

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ АВІАЦІЙНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
ФАКУЛЬТЕТ АЕРОНАВІГАЦІЇ, ЕЛЕКТРОНІКИ ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ КАФЕДРА
АВІОНІКИ

ДОПУСТИТИ ДО ЗАХИСТУ
Завідувач випускної кафедри
_____Ю.В.Грищенко
«__»_____2023

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА
(ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА)
ВИПУСКНИКА ОСВІТНЬОГО СТУПЕНЯ
МАГІСТРЗА СПЕЦІАЛЬНІСТЮ 173 «АВІОНІКА»

Тема: « Автоматизована система контролю критичних значень параметрів розбігу при злеті літака

Виконав: _____АВ 153М Єриго Володимир Олександрович_____
(студент, група, прізвище, ім'я, по-батькові)

Керівник: _____к.т.н.доцент В.Г. Романенко_____
(наукова ступінь, вчене звання, прізвище, ім'я, по-батькові)

Консультант розділу «Охорона праці»: _____Козлітін О.О.
(підпис) (ПІБ)

Консультант розділу «Охорона навколишнього середовища»: _____Черняк Л.М.
(підпис) (ПІБ)

Нормоконтролер: _____Левківський В.В.
(підпис) (ПІБ)

Київ 2023

НАЦІОНАЛЬНИЙ АВІАЦІЙНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Факультет аеронавігації електроніки та телекомунікацій
Кафедра авіоніки
Напря́м (спеціальність) 173 «Авіоніка»
(шифр, найменування)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

Ю.В. Грищенко

" "

_____ 2023 р.

ЗАВДАННЯ

на виконання кваліфікаційної роботи студента

Єриго Володимир Одеський

_____ (прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи : Автоматизована система контролю критичних значень параметрів розбігу при злеті літака затверджена наказом ректора від «05» жовтня 2023 р. № 2040/ст
2. Термін виконання роботи (проекту): з 02 жовтня 2023 р. по 31 грудня 2023 р.
3. Вихідні дані до роботи (проекту): Розробка схеми автоматизованої системи безпечного зльоту літака та алгоритму комплексної обробки інформації від інерціальної, доплеровської та супутникової систем.
4. Зміст пояснювальної записки. аналітичний огляд літературних джерел з тематики кваліфікаційної роботи. Розробка структурної схеми безпечного зльоту. Призначення і принципи побудови систем навігації. Основні алгоритми обробки інформації в пілотажно-навігаційних комплексах. Розробка структурної схеми комплексного вимірювача. Дослідження розробленого алгоритму сукупної обробки інформації. Охорона навколишнього середовища. Охорона праці.
5. Перелікований мовний ілюстративний матеріал: таблиці, рисунки, діаграми, графіки.

6. Календарний план-графік

№ пор.	Завдання	Термін виконання	Відмітка про виконання
1.	Обґрунтування теми дипломної роботи	05.10.2023	
2.	Проведення огляду літератури	10.10.2023	
3.	Підготовка та написання 1 розділу	11.11.2023	
4.	Підготовка та написання 2 розділу	19.11.2023	
5.	Підготовка та написання 3 розділу	25.11.2023	
6.	Перевірка на анти плагіат та отримання рецензії на диплом	13.12.2023	
7.	Оформлення та друк пояснювальної записки	15.12.2023	
8.	Підготовка презентації та доповіді	19.12.2023	

7. Консультанти з окремих розділів

Розділ	Консультант(посада, П.І.Б.)	Дата, підпис	
		Завдання видав	Завдання прийняв
Охорона праці			
Охорона навколишнього середовища			

8. Дата видачі завдання: _____

Керівник дипломної роботи Романенко В.Г.

(підпис керівника)

(П.І.Б.)

Завдання прийняв до виконання Єриго В.О.

(підпис випускника)

(П.І.Б.)

Реферат

Пояснювальна записка до до кваліфікаційної роботи “ Автоматизована система безпечного зліту літака “: 109 аркушів, 20 рисунків, 11 використаних джерел.

Об’єкт дослідження– процес автоматизованої системи безпечного зліту літака.

Предмет дослідження-Автоматизована система безпечного зліту літака.

Мета роботи – розробка схеми автоматизованої системи безпечного зліту літака та алгоритма комплексної обробки інформації від інерціальної, доплеровської та супутникової систем.

Методи дослідження – конструювання складних систем.

Установлено, що удосконалена автоматизована система безпечного зліту літака значно підвищує ефективність використання літака будь якого класу.

ТЕЛЕСКОП, ІНЕРЦІАЛЬНА СИСТЕМА, АЛГОРИТМ, ПІДСИЛЮВАЧ, АСТРОБЛОК, КОРЕКЦІЯ.

ЗМІСТ

Перелік умовних позначень, скорочень,
термінів Вступ

РОЗДІЛ 1. РОЗРОБКА СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ БЕЗПЕЧНОГО ЗЛІТУ

1.1. Принципи критичних значень

1.2. Недоліки схем

1.3. Схеми контролю розбігу ЛА

РОЗДІЛ 2. ПРИЗНАЧЕННЯ І ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ СИСТЕМ НАВІГАЦІЇ, ЩО ВХОДЯТЬ ДО СКЛАДУ СИСТЕМИ БЕЗПЕЧНОГО ЗЛІТУ

2.1. Принцип дії та основні характеристики інерціальної навігаційної системи

2.2. Принцип дії та основні характеристики супутникової навігаційної системи

2.3. Принцип дії та основні характеристики доплерівської системи навігації

РОЗДІЛ 3. ОСНОВНІ АЛГОРИТМИ ОБРОБКИ ІНФОРМАЦІЇ В ПЛОТАЖНО-НАВІГАЦІЙНИХ КОМПЛЕКСАХ

3.1. Метод найменших квадратів

3.2. Метод максимуму правдоподібності

3.3. Рекурентний метод обробки інформації

3.4. Алгоритм неперервного оптимального фільтра

3.5. Дослідження розробленого алгоритму сукупності обробки інформації.

РОЗДІЛ 4. РОЗРОБКА СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ КОМПЛЕКСНОГО ВИМІРЮВАЧА, ВИКОРИСТОВУЮЧИ МЕТОД ОБРОБКИ ІНФОРМАЦІЇ ПО СХЕМІ КОМПЕНСАЦІЇ ПОХИБОК ДАТЧИКІВ

4.1. Аналіз спектральних характеристик ІНС та СНС

4.2. Розробка математичної моделі корекції ІНС від СНС

РОЗДІЛ 5. ОХОРОНА ПРАЦІ

5.1. Шкідливі і небезпечні фактори при обслуговуванні ПС

5.2. Загальні вимоги до охорони праці

5.3. Вимоги охорони праці перед початком роботи

5.4. Вимоги охорони праці під час виконання робіт

- 5.5. Вимоги охорони праці при виникненні аварійної ситуації
- 5.6. Розрахунок захисного заземлення
- 5.7. Заходи пожежної і вибухової безпеки
- 5.8. Вимоги охорони праці при завершенні обслуговування
- 5.9. Технічне обслуговування планера

РОЗДІЛ 6. ОХОРОНА НАВКОЛИШНЬОГО СЕРЕДОВИЩА

- 6.1. Екологічна експертиза
- 6.2. Забруднення атмосферного повітря повітряними судами

ВИСНОВКИ

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СКОРОЧЕНЬ, ТЕРМІНІВ

ЛА–літальний апарат

ПС–повітряне судно

ЗПС- злітно-посадова смуга

ПНК- пілотажно-навігаційні комплекси
БЦОП- бортові цифрові обчислювальні пристрої
ІНС-інерціальної навігаційної системи
СНС-супутникові навігаційні системи
ШСЗ- штучних супутників Землі
НП-наземні пункти
САУ-систем автоматичного управління
МНК-метод найменших квадратів
ММП-метод максимуму правдоподібності
ОФК- оптимальний фільтр Калмана

ВСТУП

Актуальність теми.З точки зору забезпечення високої міри безпеки польотів дуже важливим є автоматизація зокрема повздовжнього управління на етапах відриву і початкової ділянки набору висоти. Це пов'язано з тим, що саме на цих етапах польоту

відбувається інтенсивна зміна критичних параметрів польоту (таких як вектор швидкості, кути атаки та тангажу), кожний з яких, досягнувши свого припустимого значення може не тільки ускладнити процес управління ЛА, але й призвести до критичної ситуації.

При відриві ЛА від ЗПС виникають сильні збурення, через зміну впливу землі на характер обтікання повітряним потоком горизонтального оперення. Крім того, через малу швидкість виникають труднощі поздовжнього балансування ЛА. Особливо актуальна ця задача для важких літаків з невеликою тягооснащеністю, для яких зліт з повним навантаженням є дуже напруженим і відповідальним етапом.

У цей час робляться посилені спроби автоматизувати цей етап польоту. Зокрема, розроблено декілька варіантів директорного управління зльотом літака.

Як приклад приведемо алгоритми системи автоматичного управління польотом ВСУП-85 літаків ІЛ-96-300 та ТУ-204, в якій реалізований автоматизований (директорний) режим зльоту.

На повітряній ділянці зльоту система алгоритмічно забезпечує режим набору висоти та швидкості, при цьому операції з прибирання механізації крила та шасі виконує екіпаж відповідно до керівництва з льотної експлуатації.

Об'єкт дослідження– процес автоматизованої системи безпечного зліту літака.

Предмет дослідження-Автоматизована система безпечного зліту літака.

Мета роботи – розробка схеми автоматизованої системи безпечного зліту літака та алгоритма комплексної обробки інформації від інерціальної, доплеровської та супутникової систем.

Методи дослідження – конструювання складних систем.

Установлено, що удосконалена автоматизована система безпечного зліту літака значно підвищує ефективність використання літака будь якого класу.

РОЗДІЛІ

РОЗРОБКА СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ БЕЗПЕЧНОГО ЗЛІТУ

Для здійснення безпечного зльоту необхідно вести безперервний контроль і прогнозування параметрів розбігу з метою не допущення їхнього виходу за межі припустимих значень. Правильному прийняттю рішення про продовження або припинення розбігу повинно сприяти включення в склад ПНК, так званих, “контролерів зльоту”, систем контролю, які забезпечують постійне порівняння прогнозованих параметрів зльоту з їхніми розрахунковими значеннями.

Розглянемо принцип, за яким визначаються області критичних значень параметрів розбігу.

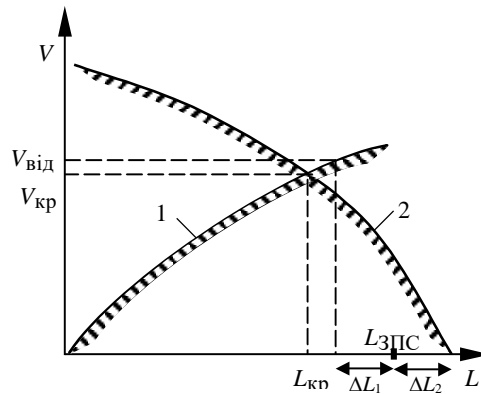


Рис.1.

Нехай на деякій заданій відстані ΔL_1 (рис.1.1) від кінця ЗПС літак повинен набрати розрахункову швидкість відриву $V_{від}$ (відстань ΔL_1 визначає область небезпечного зльоту). Ця умова може бути виконана при деякому мінімальному поздовжньому прискоренні a_{xmin} .

У припущенні, що $a_{x\min} = \text{const}$, графік розбігу (крива 1) дозволяє розділити простір (V, L) на області допустимого та недопустимого процесу розбігу літака за довжиною пробігу літака по ЗПС. Якщо розбіг здійснюється при прискоренні $a_x < a_{x\min}$, тобто недостатньо інтенсивно (поточне значення швидкості розбігу нижче кривої 1), то необхідно припинити розбіг.

Розбіг буде припинено успішно, якщо швидкість літака буде знижена до нуля в межах кінцевої смуги безпеки ΔL_2 , яка більше довжини ЗПС $L_{ЗПС}$ на деяку величину.

Для визначення можливості здійснення успішного припинення розбігу розглянемо графік гальмування (крива 2). Цей графік розділяє простір (V, L) на допустиму та недопустиму області припинення зльоту. Характер цієї кривої залежить від способу гальмування (пневмогальма, гальмові щитки, гальмові парашути і т. ін.) та від стану ЗПС. Точка перетину кривих 1 і 2 визначає критичні параметри розбігу $L_{кр}$ і $V_{кр}$. Задача логічного пристрою полягає в тому, щоб визначити, чи буде досягнута критична швидкість до моменту пробігу критичної відстані. Тільки в цьому випадку можна продовжувати зліт. При цьому треба мати на увазі, що рішення про продовження або припинення розбігу повинне бути прийняте до досягнення критичних значень швидкості та відстані, оскільки в іншому випадку ні продовження, ні припинення розбігу не забезпечать необхідної безпеки зльоту.

Використання графіків, що аналогічні зображеним на рис. 1.1, дозволяє визначити межу безпеки і прийняти рішення про припинення або продовження розбігу, наприклад, при частковій втраті тяги двигуна (зрив форсажу або відмові одного з двигунів багатомоторного ЛА). Розглянемо деякі з можливих схем “контролерів зльоту”.

Схеми з контролем прискорення побудовані на алгоритмах порівняння поточного поздовжнього прискорення з розрахунковим середнім значенням прискорення, яке обчислюється за формулою

$$a_{x\text{розр}} = \frac{g}{2} \left[2\mu - \left(\frac{1}{K_a} + f \right) \right], \quad (1.1)$$

де $\mu = P/G$ — відносна тягооснащеність літака; $K_a = Y_a/X_a$ — аеродинамічна якість при злітній конфігурації.

При цьому необхідні вихідні дані (f, K_a, P, G) встановлюються відповідно конкретним умовам зльоту. Команда припинення зльоту (“Припинити зліт”) формується при умові:

$$a_x < a_{x\text{розр}}.$$

Прогноз розбігу в цій схемі здійснюється посередньо, виходячи з припущення сталості прискорення за довжиною розбігу. Основним недоліком такої схеми є зайво швидка та часто помилкова реакція на зміну прискорення розбігу (наприклад, наїзд літака на снігову дільницю).

Для усунення цього недоліку запропонована схема порівняння середніх прискорень. При цьому обчислюється середнє прискорення за пройдений шлях:

$$a_{x\text{ср}} = \frac{V_{\text{ш}}^2}{2L},$$

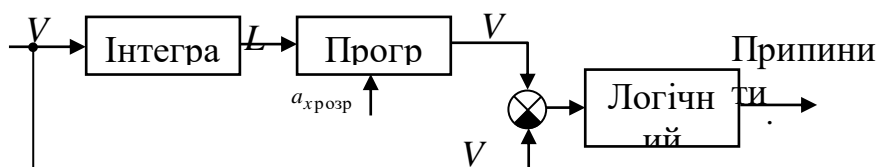
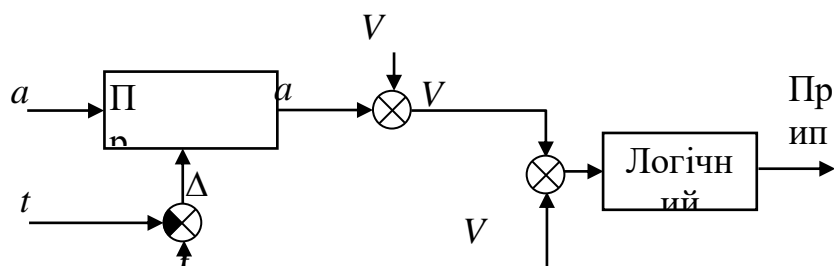


Рис.1.2

тут $a_{x\text{ср}}$ — середнє прискорення; $V_{\text{ш}}$ — шляхова швидкість; L — пройдений шлях.

Необхідне (задане) значення середнього прискорення визначається за критичними параметрами розбігу $L_{\text{кр}}$ і $V_{\text{кр}}$ (без урахування вітру, тобто при $V = V_{\text{ш}}$):



$$a_{x \text{ зад}} = \frac{V_{\text{кр}}^2}{2L_{\text{кр}}}$$

Команда “Припинити зліт” формується при умовах $a_{x \text{ ср}} < a_{x \text{ зад}}$ або $V_{\text{ш}}^2 L_{\text{кр}} < V_{\text{кр}}^2 L$.

У цій схемі необхідно вимірювати (або обчислювати) поточні значення шляхової швидкості та пройденої відстані. Критичні параметри $L_{\text{кр}}$ і $V_{\text{кр}}$ розраховуються заздалегідь і вводяться в обчислювач “контролера зльоту”.

Загальним недоліком цих схем є труднощі врахування змін прискорення в процесі розбігу й внаслідок цього низька точність обчислення.

Схеми з контролем швидкості засновані на порівнянні поточної швидкості розбігу із заданою програмою її зміни як функції часу або пройденої відстані. Програма може бути отримана інтегруванням прискорення $a_{x \text{ розр}}$, обчисленого заздалегідь за формулою (1.1), яке вводиться в обчислювач “контролера зльоту”. Можлива побудова більш складного бортового обчислювача, наприклад, показаного на рис. 1.2.

У цьому випадку програмується графік $V_{\text{пр}} = f(L)$, де можна врахувати не тільки середнє прискорення, але і його розрахункові зміни в процесі розбігу. В обох випадках умова формування команди припинення зльоту має вигляд

$$V < V_{\text{пр}}$$

Недоліком цих схем є запізнення в прийнятті рішення про припинення зльоту при різкому зменшенні прискорення розбігу.

Схеми з прогнозуванням розбігу для прогнозу руху ЛА використовують поточне прискорення (рис. 1.2 і 1.3).

У схемі показаній на рис. 1.2 як критичні параметри розбігу використовуються не $V_{\text{кр}}$ і $L_{\text{кр}}$, а параметри відриву $V_{\text{відр}}$ і $L_{\text{р}}$. Їхній

розрахунок проводиться заздалегідь, виходячи з конкретних умов зльоту. Потім обчислювач розраховує час розбігу

$$t_p = \frac{2L_p}{V_{\text{відр}} \pm W}, \quad (1.2)$$

за яким із урахуванням поточного часу t визначається час, що залишився до відриву

$$\Delta t = t_p - t.$$

Прогнозована на момент відриву швидкість обчислюється за формулою

$$V_{\text{відр. прог}} = V + a_x \Delta t.$$

Команда “Припинити зліт” формується при умові

$$V_{\text{відр. прог}} < V_{\text{відр.}}.$$

У схемі, показаній на рис.1.3, обчислюється відстань ΔL , яку необхідно пройти ЛА, щоб набрати швидкість від поточного значення V до $V_{\text{кр}}$ з прискоренням a_x , тобто без урахування вітру. Відстань ΔL визначається за формулою

$$\Delta L = \frac{V_{\text{кр}}^2 - V^2}{2a_x k},$$

де k — коефіцієнт, що враховує передбачувану зміну прискорення в процесі розбігу.

Формування команди “Припинити зліт” здійснюється шляхом порівняння прогнозованої відстані $L_{\text{прог}}$ досягнення критичної швидкості $V_{\text{кр}}$:

$$L_{\text{прог}} = L + \Delta L$$

з розрахунковим значенням $L_{\text{кр}}$, тобто при виконанні умови

$$L_{\text{прог}} = L_{\text{кр}}.$$

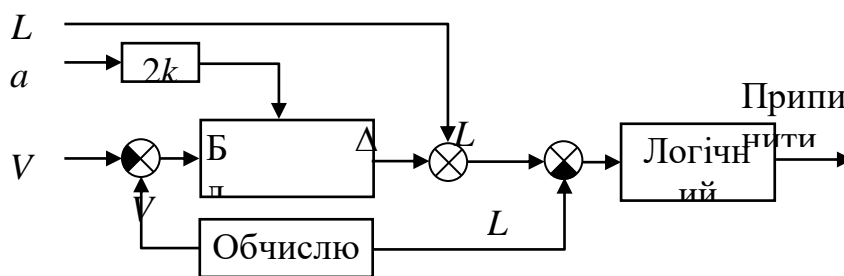


Рис. 2.4

Розглянуті вище схеми контролю розбігу ЛА можуть застосовуватися при нормальній роботі силової установки, а також при її частковій відмові. При цьому кожна з описаних вище схем повинна бути доповнена логічним пристроєм, що забезпечує найкраще розв’язання поставленої задачі.

Якщо відмова силової установки станеться на швидкості, меншій $V_{кр}$, то необхідно припинити розбіг ЛА. Після досягнення критичних параметрів розбігу: довжини розбігу та швидкості, починаючи з яких вже неможливо небезпечно, навіть екстрене, гальмування літака, приймається остаточне рішення на зліт.

У сучасних ПНК при наявності надійних датчиків пілотажної інформації можлива обробка пілотажної інформації на етапі розбігу та зльоту із застосуванням оптимальних методів оцінювання, ідентифікації та прогнозування. А це дозволить значно підвищити безпеку польоту на цих етапах.

