

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

**Кафедра аерокосмічних систем управління**

ДОПУСТИТИ ДО ЗАХИСТУ  
Завідувач кафедри  
Тачиніна О. М.

“ \_\_\_\_\_ ” \_\_\_\_\_ 20\_\_р.

**ДИПЛОМНА РОБОТА  
(ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА)**

**ВИПУСКНИКА ОСВІТНЬОГО СТУПЕНЯ  
“БАКАЛАВР”**

**Тема: Фільтр сигналів датчиків руху літака**

**Виконавець:**

Сімонян Геворк Врамович

**Керівник:**

к.т.н., доцент Кривоносенко О. П.

**Нормоконтролер:**

к.т.н., доцент Дивнич М. П.

**Київ 2021**

НАЦІОНАЛЬНИЙ АВІАЦІЙНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Факультет \_\_\_\_\_ ФАЕТ \_\_\_\_\_  
Кафедра \_\_\_\_\_ аерокосмічних систем правління \_\_\_\_\_  
Спеціальність 151 «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології»  
(шифр, найменування)

ЗАТВЕРДЖУЮ  
Завідувач кафедри  
Тачиніна О.М.

«\_\_\_\_\_» \_\_\_\_\_ 20\_\_ р.

**ЗАВДАННЯ**

**на виконання дипломної роботи (проекту)**

\_\_\_\_\_ Сімонян Геворк Врамович \_\_\_\_\_  
(прізвище, ім'я, по батькові випускника в родовому відмінку)

1. Тема дипломної роботи (проекту): Фільтр сигналів датчиків руху літака \_\_\_\_\_  
затверджена наказом ректора від «20» квітня 2021 р. № 249/ст. \_\_\_\_\_
2. Термін виконання роботи (проекту): з 1 травня 2021 р. по 15 червня 2021 р.
3. Вихідні дані до роботи (проекту): передаточна функція каналу  
вимірювання  $W$  тангажу, спектральна щільність зовнішніх завад  $S_{\varphi\varphi}$ ,  
діапазон зміни множника  $\lambda$  від 0,1 до  
100. \_\_\_\_\_
5. Перелік обов'язкового графічного (ілюстративного) матеріалу:  
Презентація на ПК змісту роботи й основних висновків, функціональні схеми  
систем, графіки результатів

## **ЗМІСТ**

|   |  |
|---|--|
| <b>ВСТУП</b> .....  |  |
| <b>РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ СУЧАСНИХ ДАТЧИКІВ РУХУ В ІНС</b> .....  |  |
| 1.1. Огляд існуючих методів і засобів вимірювачів параметрів руху .....                                     |  |
| 1.2. Огляд чутливих елементів сучасних інерціальних навігаційних систем.....                                |  |
| 1.3. Огляд літературних джерел за темою дослідження .....   |  |
| 1.3.1.Схеми побудови акселерометрів.....  |  |
| <b>РОЗДІЛ 2. Аналіз якості датчиків параметрів руху літака</b> .....  |  |
| 2.1. Методика вибору показника якості вимірювальної системи.....  |  |
| 2.2. Алгоритм задачі аналізу системи вимірювань руху літака .....   |  |
| 2.2.1. Алгоритм синтезу оптимальної комплексованої системи вимірювання .....                                |  |
| 2.3. Відомий алгоритм синтезу оптимальних стохастичних багатовимірних фільтрів .....                        |  |
| 2.4. Новий варіант алгоритму синтезу оптимального багатовимірного фільтру навігаційних сигналів .....       |  |
| <b>РОЗДІЛ 3. РЕЗУЛЬТАТИ СИНТЕЗУ ФІЛЬТРА СИГНАЛІВ</b> .....  |  |
| 3.1. Обчислення синтезу фільтра в каналі вимірювання .....  |  |
| 3.2. Вибраний алгоритм синтезу бортового обчислювача для оптимальної фільтрації навігаційних сигналів ..... |  |
| 3.3. Визначення ефективності оптимальної фільтрації .....   |  |
| 3.4 Обчислення і дослідження результатів аналізу якості синтезованої системи фільтрації .....               |  |
| <b>ВИСНОВОК</b> .....   |  |
| <b>СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ</b> .....   |  |

## ВСТУП

У теперішній час різко (на порядки) зросли точнісні вимоги до процесів обробки вимірюємої інформації в задачах навігації і управління рухом різних транспортних засобів в автоматичних, напівавтоматичних і ручних режимах їхнього функціонування. Приблизно така ж картина і навіть деякий бум спостерігаються в питаннях створення і застосування маси різних лікувально-діагностичних приладів і систем, розроблюємих і пропонуємих різними фірмами, що жорстко конкурують на світовому ринку медапаратури. Аналогічна ситуація виникає й у боротьбі за конкурентноздатну якість цілого ряду сучасних автоматизованих технологічних процесів, призначених для виробництва продукції, що користується високим попитом.

Ще одним важливим фактором, що істотно впливає на характер передбачуваної обробки первинної інформації у вигляді фільтрації вимірних сигналів в складних технічних системах і потребуючим підвищеної уваги фахівців з високоточної обробки інформації, виявився переведення традиційної технологічної бази вимірників на новітні мікрогабаритні електронні засоби вимірів, що по своїх фізичних принципах роботи не мають властивість вибіркості видів вимірів (іншими словами, вони не розраховані на конкретні види вимірюваних параметрів). Так, наприклад, традиційні електромеханічні гіроскопи вже по своєму фізичному принципі дії були призначені для вимірів кутових переміщень підстави, на якому ці прилади встановлені.

НАУ 21.02.14.0000.

|           |               |  |  |       |      |       |         |
|-----------|---------------|--|--|-------|------|-------|---------|
| Виконав   | Сімолян Г.    |  |  | Вступ | Лит. | Аркуш | Аркушів |
| Керівник. | Кривоносенк   |  |  |       |      |       |         |
| Консульт. |               |  |  |       |      |       |         |
| Н. Контр. | Дивнич М.     |  |  |       |      |       |         |
| Зав. Каф. | Тачиніна О.М. |  |  |       |      |       |         |

При їхньому використанні кутове переміщення підстави було тим програмним (корисним) сигналом, що і впливало вимірювати, а частка вихідного сигналу вимірника, що інформує про кутовий рух підстави, складала велику частину вихідного сигналу і при цьому порівняно легко виділялася. У сучасній мікрогабаритній технологічній базі бортових вимірів роль гіроприладу виконує “чіп”, у вихідному сигналі якого інформація про кутове положення підстави, особливо при його стохастичному переміщенні, дуже погано помітна як по частотному діапазоні, так і по інтенсивності в порівнянні з іншими складовими зазначеного вихідного сигналу.

Переведення на нову технологічну базу відповідальних вимірів припускає негайну розробку новітніх процедур оптимальної обробки обмірюваної обговорюваним способом інформації. Однак у цьому питанні далеко не все благополучно. Дотепер уже багато десятиліть в якості теоретичної бази для оптимальної обробки інформації використовуються вінеровська [1,4] і її різновид — калмановська [3] оптимальні фільтрації. Основна особливість використання зазначених теорій базується на припущенні про чітке розрізнення (по частотному діапазоні, по інтенсивності) корисного сигналу на фоні перешкод вимірів. При новій технологічній базі вимірів про таку чіткість говорити вже не можна. При цьому необхідно враховувати, що точнісні вимоги до процесів обробки інформації в розглянутих системах зросли на порядки в порівнянні з вимогами, що існували десятиліття назад.

Таким чином, у зв'язку з прогресом у техніці та сучасними точністними вимогами до неї природним шляхом виникла нова велика науково-технічна проблема: радикально переглянути класичні методи, що раніше успішно служили основою технічної кібернетики і складаючи існуючу і в даний час теорію оптимальних фільтрів, і дати розроблювачам сучасної високоточної техніки обновлену, але не менш просту і зручну в практичному використанні теоретичну базу сучасної ефективної обробки інформації в складних системах.

