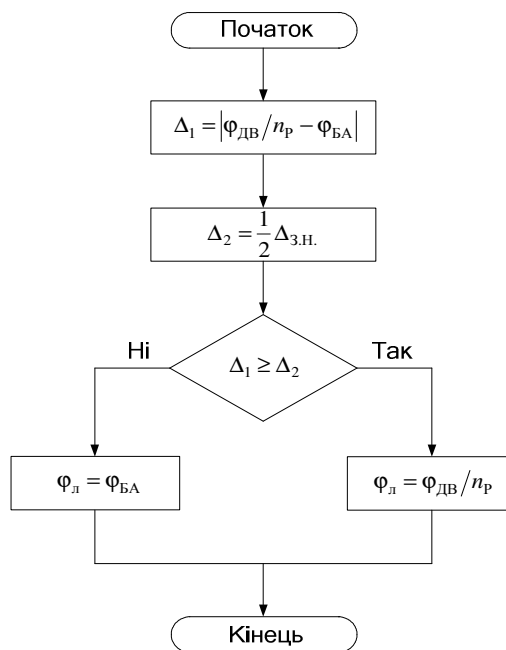


Рис. 3.5. Блок-схема алгоритму урахування люфту приводу ($\Delta_{\text{с.і.}}$ – зона нечутливості)

У системах зазначеного типу сигнал управління являє собою послідовність імпульсів, формовану ШІМ. Амплітуда $U_{\text{ШИМ}}$ та тривалість $t_{\text{ШИМ}}$ цих імпульсів визначаються на підставі співвідношень [27 , 37]:

$$U_{\text{опі}} = U_0 \text{sign} U_{\text{вд}}; t_{\text{ШИМ}} = \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{оп}}} \tau, \quad (3.18)$$

де U_0 – задана опорна напруга (зазвичай 27 В); $U_{\text{вх}}$ – вхідний сигнал широтно-імпульсного модулятора; $U_{\text{оп}}$ – опорна напруга широтно-імпульсного модулятора; τ – тактова частота широтно-імпульсного модулятора. Вирази (3.16) являють собою лінійну модель широтно-імпульсного модулятора.

У цілому математична модель системи стабілізації інформаційно-вимірювальних пристроїв рухомих об’єктів складається з сукупності виразів (3.1) – (3.18).

Для системи зазначеного типу програмну реалізацію моделі доцільно здійснювати засобами розширеного пакету прикладних програм Simulink обчислювальної системи MATLAB. Такій підхід дозволяє наблизити модель

до реальної апаратурної реалізації та отримати ефективний засіб дослідження нових та модернізації вже існуючих систем [9 , 30 , 31].

Розроблені математичні моделі системи стабілізації інформаційно-вимірювальних пристроїв, що встановлюються на рухомому об'єкті, характеризуються такими особливостями [27 , 28]:

1. Математичні моделі вертикального та горизонтального каналів створені із урахуванням впливу на систему стабілізації моментів тертя, нерівноваженості та інерції. В математичній моделі вертикального каналу враховано наявність пружної систем балансування (у горизонтальному каналі така система відсутня).

2. Передача кутового руху від двигунів на корисне навантаження (горизонтальний канал) здійснюється через редуктори, математичні моделі враховують також наявність люфтів та пружності конструкції приводу.

3. Управління кутовим рухом двигунів приводів вертикального та горизонтального каналів системи стабілізації здійснюється за допомогою сигналу, який являє собою послідовність імпульсів заданої амплітуди, тривалість яких визначається за допомогою моделі широтно-імпульсного модулятора.

4. Управління рухом блоку апаратури та робочого модуля здійснюється на підставі інформації про абсолютну кутову швидкість, отримувану від гіротахометрів.

5. Формування законів управління рухом блоком апаратури здійснюється з урахуванням зворотних зв'язків за напругою та струмом кола якоря двигуна (вертикальний канал). Особливістю управління рухом робочого модуля (горизонтальний канал) є наявність зворотного зв'язку лише за струмом.

6. Абсолютна кутова швидкість блоку апаратури визначається швидкістю переносного кутового руху об'єкта та швидкістю кутового відносного руху блоку апаратури.

7. Абсолютна кутова швидкість робочого модуля визначається швидкістю переносного кутового руху об'єкта та швидкістю кутового відносного руху робочого модуля.

3.2. Аналіз типових нелінійностей математичної моделі Інерціальної стабілізованої платформи та її лінеаризація

Сьогодні зростає актуальність створення перспективних систем стабілізації інформаційно-вимірювальних систем, призначених для експлуатації на рухомих об'єктах. Створення таких систем потребує використання автоматизованих процедур аналізу та синтезу, які забезпечують успішне проведення етапів попереднього та ескізного проектування систем зазначеного типу. Слід зазначити, що значна кількість таких процедур орієнтована на лінійні системи. При цьому у багатьох випадках результати використання лінеаризованої моделі збігаються з результатами використання більш точної та складної нелінійної моделі. Процес створення моделі, орієнтованої на реальну систему, є досить складним і може призводити до похибок, порівняних з похибками лінеаризації. За теоретичне підґрунтя можливості застосування лінійних моделей для синтезу систем можна прийняти перший метод А.М. Ляпунова [39], відповідно до якого за умови "гладкої" лінійної характеристики стійкість нелінійної системи можна досліджувати за першим лінійним наближенням. Слід також зазначити, що широко розвинутий сучасний апарат програмних інструментів аналізу та синтезу оптимальних систем (пакети Control System Toolbox, Robust Control Toolbox) орієнтований на роботу з лійними стаціонарними моделями. При такому підході під час синтезу необхідно забезпечувати технічні вимоги до системи із деяким запасом із розрахунку на невраховані нелінійності.

У досліджуваній системі присутні неструктуровані невизначеності, зумовлені гістерезисом гіротахометра, люфтом приводу, наявністю зони нечутливості широтно-імпульсного модулятора, наявністю моментів сухого

тертя та ін. Ці явища призводять до нелінійності системи у цілому, але процес синтезу системи можна суттєво спростити виконавши лінеаризацію моделі. З іншого боку, усі перераховані нелінійності мають значний вплив на функціонування реальної системи. Тому параметричну оптимізацію та структурний синтез системи зазначеного типу доцільно проводити у два етапи [24 , 33 , 34].

На першому етапі мають виконуватись автоматизовані процедури параметричної оптимізації або структурного синтезу на підставі лінеаризованої моделі системи. Програмне забезпечення автоматизованих процедур проектування на цьому етапі доцільно реалізовувати засобами пакетів прикладних програм Control System Toolbox, Robust Control Toolbox обчислювальної системи MATLAB, до складу яких входить великий набір процедур, орієнтованих на автоматизацію громіздких обчислень та перетворень, якими супроводжуються процедури синтезу та аналізу складних систем.

При цьому можливе розроблення дискретних регуляторів для неперервної системи, що є однією з найважливіших задач сучасного приладобудування з огляду на стрімкий розвиток обчислювальних засобів. До переваг цих пакетів слід віднести можливість організації автоматизованих процедур проектування робастних систем, що є одним з перспективних методів створення систем стабілізації та управління рухомими об'єктами.

На другому етапі доцільно виконувати аналіз синтезованої системи з використанням повної моделі з урахуванням усіх нелінійностей, притаманних реальним системам. У представлений математичній моделі системи стабілізації були враховані моменти сухого тертя об'єктів стабілізації і двигунів, а також моменти неврівноваженості. Такий підхід забезпечує відповідність створюваної моделі реальній апаратурі. З цією ж метою у математичному описі об'єднаної моделі «виконавчий механізм – об'єкт стабілізації» було враховано люфт приводу. Програмна реалізація такої моделі може бути створена засобами пакету Simulink, який вважається одним з

найкращих засобів дослідження моделей із урахуванням усіх нелінійностей, притаманних реальній апаратурі.

Досліджувана система стабілізації містить низку типових нелінійностей [31].

Основні нелінійності об'єднаної системи «об'єкт – виконавчий механізм». До основних нелінійностей об'єднаної системи «об'єкт – виконавчий механізм» відносяться нелінійності, зумовлені дією моментів сухого тертя, моменту невривноваженості та люфту приводу.

Нелінійності, зумовлені дією моментів сухого тертя, можуть бути апроксимовані лінійними залежностями, у яких коефіцієнти апроксимації визначаються як відношення амплітуди першої гармоніки моменту тертя до амплітуди швидкості [32 , 36]. При цьому співвідношення для визначення моментів тертя $M_{\text{Ді}} = M_{\text{ддДі}} \text{sign}\dot{\phi}_{\text{Ді}}$, $M_{\text{АА}} = M_{\text{ддАА}} \text{sign}\dot{\phi}_{\text{АА}}$, $M_{\text{аа}} = M_{\text{дд\text{аа}}} \text{sign}\dot{\phi}_{\text{аа}}$ замінюються лінійними залежностями $M_{\text{Ді}} = f_{\text{ддДі}} \dot{\phi}_{\text{Ді}}$, $M_{\text{АА}} = f_{\text{ддАА}} \dot{\phi}_{\text{АА}}$, $M_{\text{аа}} = f_{\text{дд\text{аа}}} \dot{\phi}_{\text{аа}}$. Коефіцієнти $f_{\text{ддДі}}$, $f_{\text{ддАА}}$, $f_{\text{дд\text{аа}}}$ будуть визначатися виразами $f_{\text{ддДі}} = 4M_{\text{ддДі}} / (\pi\Omega_{\text{АА}})$, $f_{\text{ддАА}} = 4M_{\text{ддАА}} / (\pi\Omega_{\text{АА}})$, $f_{\text{дд\text{аа}}} = 4M_{\text{дд\text{аа}}} / (\pi\Omega_{\text{аа}})$ [32 , 36].

З метою підтвердження можливості лінеаризації моделі було проведено моделювання системи стабілізації інформаційно-вимірювальних пристроїв, призначених для експлуатації на рухомому об'єкті, за умови дії моментів сухого тертя та лінеаризованих моментів відповідно [31].

На рис. 2.13 представлені перехідні процеси кутової швидкості у режимі для нелінійного та лінійного представлення моментів тертя, що дає змогу зробити висновок о можливості такої лінеаризації.

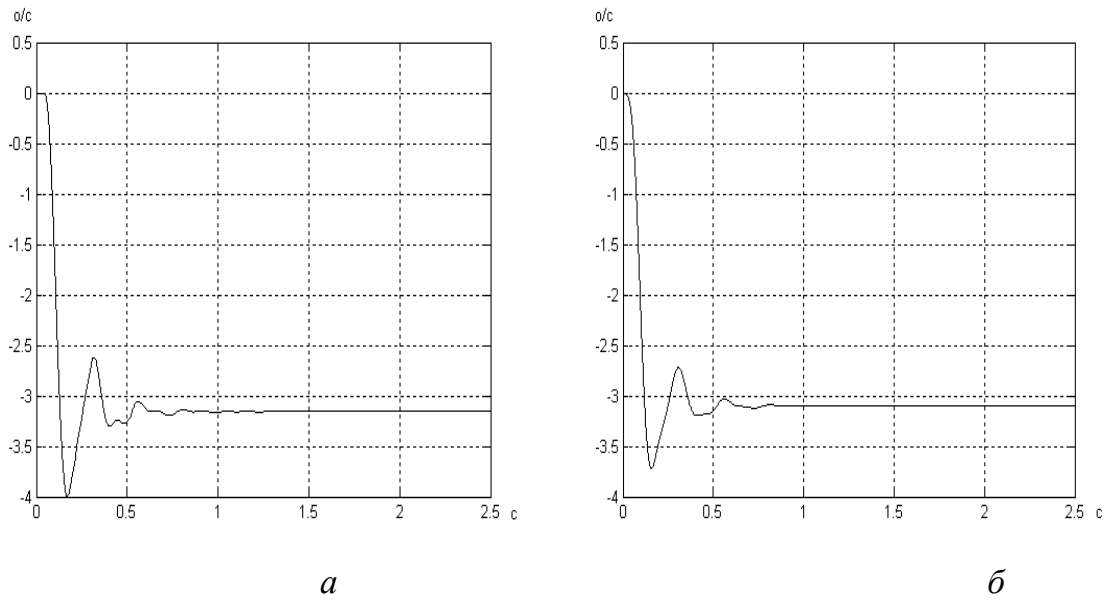
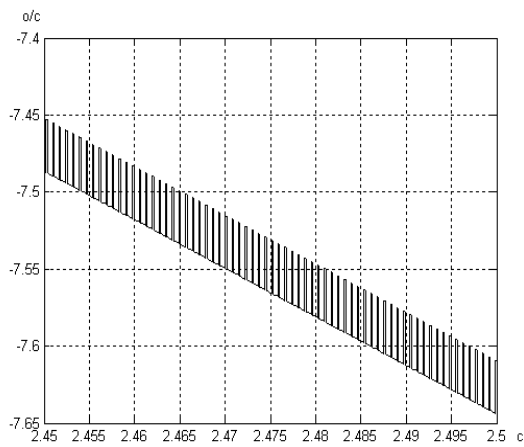


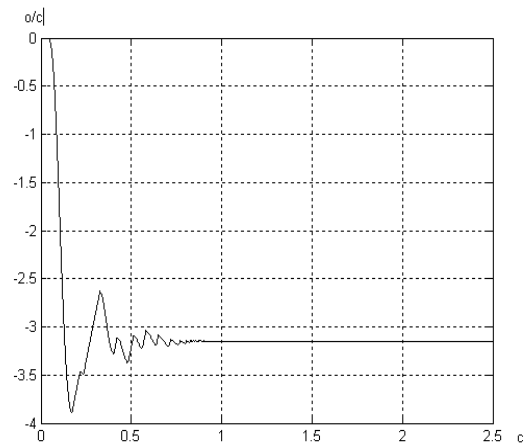
Рис. 3.6. Відпрацювання кутової швидкості за умови дії нелінійних моментів тертя (*a*) та лінеаризованих моментів тертя (*б*)

Суттєвою нелінійністю системи зазначеного типу є люфт приводу. Рис. 3.7., 3.8. ілюструють вплив люфту приводу на процеси відпрацювання заданої кутової швидкості рухомого об'єкта у режимі [31].

На рис. 3.9 представлено змінювання кутів повороту двигуна та блока апаратури з урахуванням люфту приводу (*a*, *б*) та за умови його відсутності (*в*, *г*).

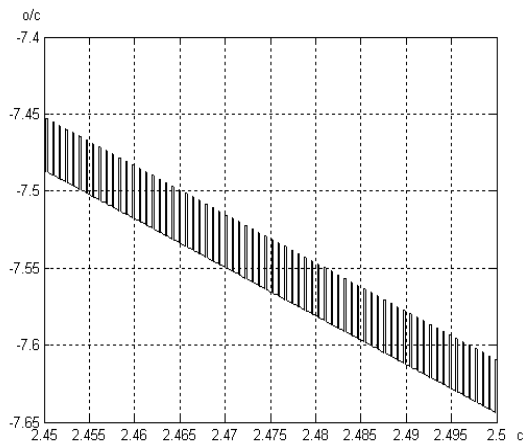


a

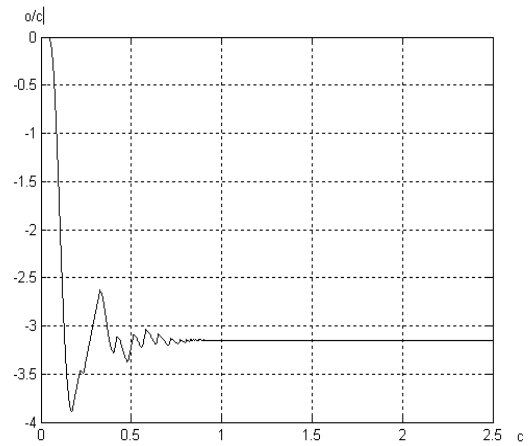


б

Рис. 3.7. Дія люфту приводу $\Delta = 0,03$ рад (*a*) та його вплив на процес відпрацювання кутової швидкості (*б*)



a



б

Рис. 3.8. Дія люфту приводу $\Delta = 0,006$ рад (*a*) та його вплив на процес відпрацювання кутової швидкості (*б*)

Прийняття моментів невірноваженості $M_{\dot{\varphi}_{\text{ДІ}}} \cos \varphi_{\text{ДІ}}$, $M_{\dot{\varphi}_{\text{АА}}} \cos \varphi_{\text{АА}}$ лінійними для кутів повороту робочого модуля та блока апаратури у межах 5–10 град є також цілком прийнятним [31].

Основні нелінійності вимірювальної системи. Нелінійність моделі гіротахOMETра впливає з наявності тригонометричних функцій, необхідності урахування впливу гістерезису торсіона та інших факторів. Для системи стабілізації інформаційно-вимірювальних пристроїв рухомих об'єктів кути відхилення від площин стабілізації можуть вважатись малими, що дозволяє виконати стандартну заміну $\sin \alpha \approx \alpha$, $\cos \alpha \approx 1$. Якщо у рівняннях (3.1) знехтувати перехресною кутовою швидкістю ω_{ζ} , моментом сухого тертя, прискоренням, що викликає дебаланс, кутовим прискоренням відносно вихідної осі приладу, нульовим сигналом та покласти $M_{\alpha} = c_{\delta} \alpha$, то можна отримати

$$J_{\bar{a}} \ddot{\alpha} + 2\nu \sqrt{J_{\bar{a}} c_{\delta}} \dot{\alpha} + c_{\delta} \alpha = S \omega_{\xi}, \quad (3.19)$$

$$U = k_{\bar{a}\bar{e}} \alpha.$$

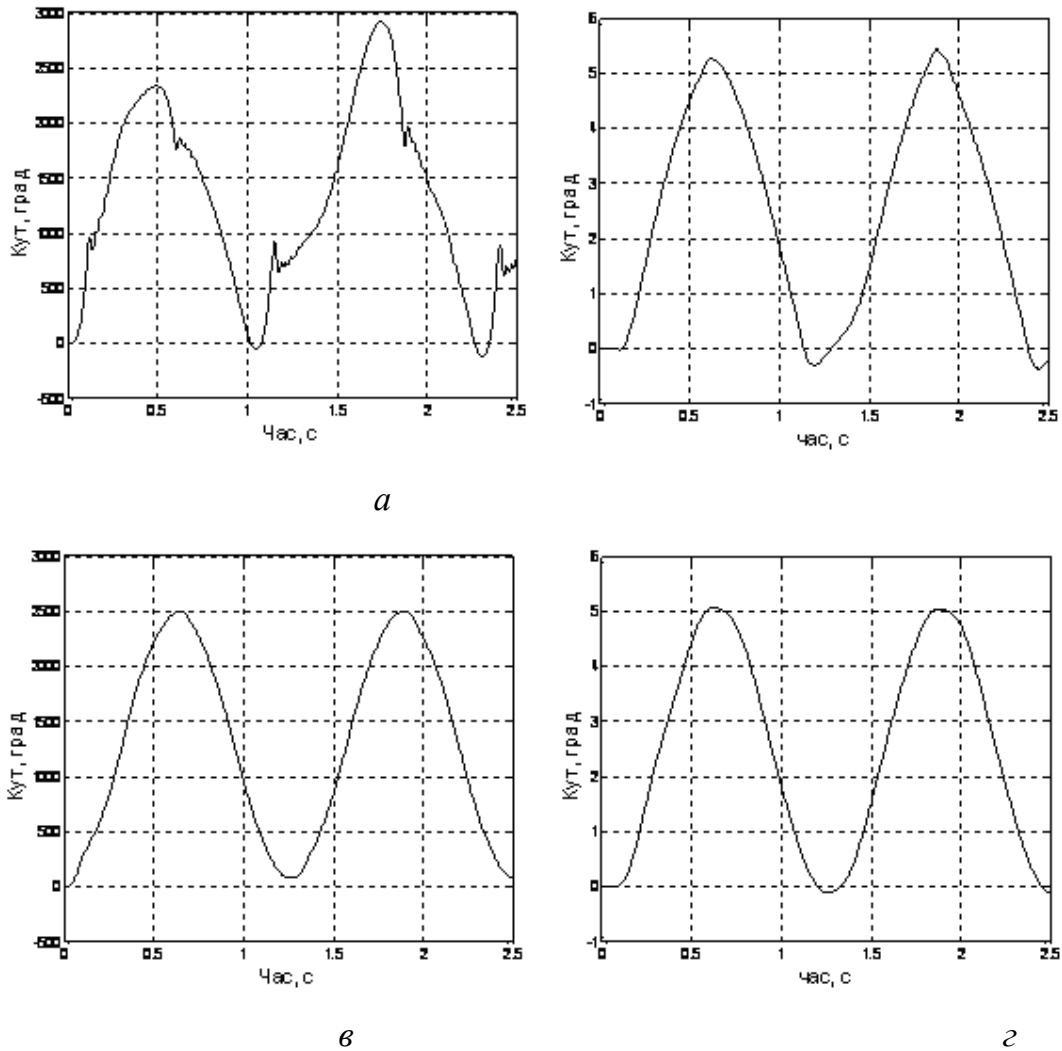


Рис. 2.16. Вплив люфту приводу на кути повороту двигуна (*a, в*) та робочого модулю (*б, г*) для люфтів приводу $\Delta = 0,03$ (*a, б*) та $\Delta = 0,006$ рад (*в, г*)

Відповідно до виразу (3.19) передавальна функція гіротахометра набуває вигляду:

$$W(s) = \frac{U(s)}{\omega_{\xi}(s)} = \frac{k_{\text{ао}}}{T_0^2 s^2 + 2\nu T_0 s + 1}, \quad (3.20)$$

де $U(s)$ – вихідна напруга; $\omega_{\xi}(s)$ – вимірювана кутова швидкість; $k_{\text{ао}} = Sk_{\text{ае}} / c_{\text{д}}$ – коефіцієнт передачі; ν – коефіцієнт демпфірування; $T_0 = \sqrt{J / c_{\text{д}}}$ – стала часу.

Що стосовно нелінійності, зумовленої впливом гістерезису торсіона, то, як

показали результати моделювань, нею можна знехтувати, оскільки вона не має вирішального впливу на точність системи у цілому [31].

Відповідно до результатів моделювання, зона нечутливості гіротахметра також впливає на результати роботи системи незначним чином [31].

Основні нелінійності електронних пристроїв. У реальній апаратурі широко використовується обмеження сигналів за рівнем, що відповідає нелінійній характеристиці з насиченням без зони нечутливості. Лінеаризація моделі у цьому аспекті відбувається вибором діапазону та рівнів сигналів.

Суттєво нелінійною моделлю системи зазначеного типу є модель широтно-імпульсного модулятора. Але, як показали результати досліджень, тут можлива заміна лінійною моделлю без значного впливу на отримані результати. Ця лінійна модель являє собою відношення амплітуди імпульсу до опорної напруги ($k_{\text{опі}} = \frac{27}{6} = 4,5$). Результати моделювання показали також, що знехтування зоною нечутливості широтно-імпульсного модулятора не призводить до погіршення показників перехідних процесів зазначеної системи [31].

3.3 Особливості математичного опису системи стабілізації в процедурах автоматизованого проектування

Виконання процедури параметричної оптимізації та структурного синтезу доцільно виконувати на підставі математичного опису у просторі станів

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu}; \\ \mathbf{y} &= \mathbf{Cx} + \mathbf{Du},\end{aligned}\tag{3.21}$$

де \mathbf{x} – вектор змінних стану; \mathbf{u} – вектор управління; $\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}, \mathbf{D}$ – матриці стану, управління, спостереження та збурення; \mathbf{y} – вектор вимірювань.

Для системи зазначеного типу рівняння (3.21) характеризуються наявністю розріджених матриць, які містять відносно велику кількість

нульових елементів. Ця ситуація не є критичною, оскільки на наш час існує велика кількість алгоритмів, орієнтована на виконання дій з такими матрицями. Для спрощення остаточної моделі у просторі станів можна використовувати канонічні форми запису матриць. Слід зазначити, що приведення до канонічної форми можна виконувати засобами системи MATLAB, що дозволяє автоматизувати складні розрахунки та перетворення, необхідні для проведення синтезу будь-якої системи управління [40].