РОЗДІЛ 2

ПРИЗНАЧЕННЯ І ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ СИСТЕМ НАВІГАЦІЇ, ЩО ВХОДЯТЬ ДО СКЛАДУ СИСТЕМИ БЕЗПЕЧНОГО ЗЛІТУ

Бурхливий розвиток цифрових обчислювальних пристроїв, їх реалізація на базі елементів мікроелектроніки дозволили почати широке впровадження цифрових обчислювачів на борт ЛА.

На відміну від обчислювальних пристроїв аналогового типу бортові цифрові обчислювальні пристрої (БЦОП) мають цілий ряд переваг, однією з яких є їх використання в складі ПНК стає переважним.

Достоїнством БЦОП при їхньому застосуванні в складі ПНК стають:

- можливість розв’язання не тільки математичних, але і логічних задач, що дозволяє у більш повній мірі автоматизувати процес літаководіння;
- можливість отримання високої точності розв’язання задач навігації й управління. Точність рішення обумовлена розрядністю БЦОП і похибками вихідної інформації, яка використовується для розв’язання відповідної задачі;
- можливість використання для розв’язання основних задач комплексу сучасних методів оптимального управління, ідентифікації та оцінювання;
- значна гнучкість при зміні задач, які розв’язуються комплексом, оскільки зміна складу та кількості вирішуваних задач здійснюється лише перебудовою програми й не вимагає внесення конструктивних змін у БЦОП;
- забезпечення можливості виконання глибокого автоматизованого контролю окремих систем комплексу та комплексу в цілому як в процесі наземної підготовки, так саме й в польоті.

У процесі розв’язання задач ПНК БЦОП забезпечує:

- перетворення пілотажно-навігаційної інформації, яка надходить від датчиків і систем, до виду зручного для її обробки в обчислювальному пристрої;

- обробку вихідної інформації з ціллю підвищення її точності й отримання додаткової інформації про пілотажно-навігаційні параметри польоту, які безпосередньо не вимірюються датчиками;
- управління роботою датчиків і пристроїв відображення інформації;
- контроль стану систем і пристроїв комплексу та значень параметрів польоту.

Для реалізації перелічених вище задач до БЦОП ставляться такі вимоги:

- відповідність функціональних можливостей БЦОП об'єму вирішуваних задач;
- високаточність обчислень;
- достатня швидкодія;
- зручність спілкування з БЦОП;
- живучість та ремонтпридатність;
- припустимі вага та габарити.

Наявність у склад ПНК БЦОП, володіючого достатньо високими обчислювальними можливостями, дозволяє в значній мірі підвищити ступінь автоматизації розв'язання основних задач. При цьому з урахуванням правильного розподілу функцій між БЦОП й екіпажем може бути досягнута оптимальна взаємодія екіпажу з БЦОП, а також в цілому з елементами комплексу.

2.1. Принцип дії та основні характеристики інерціальної навігаційної системи

Принцип дії інерціальних систем навігації заснований на використанні механічних явищ, що виникають при русі тіл у гравітаційному полі, і полягає у вимірі прискорень ЛА. Вимір прискорень здійснюється за допомогою спеціальних приладів, що одержали назву акселерометрів, розташованих на платформі, яка утримується у визначеному положенні відносно інерціальної системи координат. Перевага інерціальних систем перед іншими системами навігації це їх повна автономність, абсолютна завадозахищеність, а також

висока інформативність. Вони забезпечують можливість визначення великого числа навігаційних і пілотажних параметрів, таких як: складові прискорень і швидкості польоту ЛА; його місцезнаходження; а також курс, крен і тангаж.

Теорія інерціальних систем докладно викладається в спеціальних дисциплінах, у дод.3 стисло наведені основи побудови ІНС, а у цієї главі ми обмежимося лише тими положеннями, які мають принципове значення при розгляді ІНС у складі пілотажно-навігаційного комплексу. При вивченні алгоритмів опрацювання пілотажно-навігаційної інформації в обчислювальному пристрої ПНК важливо знати, який засіб орієнтації гіроплатформи застосований у конкретній ІНС. Особливо це важливо при вивченні ПНК, що включають у свій склад інерціальні системи з різним видом стабілізації гіроплатформи.

У сучасних ПНК найбільш поширення одержали ІНС з ортодромичною орієнтацією та з вільної в азимуті орієнтацією осей чутливості акселерометрів. Встановлені на гіроплатформі акселерометри вимірюють позірне прискорення, тобто різницю між абсолютним лінійним прискоренням ЛА і гравітаційним прискоренням.

$$\bar{a} = \bar{A} - \bar{g},$$

де \bar{a} – вимірюваний вектор прискорення; \bar{A} – вектор абсолютного прискорення ЛА; \bar{g} – вектор гравітаційного прискорення.

При ортогональному розташуванні осей чутливості акселерометрів вздовж прямокутної системи координат, зв'язаною з гіроплатформою, вимірювані акселерометрами a_ξ , a_η , a_ζ прискорення будуть дорівнювати:

$$a_\xi = A_\xi - g_\xi$$

$$a_\eta = A_\eta - g_\eta$$

$$a_\zeta = A_\zeta - g_\zeta$$

тобто різниця між– складовими вектора абсолютного прискорення ЛА вздовж його осей та– складовими гравітаційного прискорення вздовж цих же осей.

Оскільки складові гравітаційного прискорення вносять похибки у вимір складових абсолютного прискорення ЛА, то необхідно прийняття спеціальних мір для їх компенсації. Компенсація гравітаційних складових по горизонтальних осях здійснюється за рахунок розташування гіроплатформи в площині горизонту, а компенсація гравітаційної складової вздовж вертикальній осі здійснюється алгоритмічно. Природно, що точність компенсації цих складових буде визначатися точністю стабілізації гіроплатформи. Гіроскопічна вертикаль створюється методом моделювання незбуреного фізичного маятника з періодом власних коливань $T = 84,4$ хв. Схема моделювання являє собою динамічну систему, що складається з гіроскопів, акселерометрів й інтеграторів. У такій схемі прискорення, вимірювані акселерометрами, осі чутливості яких збігаються з горизонтальними осями гіроплатформи, інтегруються й відповідні сигнали надходять на датчики моментів гіростабілізованої платформи, завдяки чому вона прецесує вслід за вертикаллю місця, зберігаючи горизонтальне положення. Такий спосіб корекції називається інтегральним.

Як було відзначено вище, в інерціальних системах із гіроскопічною вертикаллю осі чутливості акселерометрів можуть мати різну орієнтацію в азимуті. В ІНС із ортодромічною орієнтацією осі чутливості акселерометрів спрямовані вздовж заданої ортодромії та перпендикулярно до неї. У таких ІНС акселерометри вимірюють складові абсолютного прискорення ЛА вздовж цих осей.

В ІНС із вільною в азимуті орієнтацією гіроплатформи осі чутливості акселерометрів мають у площині горизонту незмінну орієнтацію відносно інерціального простору. Осі платформи при цьому відносно площини географічного меридіана будуть обертатися навколо вертикалі місця з кутовою швидкістю ω_ζ , обумовленою співвідношенням:

$$\omega_\zeta = -\left(\omega_3 \sin \varphi + \frac{V_E}{R} \operatorname{tg} \varphi \right) \quad (2.1)$$

де ω_3 – кутова швидкість обертання Землі; φ – географічна широта місцеположення ЛА; V_E – східна складової лінійної швидкості ЛА; R – радіус Землі.

Відмінності в орієнтації осей чутливості акселерометрів (гіроплатформ різних типів ІНС) визначають відміни в системі відліку швидкостей, які видаються інерціальною системою в обчислювач ПНК.

ІНС з ортодромічною орієнтацією осей чутливості акселерометрів видають складові шляхової швидкості за осями ортодромічної системи координат й ортодромічний курс ЛА, а також ортодромічні координати $\square\square$ які отримують у результаті інтегрування складових швидкості. Складові шляхової швидкості отримують в результаті інтегрування складових прискорень $\dot{V}_{ш\xi}$ і $\dot{V}_{ш\eta}$, які мають вигляд:

$$\begin{aligned}\dot{V}_{ш\xi} &= a_\xi - \Delta\dot{V}_{ш\xi} \\ \dot{V}_{ш\eta} &= a_\eta - \Delta\dot{V}_{ш\eta}\end{aligned}\quad (2.2)$$

де $\Delta\dot{V}_{ш\xi}, \Delta\dot{V}_{ш\eta}$ – поправки, які враховують переносне та кореолісове прискорення.

Розрахунки поправок $\Delta\dot{V}_{ш\xi}, \Delta\dot{V}_{ш\eta}$ здійснюються в обчислювальному пристрої на підставі виразів

$$\begin{aligned}\Delta\dot{V}_{ш\xi} &= -2\dot{V}_{ш\xi} \omega_3 \sin \xi \cos \eta + \frac{V_{ш\xi} V_{ш\eta}}{R} \operatorname{tg} \eta \\ \Delta\dot{V}_{ш\eta} &= -2\dot{V}_{ш\eta} \omega_3 \sin \xi \cos \eta + \frac{V_{ш\eta}^2}{R} \operatorname{tg} \eta\end{aligned}\quad (2.3)$$

ІНС із вільної в азимуті орієнтацією осей чутливості акселерометрів видає в обчислювальний пристрій ПНК складові абсолютної лінійної швидкості $V_{a\xi}, V_{a\eta}$, вздовж горизонтальних осей платформи та гіроскопічний курс ЛА. Складові швидкості отримують у результаті інтегрування вимірюваних акселерометрами прискорень, без урахування поправок на переносне і кореолісове прискорення, тобто

$$V_{a_{\xi}}(t) = \int_0^t a_{\xi}(t) dt;$$

$$V_{a_{\eta}}(t) = \int_0^t a_{\eta}(t) dt;$$
(2.4)

Рівняння (2.1)...(2.4) справедливі лише у випадку ідеальної роботи ІНС, коли її елементи та пристрої не мають інструментальних похибок, а початкові умови роботи системи точно відповідають дійсним початковим умовам стану ЛА. У протилежному випадку навігаційні параметри визначаються інерціальною системою з похибками. Джерелом інструментальних похибок ІНС є:

неточна початкова виставка гіроплатформи в площині горизонту;

неточна азимутальна стабілізація гіроплатформи;

похибки акселерометрів;

похибки гіроскопів;

похибки завдання початкових умов, зокрема навігаційних параметрів, що визначають ІНС.

Крім інструментальних похибок інерціальним системам властиві методичні похибки і, зокрема, похибки, пов'язані з тим, що при розв'язанні рівнянь (2.1), (2.3) не враховується фактична форма земної поверхні.

Основні характеристики деяких інерціальних систем навігації приведені в таблиці 2.1.

Таблиця 2.1

Тип ІСН	Метод виставки	Час виставки хв	Похибки (σ)			
			Координати за 1го польоту	Швидкість за 1го польоту	Кут крену та тангажу	Курс
МІС-45	ОГП	30				
	ДГП	50	7 км	3м/с	6'	15'
	ЗК	15				
І-11	ОГП	30				
	ДГП	70	3 км		2'	
	ЗК	15				
ІС-1-72А	ГК	20				
	МГК	5	5 км	3м/с	(3-4)'	
	ОПТ	3				
AN/A N-109 (США F-15)		10	1,85 км			
AN/A NP-185 (США В-1А)			1,85 км			

2.2. Принцип дії та основні характеристики супутникової навігаційної системи

Супутникові навігаційні системи (СНС) призначені для визначення місцеположення транспортних засобів, а також нерухомих об'єктів. Принципова особливість дії СНС – це використання штучних супутників

Землі (ШСЗ) як радіонавігаційних точок, координати яких, на відміну від наземних радіонавігаційних точок, змінні.

Перевагами СНС є можливості:

- застосування, завдяки великій висоті польоту ШСЗ, радіохвиль ультракороткохвильового діапазону, що дозволяє здійснити прийом електромагнітних коливань і, відповідно, навігаційні виміри з високою точністю на видаленні багатьох тисяч кілометрів від точки, над якою знаходиться супутник;

- здійснення навігаційних вимірів на всій території земної кулі (глобальність) незалежно від характеру місцевості, часу доби і метеорологічних умов;

- використання СНС для керування повітряним рухом над районами, де неможливо встановити наземні радіотехнічні засоби.

До недоліків системи відносяться необхідність обов'язкового застосування наземного обладнання для спостереження за ШСЗ і для зв'язку з ним, знання змінних координат супутників, заміна ШСЗ при відмові встановленого на ньому обладнання або при зниженні висоти орбіти нижче припустимої.

Через велику вартість СНС будуються багатоцільовими. Тільки при великому числі споживачів супутникові системи стають економічно виправдані.

Супутникова радіонавігаційна система складається з трьох основних підсистем:

- космічної апаратури (радіонавігаційної точки);
- контролю та управління;
- апаратури споживача.

Підсистема космічного апарата складається з декількох ШСЗ ("сузір'я" ШСЗ) із радіообладнанням і забезпечує видачу сигналів, необхідних для визначення місця споживача.

Підсистема контролю та управління здійснює спостереження за супутниками, збір інформації для прогнозування параметрів руху, обчислення ефемерид (заздалегідь обчислених координат і швидкості ШСЗ) і передачу їх на супутники, формування системного часу. Підсистема містить у собі декілька пунктів, рознесених на великі відстані, один із яких – головний пункт управління.

Підсистема апаратури споживача оснащена необхідним обладнанням для визначення свого місця та швидкості. В деяких випадках апаратура споживача обладнується пристроєм зв'язку зі ШСЗ і головним пунктом управління (через супутник).

Залежно від того, де обчислюються координати ЛА, авіаційні СНС можна розділити на дві групи.

Системи першої групи визначають місцезнаходження ЛА тільки на його борту і потребують складної бортової апаратури, включаючи ЦОМ. Система може бути як запитального, так і беззапитального типів.

У системах із запитом ШСЗ використовується тільки як ретранслятор сигналів, що випромінюються з ЛА. Радіонавігаційний параметр вимірюється на борту ЛА порівнянням випромінюваного та прийнятого (ретрансльованого) сигналів. У таких системах вимоги до стабільності бортових генераторів (еталонів частоти, фази, часу) не дуже жорсткі, але система має обмежену пропускну спроможність.

У беззапитальних системах радіонавігаційний параметр визначається на борту ЛА порівнянням прийнятого від ШСЗ сигналу із сигналом бортового генератора, до стабільності роботи якого пред'являються дуже жорсткі вимоги. Системи мають необмежену пропускну спроможність.

Системи другої групи використовують ЛА як ретранслятори сигналів, переданих із ШСЗ, і як джерела додаткової інформації, наприклад, про висоту

польоту. Сигнали з ЛА далі перетранслюються через супутник на наземні пункти (НП), де обчислюються параметри руху ЛА, які потім через ШСЗ передаються на ЛА. Таким чином, сигнали проходять довгий шлях:

ШСЗ → ЛА → ШСЗ → НП → ШСЗ → ЛА

і тому така система буде менш точною і надійною, ніж система першої групи. Вона має обмежену пропускну спроможність, але забезпечує службу повітряного руху необхідною інформацією і каналами зв'язку для керування рухом, що стає значною перевагою систем цієї групи.

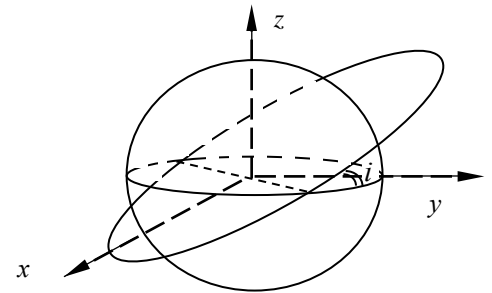


Рис. 2.1.

ШСЗ можуть обертатися за круговою й еліптичною орбітам. При еліптичній орбіті Земля знаходиться в одному із фокусів еліпса. Параметрами такої орбіти є велика a і мала b півосі еліпса або велика

піввісь й ексцентриситет $e = a^{-1} \left(a^2 - b^2 \right)^{\frac{1}{2}}$

Положення площини орбіти відносно Землі (площини екватора) визначається кутом нахилу i (рис. 2.1.).

Висота польоту $H_{\text{шсз}}$ супутника – величина змінна. Вона максимальна в апогеї і мінімальна в перигеї. Виведення ШСЗ на еліптичну орбіту потребує менших енергетичних витрат, але еліптична орбіта відрізняється меншою стабільністю, унаслідок чого відносне розташування супутників між собою з часом змінюється. Існує також ряд інші недоліки, від яких вільні кругові орбіти.

Висота польоту ШСЗ за круговою орбітою вибирається головним чином залежно від необхідного часу його існування на орбіті (пасивний політ), припустимої тривалості часу чекання та необхідної точності навігаційних вимірів, тощо.

Якщо супутник рухається за круговою орбітою, площина якої збігається з площиною екватора Землі (кут нахилу орбіти $i=0$) у напрямку її обертання (із за

ходу на схід) на висоті 35810 км, то супутник зависає над північною точкою екватора. Кутова швидкість ШСЗ стає рівною кутовій швидкості обертання Землі, і в ньому період обертання, рівний зоряній добі (23 год 56 хв 04 с). Спостерігач уз Землі він буде здаватися нерухомим. Такі супутники називаються добовими (стаціонарними, синхронними), а їхня орбіта – стаціонарна.

Стаціонарна орбіта має ряд важливих переваг перед іншими, тому що істотно спрощується пошук супутників на ній і наведення антен, забезпечуються постійна радіовидимість з усіх точок спостереження ШСЗ і велике перекриття (до 41%) земної поверхні одним супутником. Але для виведення ШСЗ на стаціонарну орбіту потрібні ракети великої потужності. Через великі відстані між супутником і споживачем необхідні більш потужні передавачі та джерела живлення. Тому в СНС перших поколінь використовувалися низьковисотні (до 2000 км) і середньовисотні (2000...10000 км) ШСЗ.

Кількість необхідних у СНС супутників обумовлюється головним чином часом чекання навігаційних вимірів, можливістю визначення місцеположення ЛА в різних точках земної поверхні та методом радіонавігації. Можна створити супутникову навігаційну систему, що дозволяє практично безперервно визначати місцеположення літака в усіх точках земної кулі (глобальна система навігації). Це буде або система з великим числом супутників на порівняно невисоких орбітах, або система з декількома стаціонарними ШСЗ. Наприклад, трьома стаціонарними супутниками з інтервалом 120° вздовж орбіти контролюється приблизно 98% земної поверхні. Тільки незначні навколо полюсні райони знаходяться поза зони їх дії.

Кількість необхідних супутників залежить також від методу радіонавігації. Якщо використовується кутомірно-далекомірний метод, що забезпечує вимір кута місця, азимута і дальності, то положення ЛА можна знайти за допомогою одного супутника. Далекомірний метод потребує трьох ШСЗ, а різницево-далекомірний чотирьох.

Стаціонарні ШСЗ найбільше придатні для глобальних систем навігації. При сузір'ї з шести супутників з інтервалом 60° завжди буде спостерігатися (за винятком навколо полюсних районів) одночасно не менш двох ШСЗ, що дозволяє обчислити дві, а з використанням літакових висотомірів три координати ЛА.

Для навігаційного визначення параметрів у навколо полюсних районах необхідно доповнити сузір'я полярними супутниками або ШСЗ з іншим нахилом орбіт ніж стаціонарні.

Внаслідок несферичності Землі, неоднорідності її маси і дії збурюючих сил (опір атмосфери, гравітаційне поле Землі, притягання Сонця та Місяця) параметри орбіти ШСЗ, навіть стаціонарної, не залишаються сталими. Вплив цих факторів враховується та прогнозується при запуску та в польоті навігаційних супутників. Для підтримки незмінності взаємного розташування ШСЗ у сузір'ї передбачається періодична корекція траєкторій супутників за допомогою коригувальних двигунів.

Обов'язковою умовою використання ШСЗ як навігаційної точки є точне знання його координат і швидкості руху. Це досягається спостереженням за ШСЗ із наземних станцій і прогнозуванням його руху. Ефемериди періодично передаються на супутник, запам'ятовуються там у функції часу, а потім видаються споживачам у момент навігаційних визначень. Чим більш висота орбіти, тим менш дія збурень і тим рідше потрібно передавати ефемериди на супутник.

Принципово в СНС можна користуватися усіма методами вимірів, які застосовуються в радіонавігації за допомогою наземних радіонавігаційних точок:

- кутомірним;
- кутомірно-далекомірним;
- далекомірним;

– різницево-далекомірним.

Швидкість ЛА вимірюється доплеровським методом. На практиці всі методи, що пов'язані з використанням кутових координат, не застосовують, тому що при великих відстанях між ЛА і ШСЗ вони призводять до низкою точності визначення координат місцезнаходження.