В розділах даної роботи, а також подальших напрацюваннях про результати досліджень по темі, будуть запропоновані більшою частиною нові пошукові методи та алгоритми оптимальної фільтрації багатовимірних систем, які у деяких випадках забезпечать більшу якість та ефективність процесів фільтрації у порівнянні з існуючими.

Інерціальні системи, які здійснюють цю процедуру автономно й автоматично, прийнято називати самоорієнтовними [2]. Визначення кутів тангажа й крену в БІНС здійснюється за допомогою акселерометрів (Акс), які входять в одну із тріад ЧЕ БІНС. Детальну методику визначення цих кутів по сигналах Акс можна знайти в роботі [3]. Що стосується виставки в азимутальній площині, то ця процедура значно складніша й вимагає окремих підходів, особливо коли вона стосується БІНС. Вона значно ускладнюється при аналізі її під впливом дії на БІНС випадкової хитавиці та інших збурень, які ведуть до зміни положення осей чутливості вимірювачів (ЛГ і Акс) відносно площини горизонту. Ці питання недостатньо розкриті в літературі з навігації. Слід відзначити навчальний посібник [4], який цілком присвячений завданням кутової орієнтації БІНС, але питання початкової виставки в ньому теж не розглядаються. Перехід на самоорієнтування БІНС дає можливість виключити зі складу комплексу, до якого входить БІНС, систему прицілювання, а це спрощує й здешевлює його виробництво та створює умови для підвищення його потенційної точності, веде до скорочення часу його готовності, що є дуже важливим з огляду на тактичні вимоги до навігаційного комплексу. Завдяки цьому питання удосконалення методів самоорієнтування БІНС стає актуальним.

На підставі викладеного можна зробити висновок, що для інерціального визначення координат місця розташування об'єкта необхідно:

- 1) знати інформацію про початкових значеннях координат ( $x_0$ ,  $y_0$ ) і швидкостей ( $U_{0X}$ ,  $U_{0y}$ );
- 2) у безперервний спосіб вимірювати проекції прискорення об'єкта за допомогою акселерометрів;

3) визначати за допомогою гіроскопів орієнтацію осей чутливості акселерометрів щодо навігаційної системи координат;

4) двічі інтегрувати прискорення об'єкта за часом.

Насправді рішення навігаційної завдання інерціальним способом уздовж поверхні Землі ускладнюється тим, що акселерометри вимірюють

різницю між прискоренням об'єкта та гравітаційним прискоренням. Ще Ейнштейн звернув увагу на те, що спостерігач, що знаходиться всередині об'єкта, не зможе визначити відмінність між прискоренням об'єкта та прискоренням

гравітаційного поля шляхом вимірювань, що проводяться тільки всередині об'єкта.

Таким чином, реакція акселерометра на силу тяжіння Землі еквівалентна силі інерції, тобто фіктивної силі, викликаній вертикальним переміщенням об'єкта з прискоренням  $a$ .

При рішенні задач високоточної фільтрації сигналів або стабілізації доцільно використовувати методи оптимального синтезу й аналізу сучасної теорії керування, що дозволяють забезпечувати найкращу точність стабілізації БПНК в умовах дії експлуатаційних стохастичних динамічних факторів. Отже, очевидний тісний взаємозв'язок проблем керування ПС і стабілізації й оптимізації характеристик його бортових вимірювальних функціональних комплексів.

У даній дипломній роботі поставлена і вирішена задача синтезу оптимальної структури багатомірної системи фільтрації вимірюваних за допомогою акселерометрів сигналів прискорень літака.

## РОЗДІЛ 1

### АНАЛІЗ СУЧАСНИХ ДАТЧИКІВ РУХУ в ІНС

#### 1.1. Огляд існуючих методів і засобів вимірювачів параметрів руху.

На літальних апаратах (ЛА), що виконують складні маневри в просторі з великими кутовими і лінійними прискореннями, як курсові датчики і авіагоризонти використовують гіроскопічні прилади (ГП), які коректуються фізичним маятником або магнітним компасом. Такі прилади називають гіростабілізаторами (ГС), а також акселерометри.

Для запобігання великих відходів прецизійних інерціальних і гіроскопічних систем, що утримують громіздкі об'єкти в заданому просторовому положенні в складних динамічних умовах експлуатації, використовують більш складні ГС, що мають власну швидкість прецесії платформи. У ГС головний момент зовнішніх сил врівноважується не тільки гіроскопічним моментом, але і моментом, що розвивається розвантажувальним двигуном керованим на основі інформації, що знімається з вимірників поточного кутового положення осей ГС. Ідеї БИНС фактично були реалізовані ще на початку 30-х років, при дослідженнях входження літака в штопор, зокрема літака Р-5 [16].

Група інженерів на чолі з В.С.Ведровим розробила інерційну навігаційну систему, в якій акселерометри і гіроскопічні вимірювачі кутової швидкості встановлювалися безпосередньо на корпусі літака. При такій апаратурній реалізації відпадала необхідність у складній і дорогій ГСП. У БИНС використовувані чутливі елементи акселерометри і вимірювачі

НАУ 21 18 000 ПЗ

|                 |                   |  |  |      |       |         |
|-----------------|-------------------|--|--|------|-------|---------|
| Виконав         | Сімонян Г.В.      |  |  | Лит. | Аркуш | Аркушів |
| Керівник        | Кривоносенко О.П. |  |  |      | 14    | 80      |
| АНАЛІЗ СУЧАСНИХ |                   |  |  |      |       |         |



параметрів орієнтації (гіроскопи) - можуть бути побудовані на різних фізичних принципах.

При цьому кількість вимірювачів має бути таким, щоб забезпечити отримання інформації про вектор уявного прискорення точки об'єкта, в якому встановлені вимірювачі, і про вектор абсолютної кутової швидкості, що характеризує обертання об'єкта.

Одне з обставин, що стримують широке впровадження БИНС, - це надзвичайно високі вимоги до точності вимірювання інерціальних чутливих елементів.

Гіроскопи і акселерометри, будучи жорстко встановлені на борту об'єкта, повинні володіти заданою точністю в широкому діапазоні кутових швидкостей і прискорень, а також функціонувати в умовах вібрацій, ударів і т.п. Наступним фактором, що стримує розвиток БИНС, була відсутність швидкодіючих бортових обчислювальних машин. Саме завдяки цифровим обчислювальним машинам в подальшому виявилось можливим на борту рухомого об'єкту в реальному масштабі часу реалізовувати алгоритми БИНС.

Практична реалізація першої БИНС була здійснена в системі управління рухом і орієнтації транспортного космічного корабля. Поява першої БИНС в системі управління рухом космічного апарату є не випадковим. Це пояснюється тим, що космічний апарат після його виведення на орбіту знаходиться в умовах вільного польоту при малих збуреннях.

Для підвищення точності інерцальної навігації можливо і доцільне створення двох типів інерціальних систем навігації нового класу, в одній з яких базова система координат моделюється на борті ЛА фізично за допомогою гіростабілізованої платформи, а стан поточної вертикалі (маятник Шулера) моделюється математично в бортовому обчислювачі (БВ) системи.

Найпростіше пояснення інерціальної навігації випливає з розгляду задачі про рух тіла під дією зовнішніх сил на плоскій поверхні. Другий закон Ньютона встановлює зв'язок між прискоренням  $a$ , масою тіла  $m$  і прикладеною силою  $F$ :

$$ma = F \quad (1.1)$$

Згідно з другим законом Ньютона інформацію про координату тіла принципово можна отримати, вимірявши зовнішні сили, прикладені до тіла. Виробляючи інтегрування рівняння (1.1) при відомих початкових умовах можна знайти координати тіла (навігаційну інформацію). Однак виміряти прикладені до об'єкта зовнішні сили вельми складно. Наприклад, якщо рухомим об'єктом є судно, то до нього додаються такі сили: сила, що розвивається двигуном, сила опору руху, різні ті, хто підбурює сили, які не піддаються точному опису. Тому доцільно вимірювати прикладені до об'єкту сили, а прискорення.