Рівняння (3.21) описують неперервну лінійну стаціонарну систему. Якщо у зазначеній системі покласти $\mathbf{D} \equiv \mathbf{0}$, то вона може вважатись власною, тобто строго реалізованою [35].

Відповідно до виразів (3.5), (3.13), (3.14) об'єднана модель об'єкта стабілізації горизонтального каналу (робочого модуля) та виконавчого механізму, якщо знехтувати люфтом приводу, може бути представлена у такому вигляді [24, 27]

$$\begin{aligned}
 J_{\text{дв}} \ddot{\varphi}_{\text{дв}} &= -M_{\text{трд}} \text{sign} \dot{\varphi}_{\text{дв}} + \frac{c_{\text{м}}}{R_{\text{я}}} U + \frac{c_{\text{р}}}{n_{\text{р}}^2} \varphi_{\text{дв}} - c_{\text{р}} \frac{\varphi_{\text{рм}}}{n_{\text{р}}}; \\
 J_{\text{рм}} \ddot{\varphi}_{\text{рм}} &= -M_{\text{тррм}} \text{sign} \dot{\varphi}_{\text{рм}} - M_{\text{нррм}} \cos \varphi_{\text{рм}} + \frac{c_{\text{р}}}{n_{\text{р}}} \varphi_{\text{дв}} - c_{\text{р}} \varphi_{\text{рм}}; \\
 \dot{U}_{\text{т я}} + U &= U_{\text{шм}} - c_{\text{е}} \dot{\varphi}_{\text{дв}},
 \end{aligned} \tag{3.22}$$

де $J_{\text{дв}}$ – момент інерції двигуна; $\varphi_{\text{дв}}$ – кут повороту двигуна; $M_{\text{ддд}}$, $M_{\text{ддд}}$ – моменти сухого тертя двигуна та робочого модуля; \tilde{n}_i – стала моменту навантаження; $R_{\text{я}}$ – опір кола якоря двигуна; U – напруга місцевого зворотного зв'язку; $J_{\text{дл}}$ – момент інерції робочого модуля; $\varphi_{\text{дл}}$ – кут повороту робочого модуля; $M_{\text{іо дл}}$ – момент невривноваженості; $c_{\text{р}}$, $n_{\text{р}}$ – жорсткість та передавальне число редуктора; $U_{\text{оі}}$ – напруга ШІМ; $c_{\text{е}}$ – стала електрорушійної сили.

Відповідно до рівнянь (3.22) та підходів до лінеаризації моделі системи стабілізації, викладених у підрозділі 3.3, лінеаризована модель горизонтального каналу зазначеної системи набуває вигляду [24, 25, 26]:

$$\begin{aligned}
J_{\text{дв}} \ddot{\Phi}_{\text{дв}} &= -f_{\text{тдв}} \dot{\Phi}_{\text{дв}} + \frac{c_{\text{м}}}{R_{\text{я}}} U + \frac{c_{\text{р}}}{n_{\text{р}}^2} \Phi_{\text{дв}} - c_{\text{р}} \frac{\Phi_{\text{рм}}}{n_{\text{р}}}; \\
J_{\text{рм}} \ddot{\Phi}_{\text{рм}} &= -f_{\text{тррм}} \dot{\Phi}_{\text{рм}} + \frac{c_{\text{р}}}{n_{\text{р}}} \Phi_{\text{дв}} - c_{\text{р}} \Phi_{\text{рм}} - M_{\text{нррм}}; \\
\dot{U} T_{\text{я}} + U &= -c_{\text{е}} \dot{\Phi}_{\text{дв}} + k_{\text{шм}} U_{\text{рег}},
\end{aligned} \tag{3.23}$$

де $f_{\delta\delta\text{дi}}, f_{\delta\delta\text{аi}}$ – коефіцієнти лінеаризованих моментів; $k_{\text{шм}}$ – коефіцієнт передачі лінеаризованого ШІМ; $U_{\text{рег}}$ – вихідний сигнал регулятора. Модель (3.23) може бути перетворена до моделі у просторі станів (3.21) після введення нових змінних та зниження порядку диференціальних рівнянь. При цьому вектори змінних стану, управління, спостереження та матриці управління, спостереження, збурення та стану є такими:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{\Phi}_{\text{аа}} \\ \dot{\Phi}_{\text{дi}} \\ \Phi_{\text{аа}} \\ \Phi_{\text{дi}} \\ U \end{bmatrix}; \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} M_{\text{нррм}} \\ U_{\text{рег}} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{y} = \begin{bmatrix} \dot{\Phi}_{\text{дi}} \\ U \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{B}^{\text{T}} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{J_{\text{рм}}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{k_{\text{шм}}}{T_{\text{я}}} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \frac{-f_{\text{тдв}}}{J_{\text{дв}}} & 0 & \frac{c_{\text{р}}}{n_{\text{р}}^2 J_{\text{дв}}} & \frac{-c_{\text{р}}}{n_{\text{р}} J_{\text{дв}}} & \frac{c_{\text{м}}}{R_{\text{я}} J_{\text{дв}}} \\ 0 & \frac{-f_{\text{тррм}}}{J_{\text{рм}}} & \frac{c_{\text{р}}}{n_{\text{р}} J_{\text{рм}}} & \frac{-c_{\text{р}}}{J_{\text{рм}}} & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-c_{\text{е}}}{T_{\text{я}}} & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{T_{\text{я}}} \end{bmatrix}.$$

(3.24)

В аналогічний спосіб на підставі рівнянь (3.4), (3.13), (3.14) можна отримати лінеаризовану модель вертикального каналу зазначеної системи [24 , 25]:

$$\begin{aligned}
 J_{\text{дв}} \ddot{\Phi}_{\text{дв}} &= -f_{\text{тдв}} \dot{\Phi}_{\text{дв}} + \frac{c_{\text{м}}}{R_{\text{я}}} U + \frac{c_{\text{р}}}{n_{\text{р}}^2} \Phi_{\text{дв}} - c_{\text{р}} \frac{\Phi_{\text{БА}}}{n_{\text{р}}}; \\
 J_{\text{БА}} \ddot{\Phi}_{\text{БА}} &= -f_{\text{трБА}} \dot{\Phi}_{\text{БА}} + \frac{c_{\text{р}}}{n_{\text{р}}} \Phi_{\text{дв}} - c_{\text{р}} \Phi_{\text{БА}} - k_{\text{пр}} \Phi_{\text{БА}} - M_{\text{нрБА}} + k_{\text{пр}} A; \\
 \dot{U} T_{\text{я}} + U &= -c_{\text{е}} \dot{\Phi}_{\text{дв}} + k_{\text{ШМ}} U_{\text{пер}},
 \end{aligned} \tag{3.25}$$

де $J_{\text{БА}}$ – момент інерції блока апаратури; $\Phi_{\text{БА}}$ – кут повороту блока апаратури; $k_{\text{пр}}$ – жорсткість пружини системи балансування; A – кут взведення пружини пристрою балансування; $f_{\text{дд}\dot{\Lambda}\dot{\Lambda}}$ – коефіцієнт лінеаризованого моменту тертя блока апаратури.

Відповідно вектори змінних стану, управління, спостереження та матриці управління, спостереження, збурення та стану для моделі простору станів (3.21) стають такими [24 , 25]:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{\Phi}_{\dot{\Lambda}\dot{\Lambda}} \\ \dot{\Phi}_{\dot{\Lambda}\dot{\Lambda}} \\ \Phi_{\dot{\Lambda}\dot{\Lambda}} \\ \Phi_{\dot{\Lambda}\dot{\Lambda}} \\ U \end{bmatrix}; \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} M_{\text{нр}} + k_{\text{пр}} A \\ U_{\text{пер}} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{y} = \begin{bmatrix} \Phi_{\dot{\Lambda}\dot{\Lambda}} \\ U \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{B}^T = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{J_{\text{БА}}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{k_{\text{ШМ}}}{T_{\text{я}}} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \frac{-f_{\text{ТДВ}}}{J_{\text{ДВ}}} & 0 & \frac{c_p}{n_p^2 J_{\text{ДВ}}} & \frac{-c_p}{n_p J_{\text{ДВ}}} & \frac{c_m}{R_y J_{\text{ДВ}}} \\ 0 & \frac{-f_{\text{ТрБА}}}{J_{\text{БА}}} & \frac{c_p}{n_p J_{\text{БА}}} & \frac{-c_p - k_{\text{пр}}}{J_{\text{БА}}} & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-c_e}{T_y} & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{T_y} \end{bmatrix}. \quad (3.26)$$

Традиційно задачі проектування складних систем стабілізації можуть розв'язуватись на підставі “класичного” та “сучасного” підходів [35]. Перший підхід базується на використанні апарату передавальних функцій, перетвореннях Фурье та Лапласа, інженерних методах синтезу. Для другого підходу використовуються опис систем у просторі станів, матрична алгебра, чисельні методи і машинно-орієнтовані процедури синтезу та аналізу. Але за останній час ці два підходи стали доповнювати один одного [35]. Саме до таких задач, де, з одного боку доцільно використовувати опис у просторі станів, а з іншого – апарат передавальних функцій, відносяться задачі параметричної оптимізації та структурного синтезу системи стабілізації інформаційно-вимірювальних пристроїв, що встановлюються на рухомому об'єкті. Слід зазначити, що сучасні обчислювальні засоби дозволяють здійснювати перехід від одного типу моделі (у просторі станів) до іншого (передавальна функція) за допомогою спеціальних вбудованих функцій.

Слід зазначити, що сучасні підходи до структурного синтезу вимагають використання математичної моделі системи з урахуванням об'єкта стабілізації, виконавчого механізму та вимірювальної системи. Тобто, ця процедура проектування системи зазначеного типу може бути здійснена на підставі моделей (3.19), (3.24) та (3.19), (3.26) для горизонтального та вертикального каналів проектованої системи відповідно. У деяких практичних ситуаціях динамікою гіроскопічного пристрою можна знехтувати. Тоді процедури структурного синтезу можуть виконуватись на підставі моделей (3.24), (3.26) за умови урахування у матрицях спостереження коефіцієнта

передачі датчика кутової швидкості, сигнал якого використовується у системах зазначеного типу як основний зворотний зв'язок:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & k_{\text{ад}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Що стосовно процедури параметричної оптимізації, то у цьому випадку необхідно використовувати значно складніший математичний опис завдяки урахуванню моделі регулятора. При цьому слід також враховувати структурні зв'язки між окремими складовими системи. Такий підхід забезпечує визначення H_2 -норми функції чутливості та H_∞ -норми функції комплементарної чутливості системи в процесі її параметричної оптимізації.

ВИСНОВОК

В даному розділі було розглянуто математичну модель інерціальної стабілізованої платформи та був виконаний аналіз типових нелінійностей математичної моделі інерціальної стабілізованої платформи її лінеаризація.

РОЗДІЛ 4.

Метод модернізації системи управління котовим рухом платформи на основі робастної параметричної оптимізації

4.1. Критерій та особливості процедури оптимізації

Для параметричної оптимізації системи необхідно обрати критерій, який би враховував різні аспекти її функціонування. Для системи зазначеного типу велике значення має як точність, так і стійкість до зовнішніх збурень.

Для обчислення показників якості робастних систем стабілізації використовується H_2 -норма. Слід зазначити, що H_2 -норми являють собою квадратні корені інтегральних квадратичних критеріїв якості. У загальному випадку ці критерії мають вигляд:

- для детермінованих динамічних систем і сигналів [42]:

$$J_d = \int_0^{\infty} (\mathbf{x}^T \mathbf{Q} \mathbf{x} + \mathbf{u}^T \mathbf{R} \mathbf{u}) dt, \quad (4.1)$$

де \mathbf{Q}, \mathbf{R} – вагові матриці, які враховують вагу змінних стану та зовнішніх впливів;

- для стохастичних динамічних систем і сигналів [42]:

$$J_s = \int_0^{\infty} (M[\mathbf{x}^T \mathbf{Q} \mathbf{x} + \mathbf{u}^T \mathbf{R} \mathbf{u}]) dt, \quad (4.2)$$

де M – символ математичного очікування.

Для обчислення показників робастності систем стабілізації використовується H_{∞} -норма матричної функції комплементарної чутливості замкнутої системи [41, 42]

$$H_{\infty} = \sup_{\omega \in [-\infty, \infty]} \bar{\sigma}(j\omega), \quad (4.3)$$

де $\bar{\sigma}$ – максимальне сингулярне число матричної передавальної функції

Кафедра АКСУ				НАУ 20 10 06 000 ПЗ			
Виконав	Салюк О.О.			Метод модернізації системи управління котовим рухом платформи на основі робастної параметричної оптимізації	Літ.	Арк.	Аркушів
Керівник	Сущенко О.А.						
Консульт.	Сущенко О.А.				202М 151		
Н. контр.	Дивнич М.П.						
Зав. каф.	Тачиніна О.М.						
						71	

$\Phi(j\omega)$ на частоті ω . Залежність $\bar{\sigma}(j\omega)$ називається сингулярною частотною характеристикою багатовимірної системи

$$\bar{\sigma}(j\omega) = \max_{i \in \{1, \dots, n\}} \sqrt{\text{eig}_i \Phi^*(j\omega) \Phi(j\omega)}, \quad \forall \omega \in [-\infty, \infty] \quad (4.4)$$

тут eig позначає операцію знаходження власних чисел. Ця характеристика визначає запаси стійкості за амплітудою та фазою системи. H_∞ -норма характеризує верхню границю максимального значення сингулярної частотної характеристики системи.

Відповідно під час виконання H_∞ -оптимізації визначаються параметри регулятора, які доставляють мінімум H_∞ -норми [41].

Підвищити ефективність робастної оптимізації можна за рахунок використання змішаної H_2 / H_∞ оптимізації [43]. Поєднання H_2 та H_∞ оптимізації дозволяє сформулювати задачу оптимального синтезу як задачу синтезу системи стабілізації з оптимальним рівнем якості на підставі квадратичного критерію при збереженні її властивостей за умови дії збурень [44]. У цьому випадку оптимальний синтез зазначеної системи доцільно здійснювати з використанням комплексного критерію, який дозволяє одночасно враховувати показники якості та робастності системи. Такий критерій може бути визначений на підставі H_2 , H_∞ норм функцій чутливості системи. Вплив кожної складової у комплексному показнику якості регулюється за допомогою вагових коефіцієнтів, які залежать від особливостей системи.

Відомо, що в процедурах синтезу робастних систем управління літальними апаратами широкого класу з успіхом використовується комплексний критерій “якість-робастність” [45]. Для зазначеної системи до комплексного критерію оптимізації доцільно включити показники якості номінальної та збуреної параметричними структурованими збуреннями системи для детермінованого та стохастичного випадків. До критерію

оптимізації мають входити показники робастності номінальної та збуреної параметричними структурованими збуреннями системи.

Тоді комплексний критерій набуває вигляду [45]:

$$\begin{aligned}
 J_{H_2/H_\infty} = & \lambda_2^{\text{nom d}} \|\Phi_{S1}(\mathbf{K}, \mathbf{x}, \mathbf{u}, j\omega)^{\text{nom d}}\|_2 + \lambda_2^{\text{nom s}} \|\Phi_{S2}(\mathbf{K}, \mathbf{x}, \mathbf{u}, j\omega)^{\text{nom s}}\|_2 + \\
 & + \lambda_\infty^{\text{nom}} \|\Phi_T(\mathbf{K}, \mathbf{x}, \mathbf{u}, j\omega)^{\text{nom}}\|_\infty + \sum_{i=1}^n \lambda_{2_i}^{\text{par d}} \|\Phi_{S1}(\mathbf{K}, \mathbf{x}, \mathbf{u}, j\omega)_i^{\text{par d}}\|_2 + \\
 & + \sum_{i=1}^n \lambda_{2_i}^{\text{par s}} \|\Phi_{S2}(\mathbf{K}, \mathbf{x}, \mathbf{u}, j\omega)_i^{\text{par s}}\|_2 + \sum_{i=1}^n \lambda_{\infty_i}^{\text{par}} \|\Phi_T(\mathbf{K}, \mathbf{x}, \mathbf{u}, j\omega)_i^{\text{par}}\|_\infty + PF,
 \end{aligned} \tag{4.5}$$

де $\|\Phi_{S1}^{\text{nom d}}\|_2, \|\Phi_{S2}^{\text{nom s}}\|_2, \|\Phi_{S1_i}^{\text{par d}}\|_2, \|\Phi_{S2_i}^{\text{par s}}\|_2$ – H_2 -норми матричних функцій чутливості замкнутої системи, номінальної та збуреної параметричними структурованими збуреннями для детермінованого і стохастичного випадків; $\|\Phi_T^{\text{nom}}\|_\infty, \|\Phi_{T_i}^{\text{par}}\|_\infty$ – H_∞ -норми матричних функцій комплементарної чутливості замкнутої системи, номінальної та збуреної параметричними структурованими збуреннями; $\lambda_2^{\text{nom d}}, \lambda_2^{\text{nom s}}, \lambda_\infty^{\text{nom}}, \lambda_{2_i}^{\text{par d}}, \lambda_{2_i}^{\text{par s}}, \lambda_{\infty_i}^{\text{par}}$ – вагові коефіцієнти відповідних норм; n – кількість моделей системи, збуреної параметричними структурованими збуреннями; PF – штрафна функція, що забезпечує виконання умов стійкості системи в процесі оптимізації; \mathbf{K} – вектор параметрів регулятора, що підлягають оптимізації.

Вагові матриці для розрахунку показника якості в детермінованому випадку обираються на підставі граміана керованості збалансованої моделі.

Урахування у комплексному показнику оптимізації H_∞ -норм параметрично збурених моделей гарантує певну нечутливість синтезованої системи до змінювань параметрів у діапазоні допустимих значень. Відомо [41, 42], що вимоги до точності управління (якості) та робастності є взаємно суперечливими. Тому задача оптимального H_2/H_∞ -синтезу системи стабілізації полягає у відшуканні компромісу між точністю та робастністю системи. Цей компроміс може бути досягнутий за рахунок використання комплексного критерію із змінюваними ваговими коефіцієнтами (4.5), вираз

для якого дозволяє зменшувати або збільшувати міру точності та робастності залежно від аналізу характеристик синтезованої системи.

Використання комплексного критерію оптимізації для проведення параметричного синтезу зазначеної системи дозволяє знайти рішення, яке забезпечить компроміс між вимогами до точності та робастності системи. Такий підхід до розв'язання задачі синтезу називається багатоцільовим, оскільки він дозволяє винайти компроміс між суперечливими цілями [46].

Метою робастної параметричної оптимізації є мінімізація критерію (4.5) для різних комбінацій чисельних значень параметрів системи. При цьому необхідно забезпечити знаходження вектору змінних стану у просторі станів у межах, які визначаються ТЗ, тобто визначити такі значення параметрів, які мають задовольняти систему нерівностей.

H_2/H_∞ -оптимізація базується на принципі гарантованого результату [46], який не залежить від дії зовнішнього збурення, а визначається H_∞ -нормами від збурення до входів системи:

$$\frac{\|\Phi(s)\mathbf{w}(s)\|_\infty}{\|\mathbf{w}(s)\|_\infty} < \gamma,$$

де $\Phi(s)$ – матрична передавальна функція замкнутої системи, $\mathbf{w}(s)$ – передавальна функція збурення; γ – мале число.

Розглянемо особливості задачі робастної H_2/H_∞ -оптимізації за критерієм (4.5) більш детально. Відповідно до визначення Б.Т. Поляка і П.С. Щербакова ця задача відноситься до «важких» задач теорії управління, які характеризуються неопуклістю і NP -складністю [43]. Останнє (NP – non-deterministic polynomial hard) означає, що рішення задачі, що містить обсяг вихідних даних n , не може бути отримано на машині Тюрінга за час порядку $O(n^k)$, де k – довільна константа, що не залежить від вихідних даних. Ці обставини роблять неможливим отримання точного рішення оптимізаційної задачі, якого у низці випадків просто не існує. Тим не менш відмова від пошуку точного рішення призводить до необхідності пошуку рішення, яке

задовольняє вихідним даним попереднього проектування і є ефективним з точки зору проектувальника.

Критерій (4.5) являє собою перетворення множини скалярних (локальних) критеріїв в один глобальний критерій. При цьому окремі скалярні критерії є суперечливими. Відомо [42], що мінімізація критерію точності (H_2 -норми функції чутливості \mathbf{S}) призводить до максимізації критерія робастності (H_∞ -норми функції комплементарної чутливості \mathbf{T}). Крім того, критерії якості (точності), засновані на H_2 -нормі функції чутливості \mathbf{S} , для стохастичних та детермінованих випадків також є суперечливими. Дійсно, мінімізація для детермінованого випадку означає на практиці зменшення H_2 -норми імпульсної перехідної характеристики замкнутої системи. У той же час для стохастичного випадку це означає на практиці зменшення дисперсії похибки на виході замкнутої системи під час дії на її вході білого шуму. Останнє призводить до зменшення ефективного смуги частот перепускання замкнутої системи, що призводить до збільшення H_2 -норми імпульсної перехідної характеристики.

З урахуванням вище викладених обставин критерій (4.5) являє собою представлення векторного критерію у скалярному вигляді за допомогою вагових коефіцієнтів λ_i , які в теорії багатокритеріальної оптимізації називаються коефіцієнтами важливості локальних критеріїв. У зв'язку з цим доцільно розглянути більш детально критерій H_2/H_∞ (4.5) під кутом зору багатокритеріальної оптимізації.

З урахуванням зазначеної вище властивості суперечливості локальних критеріїв, що входять до виразу (4.5) представимо ці локальні критерії у вигляді груп [47]:

$$J_{H_2}^d = \begin{bmatrix} \lambda_2^{\text{nom d}} & \lambda_{21}^{\text{par d}} & \dots & \lambda_{2n}^{\text{par d}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \|\Phi_{S1}(\mathbf{K}, \mathbf{x}, \mathbf{u}, j\omega)^{\text{nom d}}\|_2 \\ \|\Phi_{S1}(\mathbf{K}, \mathbf{x}, \mathbf{u}, j\omega)_1^{\text{par d}}\|_2 \\ \dots \\ \|\Phi_{S1}(\mathbf{K}, \mathbf{x}, \mathbf{u}, j\omega)_n^{\text{par d}}\|_2 \end{bmatrix}; \quad (4.6)$$

$$J_{H_2}^s = \begin{bmatrix} \lambda_2^{\text{nom } s} & \lambda_{21}^{\text{par } s} & \dots & \lambda_{2n}^{\text{par } s} \\ \|\Phi_{S_2}(\mathbf{K}, \mathbf{x}, \mathbf{u}, j\omega)^{\text{nom } s}\|_2 \\ \|\Phi_{S_2}(\mathbf{K}, \mathbf{x}, \mathbf{u}, j\omega)_1^{\text{par } s}\|_2 \\ \dots \\ \|\Phi_{S_2}(\mathbf{K}, \mathbf{x}, \mathbf{u}, j\omega)_n^{\text{par } s}\|_2 \end{bmatrix}; \quad (4.7)$$

$$J_\infty = \begin{bmatrix} \lambda_\infty^{\text{nom}} & \lambda_{\infty 1}^{\text{par}} & \dots & \lambda_{\infty n}^{\text{par}} \\ \|\Phi_T(\mathbf{K}, \mathbf{x}, \mathbf{u}, j\omega)^{\text{nom}}\|_\infty \\ \|\Phi_T(\mathbf{K}, \mathbf{x}, \mathbf{u}, j\omega)_1^{\text{par}}\|_\infty \\ \dots \\ \|\Phi_T(\mathbf{K}, \mathbf{x}, \mathbf{u}, j\omega)_n^{\text{par}}\|_\infty \end{bmatrix}. \quad (4.8)$$

Використовуючи вирази (4.6) – (4.8), можна переписати критерій (4.5) у вигляді

$$J_{H_2/H_\infty} = J_{H_2}^d + J_{H_2}^s + J_\infty + PF. \quad (4.9),$$

Позначимо через K_p Парето-оптимальне рішення задачі проектування регулятора з вектором коефіцієнтів, що налагоджуються, \mathbf{K} . Тут доцільно згадати властивість *NP*-складності розв'язуваної задачі, у відповідності до якого строгого рішення цієї задачі може і не існувати. У цьому випадку доцільно знайти розв'язання цієї задачі, прийнятне з точки зору вимог до проектованого регулятора і компромісне з точки зору проектувальника даної системи. Таке рішення може розглядатись як деякий «технічний» аналог Парето-оптимального рішення. Пошук такого рішення здійснюється у просторі коефіцієнтів, що визначаються векторами λ_d , λ_s і λ_∞ , а також елементами вагових матриць \mathbf{Q} і \mathbf{R} в H_2 -нормах, обчислюваних для локальних критеріїв (4.7) та (4.8). Позначимо $\Lambda = [\lambda_d \quad \lambda_s \quad \lambda_\infty]^T$. Тоді задачу проектування H_2/H_∞ -регулятора для системи стабілізації можна сформулювати наступним чином [47]

$$\mathbf{K}_p = \arg \min_p \min_{\mathbf{K}} J_{H_2/H_\infty}(\mathbf{K}, \mathbf{Q}, \mathbf{R}, \Lambda, \mathbf{x}, \mathbf{u}, j\omega), \quad (4.10)$$

$$\mathbf{K} \in D, \quad D: \text{Re}[\text{eig}_i(\mathbf{I} + \mathbf{L}(s))] < 0, \quad i = 1, \dots, i_0, \quad (4.11)$$

$$x_i < x_{i0}, \quad i = 1, \dots, n_0; \quad u_j < u_{j0}, \quad j = 1, \dots, m_0, \quad (4.12)$$

тут $\mathbf{L}(s) = \mathbf{P}(s)\mathbf{W}(s)$; $\mathbf{P}(s)$ – матриця регуляторів; $\mathbf{W}(s)$ – матриця передавальних функцій об'єкта з урахуванням виконавчого механізму та вимірювальної системи; D являє собою область стійкості у просторі параметрів; i_0 – порядок системи диференціальних рівнянь у формі Коші; $n_0 \times 1$ – розмірність вектора стану; $m_0 \times 1$ – розмірність вектора управління.