Найбільшу точність забезпечують далекомірні системи. Оскільки один ШСЗ дозволяє визначити тільки одну сферичну поверхню положення, то для обчислення місцезнаходження літака необхідно одночасно вимірювати відстані до трьох супутників. Але якщо одна з координат визначається на борту ЛА, наприклад, висота польоту, тоді для обчислення місцезнаходження літака буде потрібно тільки два ШСЗ.

Зточкизорутехнічноїреалізаціїрізницево-далекомірнісистемиСНСаналогічнірізницево-далекомірнимирадіонавігаційнимисистемами,типу“Лоран-А”,”Лоран-С”,”Омега”,тощо.Їхняперевагаценеобмеженапропускнуспроможністьібільшпростабортоваапаратура(немаєрадіопередавача),томуволивважаютьсябільшперспективними.Однакзаточніснихарактеристикахцісистемидекількагіршедалекомірних.Крімтого,длявизначеннямісцеположенняоб'єктіврізницево-далекомірнісистемипотребуютьнаодинсупутникбільше,ніждеалекомірнісистеми,томущодляодержанняоднієїповерхніположеннянеобхіднідвадіонавігаційніточки.

НеодмінноюумовоюточноговизначеннякоординатЛАза допомогоюШСЗєточнаприв'язкарезультатіввимірівдо часу.ДляцьогонаЗемлі,на супутникуйналітаку необхідно мати високоточні годинники, які забезпечують формування місцевих шкал часу, погоджених між собою, які з великою точністю відтворюють істинний час. Годинники на земних пунктах синхронізуються за годинниками загальнодержавної служби часу, ШСЗ – за годинниками Головного пункту керування, а ЛА – за годинниками ШСЗ. При цьому вводиться поправка на тривалість

розповсюдження сигналів часу відносної точки до іншої. Наприклад, якщо відстань від Головного пункту керування до ШСЗ дорівнює 30000 км і тільки ж від ШСЗ до ЛА, то при передачі сигналів в точного часу з Землі до ЛА через супутник запізнювання складає 0,2 с, яке необхідно врахувати.

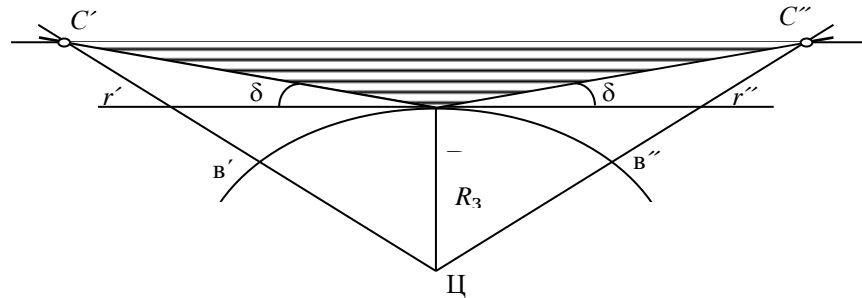


Рис. 2.2

Радіотехнічні засоби СНС працюють в ультракороткохвильовому діапазоні і тому радіозв'язок між наземним (навколоземним) спостерігачем можливий лише в межах радіовидимості. У зв'язку з цим існує поняття видимості наземного пункту, ЛА і ШСЗ.

Зона видимості наземного пункту (спостерігача) – це область місцезнаходження ШСЗ, у межах якої здійснюється стійкий радіозв'язок між супутником C та наземним пунктом P (рис.2.2). Геометрично – це область, що розташована над горизонтом точки спостерігача (над площиною $r' r''$). Але стійкий радіозв'язок між точками C і P забезпечується тільки на кутах місця ШСЗ, що перевищують мінімальне значення $\delta = 10^\circ$. Тому фактична зона видимості наземного пункту є область простору в межах конуса з утворюючої PC' і PC'' і з вершиною в точці P (заштрихована частина). Вона визначається так саме як і зона видимості наземного спостерігача, проте вважається припустимим, що радіозв'язок можливий при будь-яких кутах місця, починаючи з $\delta = 0^\circ$.

Зона видимості ШСЗ є сукупність наземних або приземних точок, із яких ШСЗ, розташований на висоті $H_{ШСЗ}$ над Землею, помітний під кутами місця, що

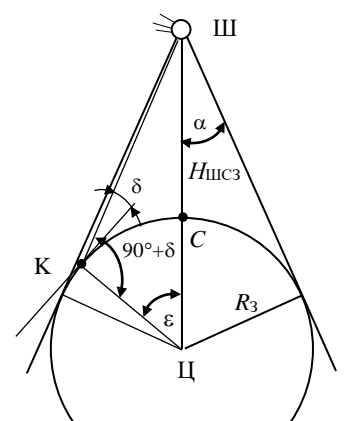


Рис.2.3

перевищують δ (рис.2.3), який вимірюється як кут між напрямком на супутник і горизонтом. При цьому забезпечується радіозв'язок між супутником Ш і усіма зазначеними точками на земній поверхні. Ця зона однозначно визначається центральним кутом ε , тому що радіус Землі R_3 відомий.

За теоремою синусів із трикутника ЦКШ отримаємо

$$\frac{\sin(90^\circ + \delta)}{H_{\text{ШСЗ}} + R_3} = \frac{\sin \alpha}{R_3} \quad (2.5)$$

або

$$\frac{\cos \delta}{H_{\text{ШСЗ}} + R_3} = \frac{\cos(\varepsilon - \delta)}{R_3}. \quad (2.6)$$

Тоді

$$\varepsilon = \arccos\left(\frac{R_3 \cos \delta}{H_{\text{ШСЗ}} + R_3}\right) - \delta \quad (2.7)$$

Вважається, що з висоти польоту ЛА супутник помітний при кутах місця, починаючи з нуля (тобто $\delta = 0$). Отже, зона видимості ШСЗ із ЛА буде більше, ніж із земної поверхні.

Очевидно, що зона видимості супутника є сферична поверхня на Землі, що перекривається одним супутником при певному його положенні. Чим вище висота польоту ШСЗ, тим більше ця зона. Вона являє собою коло наземної поверхні, центром якого є проекція супутника на Землю, і зветься підсупутниковою точкою (точка C на рис.2.3), із радіусом (довжиною дуги центрального кута ε), перпендикулярним лінії горизонту

$$r = \frac{2\pi R_3 \varepsilon}{360^\circ}. \quad (2.8)$$

Наприклад, для $H = 10\,000$ км радіус зони видимості буде дорівнювати 6383 км, а $\varepsilon = 57,5^\circ$. Для $H = 35\,810$ км, $r = 7937$ км, а $\varepsilon = 71,5^\circ$.

Для визначення місцезнаходження ЛА потрібно одночасно спостерігати декілька ШСЗ. Геометрично це буде область земної поверхні (або навколоземного простору) спільна для зон видимості всіх ШСЗ, що спостерігаються в даний момент часу.

Розв'язання задачі визначення шляхової швидкості $V_{ш}$ та шляхового кута Ψ зводиться до обчислення трьох складових радіальної швидкості зближення ЛА з ШСЗ. Для цього необхідно дворазово вимірити три дальності в обраній системі координат, за зміною яких за час Δt визначаються три складові шляхової швидкості в цій системі координат. За цими складовими визначаються шляхова швидкість і шляховий кут.

При експлуатації СНС усі задачі повітряної навігації вирішуються автоматично за допомогою БЦОМ при мінімальній участі оператора. Роль екіпажа зводиться лише до вмикання апаратури та контролю за її функціонуванням. Усі обчислені величини, необхідні для літаководіння, видаються на відповідні індикатори, а частина з них надходить у САУ для автоматичного водіння ЛА за заданою просторово-часовою траєкторією польоту.

Точність визначення місцезнаходження ЛА є функцією координат супутників, відстаней між ЛА і ШСЗ і похибок обчислення навігаційних параметрів, а також взаємного положення супутників і ЛА. У свою чергу, точність даних про параметри руху ШСЗ залежить від похибок виміру та прогнозування параметрів орбіти.

Як приклад можна привести характеристики СНС "Навстар". Сузір'я ШСЗ даної СНС складається з 24 супутників, рівномірно розподілених на трьох кругових орбітах із нахилом 63° , висотою 20 183 км і періодом 12ч. Ця система дозволяє одночасно спостерігати в будь-якій точці земної кулі не менше 6 супутників і вибрати з них 4 найбільше сприятливо розташованих.

За допомогою ШСЗ синхронізуються годинники споживачів (кораблів, ЛА й інших рухомих об'єктів), обчислюються їхні координати і швидкості. У СНС “Навстар” використовується системний час. Супутникове радіо-навігаційне обладнання включає два передавача з фіксованими частотами, використання яких дозволяє на борту ЛА визначати та вводити поправку на різницю швидкості поширення радіохвиль в іоносфері та тропосфері. Фазовою модуляцією випромінюваних коливань здійснюється передача ефемеридної інформації та сигналів часу.

Бортове обладнання ЛА забезпечує прийом сигналів, вимір дальності, синхронізацію шкали часу й обчислення координат і швидкості. Бортовим обладнанням управляє БЦОМ; вона ж обирає необхідний ШСЗ із сузір'я. Точність визначення просторових координат може складати 10 м, а шляхової швидкості 0.03 м/с. При випробуванні різноманітної експериментальної бортової апаратури (вертолітної та літакової) отримані середні квадратичні похибки визначення координат від 4 до 30 м, а синхронізація часу 5...22 нс

(1нс = 10^{-9} с).

При таких точностях СНС можуть ефективно застосовуватися не тільки для польотів за повітряними трасами, за позатрасовими маршрутами та в районі аеродрому, але й для виконання заходу на посадку.

2.3. Принцип дії та основні характеристики доплерівської системи навігації

Допплерівські навігаційні системи основані на автоматичному зчисленні шляху відносно земної поверхні. В якості датчика швидкості використовуються радіолокаційні доплерівські вимірювачі шляхової швидкості і кута зносу. Принцип дії таких датчиків оснований на використанні ефекту Доплера, який заключається в наступному. Відправлений передавачем з борту літаючого апарату в сторону Землі радіосигнал відповідної частоти відбивається від її поверхні і приймається на борту зі зміненою частотою. Така зміна частоти залежить від швидкості літаючого апарату відносно поверхні Землі і вимірюється спеціальним частотоміром, що градуєований в одиницях швидкості. Частоти радіосигналів доплерівської системи підбираються таким чином, щоб швидкість вимірювалась в любых метеорологічних умовах. Крім того, практикою встановлено, що швидкість вимірюють при будь-якій формі поверхні Землі, в тому числі і над поверхнею води. Діапазон вимірювання швидкості практично не обмежений, тому доплерівські системи можуть бути використані в якості датчиків швидкості на таких тихохідних літаючих апаратах, як вертоліт, і на надшвидкісних ракетах.

Завдяки високій точності вимірювання шляхової швидкості, яка досягає десятої долі відсотка, автономності і достатньої перешкодозахищеності доплерівські системи отримали розповсюдження в якості вимірювачів шляхової швидкості і кута зносу.

Найбільше повністю цінні властивості доплерівських вимірювачів використовуються в комплексних системах навігації, де точна інформація про шляхову швидкість дозволяє вагомо зменшити похибки навігації і підвищити надійність польоту.

Найпростіша блок-схема доплерівської радіолокаційної системи приведена в додатку 4.

Антенний пристрій 7, що живиться від генератора 5 електромагнітних коливань надвисокої частоти, випромінює енергію по напрямку до поверхні Землі. Віддзеркалені від Землі електромагнітні

коливання приймаються антеною і подаються на приймач 6. Частоти електромагнітних коливань генератора і віддзеркаленого від Землі сигналу віднімаються в змішувачі 4, а потім різниця частот підсилюється підсилювачем 3 і подається в частотомір 2. Вихідні сигнали частотоміра подаються в показник 1, відградуерований в одиницях швидкості польоту.

Уявимо, що приймач-передавальна система (точка А в додатку 4) рухається зі швидкістю $\bar{V}_{відн}$ відносно Землі. Електромагнітна енергія передавача частоти f прямує в точку В на поверхні Землі, а частина віддзеркаленої від Землі і розсіяної енергії повертається назад в приймач, який знаходиться поблизу передавача. Спостерігач в точці В буде приймати сигнал від передавача, що наближається, на частоті $f_1 = f + f'_D$, де f'_D - приріст частоти в результаті ефекту Доплера. Віддзеркалений від точки В сигнал набуває підвищеної частоти f_1 і дану точку можна трактувати як вторинний передавач, який наближується до приймача в точці А. Завдяки цьому сигнал, що сприймається приймачем в точці А $f_2 = f + f'_D$ також буде мати доплерівський приріст частоти f'_D в порівнянні з частотою сигналу f_1 , віддзеркаленого від поверхні Землі. Отже, різниця між частотами послаючого в сторону Землі і приймаючого віддзеркаленого сигналів дорівнює доплерівській частоті $f_D = 2f'_D$.

Вимірний доплерівський зсув частот буде:

$$f_D = f_2 - f = \frac{2V \cos \alpha}{\lambda} \quad (2.9)$$

Отже, доплерівський зсув частот пропорційний складовій відносно швидкості $V_{відн} = V \cos \alpha$ в напрямку розповсюдження радіосигналу:

$$V_{відн} = V \cos \alpha = \frac{f_D \lambda}{2} \quad (2.10)$$

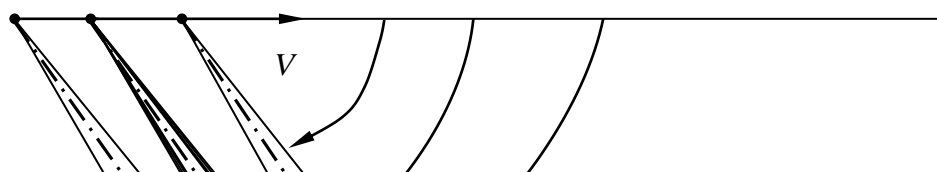
Можливість отримання віддзеркаленого від Землі радіосигналу залежить від стану поверхні Землі. Якщо електромагнітні властивості

опроміненій поверхні Землі відповідають безперервному рівному віддзеркаленому середовищу, то ця поверхня веде себе, як дзеркало. Якщо ця поверхня не перпендикулярна радіо променю, то віддзеркалений сигнал не попадає до приймача і вимірювання швидкості стає неможливим. Поява віддзеркаленого в напрямку до приймача сигналу можлива тільки при наявності дискретних віддзеркалень на поверхні Землі. Із формули (2.9) випливає, що доплерівський зсув частоти визначається напрямком від приймач-передавача на елемент, що розсіює, і не залежить від відстані між ними. Завдяки цьому вимірюванню швидкості не залежить від розташування елементів, що розсіюють, на поверхні Землі та рельєфу місцевості.

Випромінювання антени відбувається не в вигляді нескінченного тонкого променя, а в межах тілесного кута кінцевої ширини. Випромінюванню піддаються цілі ділянки поверхні Землі. Внаслідок цього передавач відправляє сигнали під різними кутами α і прийняті віддзеркалені сигнали містять деякий спектр частот. Припустимо, що максимум діаграми спрямованості променя співпадає з напрямком, позначеним кутом α_0 , а ширина променя визначається кутами α_1 і α_2 (рис.2.4).

У положенні 1 елемент, що розсіює А, починає опромінюватися. По мірі переміщення літаючого апарату із положення 1 в положення 2 амплітуда віддзеркаленого сигналу збільшується і досягає максимуму, коли максимум діаграми спрямованості звернений на точку А. Потім амплітуда віддзеркаленого сигналу спадає, і приймання закінчується в положенні 3. Частота віддзеркаленого сигналу при цьому також міняється, маючи максимальне значення в положенні 1 і мінімальне – в положенні 3. Форма сигналу, віддзеркаленого від окремого елемента, що розсіює, представлена на рис.2.5.

Так як опромінена поверхня складається із безлічі елементів, що розсіюють, то



A

Рис.2.4

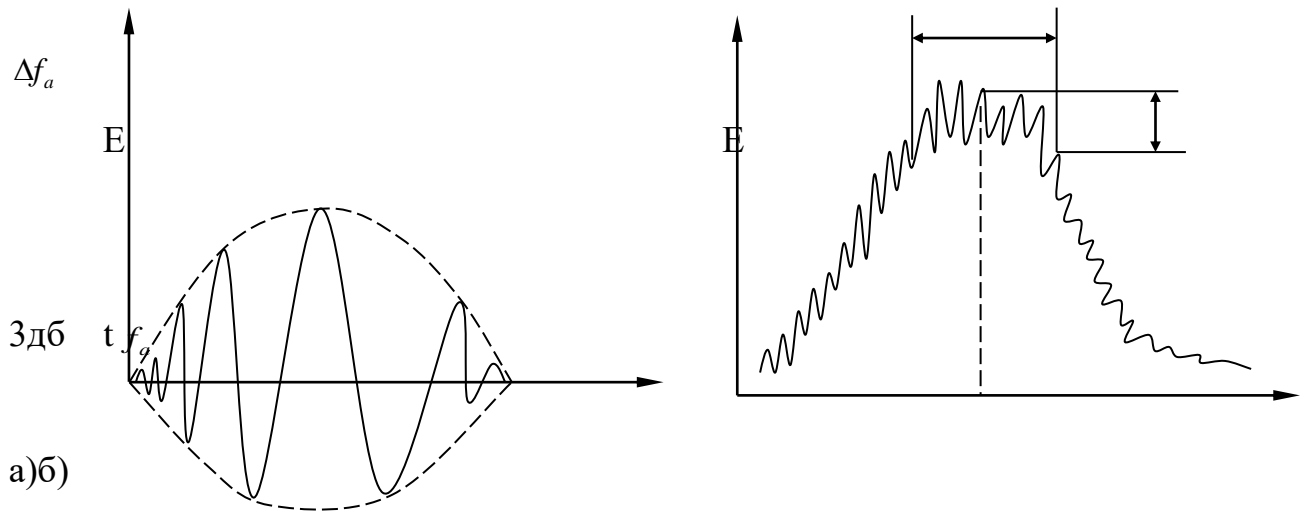


Рис.2.5

Шум сумарний (рис.2.5,а) віддзеркалений сигнал містить незліченну суму сигналів, які відрізняються один від одного амплітудою і фазою. Унаслідок цього доплерівський частотний спектр представляється в вигляді деякого спектру, зображеного на рис.2.5,б.

Встановлено, що спектр віддзеркаленого сигналу неперервний, має деяку ширину і що середина спектру відповідає частоті $\frac{2V \cos \alpha_0}{\lambda}$. На форму і ширину спектру сумарного сигналу впливає характер амплітудної і частотної модуляції сигналів, віддзеркалених від окремих елементів, що розсіюють. Якщо зневажити різницю потужності, що приходить на одиницю опроміненої площі, і припустити, що коефіцієнт зворотного розсіювання по всій опроміненій площі, постійний, то в першому приближенні форма спектру Доплера буде близькою діаграмі спрямованості антени в напрямку α .

З точок зору аналізу похибок системи важливе значення має ширина доплерівського спектру до половини потужності Δf_D :

$$\Delta f_D = \frac{2V}{\lambda} \sin \alpha \Delta \alpha \quad , (2.10)$$

де $\Delta \alpha$ - ширина діаграми спрямованості антени по рівню половинної потужності в напрямку координати α .

Радіосигнал, віддзеркалений від поверхні Землі, володіє відповідними статистичними характеристиками. За властивостями доплерівський сигнал можна вважати еквівалентним обмеженому по смузі шуму. Сумарний спектр корисного сигналу і шуму, що заважає, займає смугу в 10 – 20 % від середньої частоти, тобто частота Доплера накладається на достатньо рівномірний по густині рівень шуму. Виділення доплерівської частоти із шумового фону зв'язано з вагомими труднощами. В таких умовах пристрій, що вимірює частоту, повинен визначати деякі характерні особливості корисного сигналу, які в меншій мірі залежать від наявності шуму. Такою підходящою характеристикою може бути, наприклад, середина енергетичного спектру. Крім того, можуть бути також визначені характерні особливості функції автокореляції.