БІНС можна створювати по трьох варіантах схем, що відрізняються один від одного комплектацією датчиків первинної інформації: чисто акселерометричний варіант із шістьма попарно розташованими лінійними акселерометрами, варіант із трьома датчиками кутової швидкості і трьома лінійними акселерометрами, варіант із вільними гіроскопами і трьома лінійними акселерометрами, що встановлюються на ЛА без гіростабілізованої платформи.

БІНС у порівнянні з платформними ІНС мають великі перспективи в підвищенні точності за рахунок заміни фізичного моделювання базової системи координат і стану поточної вертикалі математичним моделюванням у бортовій цифровій обчислювальній машині.

БІНС має високу інформативність що дає можливість забезпечити високоякісне пілотування і навігацію ЛА, не обмежує просторові рухи об'єкта, здатна забезпечити безаварійне керування об'єктом у випадку відмовлення бортового обчислювача за рахунок використання для

керування сигналів безпосередньо від датчиків первинної інформації системи.

Крім того, БІНС може забезпечити навігацію будь-якого об'єкта, що рухається, по найбільш коротких просторових траєкторіях, проекціями яких на поверхні Землі є геодезичні лінії.

У сучасній навігаційній техніці широкого розповсюдження набули безплатформні інерціальні навігаційні системи (БІНС), інерціальні блоки чутливих елементів (ЧЕ) яких побудовані на ортогональних тріадах гіроскопів і акселерометрів. У високоточних БІНС як вимірювачі кутових швидкостей широкого застосування набули, переважно, лазерні гіроскопи (ЛГ). Принципи побудови БІНС достатньо глибоко викладені в підручнику [1]. У процесі функціонування БІНС важливе місце займає процедура початкової виставки, яка полягає у введенні в обчислювач системи початкових навігаційних координат (широти, довготи та висоти) і параметрів кутової орієнтації – кутів тангажа, крену та азимута (курсу).

Визначення кутів тангажа й крену в БІНС здійснюється за допомогою акселерометрів (Акс), які входять в одну із тріад ЧЕ БІНС. Детальну методику визначення цих кутів по сигналах Акс можна знайти в роботі [3]. Що стосується виставки в азимутальній площині, то ця процедура значно складніша й вимагає окремих підходів, особливо коли вона стосується БІНС. Вона значно ускладнюється при аналізі її під впливом дії на БІНС випадкової хитавиці та інших збурень, які ведуть до зміни положення осей чутливості вимірювачів (ГСП і Акс) відносно площини горизонту. Ці питання недостатньо розкриті в літературі з навігації. Слід відзначити навчальний посібник [4], який цілком присвячений завданням кутової орієнтації БІНС, але питання початкової виставки в ньому теж не розглядаються. Перехід на самоорієнтування БІНС дає можливість виключити зі складу комплексу, до якого входить БІНС, систему прицілювання, а це спрощує й здешевлює його виробництво та створює умови для підвищення його потенційної точності, веде до скорочення часу його готовності, що є дуже важливим з огляду на

тактичні вимоги до навігаційного комплексу. Завдяки цьому питання удосконалення методів самоорієнтування БНС та підвищення точності чутливих елементів стає актуальним.

На підставі викладеного можна зробити висновок, що для інерціального визначення координат місця розташування об'єкта необхідно:

- 1) знати інформацію про початкових значеннях координат  $x$   $y$  і швидкостей  $0x$   $0y$ ;
- 2) у безперервний спосіб вимірювати проекції прискорення об'єкта за допомогою акселерометрів;
- 3) визначати за допомогою гіроскопів орієнтацію вимірювальних осей акселерометрів щодо навігаційної системи координат;
- 4) двічі інтегрувати прискорення об'єкта за часом.

## **1.2.Огляд чутливих елементів сучасних інерціальних навігаційних систем.**

В міру розвитку авіаційної техніки зростають точні вимоги до навігації і керування польотами літальних апаратів (ЛА) та виміру в автономному польоті координат положення центра мас ПС і його орієнтації щодо заданих систем відліку. Збільшення масштабів застосування ІНС обумовлено поруч позитивних властивостей, таких як необмежена область застосування, висока перешкодозахищеність і можливість автономного визначення інформації про рух ПС.

### **1.2.1. Акселерометри.**

Чуттєвим елементом як лінійного, так і маятникового акселерометрів є тіло 1 масою  $m$ , а інерційна сила врівноважується силою механічної пружини 2 і 3 (рис. 1.1) або “електричної” пружини, зв'язаних між собою через підсилювач - перетворювач ПП (рис.1.2)