При цьому обмеження (4.11)А визначаються умовами стійкості замкнутої системи, а (4.12) – технічними вимогами на регулятор, які задаються в ТЗ. Під символом \min_p розуміють «нестрогий» мінімум, що визначається конкретними вимогами до модернізації.

Процес пошуку рішення являє собою процедуру багатократного виконання мінімізації критерію (4.5) одним з відомих методів. Як такий метод може бути використаний метод Нелдера-Міда або генетичний алгоритм, переваги якого полягають у можливості відшукання глобального мінімуму у кожному конкретному випадку.

Евристична процедура векторної оптимізації розділяється на два етапи. На першому етапі знаходиться рішення, прийнятне з точки зору технічних вимог до регулятора, що визначаються ТЗ. На цьому етапі компонентам вектора $\mathbf{\Lambda}$ привласнюються одиничні значення. Для фіксованих значень елементів матриць \mathbf{Q} і \mathbf{R} проводиться процедура мінімізації одним з вищезгаданих методів мінімізації скалярного критерію. Після виконання кожної процедури мінімізації перевіряється виконання обмежень (4.12). Якщо вони не виконуються, проводиться збільшення вагових коефіцієнтів q_i (для конкретної компоненти $x_i > x_{i0}$) і r_j (для $u_j > u_{j0}$). Процедура повторюється до тих пір, поки нерівності (4.12) не будуть задовільнені.

Виконання виразу (4.12) для усіх x_i та u_j означає знаходження рішення, допустимого з точки зору технічних вимог до системи.

На другому етапі векторної оптимізації при фіксованих значеннях елементів матриць \mathbf{Q} і \mathbf{R} , визначених на попередньому етапі, проводиться варіювання коефіцієнтів вагових критеріїв, визначених вектором $\mathbf{\Lambda}$ [47].

Компроміс між даними критеріями визначається наданням проектувальником переваг, які безпосередньо пов'язані з умовами експлуатації системи стабілізації інформаційно-вимірювальних пристроїв та її конструктивними особливостями. Так, наприклад, у більшості випадків надається перевага критерію $J_{H_2}^s$, якщо експлуатація виконується в умовах інтенсивних випадкових збурень, в інших випадках бажано зменшувати J_∞ при значних параметричних збуреннях. Декілька циклів виконання процедури мінімізації при варіюванні коефіцієнтів вагомості критеріїв (компонент вектора Λ) достатньо для знаходження бажаного компромісу.

Слід зазначити, що дана процедура має евристичний характер і перевірена на достатньо великій кількості практичних випадків, що підтверджує її ефективність.

Як впливає з умови (4.11), під час проведення процедури параметричної оптимізації та пошуку оптимального значення вектора \mathbf{K}^* необхідно, щоби в процесі варіацій характеристик об'єкта управління та параметрів регулятора, замкнута система залишалась стійкою. Тому до показника якості (4.5) додається штрафна функція, яка забезпечує знаходження полюсів замкнутої системи у лівій півплощині комплексної змінної. Для визначення штрафної функції виконується перевірка знаходження полюсів системи у ділянці, на півплощині комплексної змінної, яка відповідає критеріям стійкості системи. Для системи зазначеного типу представляється доцільним використовувати як обмеження показники перехідних процесів, які підлягають безумовному виконанню, шляхом їх вводу до штрафної функції. Це накладає певні вимоги до розподілу полюсів передавальної функції замкнутої системи: вони мають не виходити за межі деякої ділянки, як це показано на рис. 4.1. До параметрів, які обмежують цю ділянку, відносяться найменша відстань η до уявної осі, найбільша відстань ξ до уявної осі та кут ψ .

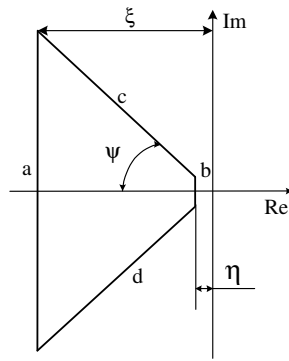


Рис. 4.1. Бажана область розташування полюсів: a, b, c, d – межі області

Отже, на площині знаходження полюсів замкнутої системи може бути виділена ділянка, яка буде задовольняти вимогам до показників перехідних процесів системи. Штрафна функція дорівнює нулю у межах ділянки та значно зростає за її межами. Під час виконання процедури оптимізації за умови існування штрафної функції при всіх змінюваннях параметрів система буде мати полюси в області бажаних значень.

Якість стабілізації залежить від взаємного розташування полюсів системи. Розміщення полюсів визначається параметрами η , ξ , та коливальністю системи $\mu = \operatorname{tg} \psi$, параметр η в деяких джерелах називають ступенем стійкості. Для того, щоб похибка системи за деякий час t_p зменшилась до m відсотків початкового значення необхідно, щоби всі корні характеристичного рівняння системи знаходились у лівій півплощині комплексної змінної на відстані $|\eta_0| = \frac{\ln 0,01m}{t_p}$ від уявної осі. Коливальний характер перехідного процесу визначається наявністю комплексно-спряжених коренів виду $\alpha \pm j\beta$. За міру коливальності вважають відношення уявної частини кореня, який характеризує кутову частоту коливань, до його дійсної частини. Загасання коливального процесу характеризується ступенем

зменшення амплітуди коливань за один період. Фактор загасання пов'язаний з мірою коливальності виразом $f = 1 - e^{-\frac{2\pi}{\mu}}$.

З цього виходить, що стохастична модель вносить додаткову невизначеність внаслідок залежності дії збурення від змінюваної під час функціонування об'єкта швидкості. Структурні схеми детермінованої та стохастичної моделей представлені на рис. 4.2.

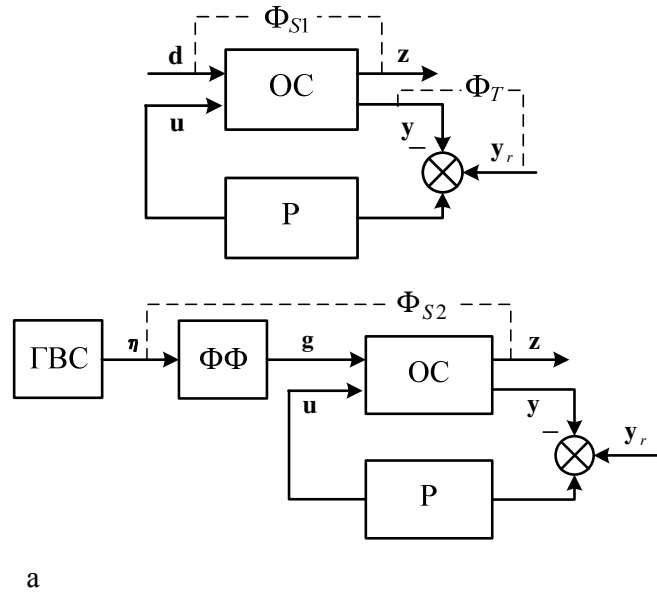


Рис. 4.2. Детермінована (а) та стохастична (б) моделі: ОС – об'єкт стабілізації; Р – регулятор; ГВС – генератор випадкових сигналів; ФФ – формувальний фільтр; **d** – сигнал входу; **z** – сигнал спостереження; **u** – сигнал управління; **y** – сигнал вимірюваного виходу; **η** – білий шум; **g** – збурення; **y_r** – командний сигнал

4.2. Метод проектування дискретної системи стабілізації як інтерактивна процедура, заснована на векторній робастній параметричній оптимізації

Широке використання обчислювальних засобів є сучасною тенденцією створення систем наведення та стабілізації зазначеного типу. З одного боку вимоги до точності вимагають малого інтервалу квантування, з другого боку

необхідно приймати до уваги збільшення труднощів апаратної реалізації системи із зменшенням інтервалу квантування.

Аналіз зазначеної системи на виконання вимог теореми Котельникова [57] та прийняття до уваги наведеної у цій праці рекомендації дотримуватись між частотою зрізу та обраною частотою дискретизації співвідношення $(5-10)\omega_z = \omega_d$ призводить до необхідності обирати частоту дискретизації в інтервалі (200-400) Гц. Можливості апаратної реалізації дозволяють зупинитися на величині 400 Гц.

Параметричний синтез неперервної системи із дискретним регулятором потребує окремого дослідження. Основні принципи побудування процедури оптимального синтезу залишаються тими самими, що і для параметричного синтезу неперервного регулятора. Але при цьому мають місце деякі суттєві особливості. Використання обчислювальних процедур синтезу дискретних регуляторів потребує представлення моделі об'єкта управління в дискретній формі з періодом дискретності регулятора. При цьому можуть використовуватись різні методи дискретизації.

Побудування дискретної моделі неперервної системи із використанням екстраполятора нульового порядку представлено на рис. 4.3 [33].

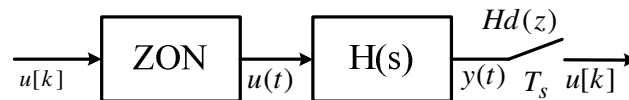


Рис. 4.3. Структурна схема дискретизації з допомогою екстраполятора нульового порядку (ЕНП): $u[k]$ – дискретний сигнал; $u(t)$ – неперервний сигнал; $W(s)$ – неперервна передавальна функція; $y(t)$ – вихідний сигнал передавальної функції; T_s – період квантування

Більш точне перетворення із неперервної форми у дискретну забезпечує білінійна апроксимація за методом Тастіна. Це перетворення реалізує приближене співвідношення для представлення експоненти

$$z = e^{sT_s} \cong \frac{1 + sT_s / 2}{1 - sT_s / 2} \quad [33],$$

яке використовується для встановлення зв'язку між

змінними s та z для неперервної та дискретної передавальних функцій. Неперервна передавальна функція перетворюється у дискретну $H_d(z) \cong H(s)$ за допомогою підстановки $s \cong \frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1}$.

В процедурах параметричної оптимізації дискретизацію може бути здійснено за допомогою функцій системи MATLAB: *c2d* (перетворення неперервних моделей у дискретні) та *filt* (представлення у форматі цифрового фільтра) [33].

Основні принципи побудування алгоритму автоматизованої процедури модернізації на підставі векторної робастної параметричної оптимізації для дискретної системи наведення та стабілізації залишаються тими самими, але при цьому мають місце деякі суттєві особливості.

1. Визначення збалансованої реалізації можливе для неперервних систем. У випадку ж дискретної системи доцільно виконувати масштабування матриць моделі у просторі станів з використанням перетворення подібності з діагональною матрицею \mathbf{T} та скалярним коефіцієнтом α [33] такими, що

матриця $\begin{bmatrix} \mathbf{TAT}^{-1} & \mathbf{TB}/\alpha \\ \alpha\mathbf{CT}^{-1} & \mathbf{0} \end{bmatrix}$ має малі числа обумовленості власних значень.

Для виконання такої операції можливе використання функції *ssbal* [33], за допомогою якої на підставі четвірки матриць моделі у просторі станів $\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}, \mathbf{D}$ можна отримати масштабовану модель $\mathbf{TAT}^{-1}, \mathbf{TB}/\alpha, \mathbf{TB}/\alpha, \mathbf{TB}/\alpha$ та матрицю \mathbf{T} , таку, що $\bar{\mathbf{x}} = \mathbf{T}\mathbf{x}$, де $\bar{\mathbf{x}}$ – новий вектор стану.

2. Критерій оптимізації зазначеної процедури визначається виразом (4.5). Відмінності в організації процедури параметричного синтезу дискретної системи мають місце у складанні штрафної функції. Як і для попереднього випадку, умовою стійкості є знаходження усіх полюсів передавальної функції замкнутої системи у лівій півплощині комплексної змінної. Але з урахуванням z -перетворення область стійкості являє собою коло одиничного радіуса, в якій

мають знаходитись полюси передавальної функції системи. Формування штрафної функції для дискретної системи пояснюється у такий спосіб [48]. Допустиму область M розміщення полюсів на z -площини показано заштрихованою фігурою (див. рис 4.4). Сама ж штрафна функція PF як функція цієї мінімальної відстані d_m визначається виразом

$$PF(d_m) = \begin{cases} 0, & \text{якщо } d_m \geq d_{m2} \\ \frac{P}{2} \left[1 + \cos \left(\frac{\pi \cdot (d_m - d_{m1})}{(d_{m2} - d_{m1})} \right) \right], & \text{якщо } d_{m1} < d_m < d_{m2}, \\ P, & \text{якщо } d_m \leq d_{m1}, \end{cases} \quad (4.27)$$

де P є досить великою величиною ($P=10^4-10^6$). При цьому штрафна функція є функцією мінімальної відстані від полюсів номінальної й збуреної систем до кожної з границь області M . З фізичної точки зору можна вважати, що штрафна функція (4.27) утримує полюси усередині допустимої області M . Графічно штрафна функція представлена на рис. 4.4. Її перетином вертикальною площиною, що проходить через вісь дійсних чисел.

3. Свої особливості процедура параметричного оптимального синтезу дискретної системи має і для розрахунку складових комплексного критерію оптимізації, а саме H_2 та H_∞ норм системи. Для дискретної системи H_∞ -норма визначається виразом $\|H(z)\|_\infty = \max_{\theta \in [0, \pi]} \sigma_{\max}(H(e^{j\theta}))$ [41], а для її визначення обчислювальними засобами необхідно застосовувати вбудовану функцію *norm* обчислювальної системи MATLAB [33]. Що стосовно H_2 -норми, то у випадку дискретної системи її слід розглядати як корінь квадратний з показника якості, що визначається як слід граміана керованості.

Отже, алгоритм автоматизованої процедури модернізації неперервної системи наведення та стабілізації із дискретним регулятором, що являє собою інтерактивну процедуру, засновану на векторній робастній параметричній оптимізації, складається з таких етапів [49].

1. Розробка неперервної математичної моделі об'єднаної системи “об'єкт керування–двигун” як єдиного пристрою, поєданого пружним зв'язком на підставі урахування жорсткості редуктора.

2. Вибір структури дискретного регулятора системи стабілізації та наведення.

3. Обґрунтування методу дискретизації та приведення неперервної об'єднаної моделі “об'єкт управління-двигун” та вимірювача до дискретного виду.

4. Розробка математичної моделі системи стабілізації та наведення.

5. Розробка повної математичної моделі зазначеної системи з урахуванням усіх нелінійностей, притаманних реальним системам (обмеження за сигналом, гістерезис, зона нечутливості), причому на підставі пакету Simulink об'єкт управління, двигун та гіроскопічний вимірювач можуть бути представлені у вигляді неперервних моделей, а регулятор, широтно-імпульсний модулятор та підсилювач напруги – у вигляді дискретних моделей відповідно.

6. Лінеаризація отриманої моделі з урахуванням типових нелінійностей.

7. Отримання передавальних функцій розімкнутої та замкнутої системи.

8. Виконання мінімальної реалізації моделі.

9. Масштабування моделі на підставі алгоритму перетворення подібності.

10. Завдання початкових значень та виконання оптимізації на підставі генетичного алгоритму з циклічним виконанням таких кроків:

– обчислення H_2 та H_∞ норм синтезованої системи з урахуванням особливостей їх розрахунку для дискретних систем;

– обчислення полюсів, аналіз їх розташування відносно одиничного кола та визначення відповідної штрафної функції;

– обчислення штрафної функції та комплексного критерію оптимізації.

11. Виконання аналізу синтезованої системи, включаючи такі кроки:

– обчислення H_2, H_∞ -норм та побудування ЛАЧХ системи із визначенням запасів стійкості на підставі лінійної моделі;

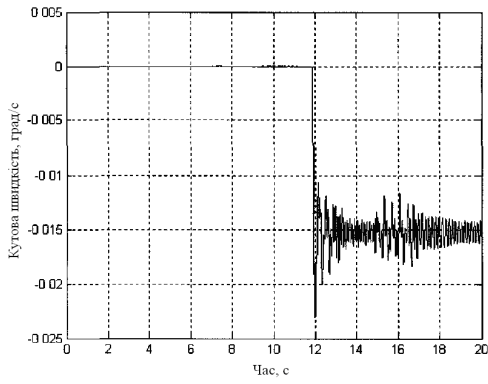
– аналіз показників перехідного процесу із використанням моделі системи із урахуванням усіх притаманних їй нелінійностей.

12. Висновок про завершення процедури параметричної оптимізації або її продовження із новими початковими умовами або новими ваговими коефіцієнтами комплексного критерію оптимізації. Слід зазначити, що нелінійності під час синтезу не враховуються, але вони приймаються до уваги під час моделювання синтезованої замкнутої системи.

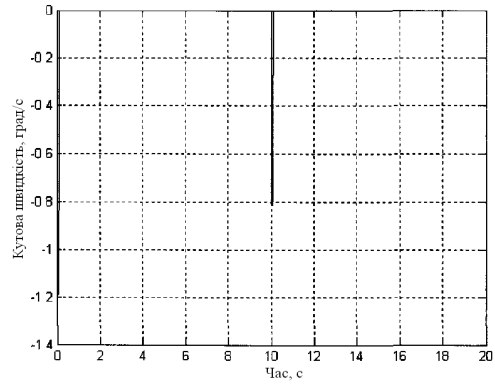
Результати моделювання показали, що система з синтезованим регулятором характеризується запасами стійкості за амплітудою 53,3Дб та за фазою 91,2 град., значеннями норм, що характеризують точність та робастність системи, $H_2 = 0,3736$ та $H_\infty = 0,1177$ для горизонтального каналу. Відповідно вертикальний канал системи характеризується запасами стійкості за амплітудою 54,3Дб та за фазою 89,1 град., значеннями норм, що характеризують точність та робастність системи, $H_2 = 0,2736$ та $H_\infty = 0,1023$.

Результати моделювання основних фазових координат горизонтального та вертикального каналів модернізованої дискретної системи наведення та стабілізації для детермінованого та стохастичного випадків представлені на рис. 4.5, 4.6. Середньоквадратичні відхилення фазових координат наведені у табл. 4.1. Для представлення фазових координат обрано вертикальний канал, оскільки його характеристики мають вирішальне значення для успішного функціонування системи у цілому.

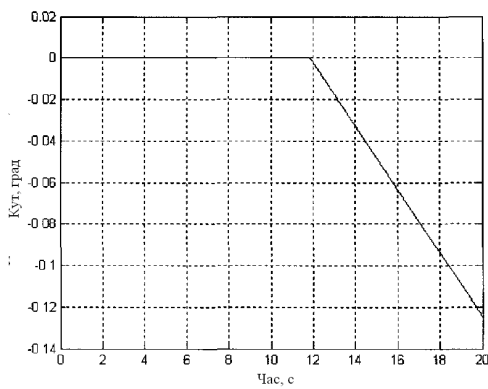
Результати моделювання модернізованої системи наведення та стабілізації інформаційно-вимірювальних пристроїв у різних режимах її функціонування, включаючи відпрацювання малої швидкості наведення, представлені на рис. 4.4.