Проте незалежно від виду або принципу дії частотоміра існують обмеження точності виміру доплерівської частоти. Максимальна інформація, яка може бути отримана від вивчення кривої кінцевої тривалості, дозволяє визначити лише найбільше ймовірну величину шляхової швидкості. Так як повного і сурового рішення даної задачі немає, то на практиці користуються наближеною оцінкою статистичних властивостей польоту при наступних припущеннях:

а) середнє значення миттєвої частоти f_i , яке відповідає характеристиці енергетичного спектру;

б) ширина енергетичного спектру співпадає з областю можливих значень частоти f_i . Якщо σ_f - середньоквадратичне відхилення частоти f_i , Δf - ширина спектру сигналу по рівню половинної потужності, то на основі другого припущення можна записати:

$$\sigma_f = \frac{\Delta f}{2}; \quad (2.11)$$

в) час кореляції τ_f частоти f_i співпадає з часом кореляції обгинаючого сигналу, тобто:

$$\tau_f = \frac{2}{\Delta f} . \quad (2.12)$$

Припустимо, що вимірювач частоти згладжує або опосереднює сигнали протягом часу T , отримаємо величину відносної середньоквадратичної похибки у вимірюванні швидкості:

$$\frac{\sigma_T \frac{\lambda}{\cos \alpha_0}}{f_D \frac{\lambda}{\cos \alpha_0}} = \frac{\sigma_V}{V} = \frac{\sqrt{\sin \alpha_0} \sqrt{\lambda \Delta \alpha}}{2 \cos \alpha_0 \sqrt{VT}} . \quad (2.13)$$

з формули (2.13) слідує, що чим більша швидкість польоту і час згладжування T , тим менша відносна величина середньоквадратичної похибки вимірювання швидкості. Для зменшення цієї похибки необхідно зменшити довжину хвилі і ширину променя. Крім того, на точність вимірювання впливає величина кута нахилу променя α_0 . При великих кутах α_0 похибка вагомозбільшується. Для прикладу визначимо відносну похибку в вимірюванні швидкості при наступних характеристиках доплерівської станції: $\lambda = 3$ см, $\Delta \alpha = 5^\circ$, $\alpha_0 = 70^\circ$. При постійному значенні часу $T = 1; 3; 5$ с і швидкості польоту $V = 300$ м/с, отримаємо відносні похибки σ_w/V , відповідно рівні 0,42; 0,24; 0,18 %.

Приведені тут висновки можуть бути застосовані для кожного променя багатопроменевої антени. Отже, за допомогою формули (2.13) можна оцінити величину флуктуаційних похибок вимірювання будь-якої складової вектору швидкості. Стала часу згладжування вибирається з урахуванням динаміки літаючого апарату. Збільшення сталої часу згладжування дозволяє зменшити вплив флуктуаційних похибок, але при цьому можуть виникнути похибки запізнення у вимірюванні швидкості, які

появляються при нестационарному русі літаючого апарату. Для літаків типова стала часу згладжування становить біля 1 с. При вимірюванні пройденого шляху час згладжування збільшується і флуктуаційні похибки стають меншими за інструментальні похибки системи приблизно вже після 16 км польоту.

Відмітимо деякі особливості роботи доплерівських систем над водневою поверхнею. Якщо поверхня води спокійна, то радіопромінь, що направлений не під прямим кутом до цієї поверхні, віддзеркалюється від неї як від дзеркала, і приймач не сприймає сигнали. Якщо водяна поверхня не спокійна, характер віддзеркалення радіохвилі від неї змінюється. Помітно змінюється коефіцієнт віддзеркалення залежно від кута падіння (кут $h = 90^\circ - \alpha$) навіть в межах кінцевої ширини променя.

Похибка зміщення носить систематичний характер. І її можна виключити при польотному калібруванні доплерівської системи над поверхнею моря.

У сучасних доплерівських станцій є перемикач “Суша – море”. Калібрування при польоті над морем здійснюється середнього хвилювання поверхні. Залишкова похибка, яка виникає при крайніх станах поверхні моря, становить для системи шириною променя в 5° біля $\pm 0,7\%$ від швидкості, що вимірюється, а для променя шириною в 3° - $\pm 0,2\%$.

Крім зміщення, існують похибки доплерівської системи, визваних рухом поверхні капель води під дією вітру течії. Швидкість руху капель складає 8 – 16 % від швидкості вітру, а швидкість течії не перевищує 1,8 – 3,6 км/г. Відносна величина цих похибок вагома при малих швидкостях и незначна при великих.

Антени доплерівських радіолокаційних систем зв'язані з літаючим апаратом жорстко або з допомогою стабілізуючих пристроїв. Внаслідок повздовжніх і поперечних кренів літаючого апарату або похибок пристрою, стабілізуючого антени, відбувається відхилення променя, що направлений в сторону Землі. Для в'яснення впливу нахилу антени на вимірювання

швидкості роздивимося найпростішу схему вимірювання за допомогою однопроменевої доплерівської системи (рис.2.6). З антеною (точка O) сумістимопочаток системи координат xu , вісь x якої співпадає з площиною горизонту, а вісь y – з вертикаллю місця. Складові швидкості точки O по осям x і y позначимо V_x і V_y . Випромінювання відбувається в площині xu . Припустимо, що антена займає два послідовних кутових положення: α і $\alpha + \Delta\alpha$, де $\Delta\alpha$ - похибка стабілізації антени або кута крену літаючого апарату.

Для даних двох положень запишемо наступні значення доплерівських зсувів частот:

$$f_{D0} = \frac{1}{\lambda} (V_x \cos \alpha - V_y \sin \alpha), \quad (2.14)$$

$$f_D = \frac{1}{\lambda} [V_x \cos(\alpha + \Delta\alpha) - V_y \sin(\alpha + \Delta\alpha)]. \quad (2.15)$$

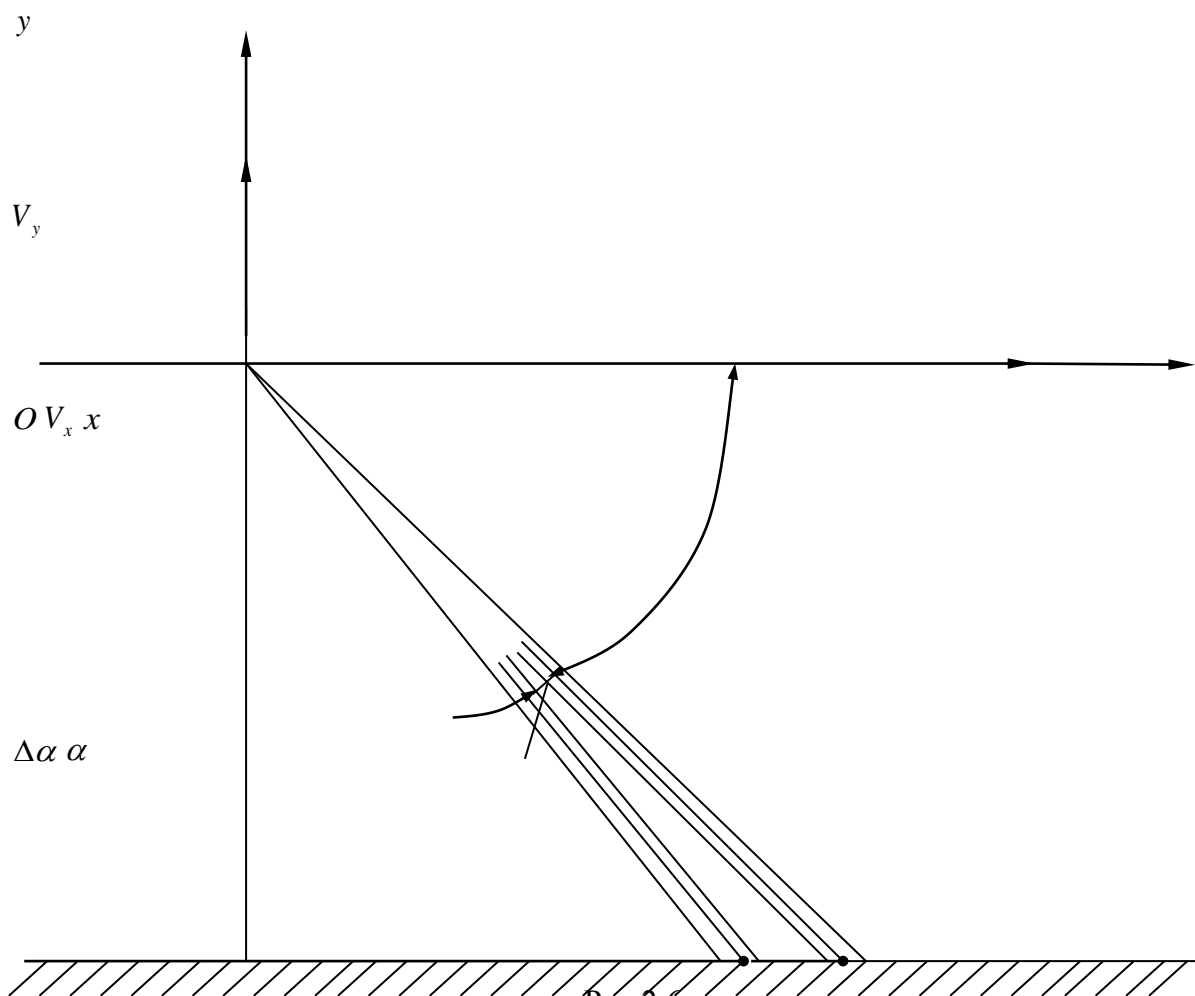


Рис 2.6

Вимірювання доплерівського зсуву частот, викликаного відхиленням променя на кут $\Delta\alpha$, дорівнює:

$$\Delta f_D = f_D - f_{D0} = -\frac{1}{\lambda}(V_x \sin \alpha + V_y \cos \alpha)\Delta\alpha \quad (2.16)$$

Внаслідок зміни зсуву частот pojawiaється похибка у вимірюванні швидкості, які знаходять із рівняння (2.14):

$$\frac{1}{\lambda}(\Delta V_x \cos \alpha - \Delta\alpha V_x \sin \alpha - \Delta V_y \sin \alpha - \Delta\alpha V_y \cos \alpha) = 0. \quad (2.17)$$

Дане рівняння розпадається на дві частини:

$$\Delta V_x \cos \alpha - \Delta\alpha V_x \sin \alpha = 0 \quad (2.18)$$

$$\Delta V_y \sin \alpha + \Delta\alpha V_y \cos \alpha = 0 \quad (2.19)$$

Відносні похибки у вимірюванні складових швидкості:

$$\frac{\Delta V_x}{V_x} = \Delta\alpha \operatorname{ctg} \alpha; \quad \frac{\Delta V_y}{V_y} = -\Delta\alpha \operatorname{ctg} \alpha \quad (2.20)$$

Кут нахилу променя α вибирають виходячи із двох суперечних умов: необхідності отримання найбільшої швидкісної чутливості, яка збільшується із зменшенням кута α . Оптимальним значенням кута нахилу променя прийнято вважати $\alpha = 70^\circ$. На основі формул (2.20) можна зробити висновок, що при $\alpha = 70^\circ$ відносні похибки у вимірюванні горизонтальної і вертикальної складової швидкості відповідно дорівнюють 4, 7 і 0, 63 % на кожен градус кута $\Delta\alpha$. Кути крену літаючого апарату можуть бути довільними і досягати значних розмірів, внаслідок чого похибки у вимірюванні швидкості можуть бути дуже великими. Для зменшення цих похибок використовують двохсторонні промені симетричні відповідно напрямку вертикалі місця.

Роздивимося найпростішу схему вимірювання горизонтальної V_x і вертикальної V_y складових швидкості за допомогою симетричних променів 1 і $1'$, що проходять в одній вертикальній площині (рис.2.7). якщо антена не відхиляється, то доплерівський зсув частот для першого і другого променів

$$\left. \begin{aligned} f_{Д1} &= \frac{1}{\lambda}(V_x \cos \alpha - V_y \sin \alpha); \\ f_{Д2} &= \frac{1}{\lambda}(-V_x \cos \alpha - V_y \sin \alpha). \end{aligned} \right\} (2.21)$$

Відхилимо антенний пристрій на малий кут $\Delta\alpha$. Різниця доплерівських зсувів частот $f'_{Д1} - f'_{Д2}$ дає наступну величину відносної похибки

$$\frac{\Delta V_x}{V_x} = \frac{\Delta\alpha^2}{2} + \Delta\alpha \operatorname{tg} \eta; \operatorname{tg} \eta = \frac{V_y}{V_x}. \quad (2.22)$$

з виразу (2.22) можна визначити, що при горизонтальному польоті ($\eta = 0$) відносна похибка у вимірюванні польоту являється величиною другого порядку малості порівняно з аналогічними похибками, які були отримані при реалізації перших двох способів.

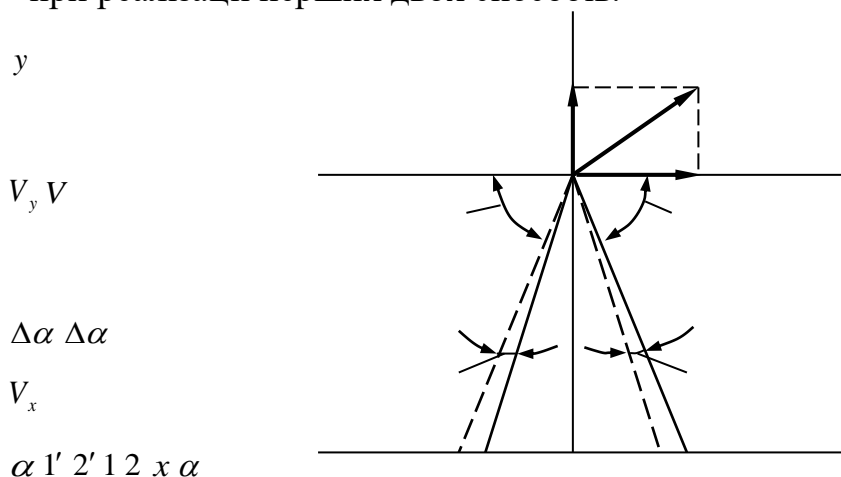


Рис.2.7

Відхилимо антенний пристрій на малий кут $\Delta\alpha$. Різниця доплерівських зсувів частот $f'_{Д1} - f'_{Д2}$ дає наступну величину відносної похибки

$$\frac{\Delta V_x}{V_x} = \frac{\Delta \alpha^2}{2} + \Delta \alpha \operatorname{tg} \eta; \operatorname{tg} \eta = \frac{V_y}{V_x}. \quad (2.22)$$

з виразу (2.22) можна визначити, що при горизонтальному польоті ($\eta = 0$) відносна похибка у вимірюванні польоту являється величиною другого порядку малості порівняно з аналогічними похибками, які були отримані при реалізації перших двох способів.

На кожен градус зміни кута крену антени відносна похибка у вимірюванні швидкості становить 0,015%. Проте при вертикальній швидкості відносна похибка у вимірюванні горизонтальної швидкості залежить від $\operatorname{tg} \eta = \frac{V_y}{V_x}$ і пропорційна куту $\Delta \alpha$. Для високошвидкісних літаючих апаратів $V_y \ll V_x$ і $\operatorname{tg} \eta \ll 1$, завдяки чому вплив похибки від вертикальної швидкості може бути несуттєвим. У літаючих апаратів типу вертольоту $\operatorname{tg} \eta$ може мінятись в необмежених межах, тому вплив даної похибки може бути великим.

Вектор швидкості по величині і напрямку вимірюється відповідно опорної системи координат xuz , що прив'язана до випромінюючої антени. Для отримання однієї, двох або трьох складових вектору швидкості необхідно мати відповідно один, два або три променя, які направлені в сторону поверхні Землі і розташовані в різних квадрантах системи координат. Для компенсації похибок від кренів літаючого апарату можна використовувати і чотири променя. Типове розташування променів в різних доплерівських системах зображено на рис.2.8. Промені зазвичай розташовуються під кутом β симетрично відповідно координат $Oxuz$ (проекція на земній поверхні $Ox'z'$) і з однаковими між собою нахили на кути $90^\circ - \alpha$ відповідно вертикалі $O'O$. Це дозволяє спростити лічильно-вирішувачі пристрої і зменшити похибки системи.

Доплерівські зсуви частот сигналів, прийняті і виміряні у напрямку променів А, В, С, D (див. рис.2.8),будуть:

$$\left. \begin{aligned} f_A &= \frac{1}{\lambda} (V_x A_x + V_y A_y + V_z A_z); \\ f_B &= \frac{1}{\lambda} (V_x B_x + V_y B_y + V_z B_z); \\ f_C &= \frac{1}{\lambda} (V_x C_x + V_y C_y + V_z C_z); \\ f_D &= \frac{1}{\lambda} (W_x D_x + W_y D_y + W_z D_z), \end{aligned} \right\} (2.23)$$

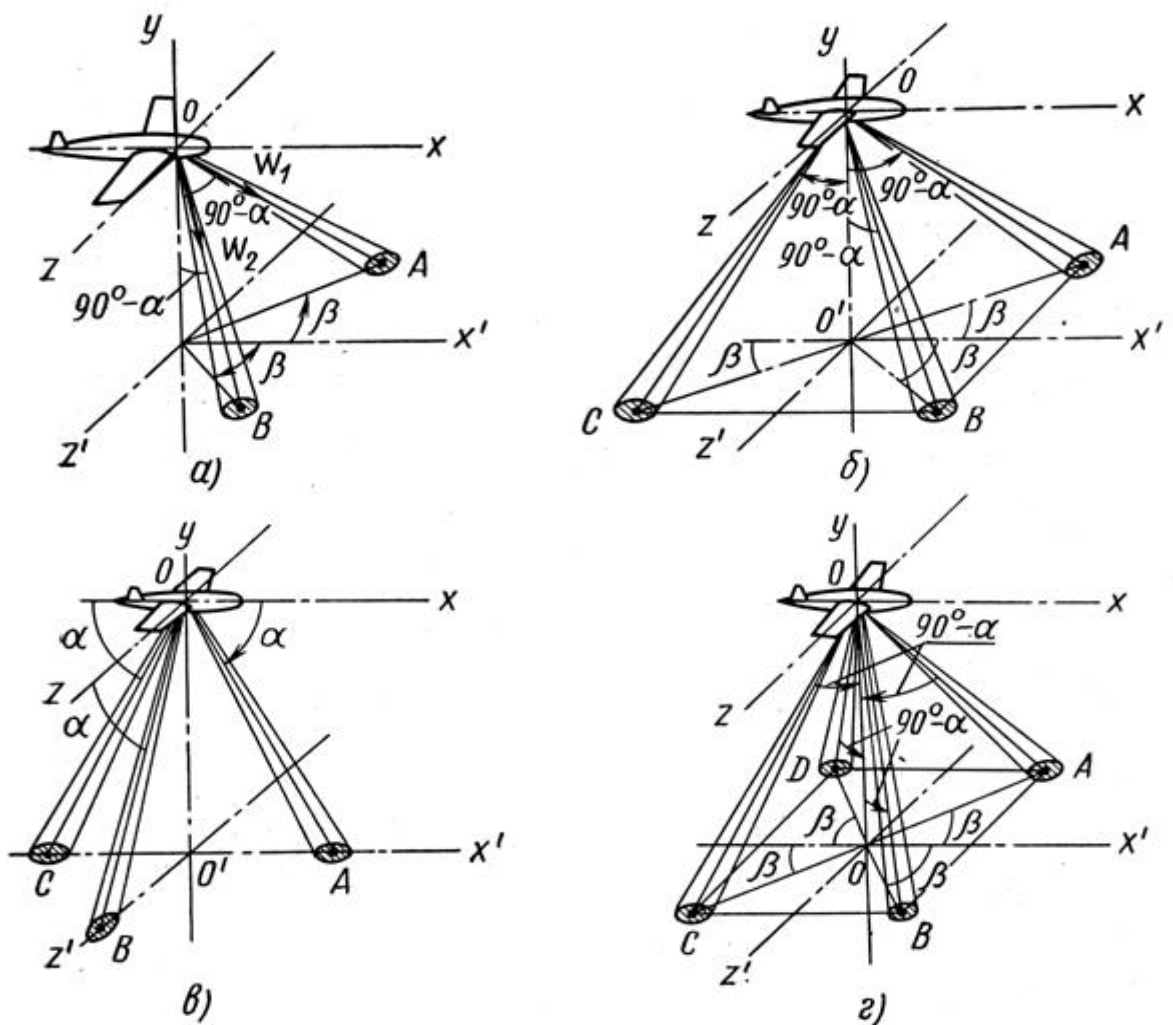


Рис.2.8

де V_x, V_y, V_z - складові вектору швидкості \bar{W} по осям системи координат хуз; $A_x, A_y, A_z, B_x, B_y, B_z, C_x$ і т.д. - спрямовуючі косинуси променів.

Величина швидкості літаючого апарату відповідно поверхні Землі

$$V = \sqrt{V_x^2 + V_y^2 + V_z^2} \quad (2.24)$$

Із рівняння (2.24) можна знайти складові швидкості V_x , V_y , V_z , якщо відомі довжина хвилі λ і напрямки променів відповідно системи координат x, y, z . Доплерівські системи в основному використовуються для цілей

навігації. Тому в таких системах виміряють горизонтальну проекцію швидкості відносно поверхні Землі, тобто шляхову швидкість V_G і кут зносу φ або складову швидкості в навігаційній системі координат (ортодромічна, географічна та інші). Для отримання горизонтальних складових швидкості використовують гіровертикаль, а для отримання складових швидкості в навігаційній системі координат застосовують курсову систему (гіромагнітну, астрономічну і т.п.).