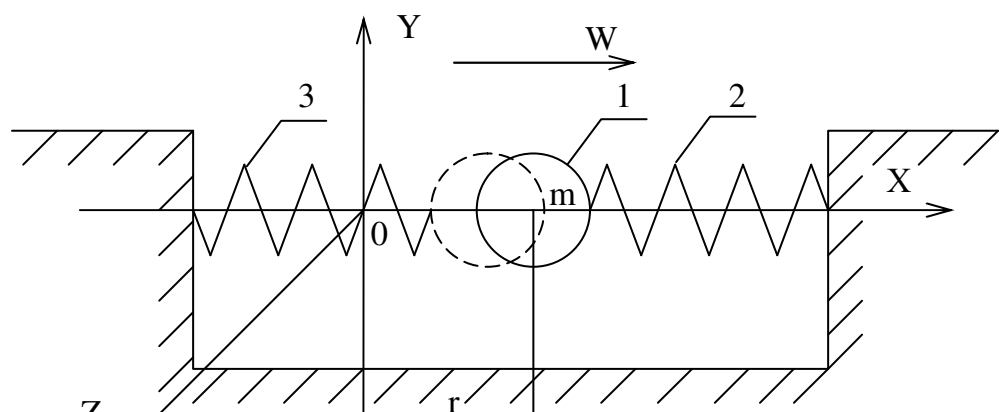


Рис. 1.1 Спрощена схема осевого акселерометра

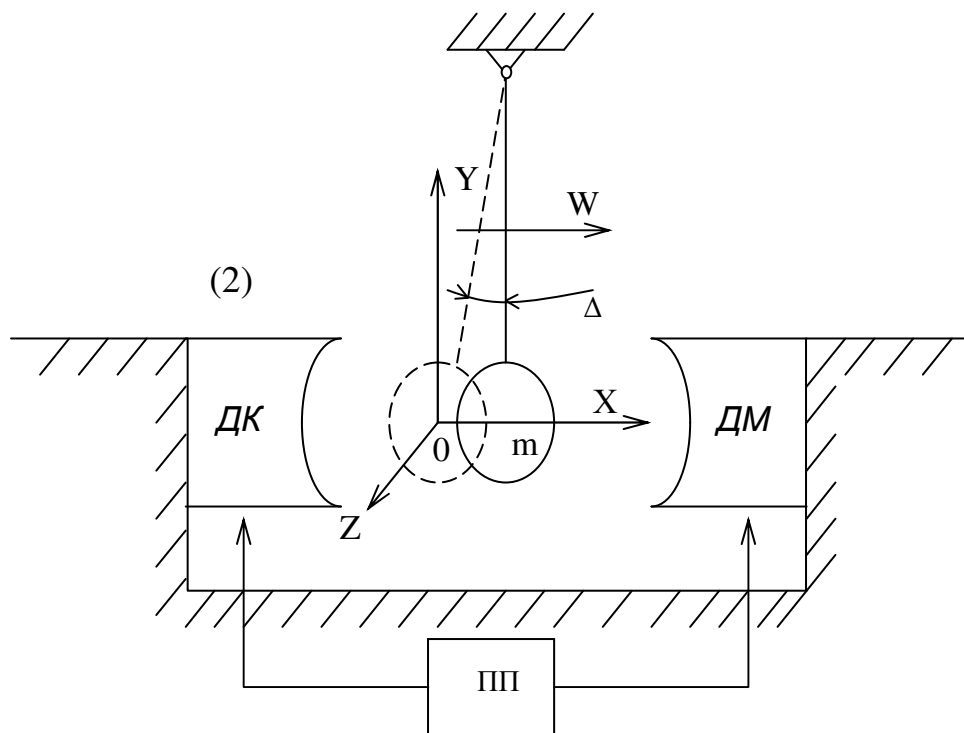


Рис. 1.2 Спрощена схема маятникового акселерометра

Переміщення чутливого елемента щодо корпусу акселерометра є мірою прискорення об'єкта. Однак вимір прискорення за допомогою акселерометрів ускладнюється тим, що останні вимірюють не тільки прискорення об'єкта, а й прискорення, створюване гравітаційної ним полем Землі. Ще А. Ейнштейн звернув увагу на те, що спостерігач перебуває всередині об'єкта, не зможе визначити відмінність між дву прискоренням об'єкта та прискоренням гравітаційного поля шляхом вимірювань ний, що проводяться тільки всередині об'єкта.

Звідси випливає, що при проектуванні акселерометрів компенсаційного перетворення головне завдання полягає в забезпеченні метрологічних

характеристик ланцюга зворотного перетворення, а тип датчика переміщень інерційної маси не має принципового значення.

Ланцюг зворотного перетворення (врівноваження, зворотного зв'язку) може виконуватися аналогової або цифрової схеми, що реалізує широтно-, частотно або релейно-імпульсну модуляцію сигналу.

Акселерометри з цифровим зворотним зв'язком мають високу точність і застосовуються в основному в складі інерційних навігаційних систем платформного типу для вимірювання повільно змінюваних прискорень.

У бесплатформених інерційних навігаційних системах, а також в інших системах для вимірювання швидко змінюються прискорень, застосовуються акселерометри з аналоговим контуром зворотного зв'язку. Якщо потрібно частотний вихідний сигнал, в ланцюг зворотного зв'язку включається перетворювач «напруга - частота» (ПНЧ).

Акселерометри з аналоговим контуром зворотного зв'язку можуть мати структуру з пропорційним і інтегральним регулюванням.

Приклади подібної, ненормованої, термінології можна продовжувати, але потрібно мати на увазі, що визначають термінами є: «осьової», «маятниковий», «лінійний», «кутовий», перетворення пряме або компенсаційне.

Сучасні ММА значно поступаються по точності традиційним електромеханічним акселерометрам, але вони є кращими за масогабаритними характеристиками, показниками собівартості й енергоспоживання. Розроблені зразки ММА характеризуються надмалою масою (частки грамів) і габаритами (одиниці міліметрів), низькою собівартістю (десятки доларів на одну вісь вимірювання) і енергоспоживанням, високою стійкістю до механічних (ударні впливи до 105 g) і теплових впливів (від - 40°C до +85°C) і достатньою точністю.

Провідне положення в розробці ММА займає Draper Laboratory (США), що досліджує можливість створення мікромеханічних датчиків з початку 80-х років минулого століття. Різні технічні рішення в області розробок

мікромеханічних інерційних датчиків отримані й запатентовані рядом закордонних фірм (*Rockwell International, Systron Donner, Analog Devices, Sagem, Murata* й ін.).

Істотне зниження масогабаритних, вартісних й енергетичних характеристик відкриває нові шляхи використання ММА в цивільній і військовій областях, де раніше їхнє застосування було неможливо через масогабаритні обмеження або стримувалося через економічні міркування. Найбільш привабливим для розробників є потенційний ринок комерційного цивільного використання датчиків, що на порядки перевищує обсяги можливого ринку військової техніки. Серед можливих областей застосування ММА в якості датчиків параметрів руху можна назвати наступні:

### 1.3. Огляд літературних джерел за темою дослідження

Сучасний науково-технічний прогрес в багатьох випадках тісно пов'язаний із застосуванням нових датчиків та приладів. Як вже було зазначено раніше, міромеханічні акселерометри знаходять своє застосування в різноманітних галузях промисловості, особливо в тих, котрі потребують мінімувати габаритні розміри та мінімальні затрати. Наприклад, в авіації, автомобілебудуванні вони використовуються в першу чергу для забезпечення безпеки пасажирів. Іноземне слово «акселератор» відомо давно. Зазвичай - це педаль газу, при натисканні якої оператор заставляє об'єкт рухатись швидше, тобто з прискоренням. А виміряти прискорення дозволяє такий прилад, як акселерометр. В машинобудуванні цей прилад з'явився зовсім недавно, а в ракетах, підводних човнах, літаках, акселерометри є чутливими елементами систем автоматичного керування рухом [1].

Розглянемо наведені в літературних джерелах основні характерні особливості акселерометрів. В основі конструкції акселерометра – маса (інертна маса), який змінює своє положення в корпусі на пружині (або іншому пружному елементі), реагуючи на силу інерції, при виникненні прискорення або різкому зменшенні швидкості руху об'єкта. Чим більше

прискорення, тим більше відхилення грузика. Коли сила інерції врівноважується силою пружини, величина його зміщення від нейтрального положення свідчить про прискорення, реєструється будь-яким датчиком переміщення і перетворюється в електричний сигнал на виході приладу. Цей сигнал потім передається в бортовий комп'ютер [1]. Конструкція приладу така, що акселерометр реагує на ту складову, яка співпадає з напрямком переміщення грузика, так званою віссю чутливості. Найпростіші акселерометри мають одну таку вісь, але є із двома та трьома. Особливостями акселерометра є також те, що він реагує на силу земного тяжіння. В одному випадку це заважає, а в іншому навпаки допомагає. Наприклад, якщо літак знаходиться на зниженні то акселерометр вимірює проекцію прискорення сили тяжіння  $g$  на свою вісь чутливості  $-(g \sin \alpha)$ , що дозволяє виміряти нахил літака.

В роботі [2] наведено опис конструкції та принцип функціонування акселерометра на рухомому об'єкті. Нехай на літаку, який рухається, встановлений двоосний акселерометр вимірювальні осі якого встановлені в горизонтальній площині:  $X$ - по осі літака,  $Y$ - перпендикулярно їй, тобто:  $X$  – вісь лінійного прискорення, а  $Y$ - вісь кутового прискорення, яке з'явилося внаслідок кручення (повороту). Якщо проінтегрувати вимірюване прискорення, а також якщо відомо початкове місце знаходження об'єкта і вектор початкової лінійної швидкості, то можна знайти місце знаходження об'єкта на даний момент. При русі по горизонталі площині датчик не буде реагувати на прискорення тяжіння, але при підьомі та на спуску, тобто при продольному та боковому кренах, виміряне прискорення руху буде додаватися до складових прискорення тяжіння  $g \sin \alpha$  та  $g \sin \beta$ , де  $\alpha, \beta$  - відповідні кути нахилу по осям ( $X, Y$ ). При цьому датчик буде розрізняти додатні та від'ємні кути нахилу, з цього випливає, що датчик буде вимірювати тільки крен при відсутності прискореного руху або взагалі при відсутності руху.

### 1.3.3 Схеми побудови акселерометрів



Розглянемо зображену на рис.1.3 схему чутливого елемента двоосного акселерометра *ADXL202 ADXL210* фірми *Analog Devices*.