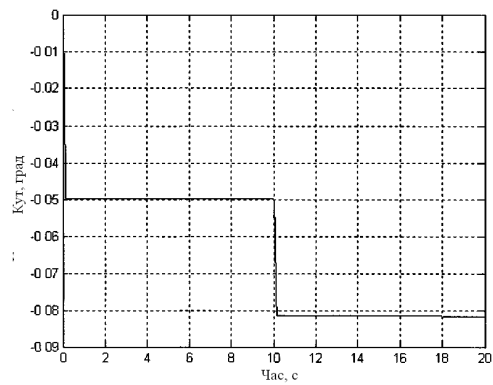
a



б

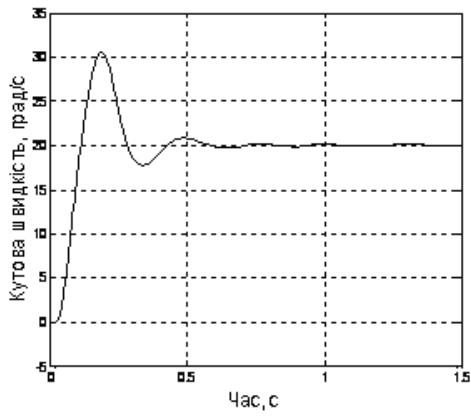


в

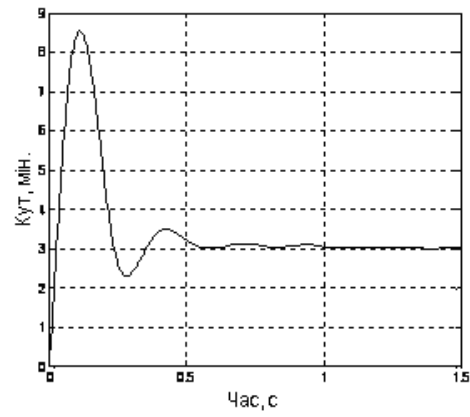


г

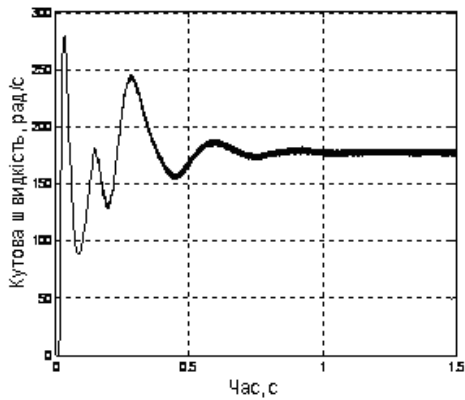
Рис. 4.4. Результати моделювання синтезованої системи: *a* – відпрацювання малої швидкості наведення; *б* – відпрацювання кутової швидкості при ступінчастому впливі; *в* – відпрацювання кута при малій швидкості наведення; *г* – відпрацювання кута при ступінчастому впливі



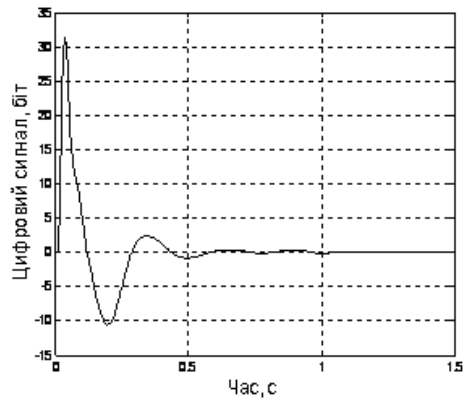
a



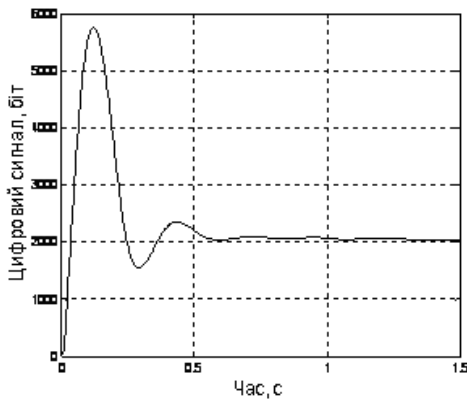
б



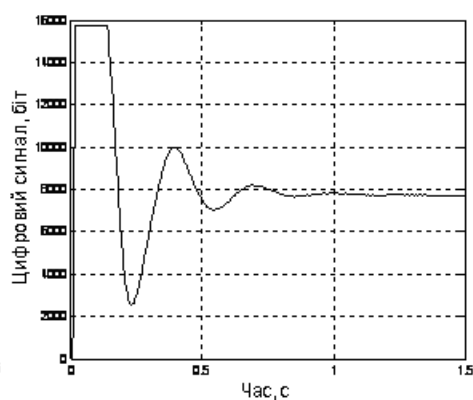
в



г

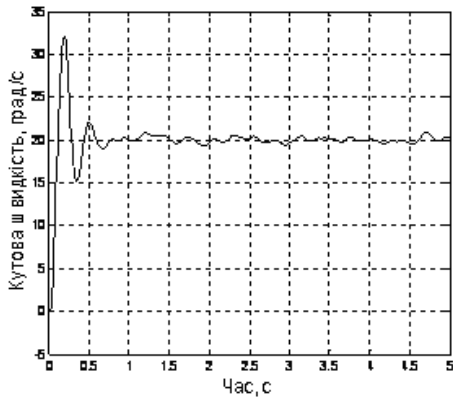


д

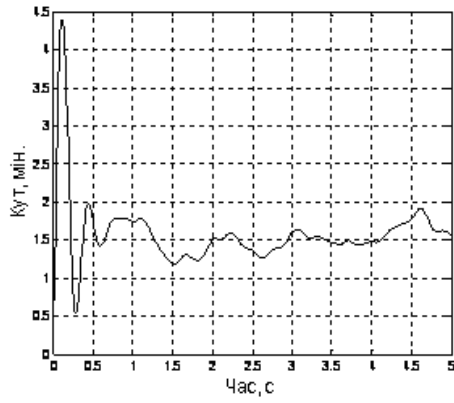


е

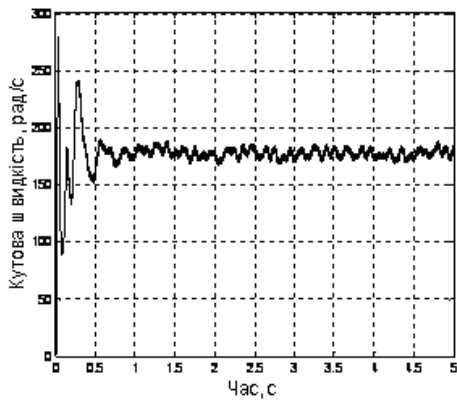
Рис. 4.5. Результати моделювання синтезованої системи наведення та стабілізації (горизонтальний канал): *a* – відпрацювання кутової швидкості; *б* – відпрацювання кутового положення; *в* – кутова швидкість двигуна; *г* – зворотний зв'язок за струмом; *д* – основний зворотний зв'язок; *е* – вихідний сигнал регулятора



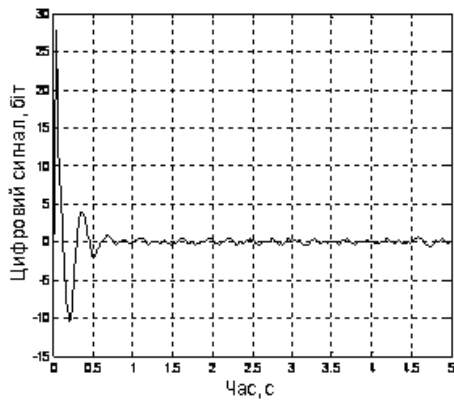
a



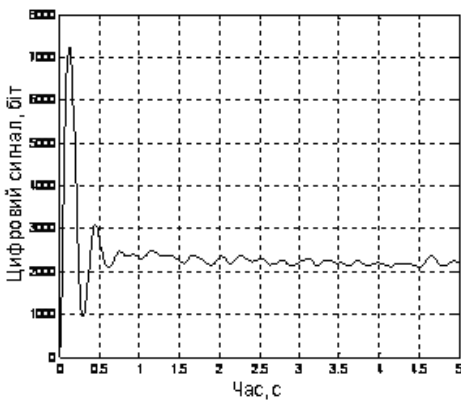
б



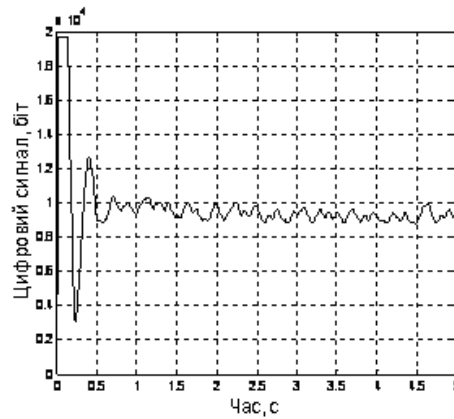
в



г



д



е

Рис. 4.6. Результати моделювання синтезованої системи наведення та стабілізації (горизонтальний канал) за умови дії збурень: *a* – відпрацювання кутової швидкості; *б* – відпрацювання кутового положення; *в* – кутова швидкість двигуна; *г* – зворотний зв'язок за струмом; *д* – основний зворотний зв'язок; *е* – вихідний сигнал регулятора

Таблиця 4.1. Середні квадратичні відхилення основних фазових координат

Фазова координата	СКВ1 вер. кан.	СКВ2 вер. кан.
Кутова швидкість об'єкта стабілізації	0,035 град/с	0,07 град/с
Кутове положення об'єкта стабілізації	0,02 мін	0,046 мін
Швидкість двигуна	2,1 рад/с	4,1 рад/с
Зворотний зв'язок за струмом	0,17 А	0,37 А
Сигнали блока управління	175біт(0,035В)	450біт(0,137В)

д

е

Результати перевірки модернізованої системи за допомогою повних нелінійних моделей свідчать про можливість забезпечення високої точності (1 мін.) стабілізації, про достатню швидкодію процесів стабілізації та прийнятні характеристики коливальності перехідних процесів. Як показали результати моделювання, високі показники якості забезпечуються також в умовах дії збурень.

Висновок

В даному розділі було розглянуто критерій та особливості процедури оптимізації та метод проектування дискретної системи стабілізації як інтерактивна процедура, заснована на векторній робастній параметричній оптимізації.

РОЗДІЛ 5

Робастний структурний синтез

5.1. Алгоритм робастного структурного синтезу методом змішаної чутливості

На прикладі системи, структурну схему якої представлено на рис.5.1 [50 - 53], можна розглянути загальний вигляд формування цілей синтезу систем управління

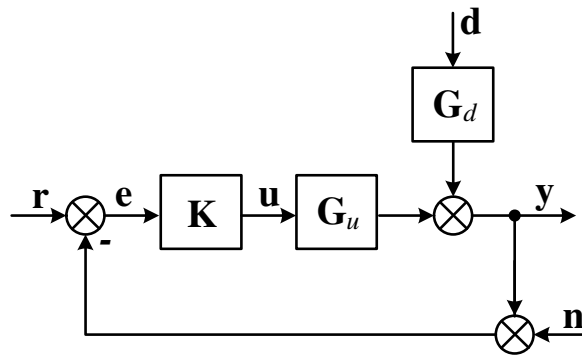


Рис. 5.1. Структурна схема системи управління

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 [52]

$$\begin{aligned}
 y &= G_u K (I + G_u K)^{-1} r + (I + G_u K)^{-1} G_d d - G_u K (I + G_u K)^{-1} n; \\
 u &= K (I + G_u K)^{-1} r - K (I + G_u K)^{-1} G_d d - K (I + G_u K)^{-1} n; \\
 e &= (I + G_u K)^{-1} r - (I + G_u K)^{-1} d - (I + G_u K)^{-1} n.
 \end{aligned}
 \tag{5.1}$$

Кафедра АКСУ				НАУ 20 10 06 000 ПЗ			
Виконав	Салюк О.О.			Робастний структурний синтез	Літ.	Арк.	Аркушів
Керівник	Сущенко О.А.						
Консульт.	Сущенко О.А.				202М 151		
Н. контр.	Дивнич М.П.						
Зав. каф.	Тачиніна О.М.						
					90		

Для оцінювання характеристик системи можна використовувати матричні передавальні функції від командного сигналу \mathbf{r} до сигналів похибки \mathbf{e} , управління \mathbf{u} , вихідних вимірювань \mathbf{y} [50 -52]

$$\begin{aligned}\mathbf{S}(j\omega) &\stackrel{\text{def}}{=} (\mathbf{I} + \mathbf{G}_u(j\omega)\mathbf{K}(j\omega))^{-1}, \\ \mathbf{R}(j\omega) &\stackrel{\text{def}}{=} \mathbf{K}(j\omega)(\mathbf{I} + \mathbf{G}_u(j\omega)\mathbf{K}(j\omega))^{-1}, \\ \mathbf{T}(j\omega) &\stackrel{\text{def}}{=} \mathbf{G}_u(j\omega)\mathbf{K}(j\omega)(\mathbf{I} + \mathbf{G}_u(j\omega)\mathbf{K}(j\omega))^{-1}.\end{aligned}\tag{5.2}$$

Функцією чутливості називається матрична передавальна функція $\mathbf{S}(j\omega)$ від командного сигналу \mathbf{r} до сигналу похибки \mathbf{e} . Функцією комплементарної чутливості називається матрична передавальна функція $\mathbf{T}(j\omega)$ від командного сигналу управління \mathbf{r} до сигналу виходу \mathbf{y} . Із визначень $\mathbf{S}(j\omega)$ та $\mathbf{T}(j\omega)$ виходить, що $\mathbf{S}(j\omega) + \mathbf{T}(j\omega) = \mathbf{I}$ [50 - 52]. Функцією чутливості за управлінням називається матрична передавальна функція $\mathbf{R}(j\omega)$ від командного сигналу \mathbf{r} до сигналу управління \mathbf{u} [54].

Одночасне використання функцій чутливості (5.2) забезпечує досягнення компромісу між точністю, робастністю та витратами на управління.

З урахуванням передавальних функцій (5.2) вирази для сигналів системи управління (5.1) набувають вигляду

$$\begin{aligned}\mathbf{y} &= \mathbf{T}(j\omega)\mathbf{r} + \mathbf{S}(j\omega)\mathbf{d} - \mathbf{T}(j\omega)\mathbf{n}; \\ \mathbf{u} &= \mathbf{R}(j\omega)\mathbf{r} - \mathbf{R}(j\omega)\mathbf{d} - \mathbf{R}(j\omega)\mathbf{n}; \\ \mathbf{e} &= \mathbf{S}(j\omega)\mathbf{r} - \mathbf{S}(j\omega)\mathbf{d} - \mathbf{S}(j\omega)\mathbf{n}.\end{aligned}\tag{5.3}$$

Суперечливі цілі синтезу сучасних систем управління можуть бути досягнуті за рахунок мінімізації H_∞ -норм функцій чутливості за командним сигналом, управлінням та комплементарної чутливості [50 - 52]:

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

$$\min \|\mathbf{I} + \mathbf{GK}\|_\infty = \min \|\mathbf{S}\|_\infty \text{ – для придушення збурень};$$

$$\min \|\mathbf{I} + \mathbf{GK}\|_\infty = \min \|\mathbf{S}\|_\infty \text{ – для забезпечення точності};$$

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

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

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

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 [50 - 54].

Якщо не приймати до уваги збурення, то відповідно до структурної схеми рис. 5.1, вираз для критерію оптимізації та постановка задачі оптимізації набувають вигляду [52, 54]

$$\mathbf{K}_{\text{opt}} = \arg \inf_{\mathbf{K} \in \mathbf{K}_{\text{st}}} J(\mathbf{G}, \mathbf{K}), \quad J(\mathbf{G}, \mathbf{K}) = \left\| \begin{bmatrix} W_1(\mathbf{I} + \mathbf{GK})^{-1} \\ W_2\mathbf{K}(\mathbf{I} + \mathbf{GK})^{-1} \\ W_3\mathbf{GK}(\mathbf{I} + \mathbf{GK})^{-1} \end{bmatrix} \right\|_{\infty}. \quad (5.4)$$

Для постановки проблеми H_{∞} -синтезу у розгляд вводиться схема узагальненого контролю (general control configuration), яка представлена на рис. 5.2. [52]

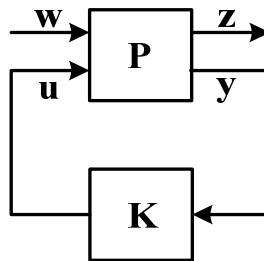


Рис. 5.2. Схема узагальненого управління

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, завад 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 використовують такі терміни : регулятор \mathbf{K} – узагальнений регулятор і об'єкт управління \mathbf{P} - узагальнений об'єкт управління [51, 52]. При цьому вважається, що узагальнений об'єкт містить передавальні функції об'єкта, збурення, а також вагові передавальні функції у разі його розширення. Це дозволяє врахувати узагальнену структуру зв'язків між об'єктом управління та регулятором.

Систему управління, що представлена на рис. 5.2, можна описати у просторі станів у такий спосіб [51, 52]:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_1\mathbf{w}(t) + \mathbf{B}_2\mathbf{u}(t); \\ \mathbf{z}(t) &= \mathbf{C}_1\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}_{11}\mathbf{w}(t) + \mathbf{D}_{12}\mathbf{u}(t); \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C}_2\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}_{21}\mathbf{w}(t) + \mathbf{D}_{22}\mathbf{u}(t); \\ \mathbf{u}(t) &= \mathbf{K}\mathbf{y}(t). \end{aligned} \tag{5.5}$$

Математична модель (5.5) може бути представлена у матричній формі:

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}}(t) \\ \mathbf{z}(t) \\ \mathbf{y}(t) \end{bmatrix} = \mathbf{P} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B}_1 & \mathbf{B}_2 \\ \mathbf{C}_1 & \mathbf{D}_{11} & \mathbf{D}_{12} \\ \mathbf{C}_2 & \mathbf{D}_{21} & \mathbf{D}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}(t) \\ \mathbf{w}(t) \\ \mathbf{u}(t) \end{bmatrix}. \tag{5.6}$$

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

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \mathbf{P}_{11} & \mathbf{P}_{12} \\ \mathbf{P}_{21} & \mathbf{P}_{22} \end{bmatrix}, \quad (5.7)$$

то можна записати [51, 52]

$$\mathbf{z} = [\mathbf{P}_{11} + \mathbf{P}_{12}\mathbf{K}(\mathbf{I} - \mathbf{P}_{22}\mathbf{K})^{-1}\mathbf{P}_{21}]\mathbf{w}, \quad (5.8)$$

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

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

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 [52].

H_∞ -норма характеризує верхню границю максимального сингулярного числа матричної передавальної функції замкнутої системи, яка фактично є комплементарною функцією чутливості [52]. Щодо чисельного значення, то H_∞ -норма може розглядатись як максимальне значення амплітудної частотної характеристики передавальної функції замкнутої 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 [55].

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} + \mathbf{B}\mathbf{R}^{-1}\mathbf{D}^T\mathbf{C} & \mathbf{B}\mathbf{R}^{-1}\mathbf{B}^T \\ -\mathbf{C}^T(\mathbf{I} + \mathbf{D}\mathbf{R}^{-1}\mathbf{D}^T)\mathbf{C} & -(\mathbf{A} + \mathbf{B}\mathbf{R}^{-1}\mathbf{D}^T\mathbf{C})^T \end{bmatrix}, \quad (5.9)$$

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 [52]:

$$\|A \cdot B\|_{\infty} \leq \|A\|_{\infty} \|B\|_{\infty}. \quad (5.10)$$

Розв'язання задачі H_{∞} -

синтезу базується на рішеннях спеціальних рівнянь Ріккати, при цьому для опису у просторі станів (5.6) мають виконуватись наступні умови [51, 52].

1. Пара матриць \mathbf{A}, \mathbf{B}_1 має бути стабілізованою, а пара матриць \mathbf{A}, \mathbf{C}_1 – детектованою.

2. Пара матриць \mathbf{A}, \mathbf{B}_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. $\begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 \\ \mathbf{D}_{21} \end{bmatrix} \mathbf{D}_{21}^T = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{I} \end{bmatrix}$.

Наведені умови можна пояснити у такий спосіб [56]. 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 управлінь 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 управлінь $\mathbf{u}(t)$. Умова 4 свідчить про ортогональність сигналів $\mathbf{B}_1 \mathbf{w}(t)$ 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 [53].

Вперше застосування H_{∞} -синтезу для систем управління було запропоновано Зеймсом [56]. 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 [52]

$$\mathbf{T}_w^z = \begin{bmatrix} (\mathbf{I} + \mathbf{GK})^{-1} \\ \mathbf{K}(\mathbf{I} + \mathbf{GK})^{-1} \\ \mathbf{GK}(\mathbf{I} + \mathbf{GK})^{-1} \end{bmatrix} < \gamma. \quad (5.11)$$

Алгоритм пошуку H_∞ -субоптимального регулятора представлений у працях [51, 52]. Для реалізації алгоритму для системи управління, що представлена на рис. 5.2 і описується рівняннями (5.6) з вище перерахованими допущеннями, для пошуку субоптимального регулятора $\mathbf{K}(s)$ необхідно виконати такі кроки [52]:

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

$$\mathbf{A}^T \mathbf{X}_\infty + \mathbf{X}_\infty \mathbf{A} + \mathbf{C}_1^T \mathbf{C}_1 + \mathbf{X}_\infty (\gamma^{-2} \mathbf{B}_1 \mathbf{B}_1^T - \mathbf{B}_2 \mathbf{B}_2^T) \mathbf{X}_\infty = 0, \quad (5.12)$$

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

$$\mathbf{A} \mathbf{Y}_\infty + \mathbf{Y}_\infty \mathbf{A}^T + \mathbf{B}_1 \mathbf{B}_1^T + \mathbf{Y}_\infty (\gamma^{-2} \mathbf{C}_1^T \mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2^T \mathbf{C}_2) \mathbf{Y}_\infty = 0, \quad (5.13)$$

3) Виконати перевірку умов

$$\operatorname{Re} \lambda_i [\mathbf{A} + (\gamma^{-2} \mathbf{B}_1 \mathbf{B}_1^T - \mathbf{B}_2 \mathbf{B}_2^T) \mathbf{X}_\infty] < 0, \forall i,$$

$$\operatorname{Re} \lambda_i[\mathbf{A} + \mathbf{Y}_\infty (\gamma^{-2} \mathbf{C}_1^T \mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2^T \mathbf{C}_2)] < 0, \forall i, \quad (5.14)$$

$$\rho(\mathbf{X}_\infty \mathbf{Y}_\infty) < \gamma^2.$$

Уся множина допустимих регуляторів задається виразом $\mathbf{K} = F(\mathbf{K}_c, Q)$ [50, 52], де

$$\mathbf{K}_c(s) = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_\infty & -\mathbf{Z}_\infty \mathbf{L}_\infty & \mathbf{Z}_\infty \mathbf{B}_2 \\ \mathbf{F}_\infty & 0 & \mathbf{I} \\ -\mathbf{C}_2 & \mathbf{I} & 0 \end{bmatrix}, \quad (5.15)$$

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

$$\mathbf{K}(s) = \mathbf{K}_{c11}(s) = -\mathbf{Z}_\infty \mathbf{L}_\infty (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_\infty)^{-1} \mathbf{F}_\infty. \quad (5.16)$$

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

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A} \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}_1 \gamma^{-2} \mathbf{B}_1^T \mathbf{X}_\infty \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}_2 \mathbf{u} + \mathbf{Z}_\infty \mathbf{L}_\infty (\mathbf{C}_2 \hat{\mathbf{x}} - \mathbf{y}) \quad (5.17)$$

та зворотний зв'язок

$$\mathbf{u} = \mathbf{F}_\infty \hat{\mathbf{x}}. \quad (5.18)$$

Для пошуку субоптимального робастного регулятора, що забезпечує мінімізацію у межах деякого заданого допуску γ , використовується процедура, представлена у праці [50, 52]. Для обчислення щонайменшого значення γ_{\min} здійснюють поділ γ навпіл і потім звіряють належність отриманого регулятора до множини допустимих. Блок-схема процедури дана на рис. 5.3.

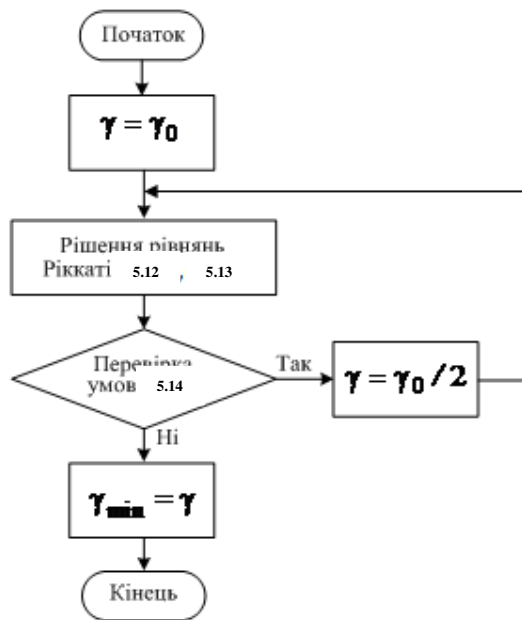


Рис. 5.3. Процедура пошуку субоптимального регулятора

5.2. Класифікація методів робастного структурного синтезу

Вибір методу структурного синтезу впливає на проектування систем управління рухомих об'єктів. Пошук закону управління, спроможного забезпечувати характеристики точності системи у заданих межах незважаючи на наявність невизначеностей у математичному описі системи являється головною задачею синтезу робастних систем управління рухомими об'єктами. Зовнішні збурення, похибки визначення передавальної функції системи, а також динаміка, що не моделюється, являються факторами що зумовлюють невизначеність

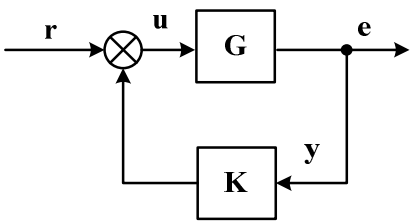
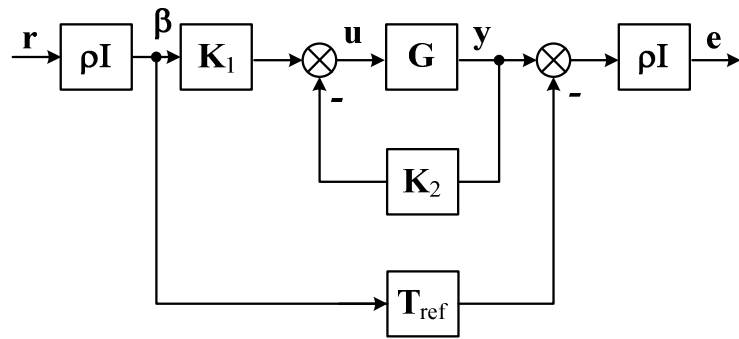
Методи H_∞ -синтезу (робастного структурного синтезу) можуть бути класифіковані:

- за кількістю ступенів вільності регулятора
- за способом формування контурів управління, що забезпечують бажані частотні характеристики системи
- за способом введення вагових передавальних функцій.