Шляхову швидкість отримують у вигляді

$$V_G = \sqrt{V_{x'}^2 + V_{y'}^2}, \quad (2.25)$$

а кут зносу

$$\varphi = \arctg \frac{V_{z'}}{V_{x'}}. \quad (2.26)$$

Застосовують доплерівські системи, у яких антени автоматично стабілізуються в горизонтальній площині, а в деяких випадках і в азимуті. Для цього використовують дистанційні стежувальні системи, що зв'язують антенні пристрої з гіровертикаллю і курсовою системою, які дозволяють компенсувати кутитангажу, крену і курсу. В результаті антенна система дозволяє виміряти складові швидкості польоту відносно довільної в азимуті горизонтальної або орієнтувальної по меридіану системам координат. В деяких системах застосовують стабілізацію в азимуті, що дозволяє направити вісь симетрії антенної системи в напрямку вектора шляхової швидкості. Завдяки автоматичній стабілізації антен немає необхідності в

лічильно-вирішуючі пристроях. Але стабілізація антени ускладнює їх конструкцію і робить її більш громоздкою.

По якості інформації про швидкість польоту системи з стабілізованою антеною і з “стабілізованими даними” являються еквівалентними. Різниця в цих системах носить конструктивний характер.

Розглянемо висотно-швидкісні характеристики доплерівських систем. Характеристики підбираються таким чином, щоб доплерівська система забезпечувала нормальне вимірювання швидкості на всьому діапазоні висот і швидкостей літаючого апарату.

Максимальна частота застосування доплерівської системи визначається рівнем потужності віддзеркаленого сигналу при польоті на максимальній висоті і роботоздатністю апаратури в умовах розрідженої атмосфери. Потрібний рівень потужності сигналу, що сприймається характеризується відношенням сигнал / шум (в децибелах) для максимальної висоти і швидкості польоту. Дане відношення залежить від конструктивних параметрів доплерівської системи (потужність передавача, параметрів і к. к. д. антени, довжини хвилі, коефіцієнтів направленої дії антени, послаблення високочастотного сигналу в ланцюгах приймача і передавача, лінії доплерівського спектру та ін.), а також від коефіцієнтів віддзеркалення променів від поверхні, кута падіння, висоти польоту і температури атмосферного повітря. Крім того, на висотну характеристику доплерівської системи впливають паразитні шуми від вібрацій обтікателя та інших частин літаючого апарату, аеродинамічні скачки згущення атмосферного повітря і кренілітаючого апарату. Для польотів на великих висотах в конструкціях доплерівських систем передбачаються герметичність та охолодження блоків, застосування вузлів і деталей, що працюють в умовах розрідження атмосфери.

Багато сучасних доплерівських станцій забезпечують необхідне мінімальне відношення сигнал / шум в порядку 6 – 12 дБ на висотах

більше 21 000 м над спокійним морем при максимальній шляховій швидкості та середній потужності передавача від 5 до 15 Вт.

Мінімальна висота, на якій можлива робота доплерівської системи, визначається двома причинами:

- відсутністю корисного сигналу із-за того, що весь сигнал або більша його частина приходиться на час відмикання приймача;
- зниженням точності внаслідок зміщення і викривлення спектру віддзеркалених сигналів на відповідних дальностях при селектуванні приймаючих сигналів в часі.

В одноантенних системах з неперервним випромінюванням обмежень по висоті немає. У системах з малим заповненням (порядку 5 %) на малих висотах приймач не встигає відкритися до закінчення приходу всього віддзеркаленого імпульсу внаслідок кінцевого часу відновлення розрядників. Мінімальна висота таких систем досягає 60 – 90 м. Крім того, спостерігається зниження точності на малих висотах внаслідок зміщення центру тяжіння спектра: приймач після відмикання приймає меншу частину енергії, віддзеркаленої від ближніх ділянок опроміненої поверхні Землі, чим від дальніх. Існуючі когерентні імпульси системи з більшим заповненням не мають обмежень по висоті.

Для доплерівських систем має значення явища “мертвої” висоти: воно появляється на кратних висотах, коли віддзеркалений імпульс походить в момент, близький до моменту випромінювання наступного імпульсу передавача. При цьому віддзеркалений імпульс може бути цілком придушений. Для усунення цього явища період повторення імпульсів безперервно міняються з невеликою швидкістю.

Діапазон шляхових швидкостей доплерівських систем встановлюють у відповідності з діапазоном швидкостей літаючого апарату. Так, для вертольотів діапазон швидкостей змінюється від додатних до від’ємних величин. Але вимірювати великі швидкості технічно легше, ніж малі.

Збільшення діапазону в сторону більших швидкостей зв'язано з розширенням діапазону вимірювань частотоміра і допоміжних ланцюгів, а також збільшення запасу потужності передавача (зі збільшенням швидкості зменшується відношення сигнал / шум).

Існуючі доплерівські системи для літаків вимірюють швидкості від 126 до 1800 км / г і для вертольотів – від 180 до 540 км / г . Нижня межа швидкості, що вимірюється, може бути доведена до нуля. Вертикальні швидкості літаків вимірюються до ± 300 м / хв, а вертольотів - ± 15 м / с.

Похибки доплерівських навігаційних систем можуть виникнути внаслідок похибок доплерівської станції, курсової системи і лічильно-вирішуючого пристрою . Похибки у вимірюванні поточних координат можуть бути визначені із рівняння

$$\left. \begin{aligned} S_{\xi} &= \int_0^t V \cos(\psi + \varphi) dt + S_{0\xi}; \\ S_{\zeta} &= \int_0^t V \sin(\psi + \varphi) dt + S_{0\zeta}, \end{aligned} \right\} (2.27)$$

де V - шляхова швидкість;

φ - кут зносу від доплерівського вимірювача швидкості;

ψ - істинний курс від датчика курсу;

S_{ξ}, S_{ζ} - складові пройденого шляху в напрямку меридіану і паралелі;

$S_{\xi}, S_{\zeta}, S_{0\xi}, S_{0\zeta}$ - початкові координати,

у вигляді:

$$\left. \begin{aligned} \Delta S_{\xi} &= \int_0^t [\Delta V \cos(\varphi + \psi) - (\Delta \varphi + \Delta \psi) V \sin(\varphi + \psi)] dt + \Delta_{\xi}; \\ \Delta S_{\zeta} &= \int_0^t [\Delta V \sin(\varphi + \psi) + (\Delta \varphi + \Delta \psi) V \cos(\varphi + \psi)] dt + \Delta_{\zeta}, \end{aligned} \right\} (2.28)$$

де ΔV і $\Delta \varphi$ - похибки доплерівської станції у вимірюванні шляхової швидкості і кута зносу;

$\Delta\psi$ - похибка курсової системи;

Δ_ξ і Δ_ζ - похибки лічильно-вирішуючих пристроїв.

Азимут цілі θ та відстань до неї R знаходяться із рівнянь

$$\theta = \arctg \frac{S_\zeta - S_{\zeta\text{ц}}}{S_\xi - S_{\xi\text{ц}}}; \quad (2.29)$$

$$R = \sqrt{(S_\xi - S_{\xi\text{ц}})^2 + (S_\zeta - S_{\zeta\text{ц}})^2}, \quad (2.30)$$

де S_ξ і S_ζ - поточні координати в північному і південному напрямку;

$S_{\xi\text{ц}}$ і $S_{\zeta\text{ц}}$ - координати цілі.

Похибки в обчисленні азимуту цілі та відстані до неї знаходяться із рівнянь (2.29) і (2.30):

$$\left. \begin{aligned} \Delta\theta &= \frac{[(\Delta S_\zeta - \Delta S_{\zeta\text{ц}})(S_\xi + S_{\xi\text{ц}}) - (\Delta S_\xi - \Delta S_{\xi\text{ц}})(S_\zeta - S_{\zeta\text{ц}})] \cos^2 \theta}{(S_\xi + S_{\xi\text{ц}})^2} + \Delta_{\theta}; \\ \Delta R &= \frac{(\Delta S_\xi - \Delta S_{\xi\text{ц}})(S_\xi - S_{\xi\text{ц}}) + (\Delta S_\zeta - \Delta S_{\zeta\text{ц}})(S_\zeta - S_{\zeta\text{ц}})}{R} + \Delta_R, \end{aligned} \right\} (2.31)$$

де $\Delta S_{\xi\text{ц}}$ і $\Delta S_{\zeta\text{ц}}$ - похибки координат цілі, що задаються;

Δ_R і Δ_θ - похибки лічильно-вирішуючих пристроїв.

Всі ці похибки носять випадковий характер. Повна похибка у визначенні поточних координат місця

$$\Delta S = \sqrt{\Delta S_\xi^2 + \Delta S_\zeta^2}. \quad (2.32)$$

Радіальна похибка у визначенні місця відносно цілі, що віднесена до відстані до цілі, дорівнює

$$\delta L = \sqrt{\left(\frac{\Delta R}{R}\right)^2 + (\Delta\theta)^2}. \quad (2.33)$$

Для аналізу похибок необхідно знати такі їх статистичні властивості, як кореляційні функції або спектральна густина. Отримання цих відомостей можливе в результаті накопичення і статистичної обробки експериментальних спостережень.

Для практичних розрахунків полагають, що похибка $\Delta V(t)$ і $\Delta\beta(t)$ являються стаціонарними випадковими функціями часу, які можна характеризувати кореляційними функціями типу

$$K_i(\tau) = \sigma_i^2 e^{-\alpha_i|\tau|}, \quad \text{або} \quad K_i(\tau) = \sigma_i^2 e^{-\alpha_i|\tau|} \cos \lambda_i \tau + m_i^2 \quad (2.34)$$

де m_i - регулярна складова, стала для кожного польоту і шляхової швидкості $W = const$, яка виникає внаслідок відхилення основної частоти від розрахункової величини f_0 , відхилень настановних кутів антен, зміни характеристик вимірювачів і т.п. Так, наприклад, вказані в формулах (2.34) і (2.35) параметри змінюються в існуючих доплерівських станціях в наступних межах:

- середньоквадратичні похибки вимірювання швидкості $\sigma_1 = (1,0 \div 1,37)\%W$;
- середньоквадратичні похибки вимірювання кута зносу $\sigma_2 = 40 \div 50'$;
- показник затухання кореляційної функції $\alpha_1 = (0,03 \div 0,045) 1/c$,
 $\alpha_2 = 0,016 1/c$;
- кругова частота $\lambda_1 = (0,5 \div 0,7) 1/c$, $\lambda_2 = (0,035 \div 0,04) 1/c$ (λ_i майже співпадає з частотою фугоїдальних коливань літаючого апарату).

Потрібно відмітити, що доплерівські навігаційні автомати завдяки високій точності і автономності вимірювань отримали широке застосування на літаючих апаратах і відносяться до перспективних засобів навігації. Удосконалення і розвиток цих автоматів ведеться по лінії зменшення ваги і габаритів апаратури, підвищення точності і надійності вимірювань в будь-яких умовах польоту.

РОЗДІЛ 3

ОСНОВНІ АЛГОРИТМИ ОБРОБКИ ІНФОРМАЦІЇ В ПІЛОТАЖНО- НАВІГАЦІЙНИХ КОМПЛЕКСАХ

Основними питаннями ПНК являються:

- спільна обробка інформації, яка є на борту ЛА ;
- забезпечення високої надійності функціонування ПНК і безпека польоту за рахунок резервування джерел пілотажно-інформації.

Висока ефективність використання інформації, яка є на борту ЛА забезпечується застосуванням різних методів її обробки. До основних методів обробки інформації потрібно віднести оптимальну фільтрацію та оптимальне управління, які реалізуються в сучасних перспективних ПНК в основних алгоритмах роботи підсистем.

Найкращі результати підвищення точнісних характеристик вимірюючих комплексів, досягаються в системах з структурним надлишком. Під структурним надлишком в ПНК розуміється можливість визначення пілотажно-навігаційної інформації паралельно кількома способами з використанням сигналів від пристроїв вимірюючих систем, побудованих на різних фізичних принципах оцінювання аналізованого параметру. Отримана таким чином інформація комплексується.

В теперішній час на практиці побудови ПНК розповсюдження отримали наступні способи спільної обробки однорідної інформації, отриманої від кількох вимірювачів:

- взаємної компенсації і фільтрації похибок вимірюючих пристроїв, що вимірюють один і той же навігаційний параметр;
- оптимальної оцінки вектору стану з використанням апріорної інформації про контролюючий процес і поточних вимірювань, реалізуючий алгоритм оптимальної фільтрації Калмана.

Методи оптимальної обробки інформації в ПНК використовуються з метою

одержання оцінок вектора стану ПС (або деякої частини цього вектора) в умовах впливу випадкових обурень і перешкод на процес вимірювання. При цьому оцінюються не самі параметри польоту, а їхні похибки.

Нехай вектор стану динамічної системи описується векторно-матричним рівнянням виду

$$\dot{X}(t) = A(t)X(t) + B(t)V_x(t), \quad (3.1)$$

де $\dot{X}(t)$ - n -мірний вектор стану системи;

$A(t)$ -квадратна матриця розмірності $n \times n$, яка являє собою матрицю коефіцієнтів системи;

$V_x(t)$ - k -мірний вектор обурень, що діють на вході динамічної системи;

$B(t)$ -матриця обурень, розмірності $m \times k$.

Вважаємо, що компоненти вектора $V_x(t)$ лінійно пов'язані з випадковими функціями типу білого шуму, що мають нульові математичні очікування. Вектор $R_x(t)$, зформований із цих функцій, характеризується кореляційною матрицею розмірності $k \times k$.

У такий спосіб:

$$M[V_x(t)] = 0; \quad (3.2)$$

$$M[V_x(t), V_x^T(\tau)] = R_x(t)\delta(t - \tau) \quad (3.3)$$

де M — символ математичного очікування;

$\delta(t - \tau)$ — дельта-функція.

З вектором стану системи $X(t)$ співвідношенням

$$Y(t) = H(t)X(t) \quad (3.4)$$

зв'язаний вектор спостережень $Y(t)$ розмірності m .

У рівнянні (3.4) $H(t)$ – матриця зв'язку, розмірності $m \times n$. Необхідною умовою оптимального оцінювання є повне спостереження вектора стану $X(t)$ по векторуспостереження $Y(t)$.

Вважається, що процес цілком спостерігаємо на інтервалі $t \in [t_1, t_2]$, якщо за значенням вектора $Y(t)$, $t \in [t_1, t_2]$ можна обчислити значення вектора $X(t)$, t

$\in [t_1, t_2]$. Система цілком спостережна при виконанні умови $t \leq n$. Оскільки компоненти вектора $Y(t)$ вимірюються з помилками, то в результаті вимірів маємо новий вектор, який називається вектором вимірів

$$Z(t) = y(t) + V_z(t), \quad (3.5)$$

де $V_z(t)$ вектор помилок вимірів (припускається, що компоненти вектора $V_z(t)$ визначаються білим шумом з нульовим математичним очікуванням). Вектор $V_z(t)$, аналогічно вектору $V_x(t)$, характеризується кореляційною матрицею $R_z(t)$ розмірності $m \times n$, тобто маємо

$$M[V_z(t)] = 0,$$

$$M[(V_z(t), V_z^T(t))] = R_z(t) \delta(t - \tau).$$

Припускаючи, що компоненти векторів $V_x(t)$ і $V_z(t)$ некоррельовані, на підставі викладеного, математичну модель динамічної системи і рівняння спостереження можна записати у виді співвідношень

$$\dot{X}(t) = A(t)X(t) + B(t)V_x(t),$$

$$Z(t) = H(t)X(t) + V_z(t)$$

При оптимальній обробці пілотажно-навігаційної інформації в ПНК найбільш важливим процесом є одержання оптимальних оцінок $\hat{X}(t)$. В основу алгоритмів отримання зазначених оптимальних оцінок можуть бути покладені наступні методи обробки інформації:

- метод компенсації;
- метод фільтрації;
- метод найменших квадратів (МНК);
- метод максимуму правдоподібності (ММП);
- рекуррентний метод (оптимальний фільтр Калмана (ОФК)).

3.1 Метод найменших квадратів

Метод найменших квадратів (МНК) застосовується для одержання оптимальних оцінок при обробці накопичених вимірів. Нехай виконано m вимірів координат (параметрів) системи X , тоді

$$Z_m = HX_m + V_{zm}, \quad (3.6)$$

В даному виразі V_{zm} - вектор похибок вимірювання.

Необхідно за спостереженнями Z_m і заданною матрицею спостереження H щонайкраще оцінити стан вектора X . Критерієм такої оцінки по МНК служить функціонал виду

$$I = \sum_{i=1}^m V_{zi}^2$$

який мінімізує суму квадратів похибок вимірів V_{zi} . У матричному виді цей вираз запишеться так:

$$I = \begin{vmatrix} V_{z1} \\ V_{z2} \\ \vdots \\ V_{zm} \end{vmatrix} X |V_{z1} V_{z2} \dots V_{zm}|,$$

чи з урахуванням вираз (3.6) одержимо

$$I = (Z_m - HX_m)^T (Z_m - HX_m).$$

Оцінку \hat{X} , вектора стану системи X можна легко одержати розв'язав рівняння виду

$$\frac{dI}{dX} = 0. \quad (3.7)$$

з урахуванням рівняння (12) маємо

$$H^T(Z_m - H\hat{X}_m) + (Z_m - H\hat{X}_m)^T H = 0. \quad (3.8)$$

Доданки виразу (13) рівні між собою, тому що є добутками по відношенню один до одного однакових співмножників H і $(Z_m - H\hat{X}_m)$. Отже, тільки рівність нулю кожного з цих двох доданків забезпечує рівність нулю виразу (3.8).

Нехай: $H^T(Z_m - H\hat{X}_m) = 0,$

тоді $H^T Z_m - H^T H \hat{X}_m = 0,$

звідси $\hat{X}_m = (H^T H)^{-1} H^T Z_m.$

Таким чином, аналізуючи отримані на основі рівностей (3.6), (3.7), (3.8) вирази, можна сформулювати необхідні і достатні умови одержання оптимальних оцінок \hat{X} вектора стану системи X по МНК у виді основних положень, виконання яких припускає:

- наявність накопичених спостережень $Z_i, i=1, m;$
- знання матриці спостережень H ;
- не особливість матриці $H^T H$, тобто $|H^T H| \neq 0.$

Структурна схема одержання оптимальних оцінок по МНК представлений на рис.3.1.

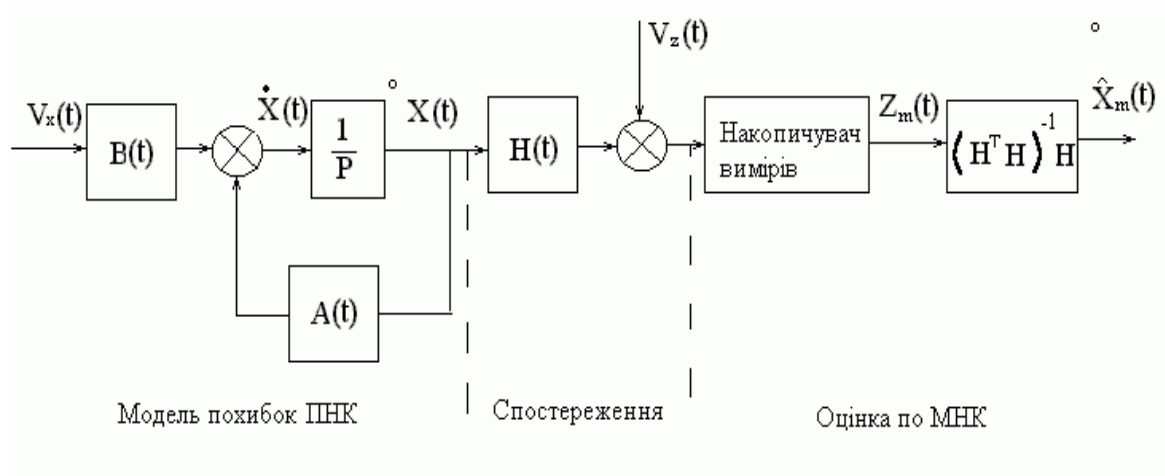


Рис 3.1.

Одержання оцінки \hat{X} зв'язано з нагромадженням спостережень Z_m і, відповідно, нова оцінка параметра не збігається за часом з його поточним значенням на час, необхідний для нагромадження спостережень. Тому даний алгоритм для оцінки пілотажно-навігаційних параметрів маневрених ЛА використовують лише у випадку виміру того самого параметра одночасно кількома датчиками.

3.2 Метод максимуму правдоподібності

Алгоритм оцінок по методу максимуму правдоподібності (ММП), як і алгоритм оцінок по МНК припускає нагромадження вимірів, тобто наявність вектора спостережень, обумовленого виразом (11).