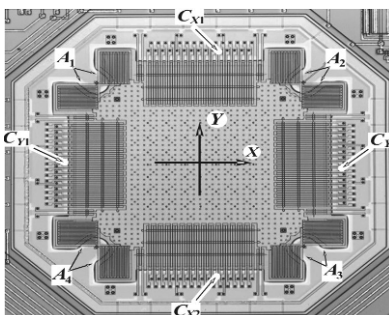


Рис.1.3 Схема чутливого елемента двоосного акселерометра ADXL202  
Його основа складається з прямокутної пластини, яка має масу  $m$  і яка встановлена на полісіліконових ресорних підвісах  $A_1 - A_4$  розташованих по кутам пластини. Підвіс показаний в збільшеному вигляді на рис.2.

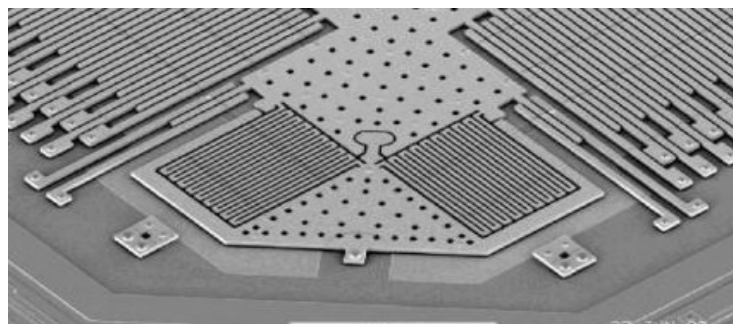


Рис.1.4. Ресорний підвіс акселерометра ADXL202

Пластина може рухатись у своїй площині під дією сил інерції та тяжіння (по осям  $X$ ,  $Y$ ). Величина зміщення визначається прикладеною силою, врівноваженою силою пружності, яка виникає завдяки деформації підвісок та пропорційна цьому зміщенню.

По бокам пластини розміщені диференціальні конденсатори  $C_{x1}$ ,  $C_{x2}$ ,  $C_{y1}$ ,  $C_{y2}$ , рухомі частини (пальці) котрих механічно є одним цілим з пластиною. Кожен рухомий палець охоплений двома нерухомими, разом вони утворюють диференційний конденсатор, який складається з двох секцій. При зміщенні рухомої частини ємність одного конденсатора збільшується, а

іншого - зменшується. Розбаланс ємностей зумовлений рухом пластини та використовується в електричній частині датчика для використання у якості вхідного сигналу. Цей сигнал пропорційний вимірюваному прискоренню. Конденсаторів є декілька з кожного боку, вони включені паралельно, в результаті чого чутливий елемент має два сумарних конденсатора -  $C_x$  та  $C_y$ . Розміри елементів конденсатора такі: довжина активної частини пальців складає 125 мкм, висота 2 мкм, зазор між рухомими та не рухомими пальцями близько 1,3 мкм. Електрична частина датчика **ADXL202 ADXL210** складається з наступних пристроїв:

- двохтактний високочастотний генератор, вихідна напруга якого подається в протифазі на нерухомі пальці диференційних конденсаторів ( $C_x, C_y$ );

- демодулятори ( в кожному каналі X, Y), входи яких підключені до рухомих пальців  $C_x, C_y$ ; в демодуляторах вихідний сигнал конденсаторів, величина та фаза якого визначаються з вимірювальним прискоренням, демодулюється в порівнянні з напругою високочастотного генератора;

- RC- фільтри на виході демодуляторів, резистори яких знаходяться в складі мікросхеми, а конденсатори, що забезпечують разом з резисторами фільтрацію вхідного сигналу демодулятора, можуть бути підключені зовні. Тобто, виводи підключення конденсаторів є виводами вхідного аналогового сигналу;

- двохканальний перетворювач вихідної аналогової напруги в сигнал з широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ). Вимірювальне прискорення пропорційне  $\Delta T/T_2$ , де  $\Delta T = T_1 - T_2/2$ ,  $T_1$ - тривалість імпульсу,  $T_2$  - період ШІМ- сигналу. Період може бути встановлений в межах від 0,5 до 10 мс.

В інших датчиках – мікросхеми **ADXL150/190/250** [2] на виході замість ШІМ- перетворювача використовують буферні підсилювачі, які дозволяють також робити підрегулювання нуля та максимального показання шкали вихідної напруги. Ця мікросхема має температурний датчик, який може бути використаний для температурної компенсації вихідної напруги датчика

прискорення. Всі датчики мають канал самотестування. Використання спеціалізованих процесорів забезпечує отримання вихідних даних в цифровій формі [2].

Акселерометри застосовуються в різноманітних системах рухомих об'єктів, наприклад системах як керування, так і в системах безпеки руху автомобіля, адже безпека життя людини та комфортність руху на сьогоднішній день є головними задачами в автомобілебудуванні.

Акселерометр знаходиться в статичному (нерухомому) стані, прискорення руху відсутнє, але його показання виникає завдяки силі тяжіння і залежить від місця розташування відносно Землі. Слід відмітити те, що проводиться не тільки вимірювання, а і калібровка акселерометра. Прискорення земного тяжіння залежить від географічної широти, із урахуванням впливу обертання Землі, знаходиться в межах від  $9,78 \text{ м/с}^2$  (на екваторі) до  $9,834 \text{ м/с}^2$  (на полюсах) при середньому значенні  $9,81 \text{ м/с}^2$ , крім того прискорення залежить від висоти над рівнем світового океану.

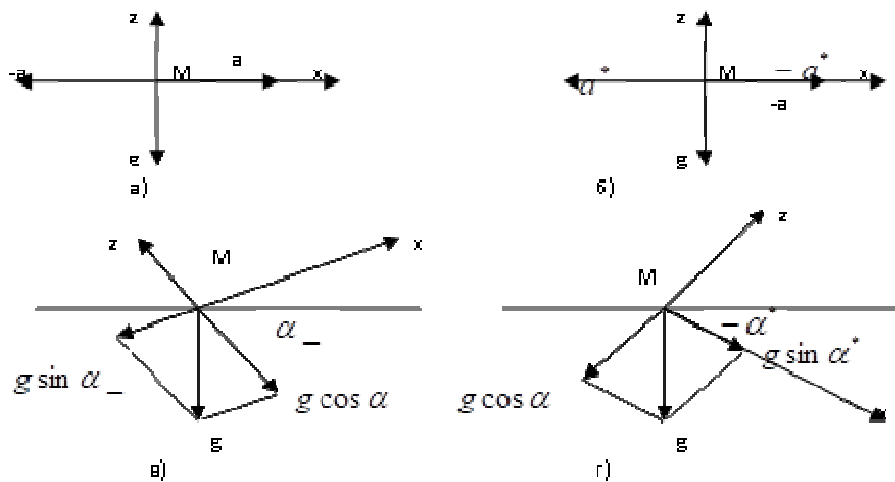


Рис. 1.6. Вимірювання лінійного прискорення.

Вісь акселерометра, завдяки якій проводиться вимірювання, співпадає з продольною віссю автомобіля X. Цим же акселерометром проводиться вимірювання лінійного прискорення. На рис. 6,а та рис. 6,б показані вектори додатного та від'ємного прискорення руху, та відповідні їм вектори

прискорення сил інерції, а також вектори прискорення земного тяжіння, який розташований на осі Z. На рис. 6,в та рис. 6,г показано спосіб вимірювання продольного крену. Якщо об'єкт не рухається – показання акселерометра зумовлені тільки проекцією вектора прискорення земного тяжіння на вісь X:  $g \sin \alpha^*$ ,  $g \sin \alpha_-$ , де  $\alpha_-$  та  $\alpha^*$  - додатній та від'ємний кут нахилу літака. Аналогічним чином по поперечній осі Y може виконуватись вимірювання кутового прискорення та поперечного крену літака [2].