5.2.1. Класифікація робастних систем за кількістю ступенів

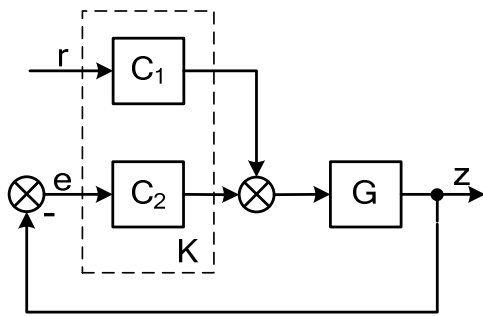
Методи H_∞ -синтезу для регуляторів із різною кількістю ступенів вільності розрізняються підходом до організації структури регулятора. Структура регуляторів із різною кількістю ступенів вільності мають вигляд, представлений на рис. 5.4.

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.

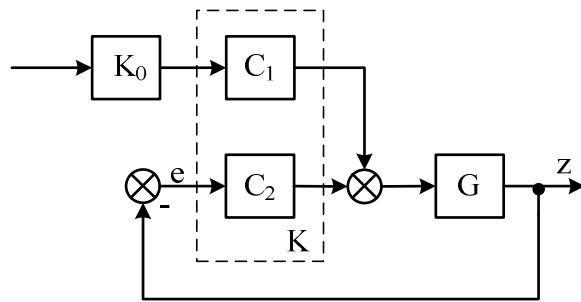


a

б



в



г

Рис. 5.4. 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 [51] регулятор **K** містить дві складові **C**₁, **C**₂, які можуть бути представлені у вигляді дробових з поліноміальними чисельником та знаменником: $\mathbf{C}_1 = \frac{\mathbf{F}}{\mathbf{X}}$, $\mathbf{C}_2 = \frac{\mathbf{Y}}{\mathbf{X}}$. Степінь чисельника **F** має бути рівним або меншим за степінь знаменника **X**. Схема з $2\frac{1}{2}$ ступенями вільності [51] відрізняється від попередньої наявністю пре-фільтра **K**₀. Вплив кількості ступенів вільності регулятора на вигляд передавальної функції узагальненого об'єкта (5.7) та критерій якості процедури H_∞ -синтезу (5.4) 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. 5.4 б) 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:

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

(5.19)

Для системи управління із регулятором з двома ступенями вільності (рис. 5.4 а) із попередніми векторами зовнішніх сигналів та сигналів якості управління і вихідним сигналом $[\beta \ y]^T$ узагальнений об'єкт управління, критерій оптимізації та постановка задачі H_∞ -синтезу можуть бути описані такими виразами

$$P = \begin{bmatrix} -\mathbf{T}_{ref} & \mathbf{G} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I} \\ \mathbf{0} & \mathbf{G} \\ \mathbf{I} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix}, \quad J = \left\| \begin{bmatrix} -\mathbf{T}_{ref} + \mathbf{GK}_1(\mathbf{I} + \mathbf{GK}_2)^{-1} \\ \mathbf{K}_1(\mathbf{I} + \mathbf{GK}_2)^{-1} \\ \mathbf{GK}_1(\mathbf{I} + \mathbf{GK}_2)^{-1} \end{bmatrix} \right\|_\infty, \quad \mathbf{K}_{\text{opt}} = \arg \inf_{\mathbf{K} \in \mathbf{K}_{\text{ad}}} J(\mathbf{G}, \mathbf{K}) \quad (5.20)$$

В наведених виразах (5.19), (5.20) у критеріях якості перша складова являє собою функцію чутливості, друга – функцію чутливості управління і третя – функцію комплементарної чутливості. Тобто обидва критерії відповідають постановкам багаточільових задач.

5.2.2. 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. При даному методі 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 пропускання та нахил амплітудно-частотної характеристики синтезованої системи.
- методи аналізу частотних характеристик сигналів системи [52].

При використанні даного методу розглядається задана сукупність вхідних сигналів та мінімізуються деякі їх похибки. Найчастіше розглядаються такі вхідні сигнали як зовнішні збурення, командні сигнали та завади вимірювань.

H_∞ -синтез являється автоматизованим засобом 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. Існують різні шляхи визначення обмежувальних. Одним із них є побудова реальних частотних характеристик на підставі використання результатів експериментальних [54]. Зазвичай інформація про частотні характеристики реальної системи відсутня. Дуже 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 з метою поліпшення частотних характеристик передавальної функції замкнутої системи. Така процедура H_∞ -синтезу на підставі задання параметричних збурень за допомогою взаємно-прості факторизації представлена у працях [52, 55].

Метод H_∞ -синтезу, заснований на аналізі особливостей сигналів системи, добре підходить до розв'язання багатоцільових проблем. Проте цей метод вимагає складного математичного забезпечення [50], 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

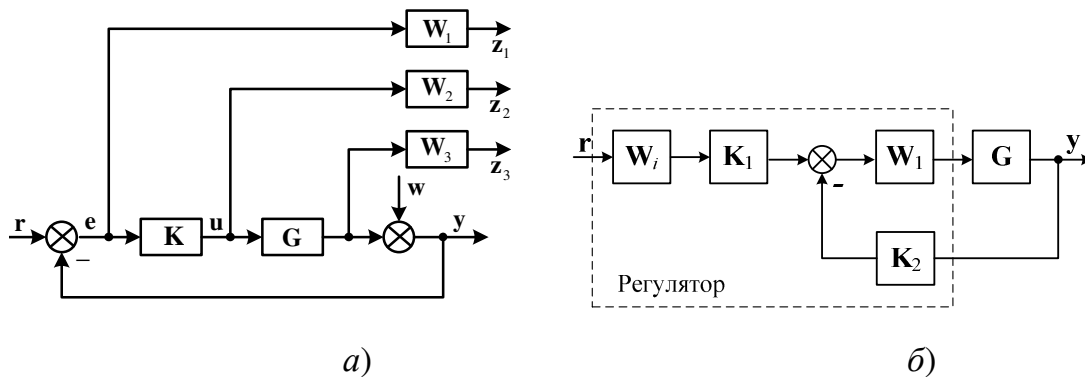
бажаних частотних спектрів сигналів похибок. Вагові характеристики використовуються також, якщо за модель невизначеності приймається збурення, яке у цьому випадку має бути нормованим, тобто $\|\Delta\|_\infty < 1$. Умовою успішного проведення H_∞ -синтезу є стійкість і правильність вагових характеристик [52, 54].

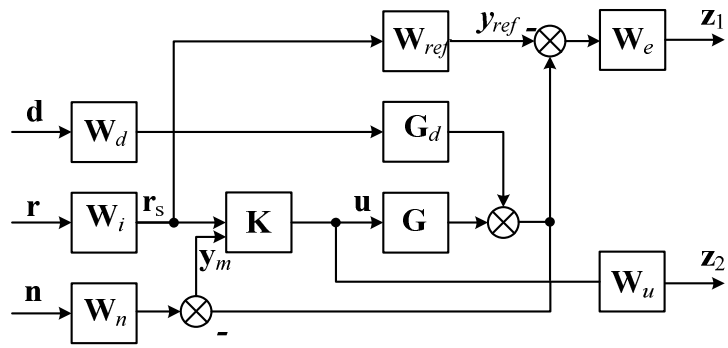
5.2.3. Класифікація методів синтезу за способом введення вагових передавальних функцій

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
- введення вагових функцій для сигналів системи. Слід зазначити, що після введення вагових матричних передавальних функцій системи і отримують назву розширених [51, 52].

Структурні схеми розширених систем, представлені на рис 5.5.





в)

Рис. 5.5. Способи введення вагових передавальних функцій: *a* – для розширення замкнутої передавальної функції; *б* – використання пре- та пост-компенсаторів; *в* – введення вагових функцій для сигналів

Введення вагових передавальних функцій відповідно до рис. 5.5а, 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 методу змішаної чутливості відповідно до схеми, представленої на рис. 5.5а, передавальна функція розширеного узагальненого об'єкта управління та критерій оптимізації H_∞ -синтезу набувають вигляду

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_1 & -\mathbf{W}_1\mathbf{G} \\ 0 & \mathbf{W}_2 \\ 0 & \mathbf{W}_3\mathbf{G} \\ \mathbf{I} & -\mathbf{G} \end{bmatrix}, \quad J = \left\| \begin{bmatrix} \mathbf{W}_1(\mathbf{I} + \mathbf{G}\mathbf{K})^{-1} \\ \mathbf{W}_2\mathbf{K}(\mathbf{I} + \mathbf{G}\mathbf{K})^{-1} \\ \mathbf{W}_3\mathbf{G}\mathbf{K}(\mathbf{I} + \mathbf{G}\mathbf{K})^{-1} \end{bmatrix} \right\|_\infty \quad \text{або} \quad J = \left\| \begin{bmatrix} \mathbf{W}_1\mathbf{S} \\ \mathbf{W}_2\mathbf{R} \\ \mathbf{W}_3\mathbf{T} \end{bmatrix} \right\|_\infty. \quad (5.21)$$

З виразу (5.21) 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 [54], що на низьких частотах при зменшенні функції чутливості дає зменшення збурень, покращення роботи командного сигналу та покращення робастності. На високих частотах зменшення функції комплементарної чутливості запобігає перевищенню енергетичних втрат, дії завад вимірювань та втратам робастності. Для визначення обмежувальних границь під час формування бажаних частотних характеристик системи вводяться вагові передавальні функції.

Для H_∞ -синтезу вплив усіх невизначеностей об'єкта оцінюють єдиним мультиплікативним збуренням Δ_M . Тоді вимоги до системи можуть бути визначені у такий спосіб [51, 54]

$$\begin{aligned}\bar{\sigma}(S(j\omega)) &\leq |W_1^{-1}(j\omega)|; \\ \bar{\sigma}(S(j\omega)) &\leq |W_2^{-1}(j\omega)|; \\ \bar{\sigma}(T(j\omega)) &\leq |W_3^{-1}(j\omega)|,\end{aligned}\tag{5.22}$$

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

При цьому повинна виконуватись умова [2, 13]

$$\bar{\sigma}(W_1^{-1}(j\omega)) + \bar{\sigma}(W_3^{-1}(j\omega)) > 1 \text{ для будь-якого } \forall \omega.\tag{5.23}$$

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 [52].

Введення вагових передавальних функцій відповідно до рис. 5.5б характеризує процес розширення передавальної функції розімкнутої системи. Якщо W_1 , W_2 являють собою пре- та пост-компенсатори відповідно, то розширений об'єкт управління із обмеженими частотними характеристиками G_s визначатиметься виразом [52]

$$\mathbf{G}_s = \mathbf{W}_2 \mathbf{G} \mathbf{W}_1. \quad (5.24)$$

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. 5.5в. 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 [52]. 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. 5.5в, 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]

$$\begin{bmatrix} \mathbf{z}_1 \\ \mathbf{z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_e \mathbf{S} & -\mathbf{W}_e \mathbf{S} \mathbf{W}_d & \mathbf{W}_e \mathbf{T} \mathbf{W}_n \\ \mathbf{W}_b \mathbf{K} \mathbf{S} & -\mathbf{W}_b \mathbf{K} \mathbf{S} \mathbf{W}_d & -\mathbf{W}_b \mathbf{K} \mathbf{S} \mathbf{W}_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{r} \\ \mathbf{d} \\ \mathbf{n} \end{bmatrix}. \quad (5.25)$$

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

$$\mathbf{w} = \begin{bmatrix} \mathbf{r} \\ \mathbf{d} \\ \mathbf{n} \end{bmatrix}; \mathbf{z} = \begin{bmatrix} \mathbf{z}_1 \\ \mathbf{z}_2 \end{bmatrix}; \mathbf{y} = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_s \\ \mathbf{y}_s \end{bmatrix}; \mathbf{u} = \mathbf{u}. \quad (5.26)$$

5.3. Методи синтезу 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.

Для вибору способу формування бажаних частотних характеристик системи, необхідно робити висновки на підставі її передавальних функцій. Метод синтезу, заснований на аналізі особливостей сигналів системи, добре підходить до розв'язання багатоцільових проблем. Натомість він 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. Метод використання пре- та пост-компенсаторів має переваги у тому, що дозволяє враховувати передавальні функції, отримані в результаті експериментальних досліджень системи-аналога.

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

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

Розглядання двох степенів вільності регулятора системи обумовлене використанням управління за сигналом зворотних зв'язків і за командним сигналом. 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. Проте це не забезпечує високу точність.

Існують різні підходи до розробки регуляторів із двома ступенями вільності. Метод, запропонований Гловером і Мак-Фарланом [50], базується на управлінні та заданні параметричних збурень за допомогою нормалізованої взаємно-простой 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, так щоб 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. Вплив зовнішніх збурень певної природи, що діють на об'єкт управління дуже важливі для прикладного застосування. 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. 5.6 [52].

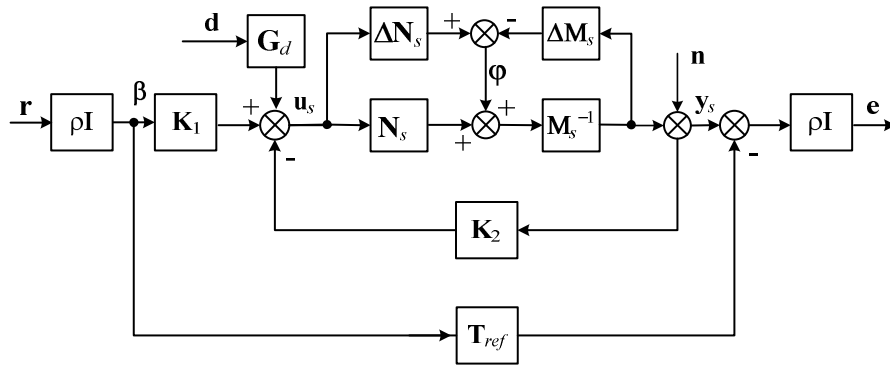


Рис. 5.6. До постановки проблеми синтезу робастного регулятора із двома ступенями вільності з урахуванням дії зовнішніх збурень і завад вимірювань

При застосуванні цього методу синтез управління за зворотними зв'язками, тобто регулятора зворотного зв'язку \mathbf{K}_2 , здійснюється у такий спосіб, так щоб задовольнити вимоги з робастної стійкості та зменшення збурень, що діють на систему. Для забезпечення відповідності реакції замкнутої системи на командний сигнал відповідно до заданої еталонної моделі використовують додатковий пре-фільтр \mathbf{K}_1 [52].

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} , $\boldsymbol{\varphi}$, \mathbf{d} та \mathbf{u}_s , \mathbf{y}_s , \mathbf{e} відповідно до рис. 5.6. Особливості задання параметричного збурення, що діє на розширений об'єкт управління, показано на рис. 5.7.

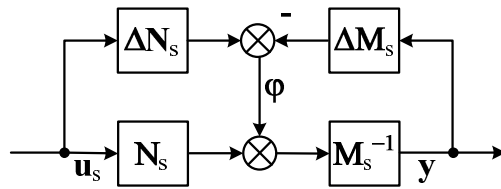


Рис. 5.7. Особливості задання параметричного збурення для розширеного об'єкта управління: ΔN_s , ΔM_s - збурення

Регулятор із двома степенями вільності може бути спроектований за допомогою розширеного пакету Robust Control [52]. На відміну від відомих постановок задач тут враховується зовнішнє збурення \mathbf{d} та завада вимірювань \mathbf{n} [53].

Сигнал управління розширеним об'єктом визначається виразом [52]

$$\mathbf{u}_s = [\mathbf{K}_1 \quad \mathbf{K}_2] \begin{bmatrix} \beta \\ \mathbf{y}_s \end{bmatrix}, \quad (5.27)$$

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.5.6 визначаються векторами:

$$\mathbf{w} = \begin{bmatrix} \mathbf{r} \\ \mathbf{d} \\ \mathbf{n} \\ \varphi \end{bmatrix}; \quad \mathbf{z} = \begin{bmatrix} \mathbf{u}_s \\ \mathbf{y}_s \\ \mathbf{e} \end{bmatrix}. \quad (5.28)$$

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

$$\mathbf{u}_s = [\mathbf{K}_1 \quad \mathbf{K}_2] \begin{bmatrix} \beta \\ \mathbf{y}_s \end{bmatrix}. \quad (5.29)$$

Головною функцією пре-фільтра є забезпечення умови [3]

$$\|(\mathbf{I} - \mathbf{G}_s \mathbf{K}_2)^{-1} \mathbf{G}_s \mathbf{K}_1 - \mathbf{T}_{ref}\|_{\infty} \leq \gamma \rho^{-2}. \quad (5.30)$$

Відповідно до рис. 5.6 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 $[\mathbf{u}_s \ \mathbf{y}_s \ \mathbf{e}]^T = \Phi[\mathbf{r} \ \mathbf{d} \ \mathbf{n} \ \varphi]^T$ або

$$\begin{bmatrix} \mathbf{u}_s \\ \mathbf{y}_s \\ \mathbf{e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \rho \mathbf{W}_{s1} \mathbf{K}_1 & \mathbf{K}_2 \mathbf{W}_{s1} \mathbf{G}_d \mathbf{G}_s & \mathbf{K}_2 \mathbf{W}_{s1} & \mathbf{K}_2 \mathbf{W}_{s1} \mathbf{M}_s^{-1} \\ \rho \mathbf{W}_{s2} \mathbf{G}_s \mathbf{K}_1 & \mathbf{W}_{s1} \mathbf{G}_d \mathbf{G}_s & \mathbf{W}_{s1} \mathbf{G}_s & \mathbf{W}_{s1} \mathbf{M}_s^{-1} \\ \rho^2 [\mathbf{W}_{s2} \mathbf{G}_s \mathbf{K}_1 - \mathbf{T}_{ref}] & \rho \mathbf{W}_{s1} \mathbf{G}_d \mathbf{G}_s & \rho \mathbf{W}_{s1} \mathbf{G}_s & \rho \mathbf{W}_{s1} \mathbf{M}_s^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{r} \\ \mathbf{d} \\ \mathbf{n} \\ \varphi \end{bmatrix}, \quad (5.31)$$

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. 5.2) необхідно урахувати наявність сигналів управління $\mathbf{u} = \mathbf{u}_s$ та вихідних сигналів

$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} \beta \\ \mathbf{y}_s \end{bmatrix}$ 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

$$[\mathbf{u}_s \ \mathbf{y}_s \ \mathbf{e} \ \beta \ \mathbf{y}_s]^T = \mathbf{T}[\mathbf{r} \ \mathbf{d} \ \mathbf{n} \ \varphi \ \mathbf{u}_s]^T. \quad (5.32)$$

З урахуванням виразу (5.31) матрична передавальна функція \mathbf{T} з урахуванням вперше введених функцій чутливості за координатним (зовнішнім) збуренням та завадами вимірювань становиться такою

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \rho \mathbf{W}_{s1} \mathbf{K}_1 & \mathbf{K}_2 \mathbf{W}_{s1} \mathbf{G}_d \mathbf{G}_s & \mathbf{K}_2 \mathbf{W}_{s1} & \mathbf{K}_2 \mathbf{W}_{s1} \mathbf{M}_s^{-1} & \mathbf{I} \\ \rho \mathbf{W}_{s1} \mathbf{G}_s \mathbf{K}_1 & \mathbf{W}_{s1} \mathbf{G}_d \mathbf{G}_s & \mathbf{W}_{s1} & \mathbf{W}_{s1} \mathbf{M}_s^{-1} & \mathbf{W}_{s2} \mathbf{G}_s \\ \rho^2 [\mathbf{W}_{s2} \mathbf{G}_s \mathbf{K}_1 - \mathbf{T}_{ref}] & \rho \mathbf{W}_{s1} \mathbf{G}_d \mathbf{G}_s & \rho \mathbf{W}_{s1} & \rho \mathbf{W}_{s1} \mathbf{M}_s^{-1} & \rho [\mathbf{W}_{s2} \mathbf{G}_s - \mathbf{T}_{ref}] \mathbf{G}_s \\ \rho \mathbf{I} & \mathbf{K}_2 \mathbf{W}_{s1} \mathbf{G}_d \mathbf{G}_s \mathbf{K}_1 & \mathbf{K}_2 \mathbf{W}_{s1} \mathbf{K}_1 & \mathbf{K}_2 \mathbf{W}_{s1} \mathbf{M}_s^{-1} \mathbf{K}_1 & (\mathbf{I} - \mathbf{T}_{ref})^{-1} \mathbf{K}_1 \\ \rho \mathbf{W}_{s2} \mathbf{G}_s \mathbf{K}_1 & \mathbf{W}_{s1} \mathbf{G}_d \mathbf{G}_s & \mathbf{W}_{s1} & \mathbf{W}_{s1} \mathbf{M}_s^{-1} & \mathbf{W}_{s1} \mathbf{N}_s \mathbf{M}_s^{-1} \end{bmatrix} \quad (5.33)$$

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 [53]:

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_s &= \mathbf{I} \mathbf{u}_s; \\ \mathbf{y}_s &= \mathbf{G}_d \mathbf{G}_s \mathbf{d} + \mathbf{n} + \mathbf{M}_s^{-1} \boldsymbol{\varphi} + \mathbf{G}_s \mathbf{u}_s; \\ \mathbf{e} &= -\rho^2 \mathbf{T}_{ref} \mathbf{r} + \rho \mathbf{G}_d \mathbf{d} + \rho \mathbf{M}_s^{-1} \boldsymbol{\varphi} + \rho \mathbf{G}_s \mathbf{u}_s; \end{aligned} \quad (5.34)$$

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

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

На підставі виразів (5.34) матрична передавальна функція узагальненого об'єкта управління набуває вигляду

$$\mathbf{P} = \left[\begin{array}{cccc|c} \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{I} \\ \mathbf{0} & \mathbf{G}_d \mathbf{G}_s & \mathbf{I} & \mathbf{M}_s^{-1} & \mathbf{G}_s \\ -\rho^2 \mathbf{T}_{ref} & \rho \mathbf{G}_d \mathbf{G}_s & \mathbf{0} & \rho \mathbf{M}_s^{-1} & \rho \mathbf{G}_s \\ \hline \rho \mathbf{I} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{G}_d \mathbf{G}_s & \mathbf{I} & \mathbf{M}_s^{-1} & \mathbf{G}_s \end{array} \right], \quad (5.35)$$

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

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

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 (5.34) 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-простой факторизації [50] $\mathbf{G}_s = \mathbf{N}_s \mathbf{M}_s^{-1}$.