Передбачається, що помилки вимірів розподілені по нормальному закону. Тоді щільність розподілу ймовірностей вектора VZ_m має вид:

$$P(V_{zm}) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^m |R_z|}} \exp\left[-\frac{1}{2} V_{zm}^T \frac{1}{R_z} V_{zm}\right] \quad (3.9)$$

де R_z – кореляційна матриця вимірів похибок;

$|R_z|$ – визначник матриці R_z .

Використання алгоритму оцінок по методу максимуму правдоподібності припускає виконання умови, $|R_z| \neq 0$, т.е. матриця не є особливою. Підставимо рівність (11) у (14), одержимо вираз для функції правдоподібності

$$\psi(X) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^m |R_z|}} \exp\left[-\frac{1}{2} (Z_m - HX_m)^T \frac{1}{R_z} (Z_m - HX_m)\right],$$

яка являє собою щільність розподілу помилок вимірів.

Необхідно вибрати таку оцінку \hat{X}_m , при якій функція правдоподібності $\psi(X)$ зверталася б у максимум, що відповідає мінімуму квадратів відхилень виміряних координат вектора X від їхнього дійсного значення. Для цього необхідно, щоб $\frac{d\psi(x)}{dX} = 0$.

На практиці зручніше шукати максимум не самої функції правдоподібності, а її логарифма, тобто

$$\ln \psi(X) = \ln \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^m |R_z|}} - \frac{1}{2} (Z_m - HX_m)^T \frac{1}{R_z} (Z_m - HX_m). \quad (3.10)$$

Узявши похідні по компонентах вектора X_m і прирівнявши їх до нуля, одержимо:

$$\frac{1}{2} H^T \frac{1}{R_z} (Z_m - H\hat{X}_m) + \frac{1}{2} (Z_m - H\hat{X}_m)^T \frac{1}{R_z} H = 0. \quad (3.11)$$

Помітимо, що як і у випадку висновку формули для оцінки при обробці результатів вимірів по МНК, один із доданків виразу (16) є транспонованим відносно іншого. Отже, доданки цього виразу рівні між собою і кожне з них дорівнює нулю.

Нехай

$$H^T \frac{1}{R_z} (Z_m - H\hat{X}_m) = 0,$$

тоді

$$\hat{X}_m = (H^T \frac{1}{R_z} H)^{-1} H^T \frac{1}{R_z} Z_m. \quad (3.12)$$

Вираз (17) є початковим для розробки алгоритму отримання оптимальних оцінок ПНК по методу максимуму вірогідності.

Для визначення цих оцінок необхідно:

- накопичити спостережень Z_m ;
- знати кореляційну матрицю R_z випадкових похибок вимірювача;
- знати матрицю зв'язків спостереження H .

Структурна схема отримання оптимальних оцінок по методу максимуму вірогідності представлена на рис.2.2.

Як і у випадку алгоритму оцінок по МНК отримання оцінки \hat{X}_M зв'язано з накопиченням вимірювань Z_M , таяк видно, цей метод, як і МНК, може бути використаний лише при вимірюванні одного параметра декількома системами. У іншому випадку нова оцінка помилок ПНК не буде збігатися з текущим значенням помилок на час, равний часу накопичення спостережень.

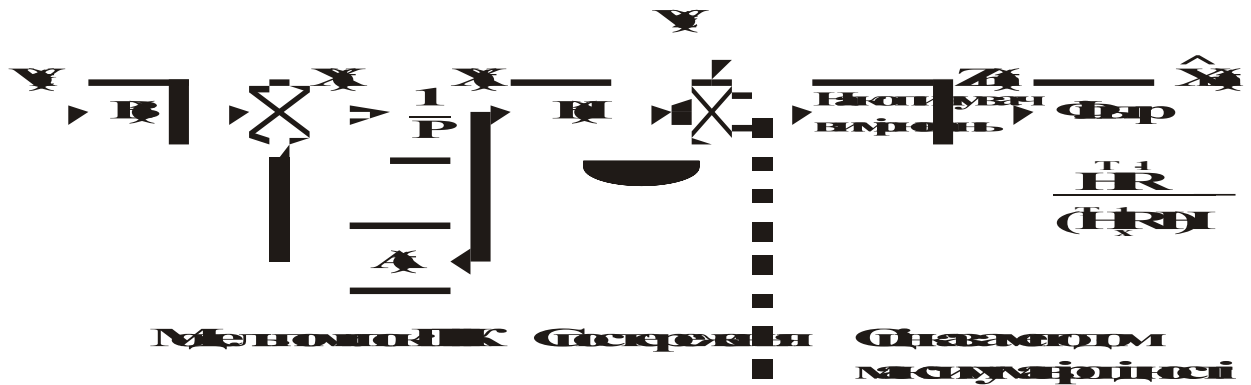


Рис.3.2.

3.3. Рекурентний метод обробки інформації

Рекурентний метод обробки інформації дозволяє отримати оцінку параметра після кожного дослідження.

Для уявлення рекурентного (послідовного) методу отримання оцінок вважаємо, що зроблено m вимірювань параметра X , т.ч.

$$Z_i = X + \xi_{zi}, \quad i=1, 2, 3, \dots, m,$$

де X - вимірюваний параметр;

ξ_{zi} - похибка i -го спостереження.

У якості результату оцінки вимірюваного параметра X_m при проведенні спостережень візьмемо:

$$\hat{X}_m = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m Z_i,$$

Тоді на черговому $(m+1)$ -му кроці вимірювань значення оцінки \hat{X}_{m+1} , має вигляд:

$$\hat{X}_{m+1} = \frac{\sum_{i=1}^m Z_i + Z_{m+1}}{m+1} = \frac{m}{m+1} \left(\frac{1}{m} \sum_{i=1}^m Z_i \right) + \frac{1}{m+1} Z_{m+1} \quad (3.13)$$

чи чи

$$\hat{X}_{m+1} = \frac{m}{m+1} \hat{X}_m + \frac{1}{m+1} Z_{m+1},$$

де Z_{i+1} - останнє $m+1$ -е спостереження.

Додамо та віднімемо з правої частини вираз (3.13) значення \hat{X}_m , отримаємо

$$\hat{X}_{m+1} = \hat{X}_m + \left(\frac{m}{m+1} - 1 \right) \hat{X}_m + \frac{1}{m+1} Z_{m+1} = \hat{X}_m - \frac{1}{m+1} \hat{X}_m + \frac{1}{m+1} Z_{m+1}.$$

Остаточно можна записати:

$$\hat{X}_{m+1} = \hat{X}_m + \frac{1}{m+1} (Z_{m+1} - \hat{X}_m)$$

чи, позначивши $\frac{1}{m+1} = K$,

$$\hat{X}_{m+1} = \hat{X}_m + K(Z_{m+1} - \hat{X}_m). \quad (3.14)$$

Таким чином, оцінку \hat{X}_{m+1} можна отримати з попередньої \hat{X}_m шляхом складання її з різницею між новим спостереженням Z_{m+1} та попередньою оцінкою, помноженою на коефіцієнт ваги K . У цьому випадку відповідає необхідність зберігати спостережень, отриманих на попередніх кроках вимірювань, так як вся попередня інформація об'єднана в апіорній оцінці \hat{X}_m .

Математична модель рекурентного метода обробки інформації представлена на рис.3.3.

Рекурентний алгоритм (3.14) зв'язує поточне значення оцінки \hat{X}_{m+1} з попереднім значенням \hat{X}_m . Різниця $Z_{m+1} - \hat{X}_m$ є показником « цінності інформації », яку ми отримуємо при вимірюванні Z_{m+1} . Дійсно, якщо ця різниця близька до нуля, то зафіксоване спостереження Z_{m+1} не несе будь-якої нової інформації порівняно з апіорною, і в цьому випадку $\hat{X}_{m+1} \cong \hat{X}_m$. І навпаки, при великій різниці $Z_{m+1} - \hat{X}_m - \hat{X}_m$ з урахуванням вагового коефіцієнта виникає істотне уочнення оцінки X_m , отриманої на попередньому кроці розрахунків.



Рис. 3.3.

Але коефіцієнт $K = \frac{1}{m+1}$ отриманий безвикористання критерія оптимальності, тому і оцінка \hat{X}_{m+1} не є оптимальною, що знижує цінність даного методу обробки інформації.

3.4. Алгоритм неперервного оптимального фільтра

Алгоритм неперервного оптимального фільтра (оптимального фільтра Калмана – ОФК) об'єднує рішення двох задач: спостереження та фільтрації. Принцип побудови ОФК розглянемо для випадку лінійної системи, описаної системою рівнянь (10). Ставиться задача знайти такі оцінки \hat{X} , щоб дисперсії помилки оцінювання $\Delta = X - \hat{X}$ були мінімальними. Іншими словами, необхідно забезпечити мінімум суми діагональних елементів матриці

$$M[\Delta\Delta^T] = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} & \dots & P_{1n} \\ P_{21} & P_{22} & \dots & P_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ P_{m1} & P_{m2} & \dots & P_{mn} \end{bmatrix}$$

В матриці P члени $P_{ii} = \sigma^2_i$ характеризують дисперсії похибок оцінювання збіваючих координат $X_{i,a}$ члени P_{ij} - їх взаємну кореляцію. Доказано, що для

динамічної системи (10) оптимальним фільтром, який забезпечує мінімум сліду матриці P , слугує алгоритм який складається з трьох блоків:

1) основного блоку

$$\dot{\hat{X}} = A\hat{X}(t) + K_{\phi} [Z(t) - H\hat{X}(t)]; \quad (3.15)$$

2) блоку обчислення коефіцієнтів корекції

$$K_{\phi} = P(t)H^T R_z^{-1} \quad (3.16)$$

3) блоку вирішення рівняння коваріацій

$$\dot{P} = AP(t) + P(t)A^T - P(t)H^T R_z^{-1} HP(t) + BR_x B^T \quad (3.17)$$

Цей алгоритм забезпечує оцінювання всіх координат вектора X при виконанні умов дослідженості динамічної системи. Його особливість у виборі коефіцієнтів K_{ϕ} . Начальні значення оцінок $\hat{X}(0)$ встановлюються по попередній інформації про координати вектора X . Коваріаційну матрицю поточних помилок оцінювання $P(t)$ необхідно вирахувати неперервно у процесі оцінювання, або раніше, якщо це можливо.

Рівняння коваріацій, по якому розраховується матриця $P(t)$, необхідно розуміти так, якщо модель динамічної системи ідеально точна, то реальні помилки оцінювання для фільтра, побудованого по вказаним рівнянням, будуть співпадати з коваріаціями $P(t)$ і при цьому вони будуть мінімальні. Таким чином, оптимальність фільтра буде досягнута тільки у тому випадку, якщо точно описана структура моделі системи і вірно вибрані її параметри A, B, H, R_x, R_z .

Тому при синтезі систем оцінювання зіставленню математичних моделей вимірювачів та досліджуваної системи приділяють особливу увагу.

У рівнянні коваріацій (22) член $AP(t) + P(t)A^T$ характеризує зміну помилок у результаті власного руху системи. Для стійкої системи елементи матриці A менші нуля, а це визначає $P_{ii} < 0$, що призводить до зменшення помилок, тобто для стійкої системи як $X(t) \rightarrow 0$, так і $\hat{X}(t) \rightarrow 0$ (початкова непевність із часом зменшується

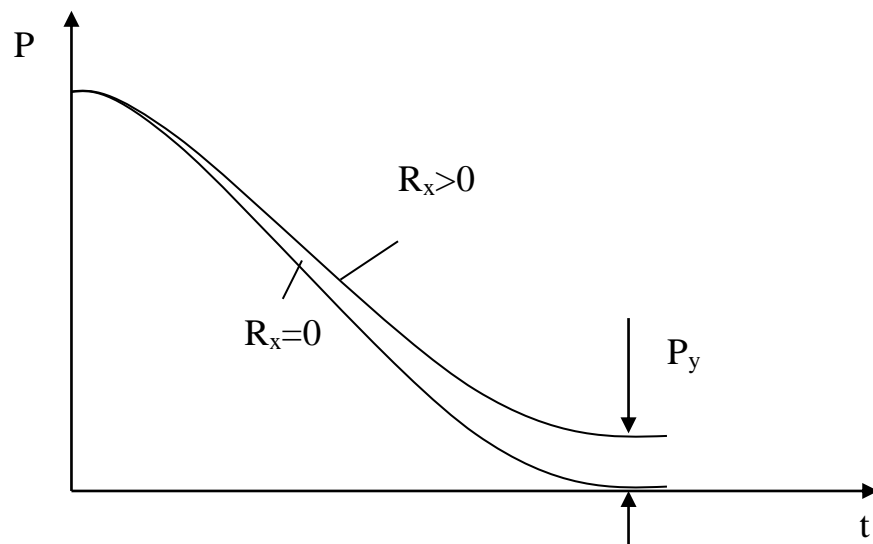
Множник $P(t)H^T R_z^{-1} H P(t)$ характеризує ефект корекції оцінок від вимірювачів і завжди визначає, $P_{ii} < 0$, тобто зменшення помилок.

Множник $BR_X B^T$ характеризує величину непевності (випадку) контрольованого процесу, завжди визначає $P_{ii} < 0$, а отже, і те, що помилки не можуть, бути усунути до нуля.

Зауважимо, що, тому що рівняння коваріації (22) автономне і не пов'язано з реальними вимірами $Z(t)$, його рішення може бути виконане окремо від основного алгоритму фільтра і навіть заздалегідь. Перед рішенням рівняння коваріацій необхідно оцінити і задати початкові значення $P(0)$ на підставі аналізу точності інформації про координати вектора X і початкових значень $\hat{X}(0)$, що є до вмикання фільтра. На практиці, як правило, обмежуються завданням головної діагоналі $P_{ii} < 0$, тобто початкових дисперсій помилок, вважаючи $P_{ij} = 0, i \neq j$. З часом рішення рівняння коваріацій приходить до встановленого значення $P_{уст}$, при якому виконується рівність

$$P_{уст} H^T R_z^{-1} H P_{уст} = A P_{уст} + P_{уст} A^T + B R_X B^T.$$

Графік можливої залежності рішення рівняння коваріацій від часу представлений на рис. 2.3.



Задача оцінки параметрів полягає в знаходженні компромісів в фільтрації перешкоди, спектр якої визначений R_Z і корисного сигналу, спектр якого визначений як R_X з урахуванням динамічних характеристик процесу, тобто матриці коефіцієнтів системи A .

Якщо система стійка і детермінована, тобто відсутні випадкові обурення ($R_X=0$), то завжди $P_{ii}<0$ і $\lim_{t \rightarrow \infty} P_{уст} = 0$. Таким чином, із часом помилка оцінювання прямує до нуля. При цьому шуми вимірювачів не будуть впливати на помилку оцінювання, тому що самі вимірювачі відключаються від схеми фільтра при $P=0$ і, отже, відповідно до рівняння коефіцієнтів корекції $K_\phi=0$. При синтезі фільтрів цей ефект необхідно враховувати і до обурень V_X відносити не тільки реальні фізичні обурення (наприклад вітер), але і всі можливі невідповідності задання моделей процесу і вимірювання керувань.

У рівнянні коефіцієнтів корекції, матриця K_ϕ має вигляд:

$$K_\phi = \begin{bmatrix} K_{\phi 11} & K_{\phi 12} & \dots & K_{\phi 1m} \\ K_{\phi 21} & K_{\phi 22} & \dots & K_{\phi 2m} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ K_{\phi n1} & K_{\phi n2} & \dots & K_{\phi nm} \end{bmatrix}.$$

Елементи цієї матриці K_ϕ характеризують зв'язок сигналу вимірювача Z_j з оцінкою координати \hat{X}_i . Матриця спостережень H^T у рівнянні коефіцієнтів корекції визначає той факт, що якщо координата X_i не бере участь у формуванні сигналу Z_j , тому коефіцієнт $K_{ij}=0$. Оскільки між коефіцієнтами $K_{\phi ij}$ і P_{ij} відповідно до рівняння корекції є пряма залежність, це означає, що посилення корекції оцінок відбувається сильніше в тих координат, у котрих більше гадані помилки оцінювання, а обернена залежність коефіцієнтів $K_{\phi ij}$ і R_{Zij} (тому що R_Z^{-1}) визначає великі сигнали корекції від більш точних вимірювачів.

Зауважимо, що тому що при обчисленні K_ϕ потрібно обчислення оберненої матриці R_Z^{-1} , то ні для одного з вимірювачів не можна задати $R_{Zij}=0$, а якщо такий вимірювач є, то потрібно штучно задати малий розмір R_{Zij} .

Як висновок, зобразимо структурну схему алгоритму ОФК, що відповідає наведеним вище рівнянням (рис.2.5).

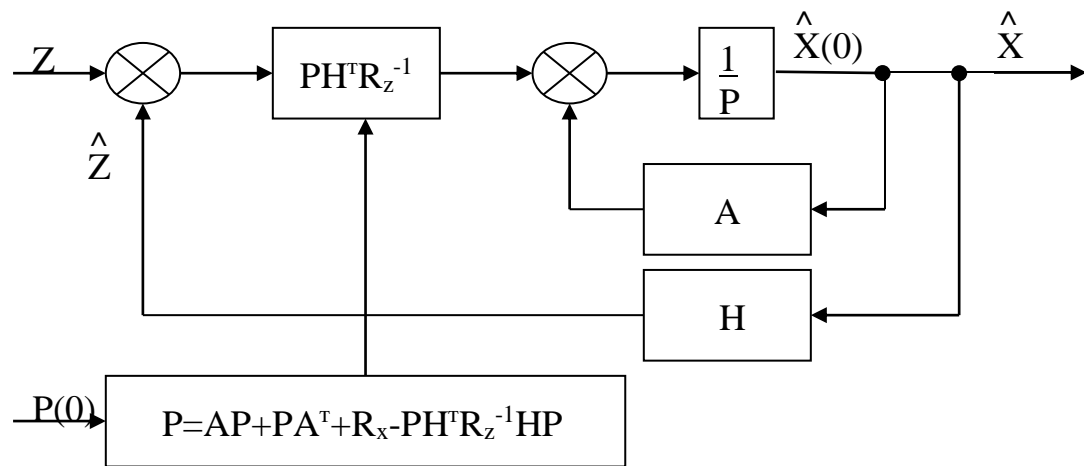


Рис. 3.5.

Так як ОФК поки що важко реалізувати у випадку рішення задачі спільної обробки інформації в реальному масштабі часу, а методи МНК та ММП потребують накопичення інформації, то для сучасних ПНК цілеспрямовано використання достатньо ефективних з точки зору отримання точніших характеристик оцінок пілотажно – навігаційних параметрів. При цьому алгоритми обробки по методу компенсації та методу фільтрації можна побудувати з урахуванням “ваги” похибок кожної із систем, при чому “вага” являється в загальному випадку функцією часу.

3.5. Дослідження розробленого алгоритму сукупності обробки інформації.

В дипломному проекті розроблена програма визначення сталої часу фільтра, як функції параметрів похибок вимірювачів $[\sigma_I, \sigma_D, \alpha_I, \alpha_D]$, і показано, що для реальних систем у відповідності з їх паспортними даними отримано значення сталої часу фільтра, що знаходиться в межах 6 секунд. Використовуючи фільтр з оптимальним значенням його сталої часу, досліджується спосіб підвищення точностних характеристик пілотажно-навігаційних комплексів (ПНК) зі структурною надмірністю. Дослідженню підлягає схема обробки надлишкової інформації, що використовують спосіб взаємної компенсації.

Метою данного дослідження являється вплив постійної часу фільтра на похибку оцінки вихідних показань. Також досліджується вплив спектральних характеристик перешкод на процес обробки інформації.

- У роботі досліджуються алгоритми обробки інформації в пілотажно-навігаційних комплексах, побудовані на основі схеми компенсації, з

використанням програми візуального моделювання *Simulink*, щовходить до складу універсального математичного пакета програмування *MATLAB*.

Після запуску програми у вікні *Simulink* з'являється блок-діаграма моделі досліджуваного алгоритму обробки інформації. Блок-діаграма моделі, яка реалізує схему компенсації, показана на мал. 5.1.

Активізуючи меню *Simulation*, відкривається діалогове вікно налаштувань параметрів моделювання *Simulationparameters*. Вікно містить вкладку *Solver* (розрахунок) - установка параметрів моделювання (розрахунку моделі). На цій вкладці в групі *Simulationtime* установлюється значення модельного часу в секундах: початкове значення - *Starttime* = 0.0 і кінцеве значення - *Stoptime* = 200.

У групі *Solveoptions* (параметри розрахунку) установлюється точність обчислень: відносна (*Relativetolerance*) = $1.0e^{-6}$ і абсолютна (*Absolutetolerance*) = $1.0e^{-12}$ для виключення похибок моделювання височастотних складових погрешностей датчиків інформації.