Сучасні акселерометри мають поріг чутливості порядку  $10^{-4}$ - $10^{-5}g$  при діапазоні виміру  $\pm 20g$ , маючи власну частоту  $f_0$  близько 100-180 Гц. Деякі характеристики сучасних акселерометрів приведені.

Крім однокомпонентних, можливі двох і трьох компонентні акселерометри. З їхньою допомогою можна виміряти дві або три складові вектори прискорення.

- зміни передатних коефіцієнтів “електричної пружини” і довжини плеча маятника;

- перекручування сигналів при проходженні через ланки ланцюга зворотного зв'язку

## **2. Аналіз якості датчиків параметрів руху літака**

### **2.1. Методика вибору показника якості вимірювальної системи**

Якість функціонування систем. Під якістю функціонування динамічної системи розуміють [ 9 ] деяку міру корисних властивостей системи, досліджуваної у конкретних умовах її експлуатації конкретні динамічні умови роботи, конкретні цілі кожного режиму роботи системи, конкретні вимоги до якості системи, конкретний інтервал часу роботи і таке інше).

Таким чином, якість – це деяка філософська категорія. Якість складної динамічної системи, як правило, має численні грані, сторони. Сторонами якості, наприклад, авіаційного технічного засобу можуть бути такі: точність, надійність, живучість, вартість, контролепридатність, зручність в експлуатації і інші грані. В залежності конкретики цілей функціонування та призначення системи різні сторони якості мають різну вагу. Наприклад, для систем вимірювання, навігації і управління більшості рухомих об'єктів така сторона якості як точність може виступати як еквівалент якості. Ця обставина значно спрощує численні практичні задачі управління польотом. Урахування по можливості усіх важливих сторін якості одночасно практично неможливо. Це сильно захаращує критерії (показники) якості системи і робить задачі синтезу і аналізу якісних систем практично не вирішуваними.

Основні показники якості. Уявити рівень досягнутої якості системи можливо за допомогою критеріїв якості, на практиці числових показників якості. Таких показників існує [4, 9] велика кількість, як і сторін якості.

Нерідко дослідники використовують так звані багатокритеріальні показники якості. У таких випадках для складних динамічних систем навіть задачі аналізу їх якості, навіть не синтезу є вкрай громіздкими, практично можуть бути вирішені лише приблизно. Як правило, такі критерії мають декілька екстремумів, кілька локальних та глобальний. Пошук глобального екстремуму проблематичний.

На практиці успішно зарекомендували себе різні квадратичні показники якості такі, як середньоквадратична помилка для систем при випадкових впливах та інтегрально-квадратична помилка для систем при детермінованих впливах. Як правило, вирази для зазначених показників надаються у частотному вигляді. Такі вирази отримуються за допомогою теореми Парсеваля [4] для інтегрально-квадратичних величин помилок та як зворотне перетворення Фур'є від спектральних щільностей помилки систем при детермінованих впливах.

Задачі аналізу вимірювальних систем. Поняття якості складної системи – одне з визначальних у інженерній практиці. На питання підвищення і навіть максимізації якості таких систем спрямована наукова та інженерна думка фахівців, що створюють та експлуатують складні системи.

Як вже оговорено, під якістю розуміють [9] властивості складаної системи, що характеризують успішність рішення нею задач функціонування системи у визначених експлуатаційних умовах і у визначений інтервал часу. Хоча існують багатокритеріальні задачі, які рідко вирішуються у повному обсязі і на належному рівні, як правило, у практиці визначають головну сторону якості досліджуємої системи. Ця сторона якості виступає її еквівалентом, критерій якості такої системи один. Однокритеріальні задачі вирішуються простіше, а результати забезпечення якості ефективніше.

Визначив поняття якості складної системи, можливо сформулювати задачу про кількісну зміну деяких властивостей системи. При цьому необхідно враховувати, що інтересуючі властивості суттєво залежать від умов роботи системи, тобто поняття якості системи є відносними.

Для кількісної оцінки якості системи вводять критерії – показники якості. Показники якості дозволяють порівнювати між собою системи одного призначення, оцінювати впливи на систему тих чи інших умов її роботи, часткових змін у системі, обирати оптимальні системи і таке інше. У практиці нерідко за головну сторону якості (її еквівалент) обирають деяку близькість реального функціонування системи до раніш визначеному нормативному. Наприклад, основною стороною якості систем навігації і управління польотом літальних апаратів є деяка міра близькості реальних траєкторій польоту до нормативних, програмуємих, тобто точність траєкторних польотів.

Коли близькість (точність) виконання нормативного функціонування системи вимірювань є еквівалентом її якості, то його оцінку починають з визначення поняття помилки системи в функціонуванні („точносної” помилки). Помилка системи в функціонуванні  $\varepsilon(t)$  - віднімання між векторами реальних вихідних  $x(t)$  і бажаних вихідних  $i(t)$  сигналів системи

$$\varepsilon(t) = x(t) - i(t),$$

де вектор бажання сигналів  $i(t)$  є результатом бажаного перетворення функцією  $\Phi(t)$  (тут  $\Phi(t)$  - деяка бажана матриця передаточних функцій системи, безпосередньо відповідаюча цілям функціонування системи, її призначенню).

Очевидно, що реальна система відрізняється від бажаної, „ідеальної”. Відмінність викликається, по-перше, наявністю завад у сигналах „вхід-вихід” і необхідністю засобів подолання їх впливі відповідним вибором динамічних властивостей системи. По-друге, бажані динамічні властивості системи не завжди точно реалізуються апаратурно.

У загальному випадку аналіз якості динамічної вимірювальної системи виконують в такій послідовності:

- складають рівняння (1.4) для вихідного сигналу системи;
- знаходять помилку системи (1.8);

- знаходять ермітово-спряжений вираз помилки системи (1.10)
- визначають спектральну щільність помилки системи у вигляді (1.16) з урахуванням передавальних функцій  $K$ ,  $G$  та  $\Phi$ ;
- обчислюють значення інтегрального показника (1.2);
- досліджують зміни параметрів системи і значення показника (1.2)

від варіації відношення шум/сигнал  $\gamma = \frac{\sigma_\varphi}{\sigma_r}$  (тут  $\sigma_\varphi$  і  $\sigma_r$  – середні квадратичні значення сигналів ( $\varphi$  та  $r$ )).

## 2.2 Алгоритм задачі аналізу системи вимірювань руху літака

Для постановки задачі аналізу та синтезу оптимальної багатовимірної системи вимірювання припустимо, що на вхід фільтра поступає адитивна суміш детермінованого сигналу  $z_{0p}$  та стаціонарного випадкового сигналу  $\tilde{z}$ , які є  $n$ -вимірними векторами. Якщо зображення Лапласа

детермінованої та випадкової складових похибки фільтру визначити як

$$\varepsilon = (E_n - \Phi)z_{0p}, \quad v = \Phi\tilde{z}, \quad (2.3)$$

то функціонал якості фільтрції, записаний у частотній області, набуває вигляду

$$J_0 = \frac{1}{2\pi j} \cdot \int_{-j\infty}^{j\infty} \text{tr}\{A[E_n - \Phi]z_{0p}z_{0p}^*[E_n - \Phi_*]\}ds + \frac{\lambda}{j} \cdot \int_{-j\infty}^{j\infty} \text{tr}\{A\Phi S'_{zz}\Phi_*\}ds, \quad (2.4)$$

де  $A$  – вагова матриця розміру  $n \times n$ ;  $\lambda$  – невизначений множник Лагранжа;  $S_{zz}$  – матриця спектральних щільностей випадкового процесу  $\tilde{z}$ ,  $E_n$  – одинична матриця розміру  $n \times n$ ;  $\text{tr}$  – слід матриці [4]. Перша складова функціоналу (2.4) являє собою суму певним чином зважених інтегральних квадратичних похибок сгладжування, друга – сума зважених дисперсій випадкової похибки.