Опис розширеного об'єкта управління у просторі станів є таким

$$\mathbf{G}_s = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_s & \mathbf{B}_s \\ \mathbf{C}_s & \mathbf{D}_s \end{bmatrix}. \quad (5.36)$$

Тоді мінімальна реалізація об'єкта (5.36) після лівої взаємно-простой факторизації [15] $(\mathbf{M}_s^{-1} \mathbf{N}_s)$ може бути визначена у такий спосіб

$$[\mathbf{N}_s \quad \mathbf{M}_s] = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_s + \mathbf{H} \mathbf{C}_s & \mathbf{B}_s + \mathbf{H} \mathbf{D}_s & \mathbf{H} \\ \mathbf{R}^{-1/2} \mathbf{C}_s & \mathbf{R}^{-1/2} \mathbf{D}_s & \mathbf{R}^{-1/2} \end{bmatrix}, \quad (5.37)$$

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

$$(\mathbf{A}_s - \mathbf{B}_s \mathbf{S}^{-1} \mathbf{D}_s^T \mathbf{C}_s) \mathbf{Z} + \mathbf{Z} (\mathbf{A}_s - \mathbf{B}_s \mathbf{S}^{-1} \mathbf{D}_s^T \mathbf{C}_s)^T - \mathbf{Z} \mathbf{C}_s^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{C}_s \mathbf{Z} + \mathbf{B}_s \mathbf{S}^{-1} \mathbf{B}_s^T = 0, \quad (5.38)$$

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 [52, 50]

$$\mathbf{G}_s^{-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_s - \mathbf{B}_s \mathbf{D}_s^{-1} \mathbf{C}_s & \mathbf{B}_s \mathbf{D}_s^{-1} \\ -\mathbf{D}_s^{-1} \mathbf{C}_s & \mathbf{D}_s^{-1} \end{bmatrix}, \quad (5.39)$$

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

$$\mathbf{T}_{ref} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_r & \mathbf{B}_r \\ \mathbf{C}_r & \mathbf{D}_r \end{bmatrix}. \quad (5.40)$$

Рівняння стану та спостереження взаємозв'язаної системи з урахуванням зовнішнього збурення та завад вимірювання є такими [53]

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}_s &= \mathbf{A}_s \mathbf{x}_s + \mathbf{B}_d \mathbf{d} - \mathbf{B} \mathbf{M}_s^{-1} \boldsymbol{\varphi} + \mathbf{B}_s \mathbf{u}; \\ \dot{\mathbf{x}}_r &= \mathbf{A}_r \mathbf{x}_r + \mathbf{B}_r \mathbf{x}_r; \\ \mathbf{u}_s &= \mathbf{I} \mathbf{u}_s; \\ \mathbf{y}_s &= \mathbf{C}_s \mathbf{x}_s + \mathbf{D}_d \mathbf{d} + \mathbf{D} \mathbf{M}_s^{-1} \boldsymbol{\varphi} + \mathbf{D}_s \mathbf{u}_s + \mathbf{n};\end{aligned}\tag{5.41}$$

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

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

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

На підставі матриць (5.37), (5.39) можна знайти матриці $\mathbf{D}_{M_s^{-1}}$, $\mathbf{B}_{M_s^{-1}}$. З виразу (5.37) виходить, що $\mathbf{D}_{M_s} = \mathbf{R}^{-1/2}$. Тоді матриця $\mathbf{D}_{M_s^{-1}}$ відповідно до виразу (5.39) визначатиметься як $\mathbf{D}_{M_s^{-1}} = (\mathbf{R}^{-1/2})^{-1} = \mathbf{R}^{1/2}$. На підставі матриці з виразу (5.37) $\mathbf{B}_{M_s} = \mathbf{H}_s = -(\mathbf{B}_s \mathbf{D}_s^T + \mathbf{Z}_s \mathbf{C}_s^T) \mathbf{R}^{-1}$ з урахуванням виразу (5.39) 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 (5.41) становиться такою [53, 54]:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}_s &= \mathbf{A}_s \mathbf{x}_s + \mathbf{B}_d \mathbf{d} - (\mathbf{B}_s \mathbf{D}_s^T + \mathbf{Z}_s \mathbf{C}_s^T) \mathbf{R}_s^{-1/2} \boldsymbol{\varphi} + \mathbf{B}_s \mathbf{u}; \\ \dot{\mathbf{x}}_r &= \mathbf{A}_r \mathbf{x}_r + \mathbf{B}_r \mathbf{x}_r; \\ \mathbf{u}_s &= \mathbf{I} \mathbf{u}_s; \\ \mathbf{y}_s &= \mathbf{C}_s \mathbf{x}_s + \mathbf{D}_d \mathbf{d} + \mathbf{R}_s^{1/2} \boldsymbol{\varphi} + \mathbf{D}_s \mathbf{u}_s + \mathbf{n}; \\ \mathbf{e} &= \rho \mathbf{C}_s \mathbf{x}_s - \rho^2 \mathbf{C}_r \mathbf{x}_r - \rho^2 \mathbf{D}_r r + \rho \mathbf{D}_d \mathbf{d} + \rho \mathbf{R}_s^{1/2} \boldsymbol{\varphi} + \rho \mathbf{D}_s \mathbf{u}_s; \\ \boldsymbol{\beta} &= \rho \mathbf{I} r; \\ \mathbf{y}_s &= \mathbf{C}_s \mathbf{x}_s + \mathbf{D}_d \mathbf{d} + \mathbf{R}_s^{1/2} \boldsymbol{\varphi} + \mathbf{D}_s \mathbf{u}_s + \mathbf{n}.\end{aligned}\tag{5.42}$$

Відповідно матрична передавальна функція узагальненого об'єкта управління набуває вигляду [53 , 51]

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_s & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{B}_d & \mathbf{0} & (\mathbf{B}_s \mathbf{D}_s^T + \mathbf{Z}_s \mathbf{C}_s^T) \mathbf{D}_{M_s} & \mathbf{B}_s \\ \mathbf{0} & \mathbf{A}_r & \mathbf{B}_r & \mathbf{0} & \mathbf{I} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{I} \\ \mathbf{C}_s & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{D}_d & \mathbf{0} & \mathbf{D}_{M_s}^{-1} & \mathbf{D}_s \\ \rho \mathbf{C}_s & -\rho^2 \mathbf{C}_r & -\rho^2 \mathbf{D}_r & \rho \mathbf{D}_d & \mathbf{0} & \rho \mathbf{D}_{M_s}^{-1} & \rho \mathbf{D}_s \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \rho \mathbf{I} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{C}_s & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{D}_d & \mathbf{I} & \mathbf{D}_{M_s}^{-1} & \mathbf{D}_s \end{bmatrix}, \quad (5.43)$$

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

$$\mathbf{G}_s = \mathbf{W}_2 \mathbf{G} \mathbf{W}_1, \quad (5.47)$$

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 [53]. 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, так щоб сигнали виконавчого механізму не перевищували значення заданих командних сигналів та типових збурень [53]. 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 (5.45). У результаті синтезу визначається регулятор $\mathbf{K} = [\mathbf{K}_1 \ \mathbf{K}_2]$. У разі необхідності використовується селективна матриця \mathbf{W}_0 .

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. 5.8.

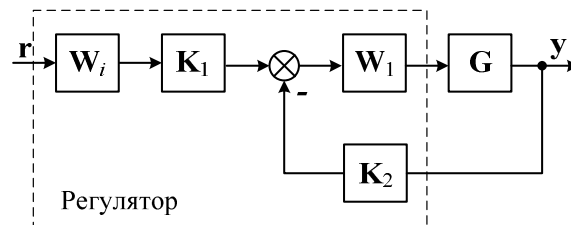


Рис. 5.8. Структурна схема системи з двома ступенями вільності (комбінованої системи)

Блок-схема алгоритму автоматизованих системи управління ЛА за допомогою процедури H_∞ -синтезу представлена на рис. 5.9.

Актуальними для застосувань ЛА є дискретні регулятори. Існує два найбільш відомі підходи до створення дискретних регуляторів [53]. Блок-схеми обох підходів до автоматизованих дискретних регуляторів представлені на рис. 5.10, 5.11.

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 [53]. Усі перераховані дії можуть

бути автоматизовані за допомогою вбудованої функції *dhinfort*, що належить до розширеного пакету Robust Control.

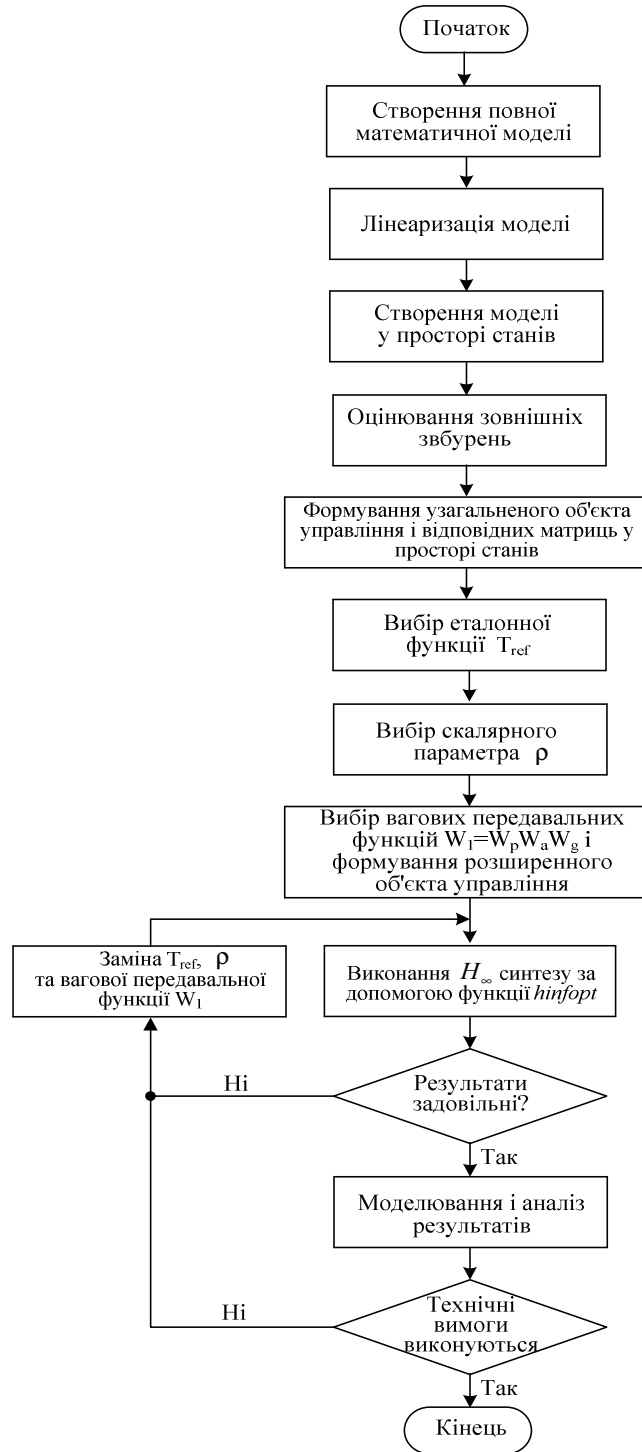


Рис. 5.9. Блок-схема алгоритму H_{∞} -синтезу системи управління ЛА

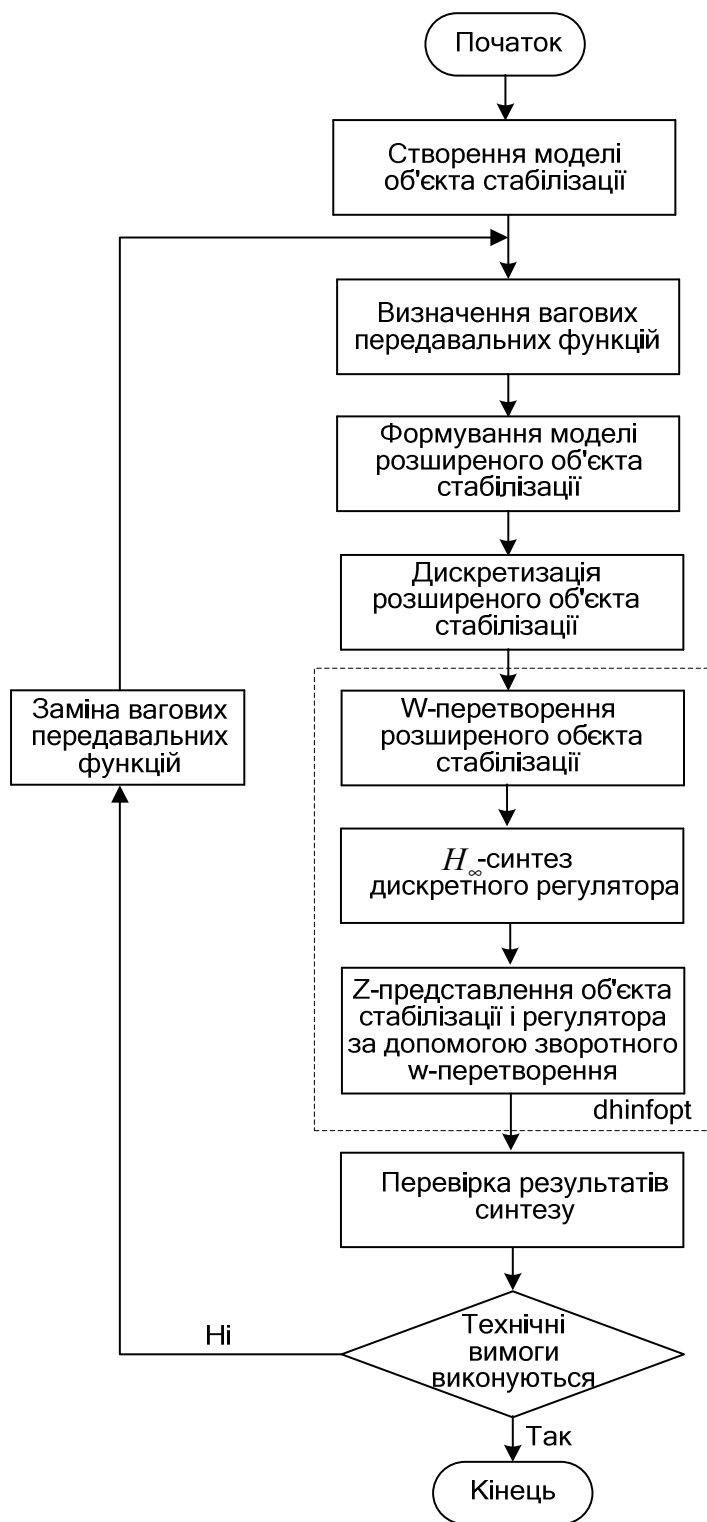


Рис. 5.10. Блок-схема першого підходу до створення робастних дискретних регуляторів

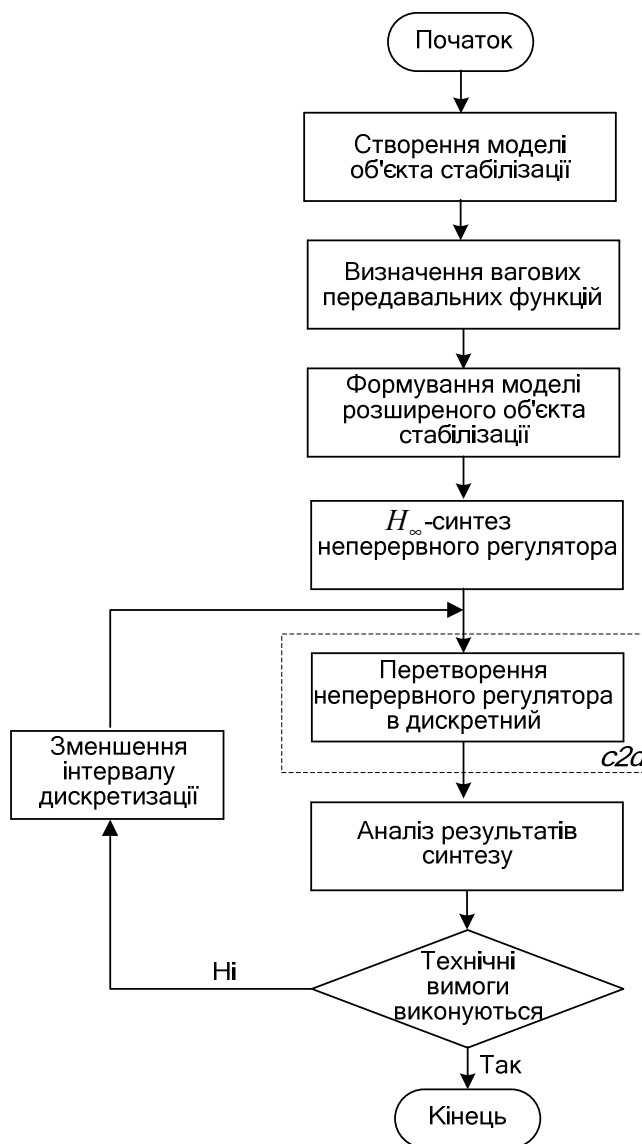


Рис. 5.11. Блок-схема другого підходу до створення робастних дискретних регуляторів

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 [53]. 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.

5.3.2. 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. 5.12. 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 .

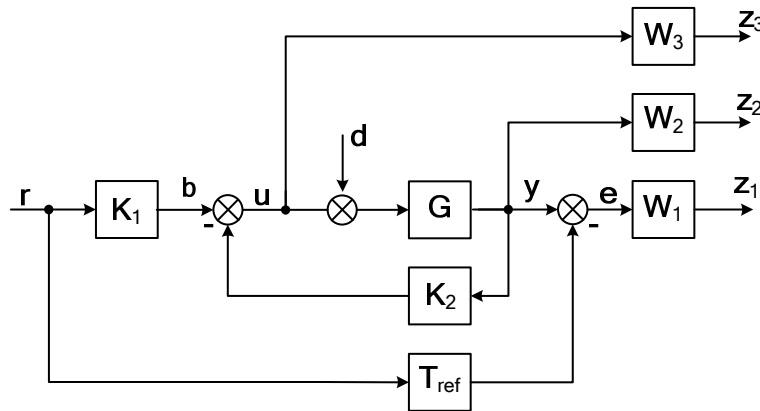


Рис. 5.12. До синтезу регулятора із двома ступенями вільності методом змішаної чутливості

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. 5.12 є такими [53]:

$$\mathbf{z}_1 = -\mathbf{W}_1 \mathbf{T}_{ref} \mathbf{r} + \mathbf{W}_1 \mathbf{G}_d \mathbf{d} + \mathbf{W}_1 \mathbf{G} \mathbf{u};$$

$$\mathbf{z}_2 = \mathbf{W}_2 \mathbf{u};$$

$$\mathbf{z}_3 = \mathbf{W}_3 \mathbf{G} \mathbf{u};$$

$$\mathbf{y}_1 = \mathbf{r};$$

$$\mathbf{y}_2 = \mathbf{G} \mathbf{u} + \mathbf{G}_d \mathbf{d}.$$

(5.48)

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

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} -\mathbf{W}_1 \mathbf{T}_{ref} & \mathbf{W}_1 \mathbf{G}_d & \mathbf{W}_1 \mathbf{G} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{W}_2 \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{W}_3 \mathbf{G} \\ \mathbf{I} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{G}_d & \mathbf{0} \end{bmatrix}, \quad (5.49)$$

тут

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

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

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

Критерій оптимізації H_∞ -синтезу методом змішаної чутливості для системи зазначеного типу визначатиметься у такий спосіб [53]

$$J = \left\| \left\| \begin{bmatrix} -\mathbf{W}_1 \mathbf{T}_{ref} + \mathbf{W}_1 \mathbf{G} \mathbf{K}_1 (\mathbf{I} + \mathbf{G} \mathbf{K}_2)^{-1} & \mathbf{W}_1 \mathbf{G}_d (1 + \mathbf{G} \mathbf{K}_2)^{-1} \\ \mathbf{W}_2 \mathbf{K}_1 (\mathbf{I} + \mathbf{G} \mathbf{K}_2)^{-1} & -\mathbf{W}_2 \mathbf{K}_2 \mathbf{G}_d (\mathbf{I} + \mathbf{G} \mathbf{K}_2)^{-1} \\ \mathbf{W}_3 \mathbf{G} \mathbf{K}_1 (\mathbf{I} + \mathbf{G} \mathbf{K}_2)^{-1} & \mathbf{W}_3 \mathbf{G}_d (\mathbf{I} + \mathbf{G} \mathbf{K}_2)^{-1} \end{bmatrix} \right\| \right\|_\infty. \quad (5.50)$$

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 T_{ref} , яка обирається з метою формування бажаних частотних характеристик системи. Рівняння стану та спостереження розширеного об'єкта управління є такими [53]:

$$\dot{x}_G = A_G x_G - B_G u + B_{G_d} d ;$$

$$\dot{x}_{T_{ref}} = A_{T_{ref}} x_{T_{ref}} + B_{T_{ref}} r ;$$

$$\dot{x}_{w_1} = A_{w_1} x_{w_1} - B_{w_1} u + B_{w_1} r ;$$

$$\dot{x}_{w_2} = A_{w_2} x_{w_2} + B_{w_2} u ;$$

$$\dot{x}_{w_3} = A_{w_3} x_{w_3} - B_{w_3} u + B_{w_3} r ;$$

$$z_1 = C_{w_1} x_{w_1} + D_{w_1} r ;$$

$$z_2 = C_{w_2} x_{w_2} + D_{w_2} u ;$$

$$z_3 = C_{w_1} x_{w_3} + D_{w_3} u + D_{G_d} d ;$$

$$y_1 = r ;$$

$$y_2 = D_G u + D_{G_d} d .$$

(5.51)

Тоді, з урахуванням представлення у просторів станів паралельних та послідовних з'єднань, представлення розширеного узагальненого об'єкта управління у просторі станів набуває вигляду [53]

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix}
\mathbf{A}_G & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{B}_{G_d} & \mathbf{B}_G \\
\mathbf{0} & \mathbf{A}_{T_{ref}} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{B}_r & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\
-\mathbf{B}_{W_1} & \mathbf{0} & \mathbf{A}_{W_1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{B}_{W_1} & \mathbf{0} & -\mathbf{B}_{W_1} \mathbf{D}_G \\
\mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{A}_{W_2} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{B}_{W_2} \\
\mathbf{B}_{W_3} \mathbf{C}_G & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{A}_{W_3} & \mathbf{B}_{W_3} & \mathbf{0} & \mathbf{B}_{W_3} \mathbf{D}_G \\
-\mathbf{D}_{W_1} \mathbf{D}_G & \mathbf{0} & \mathbf{C}_{W_1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{D}_{W_1} & \mathbf{0} & \mathbf{D}_{W_1} \mathbf{D}_G \\
\mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{C}_{W_2} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{D}_{W_2} \\
\mathbf{D}_{W_3} \mathbf{C}_G & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{C}_{W_3} & \mathbf{0} & \mathbf{D}_{G_d} & \mathbf{D}_{W_3} \mathbf{D}_G \\
\mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{I} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\
\mathbf{C}_G & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{D}_{G_d} & \mathbf{D}_G
\end{bmatrix}. \quad (5.52)$$

Тепер H_∞ -синтез може бути здійснений функцією *hinft*, яка знаходить рівняння регулятора, що мінімізують критерій оптимізації (5.50) шляхом пошуку оптимального значення γ .

Висновок

В даному розділі було розглянуто алгоритм робастного структурного синтезу методом змішаної чутливості, класифікацію методів робастного структурного синтезу та деякі інші методи синтезу робастних регуляторів систем управління ЛА систем рухомих об'єктів.

РОЗДІЛ 6 ОХОРОНА ПРАЦІ

Даний розділ розроблений для забезпечення безпеки суб'єкта на робочому місці та покращення його умов праці.

Як суб'єкт охорони праці обраний інженер-розробник, що розробляє систему стабілізації інерціальної платформи, він працює у лабораторії дослідження систем стабілізації.

6.1. Аналіз умов праці

Лабораторія дослідження систем стабілізації знаходиться на другому поверсі виробничого корпусу, також на цьому поверсі розташовані дві вбиральні. Біля чоловічої вбиральні знаходиться приміщення для зберігання, чистки та сушіння прибирального інвентарю з системою гарячого та холодного водопостачання.