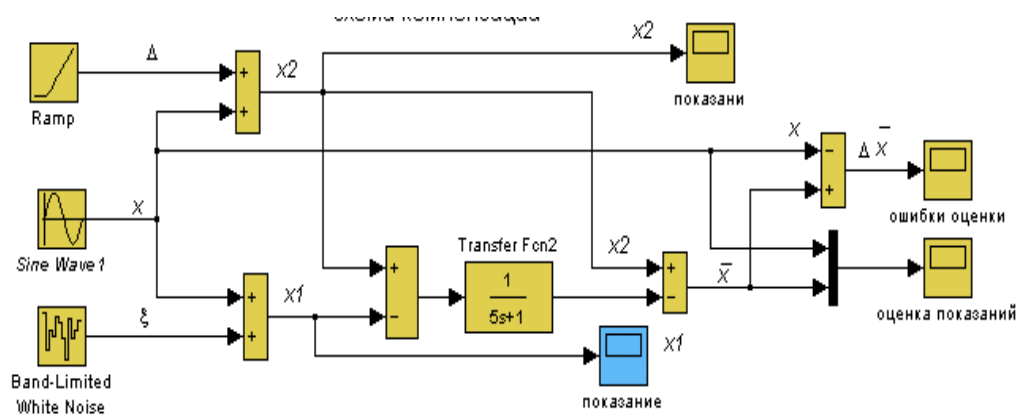


Рис.5.1

Вхідним сигналом моделі «Схема компенсації» є гармонічно змінюється сигнал, що моделює параметр руху літального апарата. Цей сигнал формується в моделі блоком *SineWave*, що генерує синусоїдальні коливання, з розділу *Sources*. Подвійний щиклик ЛКМ по блоці відкривається вікно параметрів налаштування і установлюється наступні параметри вхідного сигналу:

- *Amplitude* (амплітуда) - значення амплітуди вхідного сигналу = 6;
- *Frequency (rad/sec)* (частота) - частота зміни вхідного сигналу = 0.2 рад/сек;
- *Phase (rad)* (фаза) - зрушення по фазі = 0;

- *Samptime*(еталонний час) - для узгодження роботи джерела і інших компонентів моделі (у роботі не задіяне) = 0.

При такому вхідному сигналі моделюється параметр руху літального апарата x , що гармонічно змінюється, наприклад, висота польоту з періодом коливань $T = \frac{2\pi}{\omega} = 31,4$ с. Тепер настроюються параметри вимірювачів. Вхідний сигнал x вимірюється двома датчиками, вихідний сигнал одного з них x_1 містить високо частотну перешкоду ξ , а другий x_2 характеризується постійною похибкою Δ , що повільно змінюється.

Похибка Δ сигналу x_2 формується в моделі джерелом наростаючого впливу *Ramp* з розділу *Sources* у виді $\Delta = \Delta_0 + kt$. Подвійний щиглик ЛКМ по блоці відкриває вікно параметрів настроювання. Установити наступні параметри вхідного сигналу:

- *Slope*(нахил) - кутовий коефіцієнт тимчасової залежності $k = 0.01$;
- *Starttime* - час починаючи з якого вплив наростає = 0;
- *Initialvalue*(початковий рівень) - постійна складова погрешності

$$\Delta_0 = 1.0;$$

При такому вхідному сигналі моделюється повільно наростаюча похибка, що змінюється за 100 з на 1.0 щодо початкового рівня.

Шумова високочастотна складова ξ сигналу x_1 формується генератором білого шуму *Band-Limited White Noise* з розділу *Sources*. Генератор характеризується потужністю шуму *Noise Power*, еталонним часом *Samptime*, і числом *Seed*, службовцем для ініціалізації генератора випадкових чисел. Подвійний щиглик ЛКМ по блоці відкриває вікно параметрів настроювання. Установити наступні параметри вхідного сигналу:

- *Noise Power* = [0.1];
- *Sample time* = 0.1;
- *Seed* = [23341].

Аперіодичний фільтр реалізується за допомогою блоку передатних функцій *TransferFenz* з розділу *Continuous*. Блок формує передатну функцію у виді відносини поліномів заданого ступеня і має два параметри настроювання - вектори коефіцієнтів поліномів чисельника *Numerator* і знаменника *Denominator*. Подвійний

щиглик ЛКМ по блоці відкриває вікно параметрів настроювання. Установити наступні параметри вхідного сигналу:

- *Numerator*- [1];
- *Denominator* = [5 1].

Після такого настроювання блок *TransferFen* формує передатну функцію аперіодичного фільтра з постійної часу $T=5\text{с}$.

Переконавши, що всі інші блоки моделі з'єднані відповідно до блок-діаграми (мал. 5.1), запустити модель на рішення.

По закінченні моделювання переглянути графіки перехідних процесів усіх індицируємих параметрів::

- показань датчиків сигналів x_1 і x_2 (рис 5.2 і 5.3);
- оцінку вихідних показань схеми компенсації \hat{x} (рис 5.4);

Для перегляду графіків перехідних процесів двічі клацнути ЛКМ по відповідному блоці *Scope*(осциллограф). Для керування параметрами вікна *Scope* ньому мається панель інструментів, що містить ряд кнопок. Основні кнопки, що керують масштабами:

- *Zoom* - зміна масштабу осей графіка;
- *Zoom X- axis* - зміна масштабу по осі абсцис;
- *ZoomY- axis* - зміна масштабу по осі ординат;
- *Autoscale* - установка оптимального масштабу осей (автошкалювання).

Показання датчика сигналух₂

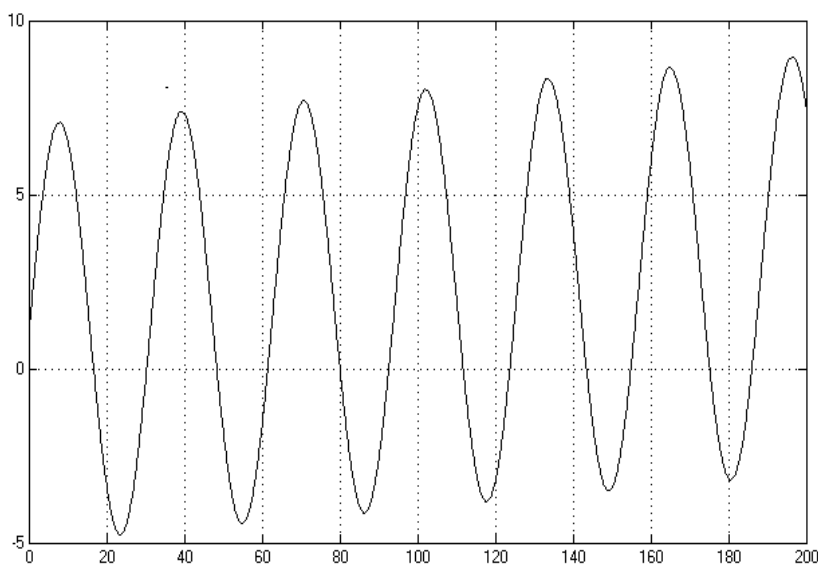


Рис.5.2

Показання датчика сигналів x_1

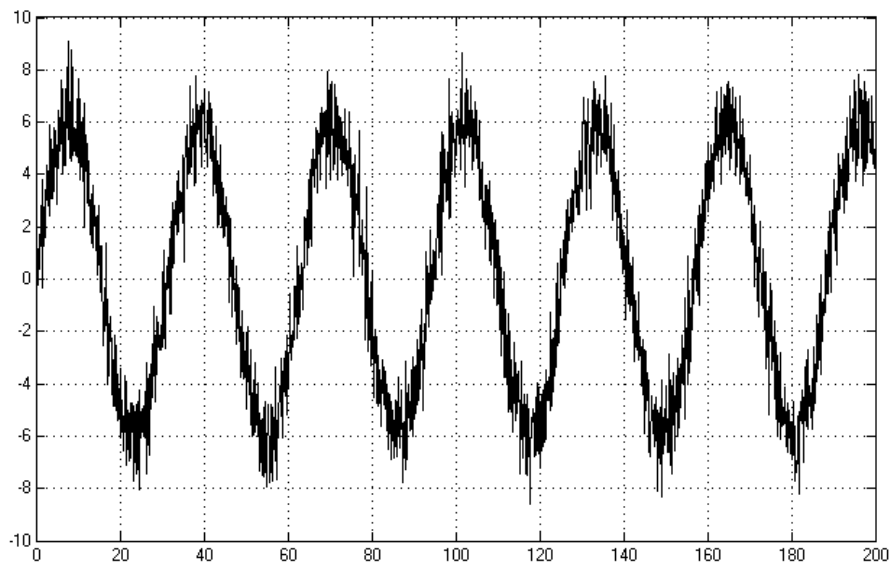


Рис.5.3

Оцінка вихідних показань схеми компенсації \hat{x}

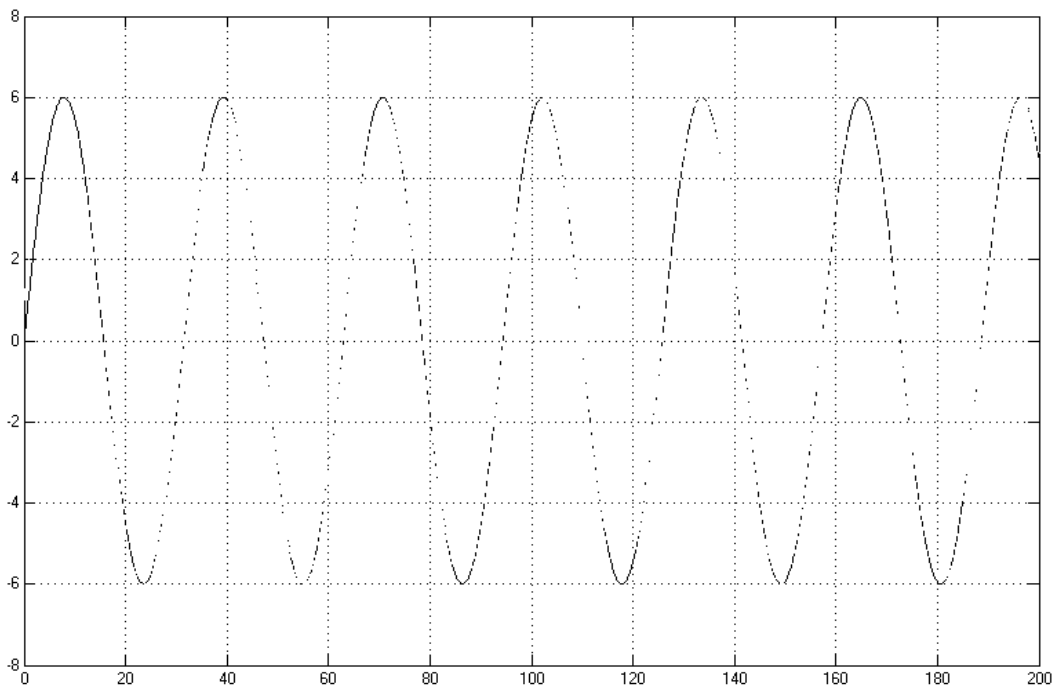


Рис.5.4

РОЗДІЛ 4

РОЗРОБКА СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ КОМПЛЕКСНОГО ВИМІРЮВАЧА, ВИКОРИСТОВУЮЧИ МЕТОД ОБРОБКИ ІНФОРМАЦІЇ ПО СХЕМІ КОМПЕНСАЦІЇ ПОХИБОК ДАТЧИКІВ

Метод компенсації при обробці інформації в пілотажно-навігаційному комплексі (ПНК) застосовується в тих випадках, коли вимірювання одного й того ж параметру здійснюються вимірювачами, які основані на різних фізичних принципах, а помилки цих вимірювачів лежать в різних частотних діапазонах.

Структурна схема методу компенсації представлена на рис.4.1.

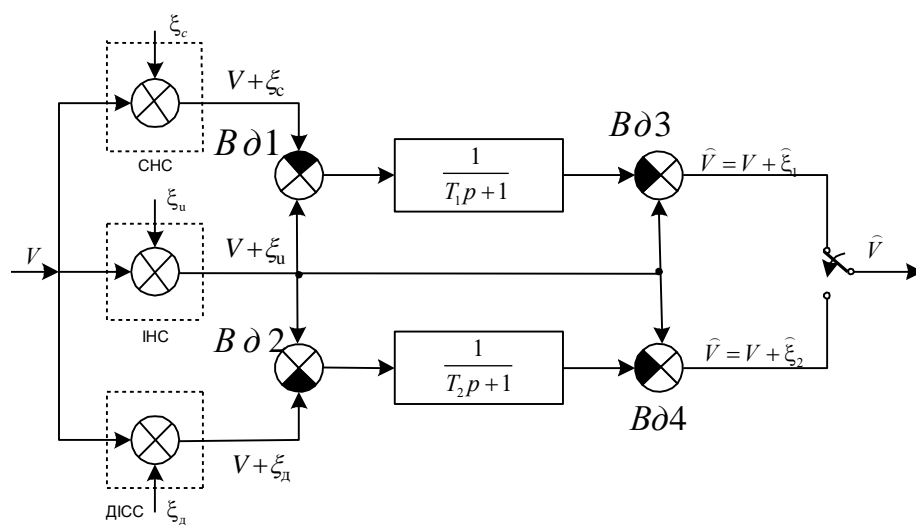


Рис.4.1

Сигнали вимірювачів *СНС*, *ІНС* і *ДІСС*, які включають величину V , яка вимірюється і перешкоди ξ_c , ξ_u і ξ_a , поступають на вхід віднімаючих пристроїв $B\delta 1$, $B\delta 2$. Отримані на виході $B\delta 1$ і $B\delta 2$ сигнали $\xi_1 = \xi_u - \xi_c$, $\xi_2 = \xi_u - \xi_a$ проходять через динамічні фільтри $F1(p)$, $F2(p)$ і складається з вихідним сигналом вимірювачів $B\delta 3$, $B\delta 4$ (системи, що коректується).

Рівняння такої системи може бути записано в вигляді:

$$\hat{V} = V + \xi_u - F1(p)(\xi_u - \xi_c) \quad (4.1)$$

$$\hat{V} = V + \xi_u - F2(p)(\xi_u - \xi_a) \quad (4.2)$$

або

$$\widehat{V} = V + [1 - F1(p)]\xi_u + F1(p)\xi_c = V + \widehat{\xi}_1, \quad (4.3)$$

$$\widehat{V} = V + [1 - F2(p)]\xi_u + F2(p)\xi_{\ddot{a}} = V + \widehat{\xi}_2 \quad (4.4)$$

де $\widehat{\xi}_1 = [1 - F1(p)]\xi_u + F1(p)\xi_c$ і $\widehat{\xi}_2 = [1 - F2(p)]\xi_u + F2(p)\xi_{\ddot{a}}$ - похибки комплексної системи.

Похибки $\widehat{\xi}_1, \widehat{\xi}_2$ буде тим менша, чим сильніше розходження в спектральних характеристиках перешкод ξ_u і $\xi_c, \xi_{\ddot{a}}$ - $S_{\xi_u}(\omega)$ і $S_{\xi_c}(\omega), S_{\xi_{\ddot{a}}}(\omega)$.

4.1. Аналіз спектральних характеристик ІНС та СНС

Комплексування двох вимірювачів одного й того ж параметру доцільно в тому випадку, коли спектри перешкод розміщені в різних частотних областях.

Якщо вибрати фільтр $F1(p)$ так, щоб він з мінімальними викривленнями пропускав перешкоду ξ_u і придушував перешкоду ξ_c , то на виході фільтра повністю воспроизводилась перешкода ξ_u .

В цьому випадку на виході другого віднімаючого пристрою ВДЗ воспроизводилосьб точніше значення параметру V , який вимірюється, так як:

$$\widehat{V} = V + \xi_u - \xi_c = V \quad (4.5)$$

Спектральні характеристики перешкод ξ_u і ξ_c зображені на рис.4.2.

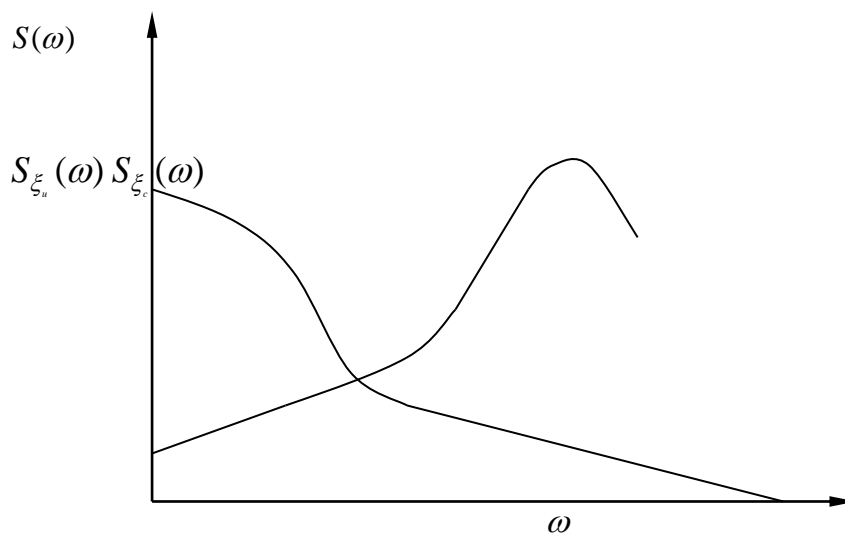


Рис.4.2

Проте, реальний фільтр пропускає частину енергії перешкоди ξ_u і не повністю придушує перешкоду ξ_c . Частотні характеристики фільтрів $F1(j\omega)$ і $[1 - F(j\omega)]$ мають вигляд (рис.4.3):

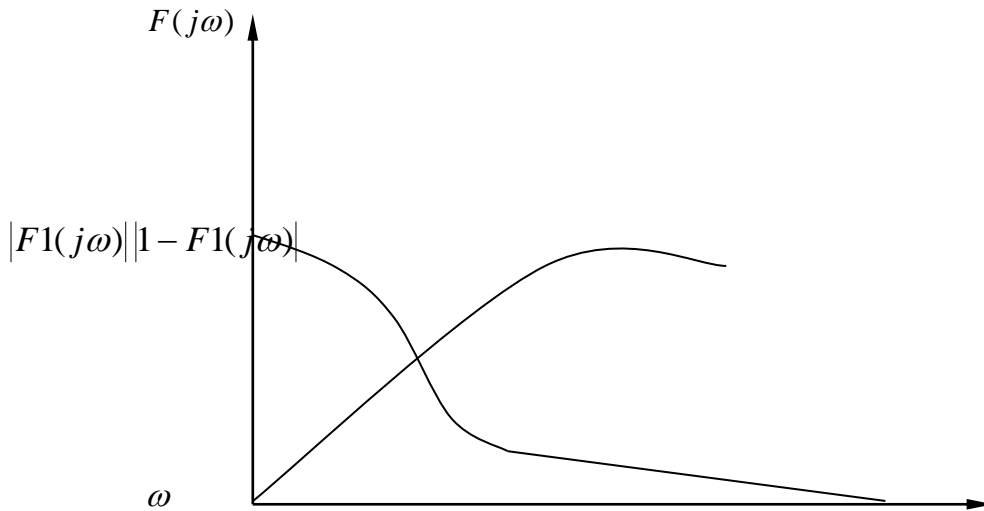


Рис.4.3

В результаті у вихідному сигналі крім потрібної величини буде похибка ξ . $F1(j\omega)$ повинен бути фільтром низьких частот, який в найпростішому випадку може бути реалізований у вигляді реальної аперіодичної ланки з передатною функцією

$$F1(p) = \frac{1}{T_1 p + 1}, \quad (4.6)$$

де T_1 - стала часу фільтра.

Тоді $[1 - F1(j\omega)]$ буде фільтром високих частот з передатною функцією

$$[1 - F1(p)] = 1 - \frac{1}{T_1 p + 1} = \frac{T_1 p + 1 - 1}{T_1 p + 1} = \frac{T_1 p}{T_1 p + 1}, \quad (4.7)$$

тобто буде реальною диференційною ланкою.