Задача полягає в тому, щоб на основі заданих  $z_{0p}$  та  $S_{zz}$  вибором фізично реалізуємої матриці передаточних функцій  $\Phi$ , яка має аналітичну у ППП комплексної змінної варіацію  $\delta\Phi$ , забезпечити мінімум функціонала якості (2.4).



З [4] відомо, що структура матриці  $\Phi$ , яка задовольняє умови задачі, визначається наступним співвідношенням

$$\Phi = (A^+)^{-1}(T_0 + T_+)D^{-1}, \quad (2.5)$$

де  $A^+$  - результат факторизації праворуч [78] вагової матриці  $A$ , такий, що

$$A = (A^+)_* A; \quad (2.6)$$

$D$  – також результат вінеровської факторизації, однак ліворуч, матриці-суми вигляду

$$z_{0p} z_{0p*} + 2\pi\lambda S'_{zz} = DD_*; \quad (2.7)$$

$T_0 + T_+$  - стійка частина результату сепарації [22, 106, 113] наступного добутку

$$T_0 + T_+ + T_- = A^+ z_{0p} z_{0p*} D_*^{-1}. \quad (2.8)$$

Аналіз наведеного алгоритму вказує на те, що матриця  $\Phi$  та, внаслідок цього, значення функціонала якості (2.4) при визначеній структурі фільтру є функціями множника Лагранжа  $\lambda$ . Отже, виникає можливість забезпечити мінімум  $J_0$  вибором відповідного  $\lambda$ . Якщо відомий мінімальний поріг суми дисперсій випадкової складової похибки згладжування  $\sigma_v^2$  та виконується умова

$$J_2 \leq \sigma_v^2, \quad (2.9)$$

в якій

$$J_2 = \frac{1}{j} \cdot \int_{-j\infty}^{j\infty} \text{tr}\{A\Phi S'_{zz}\Phi_*\} ds,$$

то в якості розрахованого необхідно вибрати дане значення  $\lambda$  та відповідну матрицю передаточних функцій сгладжувального фільтру. Коли вимога (2.9) не може бути виконана при заданих моделях  $z_{0p}$  і  $\tilde{z}$ , виникає необхідність у зміні конструкції датчиків, пристроїв реєстрації чи системи збору інформації в цілому.

Одним з методів підвищення точності та надійності отримання виміральної інформації є багатоканальне вимірювання однієї фізичної величини з наступною комплексною обробкою результатів. Задача

визначення структури та параметрів оптимального багатовимірного багатоканального обчислювача (фільтра) отримала назву задачі комплексування .

У роботі [3] обґрунтовано алгоритм вирішення цієї задачі при умові, що корисний сигнал і завада являють собою багатовимірні центровані стаціонарні випадкові процеси з відомими матрицями спектральних і взаємних спектральних щільностей, та показана висока ефективність отриманого оптимального багатовимірного багатоканального фільтру по відношенню до одноканального оптимального обчислювача.

**2.2.1. Алгоритм синтезу оптимальної комплексованої системи вимірювання.** Даний алгоритм має на меті розповсюдження ідей комплексування вимірювачів [2] на випадок багатовимірного сгладжування. Для обґрунтування такого алгоритму припустимо, що  $n$ -вимірний вектор детермінованих сигналів  $r$  надходить на вхід системи вимірювання за декількома каналами (рис. 2.2) на фоні стаціонарних багатовимірних випадкових процесів  $\varphi_i$ . Аналогічно роботі [3], основним каналом будемо вважати канал з матрицею передаточних функцій  $K$  розмірності  $n \times n$ , у тракці якого діє  $n$ -вимірний центрований стаціонарний випадковий сигнал  $\varphi$  з відомою матрицею спектральних щільностей  $S_{\varphi\varphi}$ .

Додаткові  $q$  каналів приєднані до основного паралельно та характеризуються матрицями передаточних функцій  $K_i$  розмірності  $v_i \times n$ , на виходах яких діють випадкові процеси з нульовими математичними очікуваннями та відомими матрицями спектральних щільностей  $S_{\varphi_i\varphi_i}$ , відповідної розмірності.

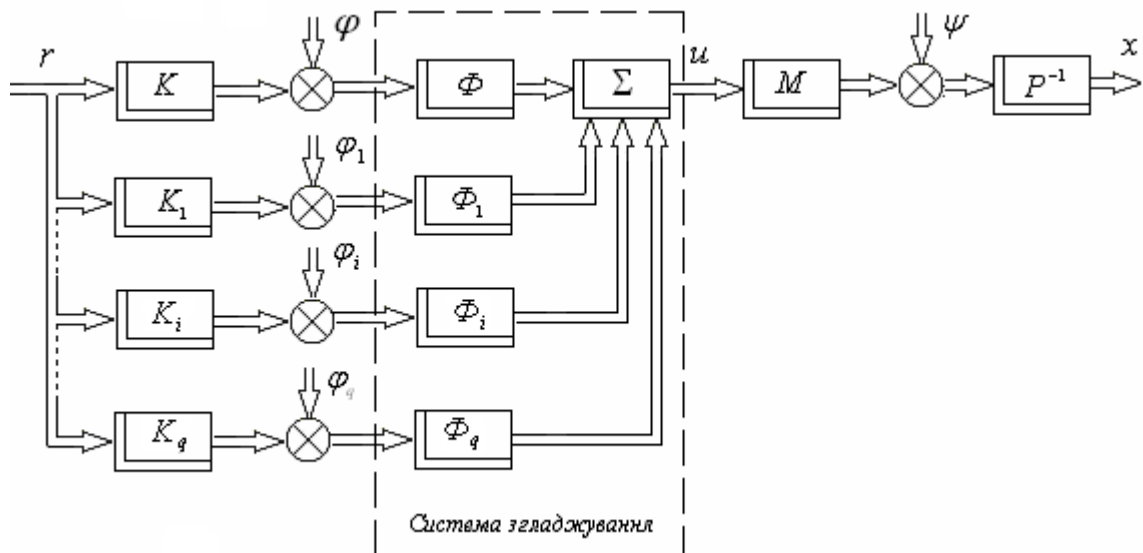


Рис. 2.2 Структурна схема комплексної системи вимірювання

Нехай багатоканальна система вимірювання підключена до входу багатовимірної системи передачі інформації, динаміка якої описується системою лінійних диференціальних рівнянь з постійними коефіцієнтами

$$Px = Mu + \psi,$$

а нумерація каналів впорядкована за правилом

$$n \geq v_1 \geq v_2 \geq \dots \geq v_i \geq q \geq 1, \quad v = \sum_{i=1}^q v_i.$$

(2.10)

У такому разі, доцільно ввести наступні позначення:  $v_i$  - вектор сигналів на виході  $i$ -ого каналу

$$v_i = L_i r_i + \varphi_i,$$

(2.11)

де  $L_i$  – блочна матриця вигляду  $L_i = [K_i \ O_{v_i \times (n-v_i)}]$ ;  $K_0$  - матриця передаточних функцій каналів

$$K_0 = [K' \ L'], \quad L = [L'_1 \ L'_2 \ \dots \ L'_q]';$$

(2.12)

$\varphi_0 = [\varphi' \ \varphi'_1 \ \dots \ \varphi'_q]'$  - вектор випадкових сигналів;  $\Phi_0$  - матриця передаточних функцій системи вимірювання

$$\Phi_0 = [\Phi \quad \Phi_1 \quad \dots \quad \Phi_q]_{m \times (n+v)}; \quad (2.13)$$

$R_0$  - матриця бажаних перетворень регулярної складової

$$R_0 = [RK^{-1} \quad O_{n \times v_1} \quad \dots \quad O_{n \times v_q}], \quad (2.14)$$