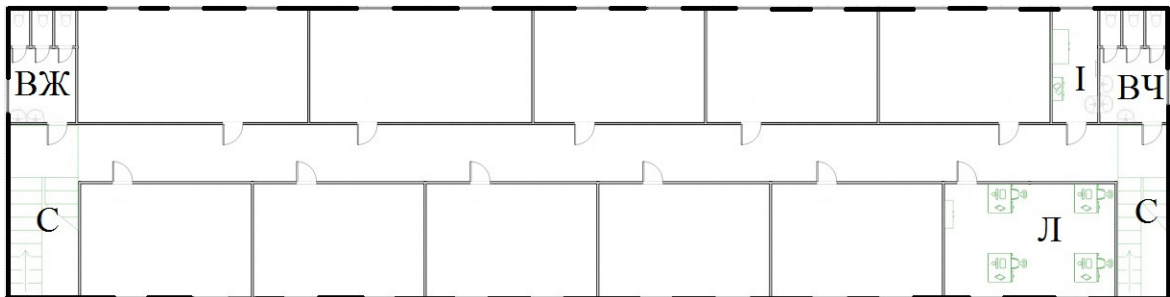


Рис. 6.1. Схема поверху, де знаходиться лабораторія дослідження систем стабілізації: Л – лабораторія дослідження систем стабілізації; ВЖ – вбиральня для жінок; ВЧ – вбиральня для чоловіків; І – приміщення для зберігання та чистки прибирального інвентарю; С – сходи;

Кафедра АКСУ				НАУ 20 10 06 000 ПЗ			
Виконав	Салюк О.О.			ОХОРОНА ПРАЦІ	Літ.	Арк.	Аркушів
Керівник	Сущенко О.А.						
Консульт.	Козлітин О.О.				202М 151		
Н. контр.	Дивнич М.П.						
Зав. каф.	Тачиніна О.М.						
				125			

6.1.1. Організація робочого місця

Лабораторія дослідження систем стабілізації, де працює інженер-розробник (рис. 6.2) має розміри 6х4х2.5 метри, тобто має площу 24 м² та об'єм 60 м³. Вона оснащена чотирма робочими місцями, що включають стіл розміром 100х90 мм, стілець, комп'ютер, клавіатуру та мають фактичний розмір 6 м² кожне, згідно з НПАОП [58]. Також у лабораторії присутні два вікна, шафа з вогнегасниками та батареї.

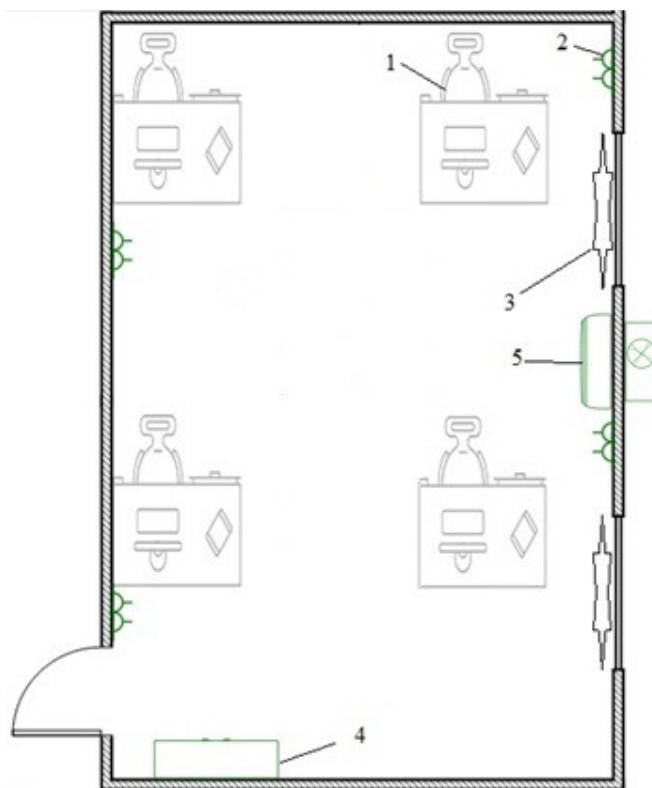


Рис. 6.2 Схема лабораторії з робочим місцем інженера-розробника:

- 1) робоче місце інженера розробника; 2) розетки; 3) батареї; 4) шафа з вогнегасниками;
5) кондиціонер.

Інженер працює за комп'ютером та розробляє систему стабілізації інерціальної платформи.

6.1.2. Перелік шкідливих та небезпечних виробничих чинників

У лабораторії присутні такі небезпечні виробничі чинники [59]:

1. Природне освітлення.
2. Електростатичні поля

3. Мікроклімат.
4. Вібрації.
5. Напруженість праці.

6.1.3. Аналіз шкідливих та небезпечних виробничих чинників

6.1.3.1. Природне освітлення

Відповідно до ДБН В.2.5-28-2006 попередній розрахунок площі світлових прорізів проводиться при боковому освітленні приміщень за формулою [59]:

$$100 \frac{S_B}{S_{\Pi}} = \frac{e_n K_3 \eta_B}{\tau_0 r_1} K_{\text{буд}},$$

де S_B – площа світлових прорізів (в світлі) при боковому освітленні;

$$S_B = 1,2 \cdot 1,5 \cdot 2 = 3,6 \text{ м}^2$$

S_{Π} – площа підлоги приміщення;

$$S_{\Pi} = 6 \cdot 4 = 24 \text{ м}^2$$

e_n – нормоване значення КПО;

$$e_n = 1,5\%$$

K_3 – коефіцієнт запасу;

$$K_3 = 1,2$$

η_B – світлова характеристика вікон;

$$\eta_B = 13$$

τ_0 – загальний коефіцієнт світло проникнення;

r_1 – коефіцієнт, який враховує підвищення КПО при боковому освітленні завдяки світлу, яке відбивається від поверхонь приміщення та підстилаючого шару, прилеглого до будинку;

$$r_1 = 1,3$$

$K_{\text{буд}}$ – коефіцієнт, який враховує затінювання вікон протилежними будинками.

$$K_{\text{буд}} = 0,8$$

$$100 \frac{S_B}{S_{\Pi}} = 100 \frac{3,6}{24} = 15\%$$

Для такої зорової характеристики роботи як мала точність (найменший або еквівалентний розмір об'єкта розрізнення від 1.0 до 5 мм) з розрядом робіт II:

$$e_n = 1.$$

Загальний коефіцієнт світло проникнення визначається за формулою:

$$\tau_0 = \tau_1 \tau_2 \tau_3 \tau_4 \tau_5,$$

де τ_1 – коефіцієнт світлопропускання матеріалу, для склопакету $\tau_1=0.8$; τ_2 – коефіцієнт, який враховує втрати світла в рамах світло прорізу, для потрійного застосування $\tau_2 = 0.75$;

τ_3 – коефіцієнт, який враховує втрати в несучих конструкціях (при боковому освітленні $\tau_3 = 1$);

τ_4 – коефіцієнт, який враховує втрати світла в сонцезахисних пристроях, так як наявні жалюзі та штори $\tau_4=1$;

τ_5 – коефіцієнт, який враховує втрати світла в захисній сітці, яка встановлюється під ліхтарями, який приймається рівним 1;

$$\tau_0 = 0.8 \cdot 0.75 \cdot 1 \cdot 1 \cdot 1 = 0,6$$

$$\frac{e_n K_3 \eta_B}{\tau_0 r_1} K_{буд} = \frac{1,5 \cdot 1,2 \cdot 13}{0,6 \cdot 1,3} 0,8 = 24\%$$

$$100 \frac{S_B}{S_n} < \frac{e_n K_3 \eta_B}{\tau_0 r_1} K_{буд}$$

Фактичне значення 15% менше ніж оптимальне 24%, тому для даного робочого приміщення недостатньо природного освітлення.

6.1.3.2 Електростатичні поля

У лабораторії на інженера-розробника діють електростатичні поля, що виникають навколо електричних дротів та комп'ютера. Верхня межа рівня напруженості електростатичних полів встановлюється рівним 60 кВ/м протягом години.

При напруженості менше 20 кВ/м час перебування в електростатичних полях не регламентується.

В діапазоні від 20 кВ/м до 60 кВ/м допустимий час перебування персонала в електростатичному полі без засобів захисту в годинах визначається за формулою:

$$t_{\text{дод}} = \left(\frac{E_{\text{гр}}}{E_{\text{факт}}} \right)^2,$$

де = 60 кВ/м.

Для того, щоб виміряти електричне поле було використано прилад ІЕСП-1. За допомогою нього було виміряно напруженість електричного поля на робочому місці, вона складала: . При такій фактичній напруженості інженер-розробник може перебувати в електростатичному полі $\left(\frac{60}{60}\right)^2 = 1$ (год).

6.1.3.3. Мікроклімат

Лабораторія відноситься до категорії робіт 1а, тобто роботи, що проводяться сидячи і супроводжуються незначним фізичним напруженням: енерговитрати до 120 ккал/год.

Таблиця 6.1

Оптимальні, допустимі та фактичні параметри мікроклімату

Холодний період року			
Показники	Оптимальна величина	Допустима величина	Фактичне значення
Температура повітря, °С	22 – 24	21 – 25	22
Вологість, %	40 – 60	75	60
Швидкість руху повітря, м/с	0.1	не більше 0.1	0.1
Теплий період року			
Показники	Оптимальна величина	Допустима величина	Фактичне значення
Температура повітря, °С	23 – 25	22 – 28	27
Вологість, %	40 – 60	55 при 28°С	60
Швидкість руху повітря, м/с	0.1	0.1 – 0.2	0.2

Значення температури не є оптимальними [59].

6.2. Розробка заходів з охорони праці

6.2.1. Виробниче освітлення

Лабораторія недостатньо освітлена природним світлом. Пропонується змінити приміщення на більш освітлене, наприклад, помінятися з приміщенням архіву.

6.2.2. Захист від електромагнітних полів і випромінювань

Для забезпечення зниження рівня напруженості електростатичних полів застосуємо екранування джерела поля (рис. 6.3)

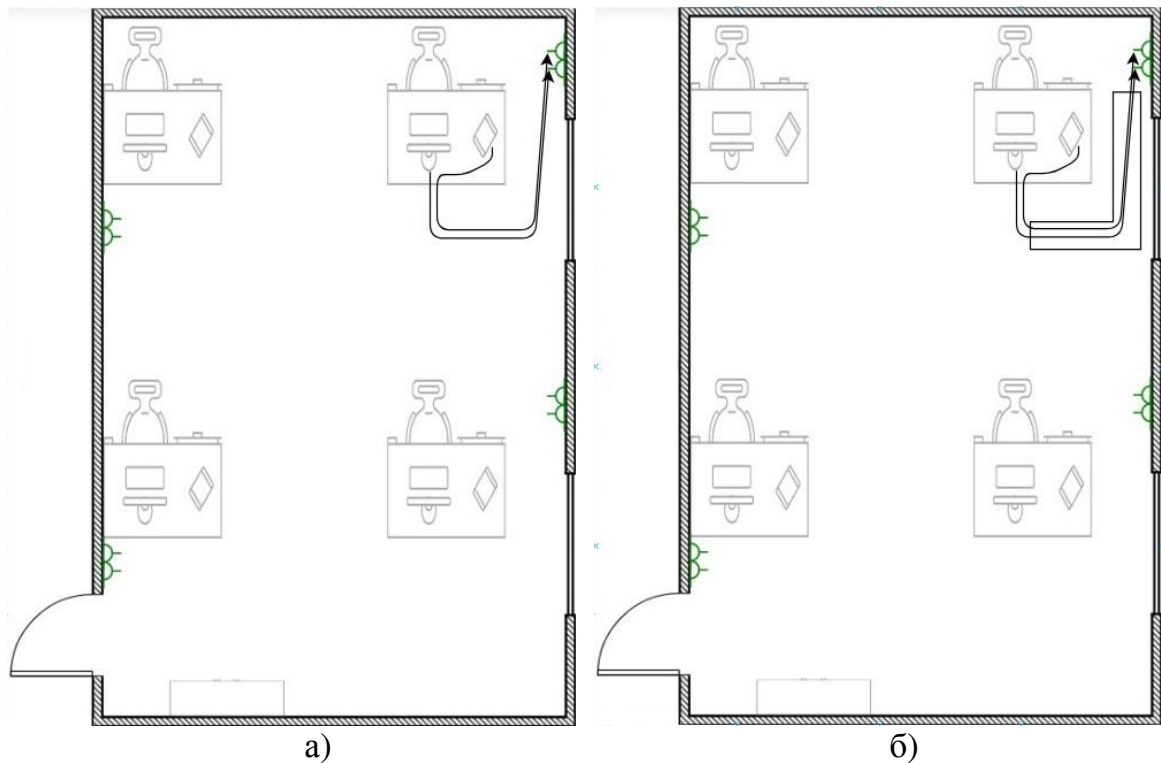


Рис. 6.3. Спосіб зниження електростатичного поля шляхом екранування:

а) робоче місце без застосування екрану; б) роб. м. із застосуванням екрану.

Вимірне значення напруженості електростатичного поля після застосування екранування становить . Що не несе фактичної шкоди інженеру-розробнику .

6.3. Пожежна безпека

Приміщення відноситься до категорії Г за вибухопожежною та пожежною небезпекою [58]. Речовини і матеріали, що вказані для категорій приміщень А, Б, В (крім горючих газів) у такій кількості, що їх питома пожежна навантага для твердих і рідких горючих речовин на окремих ділянках площею не менше 10 м² кожна не перевищує 180 МДж/м², а також, негорючі речовини і/або матеріали в холодному стані, за умови, що приміщення, в яких знаходяться (обертаються) вищевказані речовини і матеріали, не відносяться до категорій А, Б і В. Основною причиною виникнення пожеж в будівлі може бути несправність електропроводки, неправильна експлуатація електротехніки, несправність та перенавантаження електричного обладнання, необережне ставлення до вогню (паління, використання відкритого вогню в недозволених місцях, залишення без нагляду електрообладнання), порушення правил пожежної безпеки.

Для даного приміщення обрані первинні засоби пожежогасіння – вогнегасники типу ВВК-5 та ВП-5 [58].

У приміщенні встановлені безпроводний датчик диму Tecsar Alert SENS-S (рис. 4), оповісник світло-звуковий ОСЗ- 12 ВИХІД Ех (рис. 5) та прилад приймально-контрольний охороно-пожежний Лунь-11 (рис. 6).



Рис. 6.4. Безпроводний датчик диму
Tecsar Alert SENS-S



Рис. 6.5. Оповісник світло-звуковий
ОСЗ- 12 ВИХІД Ех



Рис. 6.6. Прилад приймально-контрольний охороно-пожежний Луцьк-11

Розміщення безпроводного датчика диму та сигналізації показано на рис.
6.7.

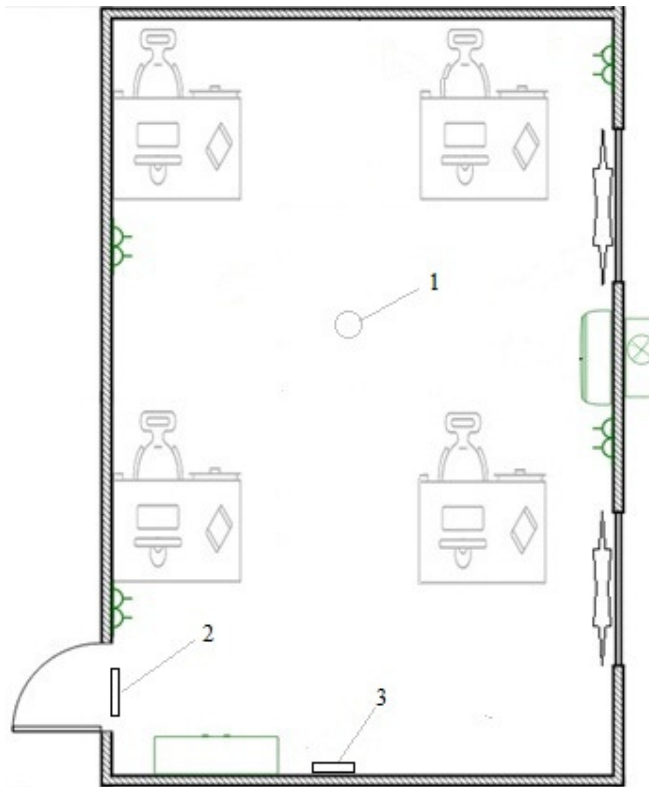


Рис. 6.7 Схема розміщення датчиків та сигналізації у лабораторії:

- 1) ППК охоронно-пожежний Лунь-11; 2) оповісник світло-звуковий ОСЗ- 12 ВИХІД Ех; 3) безпроводний датчик диму Tecsar Alert SENS-S.

План евакуації зображений на рис. 6.8

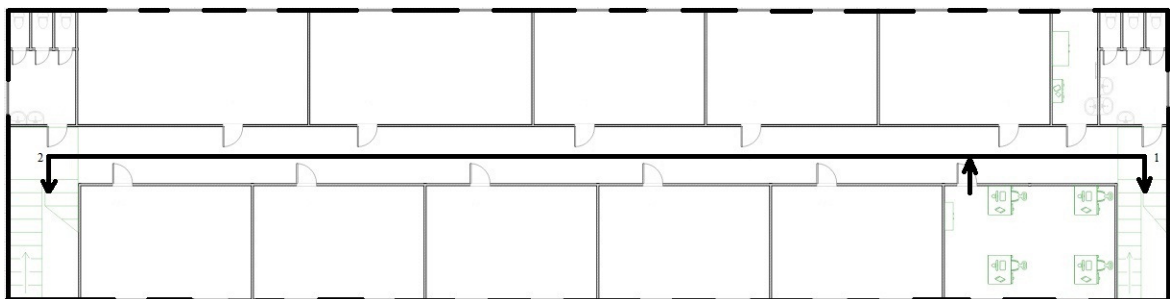


Рис. 6.8 План евакуації: 1) звичайний; 2) запасний.

Висновки

Як суб'єкт дослідження було обрано інженера-розробника, що працює у лабораторії дослідження систем стабілізації.

Було досліджено якість природного освітлення у лабораторії та запропоновано змінити його на більш освітлене природнім світлом, наприклад, помінятися з приміщенням архіву.

Напруженість електростатичного поля перевищує норму на робочому місці при проведенні більше однієї години у ньому, тому було застосовано екранування кабелів, що усунуло шкідливий вплив електростатичного поля.

Було виміряно мікроклімат на робочому місці, усі параметри у межах допустимого.

Розроблено план евакуації з лабораторії та відбулося її оснащення у відповідності до норм пожежної безпеки.

РОЗДІЛ 7 ОХОРОНА НАВКОЛИШНЬОГО СЕРЕДОВИЩА

Відкритим та актуальним питанням на сьогодні залишається проблема стану навколишнього середовища планети в цілому. Внаслідок науково-технічної революції, людство потерпає від надмірного забруднення шкідливими речовинами оточуючого середовища: повітря, водних та земельних ресурсів. Зокрема, цивільна авіація є не останньою ланкою, яка становить реальну загрозу для атмосфери з позиції забруднення викидними газами та утворення «дірок» в озоновому шарі нашої планети. В умовах глобального світу роль цивільної авіації в економіці сучасних країн неухильно зростає, але із збільшенням обсягів авіаперевезень, площ оброблюваних з літаків сільськогосподарських угідь, інтенсивності процесів експлуатації авіаційної техніки прийшло розуміння того, що така техніка суттєво впливає на зростання забруднень навколишнього природного середовища.

З вирішенням проблем екологічної безпеки в Україні нерозривно пов'язані питання оцінки і зменшення несприятливого впливу об'єктів цивільної 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.

Кафедра АКСУ				НАУ 20 10 06 000 ПЗ			
Виконав	Салюк О.О.			ОХОРОНА НАВКОЛИШНЬОГО СЕРЕДОВИЩА	Літ.	Арк.	Аркушів
Керівник	Сущенко О.А.						
Консульт.	Фролов В.Ф.				202М 151		
Н. контр.	Дивнич М.П.						
Зав. каф.	Тачиніна О.М.						
							135

7.1 Вплив вихлопних газів літаків на клімат

Літаки викидають в атмосферу величезну кількість вуглекислого газу і водяної пари, оксиди азоту та сажу. Вплив цих компонентів на навколишнє середовище залежить від висоти польоту.

Те, що літаки своїми вихлопними газами забруднюють навколишнє середовище, абсолютно очевидно і не викликає ніяких сумнівів. Так, власне, будь-яка господарська діяльність людини завдає шкоди природі і сприяє зміні клімату. Питання лише в тому, наскільки великий внесок того чи іншого її виду в цей загальний процес.

За словами німецьких вчених, на частку авіації припадає приблизно 3 відсотки всього антропогенного парникового ефекту. Треба сказати, що далеко не всі експерти згодні з такою оцінкою. Що цілком природно, тому що це число носить дуже приблизний характер. Адже вихлопні гази літаків містять і двоокис вуглецю, і водяну пару, і оксиди азоту, і мілкодисперсну сажу. Всі ці компоненти здійснюють на навколишнє середовище і на клімат планети аж ніяк не однозначний, а іноді і різноспрямований вплив [60].

Справа в тому, що авіаційне паливо – гас – являє собою складну суміш вуглеводнів. Вуглець складає в ній 86 відсотків, водень – 14 відсотків. При горінні вуглець з'єднується з киснем повітря, так що спалювання кожного кілограма авіаційного гасу поповнює атмосферу 3,15 кілограмами вуглекислого газу. Оскільки ж вуглекислий газ – речовина дуже стабільна, він рівномірно розподіляється навколо всієї земної кулі.

Крім того, CO_2 легко мігрує і в вертикальному напрямку, тому утворився він поблизу поверхні Землі або ж на висоті 10-11 тисяч метрів, де пролягають більшість коридорів цивільної авіації, не має ніякого значення. Тому нескладно підрахувати, що приблизно 2,2 відсотка всього антропогенного вуглекислого газу викидають в атмосферу літаки. На частку автомобільного транспорту припадає близько 14 відсотків, інші види транспорту – морський, залізничний та інші – складають у сумі 3,8 відсотка.

Набагато складніше оцінити роль викидів авіацією водяної пари. Тобто кількісна оцінка особливих труднощів не становить: відомо, що при спалюванні одного кілограма гасу утворюється 1,23 кілограма водяної пари. А ось з якісною оцінкою справа йде складніше. При попаданні гарячих і вологих вихлопних газів в холодне навколишнє середовище пар конденсується, утворюючи дрібні крапельки води, а на великих висотах, де температура повітря за бортом досягає 30-40-50 градусів нижче нуля, – дрібні крижинки. Ці крапельки і крижинки часом добре видно з землі – у вигляді так званого конденсаційного сліду, що тягнеться за літаком. Який вплив цей слід здійснює на атмосферу, залежить від висоти польоту.

Тропосфера – це нижній, дуже турбулентний шар атмосфери, в якому формується погода.. Над нею розташована тропопауза, шар, в якому з ростом висоти температура вже не знижується, а ще вище - стратосфера, для якої характерна висока стабільність шарів, що майже не перемішуються між собою.

У стратосфері з її вкрай низьким вмістом вологи – не більше 0,01 проміле – крижинки конденсаційного сліду швидко випаровуються. А ось в тропосфері, де повітряні маси можуть бути вкрай насичені вологою, поведінка конденсаційного сліду залежить від безлічі погодних факторів, якщо вологість повітря висока, кристалики льоду вбирають в себе додатково воду, ростуть, і з конденсаційних слідів можуть сформуватися перисті хмари. Вони сприяють подальшій конденсації вологи з повітря, в результаті щільність і водність хмар збільшуються.

Такий розвиток подій спостерігається в 10-20 відсотках випадків. Іншими словами, повітряний транспорт реально підсилює хмарність на нашій планеті. З одного боку це добре, хмари відбивають частину короткохвильового сонячного випромінювання назад у космос. З іншого боку, кристалики льоду в таких хмарах поглинають довгохвильове інфрачервоне випромінювання, а потім направляють частину цього тепла на землю. У наявності два різноспрямованих ефекту, і який з них переважає, фахівці точно сказати не

можуть, хоча більшість експертів схильні вважати, що нагрів все ж кілька сильніше охолодження.

Ще один фактор, що впливає на навколишнє середовище і клімат планети, – це сажа в формі дрібнодисперсного пилу. Діаметр часток саж у вихлопних газах літаків становить від 5 до 100 нанометрів. Зрозуміло, що цей пил, ледве потрапивши в атмосферу, вносить свій внесок в утворення конденсаційного сліду, оскільки на ній осідає частина водяної пари, що викидається літаком одночасно з сажею. Та й крім цього сажові частки можуть тижнями перебувати в повітрі у зваженому стані, сприяючи формуванню хмар. Однак в цих же процесах беруть участь і пилові частинки іншого походження, як природного (вулканічний пил, пил пустель, пил від ерозії ґрунтів), так і антропогенного (емісії промислових підприємств), а крім того крапельки рідини різної природи.