Приймаючи до уваги пропонує характер спектральних характеристик ξ_u і ξ_c , можна представити графіки спектральних характеристик похибок ξ_u і ξ_c , отриманих в результаті проходження сигналів через відповідні фільтри

(рис 4.4):

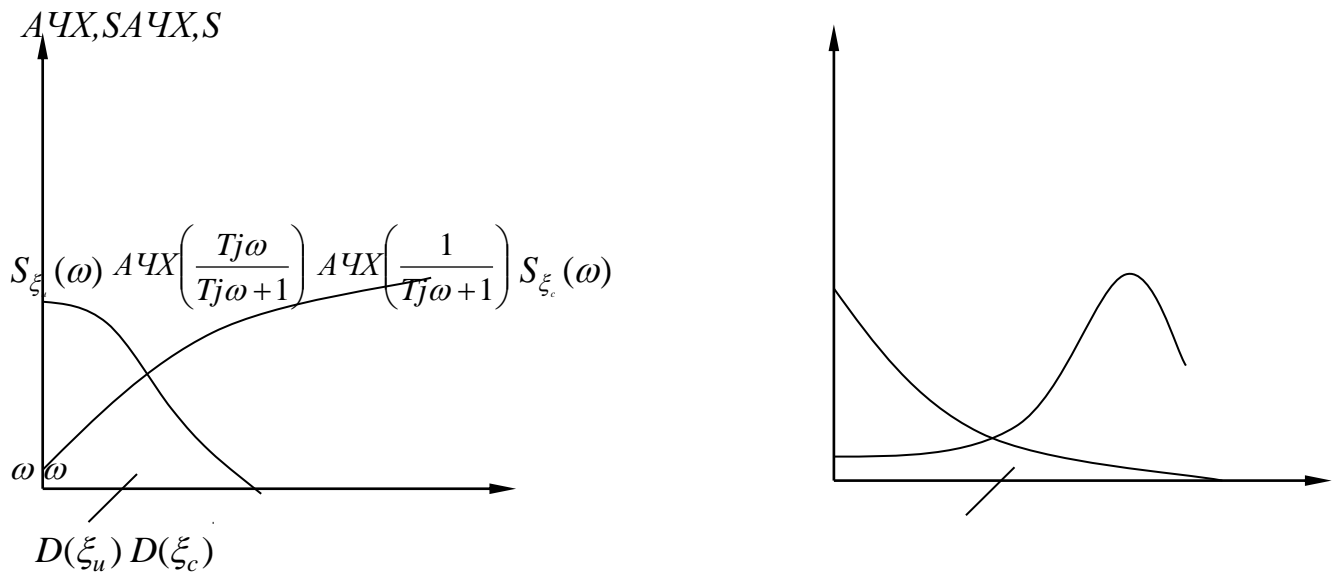


Рис. 4.4

Якщо похибки ξ_u і ξ_c являються стаціонарними і статистичними незалежними випадковими функціями часу з спектральними густинами $S_{\xi_u}(\omega)$ і $S_{\xi_c}(\omega)$, то дисперсії похибок вихідних сигналів визначаються виразами:

$$D_{\xi_u} = \sigma_{\xi_u}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{\xi_u}(\omega) d\omega; \quad (4.8)$$

$$D_{\xi_c} = \sigma_{\xi_c}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{\xi_c}(\omega) d\omega.$$

Дисперсія похибки системи при реалізації способу компенсації має вигляд:

$$D_{\xi} = \sigma_{\xi}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \{ [1 - F(j\omega)]^2 \cdot S_{\xi_u}(j\omega) + [F(j\omega)]^2 \cdot S_{\xi_c}(j\omega) \} d\omega. \quad (4.9)$$

На основі рис.4.1.3 можна зробити висновок, що дисперсія похибки системи σ_{ξ}^2 тим менша, чим більше відрізняються по частоті спектральні густини похибок вихідних сигналів.

Таким чином, задача комплексування двох вимірювачів заключається у виборі

такої частотної характеристики фільтра $F(j\omega)$, щоб після додавання сигналів параметр на виході схеми $\widehat{V}(t)$ був близьким до параметру $V(t)$, який вимірюється.

Аналогічно аналізуємо спектральних характеристик ІНС та ДІСС.

4.2. Розробка математичної моделі корекції ІНС від СНС

Розглянемо метод компенсації на прикладі комплексування інерціального і супутникового вимірювачів швидкості польоту літака. Робота обох каналів на Рис.4.1 ідентична, тому достатньо розглянути основний канал (ІНС+СНС), розрахунки для резервного каналу (ІНС+ДІСС) аналогічні. Структурна схема методу компенсації на прикладі комплексування інерціального і супутникового вимірювачів швидкості польоту літака представлена на Рис.4.1. Сигнал на виході інерціальної системи низькочастотний, а на виході супутникового вимірювача – високочастотний.

При розрахунку потрібно враховувати, що спектральна густина похибки зв'язана з кореляційною функцією таким чином:

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau. \quad (4.10)$$

Як показує досвід випробувань та досліджень кореляційні функції похибок інерціального і супутникового вимірювачів описуються рівняннями:

$$R_{\xi_u}(\tau) = \sigma_I^2 e^{-\alpha \cdot |\tau|}, \quad (4.11)$$

$$R_{\xi_c}(\tau) = \sigma_D^2 e^{-\alpha \cdot |\tau|}. \quad (4.12)$$

Спектральна густина сигналу ξ_u інерціального вимірювача:

$$\begin{aligned}
S_u(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} \sigma_u^2 e^{-\alpha_u |\tau|} e^{-j\omega\tau} d\tau = \sigma_u^2 \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\alpha_u |\tau| - j\omega\tau} d\tau = \sigma_u^2 \left\{ \int_{-\infty}^0 e^{(\alpha_u - j\omega)\tau} d\tau + \int_0^{\infty} e^{-(\alpha_u + j\omega)\tau} d\tau \right\} = \\
&= \sigma_u^2 \frac{1}{\alpha_u - j\omega} \int_{-\infty}^0 e^{(\alpha_u - j\omega)\tau} d(\alpha_u - j\omega)\tau + \sigma_u^2 \frac{1}{-\alpha_u - j\omega} \int_0^{\infty} e^{(-\alpha_u - j\omega)\tau} d(-\alpha_u - j\omega)\tau = \\
&= \sigma_u^2 \frac{1}{\alpha_u - j\omega} e^{(\alpha_u - j\omega)\tau} \Big|_{-\infty}^0 - \sigma_u^2 \frac{1}{\alpha_u + j\omega} e^{(-\alpha_u - j\omega)\tau} \Big|_0^{\infty} = \sigma_u^2 \frac{1}{\alpha_u - j\omega} e^{\alpha_u \tau} [\cos(-\omega\tau) + j \sin(-\omega\tau)] \Big|_{-\infty}^0 - \\
&- \sigma_u^2 \frac{1}{\alpha_u + j\omega} e^{-\alpha_u \tau} [\cos(-\omega\tau) + j \sin(-\omega\tau)] \Big|_0^{\infty} = \sigma_u^2 \frac{1}{\alpha_u - j\omega} [1 - 0] - \sigma_u^2 \frac{1}{\alpha_u + j\omega} [0 - 1] = \\
&= \sigma_u^2 \left[\frac{1}{\alpha_u - j\omega} + \frac{1}{\alpha_u + j\omega} \right] = \sigma_u^2 \frac{\alpha_u + j\omega + \alpha_u - j\omega}{\alpha_u^2 + \omega^2} = \sigma_u^2 \frac{2\alpha_u}{\alpha_u^2 + \omega^2}.
\end{aligned}$$

Тобто отримаємо :

$$S_u(\omega) = \frac{2\sigma_u^2 \alpha_u}{\alpha_u^2 + \omega^2} \quad (4.13)$$

Аналогічно спектральна густина сигналу ξ_c супутникового вимірювача дорівнює:

$$S_c(\omega) = \frac{2\sigma_c^2 \alpha_c}{\alpha_c^2 + \omega^2}. \quad (4.14)$$

Враховуючи те, що $\alpha_l \ll \alpha_D$, спектр похибок супутникового вимірювача в полосі пропускання фільтра низьких частот практично постійний і дорівнює значенню спектральної густини при $\omega = 0$:

$$S_D(\omega) = S_D(0) = \frac{2\sigma_D^2}{\alpha_D}. \quad (4.15)$$

Дисперсія сигналу $\hat{\xi}$ комплексованої системи складається із двох складових – дисперсії сигналу інерціального вимірювача і дисперсії сигналу СНС:

$$\begin{aligned}
\sigma_{\xi_u}^2 &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \left| \frac{Tj\omega}{Tj\omega+1} \right|^2 S_u(\omega) + \left| \frac{1}{Tj\omega+1} \right|^2 S_c(\omega) \right\} d\omega = \\
&= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{Tj\omega}{Tj\omega+1} \right|^2 S_u(\omega) d\omega + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{1}{Tj\omega+1} \right|^2 S_c(\omega) d\omega = \sigma_{\xi_u}^2 + \sigma_{\xi_c}^2
\end{aligned} \tag{4.16}$$

Дисперсія сигналу супутникового вимірювача:

$$\begin{aligned}
\sigma_{\xi_c}^2 &= \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{1}{Tj\omega+1} \right|^2 \frac{\sigma_c^2}{\pi\alpha_c} d\omega = \frac{\sigma_c^2}{\pi\alpha_c} \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{Tj\omega-1}{(Tj\omega+1)(Tj\omega-1)} \right|^2 d\omega = \frac{\sigma_c^2}{\pi\alpha_c} \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{1-jT\omega}{1+(Tj\omega)^2} \right|^2 d\omega = \\
&= \frac{\sigma_c^2}{\pi\alpha_c} \int_{-\infty}^{\infty} \left[\left(\frac{1}{1+(T\omega)^2} \right)^2 + \left(\frac{T\omega}{1+(T\omega)^2} \right)^2 \right] d\omega = \frac{\sigma_c^2}{\pi\alpha_c} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1+(T\omega)^2}{[1+(T\omega)^2]^2} d\omega = \frac{\sigma_c^2}{\pi\alpha_c} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{d\omega}{1+(T\omega)^2} = \\
&= \frac{\sigma_c^2}{\pi\alpha_c T} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{dT\omega}{1+(T\omega)^2} = \frac{\sigma_c^2}{\pi\alpha_c T} \operatorname{arctg}(T\omega) \Big|_{-\infty}^{\infty} = \frac{\sigma_c^2}{\pi\alpha_c T} [\operatorname{arctg}\infty - \operatorname{arctg}(-\infty)] = \\
&= \frac{\sigma_c^2}{\pi\alpha_c T} \left[\frac{\pi}{2} - \left(-\frac{\pi}{2} \right) \right] = \frac{\sigma_c^2}{\pi\alpha_c T} \pi = \frac{\sigma_c^2}{\alpha_c T}.
\end{aligned} \tag{4.17}$$

Дисперсія сигналу інерціальної системи:

$$\begin{aligned}
\sigma_{\xi_u}^2 &= \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{jT\omega}{1+jT\omega} \right|^2 \frac{1}{\pi} \frac{\sigma_u^2 \alpha_u}{\alpha_u^2 + \omega^2} d\omega = \frac{\sigma_u^2 \alpha_u}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{jT\omega(1-jT\omega)}{1+(T\omega)^2} \right|^2 \frac{1}{\alpha_u^2 + \omega^2} d\omega = \\
&= \frac{\sigma_u^2 \alpha_u}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{jT\omega + (T\omega)^2}{1+(T\omega)^2} \right|^2 \frac{1}{\alpha_u^2 + \omega^2} d\omega = \frac{\sigma_u^2 \alpha_u}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{(T\omega)^2 + (T\omega)^4}{[1+(T\omega)^2]^2} \frac{1}{\alpha_u^2 + \omega^2} d\omega = \\
&= \frac{\sigma_u^2 \alpha_u}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{(T\omega)^2 (1+(T\omega)^2)}{(1+(T\omega)^2)^2} \frac{1}{\alpha_u^2 + \omega^2} d\omega = \frac{\sigma_u^2 \alpha_u T^2}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\omega^2}{1+(T\omega)^2} \frac{1}{\alpha_u^2 + \omega^2} d\omega
\end{aligned} \tag{4.18}$$

$$\frac{\omega^2}{(\omega^2 + \alpha_u^2)(T^2\omega^2 + 1)} = \frac{A\omega + B}{\omega^2 + \alpha_u^2} + \frac{C\omega + D}{T^2\omega^2 + 1} = \frac{(A\omega + B)(T^2\omega^2 + 1) + (C\omega + D)(\omega^2 + \alpha_u^2)}{(\omega^2 + \alpha_u^2)(T^2\omega^2 + 1)}$$

$$(A\omega + B)(T^2\omega^2 + 1) + (C\omega + D)(\omega^2 + \alpha_u^2) = \omega^2$$

$$AT^2\omega^3 + BT^2\omega^2 + A\omega + B + C\omega^3 + D\omega^2 + C\alpha_u^2\omega + D\alpha_u^2 = \omega^2$$

$$(AT^2 + C)\omega^3 + (BT^2 + D)\omega^2 + (A + C\alpha_u^2)\omega + (B + D\alpha_u^2) = \omega^2$$

$$\begin{aligned} AT^2 + C &= 0 & C &= -AT^2 & D(1 - T^2\alpha_u^2) &= 1 \\ BT^2 + D &= 1 & -DT^2\alpha_u^2 + D &= 1 \\ A + C\alpha_u^2 &= 0 & A - AT^2\alpha_u^2 &= 0 & A(1 - T^2\alpha_u^2) &= 0 \\ B + D\alpha_u^2 &= 0 & B &= -D\alpha_u^2 \end{aligned}$$

$$C = 0 \quad D = \frac{1}{1 - T^2\alpha_u^2} \quad A = 0 \quad B = \frac{\alpha_u^2}{T^2\alpha_u^2 - 1}$$

Таким чином,

$$\begin{aligned} \sigma_{\xi}^2 &= \frac{\sigma_u^2 \alpha_u T^2}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{\alpha_u^2}{T^2\alpha_u^2 - 1} \frac{1}{\omega^2 + \alpha_u^2} + \frac{1}{1 - T^2\alpha_u^2} \frac{1}{T^2\omega^2 + 1} \right) d\omega = \\ &= \frac{\sigma_u^2 \alpha_u T^2}{\pi} \left(\frac{\alpha_u^2}{T^2\alpha_u^2 - 1} \frac{1}{\alpha_u} \operatorname{arctg} \frac{\omega}{\alpha_u} \Big|_{-\infty}^{\infty} + \frac{1}{1 - T^2\alpha_u^2} \operatorname{arctg}(T\omega) \frac{1}{T} \Big|_{-\infty}^{\infty} \right) = \\ &= \frac{\sigma_u^2 \alpha_u T^2}{\pi} \left(\frac{\pi \alpha_u}{T^2\alpha_u^2 - 1} - \frac{\pi}{T(T^2\alpha_u^2 - 1)} \right) = \frac{\sigma_u^2 \alpha_u T^2 (\alpha_u T - 1)}{T(T^2\alpha_u^2 - 1)} = \frac{\sigma_u^2 \alpha_u T}{T\alpha_u + 1} \end{aligned} \tag{4.19}$$

Тоді дисперсія сигналу $\hat{\xi}$ системи матиме вигляд:

$$\sigma_{\xi}^2 = \frac{\sigma_c^2}{\alpha_c T} + \frac{\sigma_u^2 \alpha_u T}{T \alpha_u + 1} \quad (4.20)$$

Позначимо

$$\alpha_u T = z, \frac{\sigma_u^2 \alpha_c}{\sigma_c^2 \alpha_u} = m^2, \quad \text{де } z = f(T), m^2 = \text{const.} \quad (4.21)$$

Тоді

$$\sigma_{\xi}^2 = \frac{\sigma_c^2}{\alpha_c T} + \frac{\sigma_u^2 \alpha_u T}{T \alpha_u + 1} = \sigma_u^2 \left(\frac{\sigma_c^2 \alpha_u}{\sigma_u^2 \alpha_c} \frac{1}{\alpha_u T} + \frac{\alpha_u T}{\alpha_u T + 1} \right) = \sigma_u^2 \left(\frac{1}{m^2 z} + \frac{z}{1+z} \right) = \psi(z), \quad z > 0$$

Функція $\psi(z)$ має мінімум при $\frac{d\psi(z)}{dz} = 0$, $\frac{d^2\psi(z)}{dz^2} > 0$

$$\begin{aligned} \frac{d\psi(z)}{dz} &= \sigma_u^2 \left[\frac{1}{m^2} (-1) \frac{1}{z^2} + \frac{1+z-z}{(1+z)^2} \right] = \sigma_u^2 \left[\frac{1}{(1+z)^2} - \frac{1}{m^2 z^2} \right] = \sigma_u^2 \frac{m^2 z^2 - (z+1)^2}{m^2 z^2 (z+1)^2} = \\ &= \sigma_u^2 \frac{m^2 z^2 - z^2 - 2z - 1}{m^2 z^2 (z+1)^2} = \sigma_u^2 \frac{z^2 (m^2 - 1) - 2z - 1}{m^2 z^2 (z+1)^2} \end{aligned}$$

$$\frac{d\psi(z)}{dz} = 0, \quad z^2 (m^2 - 1) - 2z - 1 = 0$$

$$D = 4 + 4(m^2 - 1) = 4m^2,$$

$$z_1 = \frac{2 + \sqrt{4m^2}}{2(m^2 - 1)} = \frac{2 + 2m}{2(m-1)(m+1)} = \frac{2(m+1)}{2(m-1)(m+1)} = \frac{1}{m-1}$$

$$z_2 = \frac{2 - \sqrt{4m^2}}{2(m^2 - 1)} = \frac{2 - 2m}{2(m-1)(m+1)} = \frac{2(m-1)}{2(m-1)(m+1)} = -\frac{1}{m-1}$$

Так як $z > 0$, то z_2 не підходить.

$$\begin{aligned}
 \left. \frac{d^2\psi(z)}{dz^2} \right|_{z=z_1} &= \sigma_u^2 \left[\frac{-2}{(1+z)^3} + \frac{2}{m^2 z^3} \right] = 2\sigma_u^2 \left[\frac{1}{\frac{m^2}{(m-1)^3}} - \frac{1}{\left(1 + \frac{1}{m-1}\right)^3} \right] = \\
 &= 2\sigma_u^2 \left[\frac{(m-1)^3}{m^2} - \frac{1}{\left(\frac{m-1+1}{m-1}\right)^3} \right] = 2\sigma_u^2 \left[\frac{(m-1)^3}{m^2} - \frac{(m-1)^3}{m^3} \right] = \frac{2\sigma_u^2(m-1)^3}{m^2} \left(1 - \frac{1}{m}\right) = \\
 &= \frac{2\sigma_u^2(m-1)^3}{m^2} \frac{m-1}{m} = \frac{2\sigma_u^2(m-1)^4}{m^3} > 0
 \end{aligned}$$

$$z_{onm} = \alpha_u T_{onm} = \frac{1}{m-1} \quad (4.22)$$

Кінцевий результат:

$$T_{onm} = \frac{1}{\alpha_u(m-1)}. \quad (4.23)$$

ВИСНОВКИ

Магістерська робота була розроблена відповідно до отриманого завдання.

В процесі виконання дипломної роботи було досліджено конструювання складних систем:

1. Дано огляд принципам побудови систем безпечного взльоту літака.
2. Проведений аналіз існуючих схем побудови систем безпечного взльоту літака
3. Проведений аналіз існуючих засобів вимірювання швидкості польоту.
4. Дано огляд принципам побудови і аналіз похибок інерціальних навігаційних систем.
5. Показано доцільність використання у схемі безпечного взльоту літака датчика повітряного тиску для вимірювання повітряної швидкості польоту.
6. Проведений розрахунок основних елементів датчика повітряного тиску

Установлено, що удосконалена автоматизована система безпечного зліту літака значно підвищує ефективність використання літака будь якого класу.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Курганская В.М., Метеорологические условия обледенения самолетов. М.: Гидрометеоиздат, 1947. – 57 с.
2. Мазин И.П., Физические основы обледенения самолетов, М., 1957. - 120 с.
3. Трунов О.К., Обледенение самолетов в средствах борьбы с ним. М.: 1965 – 247 с.
4. Самолет Ан-148-100 Руководство по технической эксплуатации. РЭЗ0 [Текст]: утв. ДП “Антонов”. – 66 с.
5. Перспективы развития противообледенительных систем. Сб. научных записок Королевского Авиационного общества Соединенного Королевства. М.: Перевод с англ. – К, 1999 г.
6. Janer's Weapons Systems. Ground Attack: integrated Systems - Helicopter. США, 2001, pp. 436– 490.
7. MKD400/600 Observation System. Cetron Handelsgesellschaft m. b. H., Австрия 1995.
8. CHLIO Camera Thermoque pour l'observation, l'aide au pilotage la recherche et le Sauvetage. Проспект фирмы TRT. Франция, 1995.
9. TISMI Thermal Imaging System. Проспект фирмы GEC Avionics Ltd. Великобритания, 1997.
10. H. Zhou. Synthesized night vision goggles. Proceedings of SPIE, Vol. 4021, 2000, pp. 171– 177.
11. Beal C. Second Sight helicopter helmet-mounted displays. International Defense Review, 1994, Vol. 20, No. 12, pp. 61–64.