У такій ситуації оцінити вплив сажі взагалі, а тим більше сажі, що викидається саме літаками, вкрай складно. Німецький аерокосмічний центр вивчає вплив на навколишнє середовище, скажімо, і часток саж, емітованих в атмосферу при великих лісових пожежах. Однак результати виявилися досить суперечливими. Навіть на питання, чи сприяє сажа збільшенню або зменшенню хмарності, остаточної і однозначної відповіді поки немає.

Окрема тема - вплив вихлопних газів літаків на концентрацію озону в атмосфері. Як відомо, камера згоряння сучасного авіаційного двигуна може розжарюватися до 2000 градусів. При таких температурах азот, що знаходиться в повітрі у вільному стані, зв'язується з киснем, утворюючи оксиди NO і NO_2 , проте ці оксиди здійснюють на атмосферний озон різноспрямовану дію: на великих висотах вони його розкладають, на малих висотах – утворюють.

Розкладання озону превалює на висотах понад 16 тисяч метрів, проте туди звичайні цивільні літаки не залітають. Їх коридори розташовані нижче 12 тисяч метрів, а там оксиди азоту викликають активне утворення озону. Цей так званий тропосферний озон підсилює парниковий ефект - так само як

вуглекислий газ або водяна пара. До того ж підвищений вміст озону в повітрі негативно впливає на здоров'я. І цей озон ніяк не пов'язаний з тим озоновим шаром в стратосфері, який захищає нашу планету від жорсткого ультрафіолетового випромінювання.

7.2 Забруднення атмосфери авіаційним транспортом

Проблема забруднення атмосфери авіаційним транспортом не вичерпується лише вивченням і оцінкою впливу газових і аерозольних продуктів згоряння 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 CO_2 , водяної пари H_2O , озону O_3 , метану CH_4 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 (ICAO) [61].

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) $\{A_{CO}=1; A_{CH}=3,16; A_{SO_x}=16,5; A_{NO_x}=41,1; A_{ТВ.ч.}=300\}$.

Вуглекислий газ (CO_2) утворюється в результаті спалювання викопних видів палива, таких як вугілля, нафта, природний газ, штучних і синтетичних палив та біомаси (деревина). Це основна компонента (з числа триатомних газів), що сприяє створенню «парникового ефекту».

В результаті неповного згорання виділяється також монооксид вуглецю CO – токсичний газ, який шкідливо впливає на серцево-судинну систему людини.

Оксиди азоту (NO_x) утворюються при спалюванні будь-якого з викопних видів палива, що містять азотні сполуки, а також тих, що не містять, за рахунок окислення азоту повітря. Азот утворює з киснем ряд сполук (N_2O , NO , N_2O_3 , NO_2 , N_2O_4 и N_2O_5), властивості яких, активність і тривалість існування різні та слабо залежать від виду і складу палива. Сумарну кількість оксидів азоту зводять до NO_2 . Їх концентрація визначається режимом та організацією процесів горіння палива.

При наявності в атмосфері вуглеводнів (C_xH_y) відбувається їх окислення з утворенням альдегідів, нітратів і т.д. Оксид азоту перетворюється на діоксид, з'являється озон, а також пероксиацилнітрат (PAN). При з'єднанні O_3 , NO_2 та PAN утворюються фотохімічні оксиданти, які є однією з причин фотохімічного смогу.

Екологічний варіант сумування газоподібних речовин дає можливість визначити, яку відсоткову долю окрема речовина має в загальній масі емісії нормованих газоподібних речовин (табл. 7.1) [60,61].

Таблиця 7.1

Доля шкідливих окремих речовин в загальній масі емісії

Авіаційний двигун	Степінь підвищення тиску POO	Доля шкідливої речовини, %		
		Оксид вуглецю CO	Вуглеводні CH	Оксиди азоту NO_x
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

Доля окремих шкідливих речовин в загальній масі емісії

* 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 CO_2 з 290 до 190 т в рік.

Крім того заплановане на 2015 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 перспективні для повітряного транспорту, ніж для інших видів. При цьому, чим більша швидкість та маса літака, тим доцільніше використання двигунів, які працюють на водні.

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.

7.3 Авіаційне біопаливо

Цукровий буряк, водорості і навіть сміття з міських звалищ – що тільки не використовується в експериментах з пошуку альтернативи традиційному авіаційному пальному. І хоча біологічне паливо набагато дорожче за традиційне, науковців та авіаторів це не зупиняє.

До 2050 року Міжнародна асоціація повітряного транспорту (IATA) задумала скоротити обсяг викидів парникових газів цивільною авіацією удвічі порівняно з рівнем 2005 року. Хоча на совісті літаків (та їх пасажирів) лише 2% глобального обсягу викидів двоокису вуглецю, цивільна авіація вважається одним з найбільш динамічно зростаючих джерел цих викидів. А оскільки літаки ніяк не можуть перейти на електродвигуни, залишається одне

– шукати нове, більш екологічне джерело палива як альтернативу традиційному авіагасу [60].

Літак австралійських авіаліній Qantas здійснив перший політ між США та Австралією з використанням біопалива. Boeing 787-9 австралійського авіаперевізника вилетів 28 січня 2018 року через Лос-Анджелес і успішно приземлився через 15 годин 30 січня в Мельбурні. Борт був заправлений 24 тоннами біопалива, виробленого з гірчиці *Brassica Carinata*, що, за даними Qantas, дозволило зменшити викиди вуглекислого газу протягом польоту на 18 тонн в порівнянні з використанням звичайного гасу.

Brassica Carinata – це спеціальний промисловий сорт гірчиці, розроблений канадською компанією Agrisoma Biosciences. Його можна сіяти в районах, непридатних для вирощування продовольчих культур, або ж як покривну культуру для поліпшення якості ґрунту в перервах між вирощуванням продовольчих культур. У процесі переробки гірчиця сорту *Brassica Carinata* дає масло, з якого виходить 20% біопалива для літаків, 70% - біодизеля і 10% субпродуктів [62].

Авіакомпанії віддають перевагу біопаливом, виготовленим з деяких видів відходів, а не продуктів харчування або інших сировинних матеріалів, які могли б заохочувати лісове очищення сільськогосподарських культур. Проте, очікування технології, здатної конвертувати відходи в реактивне паливо, вимагає часу. Процес проходження процедури сертифікації нових типів реактивного палива може тривати роками [62].

Нове паливо, розроблене американською фірмою LanzaTech з фінансовою підтримкою урядів США та Британії, виробляється шляхом переробки промислових газових відходів з виробництва сталі та інших важких промислових процесів. LanzaTech приймає відходи, багаті вуглецем газу для вироблення етанолу, який потім може використовуватися для ряду продуктів з низьким вмістом вуглецю, включаючи реактивне паливо. Процес сертифікації цього палива зайняв два роки.

Політ літака Боїнг-747 компанії Virgin Atlantic, що прибув вранці 3 жовтня 2018 року до Британії став першим комерційним польотом у світі на новій формі реактивного палива, що вироблене з переробки відпрацьованих вуглецевих газів, що значно зменшує викиди вуглекислого газу в атмосферу [61].

Експерименти з біопаливом для авіації ведуться не перший рік. Ще в 2011-му німецька Lufthansa півроку експериментувала з літаком А321 на маршруті Франкфурт – Гамбург. Паливні баки наполовину заправляли біопаливом.

Lufthansa експериментує з різними джерелами біопалива – тут і рапс, і ятрофа, і тваринні масла, і польова квітка під назвою рижій. Крім того, Lufthansa стала координатором проекту Європейської комісії, в рамках якого ведуться експерименти з різними джерелами біопалива для авіакомпаній. Одна із цілей Єврокомісії – до 2020 року довести обсяг виробітку авіаційного біопалива до 2 мільйонів тонн.

Наступний крок Lufthansa зробила в 2014 році, коли відправила з Франкфурта до Берліна літак, заправлений сумішшю традиційного гасу з додаванням 10% фарнезена. Влітку того ж року уряд США дозволив використовувати авіапаливо з додаванням цієї речовини. Американський концерн Amugis розробив технологію отримання фарнезена з цукрової тростини.

Крім цього, як сировину можна використовувати цукровий буряк і кукурудзу. Але оскільки всі ці рослини використовуються також в сільському господарстві, подальші дослідження зосередяться на тому, щоб знайти спосіб отримання біопалива з сіна і тирси — щоб не конкурувати за посівні площі з харчовою промисловістю.

Військові, зрозуміло, не залишились осторонь від гонитви за новими джерелами авіапалива. Пентагон також фінансує наукові дослідження – і вже має задовільні результати. Військові не розкривають формулу пального, але кажуть, що воно на 13% ефективніше за традиційний авіагас. Це дозволяє

бойовим літакам або збільшити дальність польоту на 13%, або взяти на борт додаткову ракету.

Тим часом Boeing спільно з авіакомпанією Etihad Airways працює над біопаливом на основі рослин, які ростуть на солоних і посушливих ґрунтах, непридатних для використання як поля і пасовища. Їх головна перевага полягає в тому, що вони не конкурують за територію з сільськими господарствами і їх можна поливати солоною морською водою.

Літак авіакомпанії Etihad вже здійснив 45-хвилинний експериментальний політ на суміші традиційного гасу і «трав'яного» палива. Якщо все піде як очікується, в ОАЕ відкриється плантація площею в 500 гектарів для вирощування рослин на сировину для біопалива. За словами представників Etihad, в недалекому майбутньому авіакомпанія планує запропонувати своїм пасажиром авіаперельоти на лайнерах, на 100% заправлених біопаливом.

На японському острові Окінава експериментують з евгленовими водоростями. Директор компанії Euglena Co. Каже, що до 2020 року вони зможуть почати виробництво біопалива для авіакомпаній в промислових масштабах.

Втім, наразі всі ці експерименти на початковій стадії. На тлі всіх переваг у біопалива є величезний недолік – воно набагато дорожче за традиційний авіагас. За оцінками європейських експертів, — майже в три рази.

Висновки

Отже, підсумовуючи вище наведені факти, можна сказати, що сьогодні у світі авіагалузь дуже поширена та робить велику шкоду навколишньому середовищу, проте вона не займає лідируючі позиції у цій сфері. Основні причини шкоди навколишньому середовищу від літаків, а саме викиди в атмосферу шкідливих речовин, можна зменшити шляхом зменшення витрат палива на літаках, зокрема, зниження злітної ваги, наприклад, за рахунок залишення на землі одного з трьох баків з водою літака Boeing – 747-200,

дозволить зекономити 380т палива в рік, а отже знизити емісію CO_2 в атмосферу на 1200т.

Зниження емісії оксидів азоту (NO_x), що утворюються у камерах згорання газотурбінних двигунів, можна досягти завдяки зниженню температури в першій зоні камери згорання та зменшенню часу перебування газів в зоні високих температур.

Також великого поширення набула ідея використання біопалива в авіації, що вже втілюється у життя і має свої переваги, проте це пальне має деякі недоліки, такі як ціна на його виготовлення та час, який треба витратити на його сертифікацію.

ВИСНОВОК

В даному дипломному проекті були досліджені інерціальні стабілізовані платформи, методи, алгоритми та програми для проектування робастних інерціальних стабілізованих платформ, математичну модель інерціальної стабілізованої платформи та був виконаний аналіз типових нелінійностей математичної моделі інерціальної стабілізованої платформи її лінеаризація, розглянуто критерій та особливості процедури оптимізації та метод проектування дискретної системи стабілізації як інтерактивна процедура, заснована на векторній робастній параметричній оптимізації та розглянуто алгоритм робастного структурного синтезу методом змішаної чутливості, класифікацію методів робастного структурного синтезу та деякі інші методи синтезу робастних регуляторів систем управління ЛА систем рухомих об'єктів. На основі отриманих даних було розроблено автоматизовану процедуру проектування інерціальних стабілізованих платформ на основі H_{∞} -робастного структурного синтезу. Розроблено нові алгоритми структурного робастного синтезу систем стабілізації із двома ступенями вільності, до критерію оптимізації яких введено функції чутливості за зовнішніми координатними збуреннями. Визначено вирази для критерію оптимізації та особливості формування розширеного об'єкта стабілізації для двох випадків, а саме використання пре- та пост-компенсаторів та вагових передавальних функцій.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ ТА ДЖЕРЕЛ

1. *Masten M.K.* Inertially stabilized platforms for optical imaging systems / IEEE Control Systems. – No 1. – Vol. 28 . – 2008. – 47 – 64.
2. *IEEE Standard for Inertial Sensors Terminology*, IEEE Std 528-2001, 2001 – <http://ieeexplore.ieee.org/ie15/7672/20968/00972830.pdf>.
3. *Ривкин С.С.* Стабилизация измерительных устройств на качающемся основании. – М.: Наука, 1978. – 320 с.
4. *Пельнор Д.С.* Гироскопические системы ориентации и навигации. – М.: Mash., 1982, – 165 с.
5. *Hilkert J.M.* Inertially stabilized platform technology/ IEEE Control Systems. – No 1. – Vol. 28 . – 2008. – 26 – 46.
6. *Лурье А. И.* Аналитическая механика. – М.: Госиздат, 1961. – 822 с.
7. *Кочергин В.В.* Следящие системы с двигателем постоянного тока. – Л.: Энергоатомиздат, 1988. – 168 с.
8. *Sushchenko O. A.* Computer-aided design of robust system for stabilization of information-measuring devices at moving base/ O. A. Sushchenko // Proceedings of the National Aviation University. – 2013. – № 3. – P. 41–48.
9. *Сущенко О. А.* Порівняльний аналіз засобів MATLAB для дослідження складних динамічних систем / О. А. Сущенко // Електроніка та системи управління. – 2005. – № 2 .– С. 124–127.
10. *Сущенко О. А.* Експериментальні випробування та дослідження систем /
11. *Kwakernaak H.* Robust Control and H_{∞} -Optimization / H. Kwakernaak // Automatica. – 1993. – Vol. 29. – No 2.– P. 255 – 273.
12. *Романенко В.Д.* Координуюче керування багатовимірним об'єктом з різнотемповою дискретизацією у стохастичному середовищі / В.Д. Романенко, Ю.Л. Мілявський // Системні дослідження та інформаційні технології. – 2011. – № 2. – С. 7 – 20.

13. Солодовников В.В. Автоматизированное проектирование систем управления / В.В. Солодовников. – М.: Машиностроение. – 1990. – 332 с.
14. Воронов А.А. Теоретические основы построения автоматизированных систем управления. Разработка технического проекта / А.А. Воронов, Г.А. Кондратьев, Ю.В. Чистяков. – М.: Наука. – 1978. – 293 с.
15. Руководство по проектированию систем автоматического управления / Под ред. В.А. Бесекерского. – М.: Высш. шк., 1983. – 628 с.
16. Пупков К.А. Методы классической и современной теории автоматического управления. Т.2. Статистическая динамика и идентификация систем автоматического управления / под ред. К.А. Пупкова, Н.Д. Егупов. – М.: МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2004. – 640 с.
17. Сольницев Р.И. Автоматизация проектирования систем автоматического управления / Р.И. Сольницев. – М.: Высш. шк. – 1991. – 335 с.
18. Сольницев Р.И. Автоматизация проектирования, изготовления и испытания авиационных приборов и систем / Р.И. Сольницев, Ш.Ф. Чарышев. – М.: Наука. – 1990. – 150 с.
19. Yang W.Y. Applied Numerical Methods Using MATLAB/ W.Y. Yang, T.S. Cao, I. Chung, J. Morris. – New York.: John Wiley and Sons, 2005 – 509 с.
20. Банди Б. Методы оптимизации. Вводный курс / Б. Банди – М.: Радио и связь, 1988. – 128 с.
21. Nelder J.A. Simplex Method For Function Minimization / J.A. Nelder, R.A. Mead // Computer J. – no. 7. – 1964. – P. 308 – 313.
22. Вороновский Г.К. Генетические алгоритмы, искусственные нейронные сети и проблемы виртуальной реальности / Г.К. Вороновский, К.В. Махотило, С.Н. Петрашев, С.А. Сергеев. – Харьков.: ОСНОВА, 1997. – 112с.
23. Панченко Т.В. Генетические алгоритмы /Под ред. Ю.Ю. Тарасевича. – Астрахань.: Астраханский университет, 2007. – 87 с.

24. Сущенко О. А. Робастна параметрична оптимізація систем стабілізації наземних рухомих об'єктів / О. А. Сущенко // Вісник Національного авіаційного університету. – 2008. – № 4.– С. 26–32.
25. Sushchenko O. A. Design of robust triaxial systems for stabilization of airborne observation equipment/ O. A. Sushchenko // Proceedings of the National Aviation University. – 2014.– № 2. – P. 28–36.
26. Сущенко О. А. Проектирование робастных систем стабилизации оборудования беспилотных летательных аппаратов / О. А. Сущенко, В. М. Азарсков // Вестник самарского государственного аэрокосмического университета. – 2014. – № 1. – С. 80–90.
27. Сущенко О. А. Математична модель системи стабілізації рухомого наземного об'єкта / О. А. Сущенко, Р. А. Сайфетдінов // Електроніка та системи управління. – 2007. – № 3(13). – С. 146–151.
28. Сущенко О. А. Математична модель рухомого наземного об'єкта в контурах вертикального та горизонтального наведення / О. А. Сущенко, Р. А. Сайфетдінов // Вісник Національного авіаційного університету. – 2007. – № 2. – С. 32–35.
29. Сущенко О. А. Особливості лінеаризації системи стабілізації рухомого наземного об'єкта / О. А. Сущенко // Електроніка та системи управління. – 2008. – № 1(15). – С. 62–66.
30. Сущенко О. А. Моделювання інформаційно-вимірювальних систем, призначених для управління рухомими об'єктами / О. А. Сущенко // Електроніка та системи управління. – 2006. – № 1(7). – С. 27–30.
31. Сущенко О. А. Направления разработки и перспективы развития систем определения курса / О. А. Сущенко, Д.О. Луцко //Електроніка та системи управління. – 2007. – № 2. – С. 51–56.
32. Кочергин В.В. Следящие системы с двигателем постоянного тока / В.В. Кочергин. – Л.: Энергоатомиздат, 1988. – 168 с.

33. Tunik A.A. Parametric robust optimization of the digital flight control systems / A.A. Tunik, E.A. Abramovich // Proceedings of the National Aviation University – 2003. – №2. – P. 31 – 37.
34. Tunik A. A. Robust Optimization of Control Law of Flight in Stochastically Disturbed Atmosphere / A. A. Tunik, I. K. Ahn, C. H. Yeom // Proceedings of Millennium Conference on Air and Space Sciences, Technology and Industries. – Seoul, Korea.: Hankook Aviation University. – Apr. 28, 2000. – P. 122 – 133.
35. Андриевский Б.Р. Избранные главы теории автоматического управления с примерами на языке MATLAB / Б.Р. Андриевский, А.Л. Фрадков. – СПб.: Наука, 2000. – 475 с.
36. Бесекерский В.А. Теория систем автоматического управления / В.А. Бесекерский, Е.П. Попов. – М.: Наука. – 2004. – 747 с.
37. Следящие приводы / Под ред. Б. К. Чемоданова. – М.: Энергия, 1976. – Кн. 2. – 384 с.
38. Яловенко А. В. Судовые гироскопические приборы / А.В. Яловенко, М.М. Богданович. – Л.: Судостроение, 1990. – 224 с.
39. Демидович Б.П. Лекции по математической теории устойчивости / Б.П. Демидович. – М.: МГУ, 1998. – 342 с.
40. Медведев М.С. Control System Toolbox / М.С. Медведев, В.Г. Потемкин. – М.: Диалог-МИФИ, 1999. – 287 с.
41. Пельпор Д.С. Гироскопические системы ориентации и навигации / Д.С. Пельпор. – М.: Машиностроение., 1982. – 165 с.
42. Пельпор Д.С., Колосов Ю.А., Рихтеенко Е.Р. Расчет и проектирование гироскопических стабилизаторов/ Д.С. Пельпор, Ю.А. Колосов, Е.Р. Рихтеенко. – М.: Машиностроение, 1977. – 216 с.
43. Бесекерский В.А. Индикаторные гиростабилизаторы / В.А. Бесекерский // Развитие механики гироскопических и инерциальных систем. – М.: Наука, 1973. – С. 217 – 231.

44. Бесекерский В.А. Динамический синтез гироскопической стабилизации / В.А. Бесекерский, Е.А. Фабрикант. – Л.: Судостроение, 1968. – 248 с.
45. Блохин Л.Н. Оптимальные гиростабилизаторы / Л.Н. Блохин, А.А. Туник. – К.: КИИГА, 1983. – 44 с.
46. Блохин Л.Н. Синтез нелинейных оптимальных систем стохастической стабилизации / Л.Н. Блохин // Вісник КМУЦА. – 1998. – №1. – С. 178–185.
47. Masten M.K. Inertially Stabilized Platforms for Optical Imaging Systems / IEEE Control Systems Magazine. – No 1. – Vol. 28. – 2008. – P. 47 – 64.
48. Степанов Ю.Г. Следящий электропривод судовых радиолокаторов / Ю.Г. Степанов, И.Ф. Цветков. – Л.: Судостроение, 1973. – 234 с.
49. Андреев В.Д. Теория инерциальной навигации (автономные системы) / В.Д. Андреев. – М.: Наука, 1967. – 569 с.
50. Zames G.. Feedback and optimal sensitivity: model reference transformations, multiplicative seminorms, and approximate inverses // IEEE Transactions on Automatic Control, 1981. – No. 2. – Vol. 26. – PP. 301–320.
51. Skogestad S. Multivariable Feedback Control / Skogestad S., Postlethwaite I. – New York: John Wiley, 1997. – 559 p.
52. Gu D. Robust Control Design with MATLAB / Gu D., Petkov P., Konstantinov M. – London: Springer-Verlag, 2005.– 389p.
53. Перельмутер В.М. Пакеты расширения Matlab Control System и Robust Control Toolbox. – М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2008.– 224с.
54. И.П. Егупов. Методы робастного, нейро-нечеткого и адаптивного управления. – М.: МГТУ им. Н.Э.Баумана, 2002. – 744 с.
55. Б.Т. Поляк. Робастная устойчивость и управление / Б.Т. Поляк, П.С. ербаков. – М.: Наука, 2002. – 303 с.
56. Glover K. State Space Formulae for all Stabilizing Controllers that satisfy an ∞ -norm Bound and Relations to Risk Sensitivity / Glover K., Doyle J. // Systems and Control Letters, 1988. – No. – 11, PP. 168–172

57. Бабаев А.А. Стабилизация оптических приборов / А.А. Бабаев. – Л.: Машиностроение, 1975. – 211 с.
58. Белов, С. В. Безпека життєдіяльності: підручник / С. В. Белов, А. В. Ільницька, А. Ф. Козьяков; під заг. ред. С. В. Белова. - 5-е изд., Перераб. і доп. - М.: Вища школа, 2005. – 364 с
59. Гандзюк М. П. Основи охорони праці: підручник. 4-е вид. / Желібо Є. П., Халімовський М. О.; За ред. М. П. Гандзюка. – К.: Каравела, 2007. – 384 с.
60. Екологічна безпека — це відсутність небезпечних загроз для людини і довкілля [Електронний ресурс]:
<https://ukurier.gov.ua/uk/articles/ekologichna-bezpeka-ce-vidsutnist-nebezpechnih-zag/>
61. Поняття і зміст екологічної безпеки [Електронний ресурс]:
http://pidruchniki.com/1256060756676/ekologiya/vikoristannya_informatsiy_nih_tehnologiy_dlya_dovkillya
62. Безвідходні технології як основний важіль охорони нав-колишнього природного середовища та економії ресурсів [Електронний ресурс]:
<http://buklib.net/books/28212/>