в якій матрична передаточна функція  $R$  визначає зв'язок між вектором детермінованих сигналів  $r$  і вектором сигналів на виході ідеальної системи  $j$ . Отже, зображення за Лапласом сигналів управління  $u$ , вихідних  $x$  та бажаних  $j$  при нульових початкових умовах у системі (рис. 2.2) визначаються рівняннями

$$u = \Phi_0(\rho_0 + \varphi_0), \quad (2.15)$$

$$x = P^{-1}M\Phi_0(\rho_0 + \varphi_0) + P^{-1}\psi, \quad (2.16)$$

$$j = R_0\rho_0, \quad (2.17)$$

$$\rho_0 = K_0r, \quad (2.18)$$

а похибка вимірювання, що являє собою відхилення реального сигналу (2.16) від бажаного (2.17), має дві складові регулярну  $\varepsilon$  та випадкову  $v$  такі, що

$$\varepsilon = (P^{-1}M\Phi_0 - R_0)\rho_0, \quad (2.19)$$

$$v = P^{-1}M\Phi_0\varphi_0 + P^{-1}\psi. \quad (2.20)$$

У такому разі, інтегральним показником якості роботи системи  $I_0$  може виступати сума певним чином зважених інтегральної квадратичної похибки оцінювання регулярної складової сигналу (2.19) та дисперсії випадкової складової (2.20)

$$I_0 = \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{j\infty} \{A\varepsilon\varepsilon_* + 2\pi\lambda^2 AS'_{vv}\} ds, \quad (2.21)$$

де  $A$  – додатновизначена вагова матриця, елементи якої узгоджують вагу окремих координат у загальному критерії якості [83];  $\lambda$  – невизначений

множник Лагранжа;  $S_{vv}$  – матриця спектральних щільностей вектора  $v$ , яка на основі теореми Вінера-Хінчина визначається у вигляді:

$$S'_{vv} = P^{-1} M \Phi_0 S'_{\varphi_0 \varphi_0} \Phi_0^* M^* P^{-1} + P^{-1} S'_{\psi \psi} P^{-1}, \quad (2.22)$$

якщо статистичний зв'язок між векторами  $\varphi_0$  і  $v$  відсутній.

З урахуванням прийнятих припущень задача синтезу оптимальної багатовимірної, багатоканальної комплексованої системи вимірювання вектора регулярних сигналів полягає у тому, щоб за відомими матрицями  $M$ ,  $P$ ,  $K_0$  і  $R_0$ , які характеризують динаміку заданої частини системи, та матрицями спектральних щільностей збурень  $S_{\psi \psi}$  і випадкових сигналів  $S_{\varphi_0 \varphi_0}$ , знайти матрицю передаточних функцій такої фізично реалізуємої системи згладжування, щоб функціонал якості (2.21) досягав мінімуму на класі аналітичних у ППП комплексної змінної варіацій  $\delta \Phi_0$ .

Для рішення поставленої задачі скористаємось фундаментальним методом мінімізації функціоналів класу (2.21), що розповсюджує ідеї Вінера-Колмогорова на багатовимірні системи, який викладений у [4, 22, 113].

Вихідними даними для застосування вказаного вище методу є функціонал (2.22), переписаний з урахуванням виразів (2.19), (2.22) у вигляді:

$$I_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot j} \int_{-j\infty}^{j\infty} \{ tr \{ AR_0 \rho_0 \rho_0^* R_0^* - AR_0 \rho_0 \rho_0^* \Phi_0^* M^* P^{-1} - \\ - AP^{-1} M \Phi_0 \rho_0 \rho_0^* R_0^* + AP^{-1} M \Phi_0 \rho_0 \rho_0^* \Phi_0^* M^* P^{-1} + \\ + 2\pi \lambda^2 AP^{-1} M \Phi_0 S'_{\varphi_0 \varphi_0} \Phi_0^* M^* P^{-1} + 2\pi \lambda^2 AP^{-1} S'_{\psi \psi} P^{-1} \} ds.$$

(2.23)

З метою визначення матриці передаточних функцій оптимальної системи вимірювання, що є фізично реалізуємою, необхідно знайти першу варіацію функціоналу (2.23)

$$\delta I_0 = \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{j\infty} \{ \delta \Phi_0^* [ M^* P^{-1} AP^{-1} M \Phi_0 (\rho_0 \rho_0^* + 2\pi \lambda^2 S'_{\varphi_0 \varphi_0}) - \\ - M^* P^{-1} AR_0 \rho_0 \rho_0^* ] + [ (\rho_0 \rho_0^* + 2\pi \lambda^2 S'_{\varphi_0 \varphi_0}) \Phi_0^* M^* P^{-1} AP^{-1} M -$$

$$- \rho_0 \rho_{0*} R_{0*} A P^{-1} M \} \delta \Phi_0 \} ds.$$

(2.24)

У результаті вінеровської факторизації [4] додатно визначену матрицю  $M_* P_*^{-1} A P^{-1} M$  легко представити у вигляді добутку двох ермітовоспряжених дробово-раціональних матриць, таких, що, по-перше, виконується рівняння

$$M_* P_*^{-1} A P^{-1} M = \Gamma_* \Gamma, \quad (2.25)$$

а, по-друге, функції-визначники  $\Gamma$  і  $\Gamma^l$  є аналітичними у ППП комплексної змінної.

Якщо здійснити також факторизацію ліворуч [7] суми

$$\rho_0 \rho_{0*} + 2\pi \lambda^2 S'_{\varphi_0 \varphi_0}$$

та визначити дробово-раціональну стійку разом з оберненою матрицю  $D$  таку, що

$$\rho_0 \rho_{0*} + 2\pi \lambda^2 S'_{\varphi_0 \varphi_0} = D D_*, \quad (2.26)$$

то перша варіація функціоналу (2.24) представляється як

$$\begin{aligned} \delta I_0 = & \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{j\infty} \text{tr} \{ \delta \Phi_{0*} \Gamma_* [\Gamma \Phi_0 D - (N_0 + N_+ + N_-)] D_* + \\ & + D [D_* \Phi_{0*} \Gamma_* - (N_0 + N_+ + N_-)_*] \Gamma \delta \Phi_0 \} ds, \end{aligned} \quad (2.27)$$

де  $N_0$ ,  $N_+$ ,  $N_-$  - матриці, визначені в результаті сепарації [22, 106, 113] наступного добутку

$$N_0 + N_+ + N_- = \Gamma_*^{-1} M_* P_*^{-1} A R_0 \rho_0 \rho_{0*} D_*^{-1}, \quad (2.28)$$

причому  $N_0$  – поліноміальна матриця-результат ділення чисельників з (2.28) на відповідні знаменники,  $N_+$  - дробово-раціональна матриця з аналітичними у ППП комплексної змінної полюсами,  $N_-$  - дробово-раціональна матриця, полюси якої знаходяться у ППП.

Отже, умовою, що забезпечує визначення матриці передаточних функцій фізично реалізуємої системи вимірювання, що має аналітичні у ППП варіації  $\delta \Phi_0$ , та забезпечує мінімум функціонала якості, як доведено у [4, 22], є

$$\Gamma\Phi_0 D = N_0 + N_+. \quad (2.29)$$

Шукана матриця передаточних функцій багатовимірної, багатоканальної системи вимірювання визначається з (2.29) як

$$\Phi_0 = \Gamma^{-1}(N_0 + N_+)D^{-1}. \quad (2.30)$$

Для аналізу якості процесу, котра може бути досягнута при реалізації  $\Phi_0$ , необхідно розрахувати значення функціонала якості (2.23) на базі  $\lambda$  та  $\Phi_0$ .

Таким чином, обґрунтовано алгоритм синтезу структури комплексної оптимальної системи вимірювання, що дозволяє підвищити якість виділення вектору детермінованих функцій на фоні стаціонарних центрованих багатовимірних завад та похибок, але потребує наявності декількох каналів вимірювання та реєстрації однієї фізичної величини.

Обидва алгоритми синтезу дозволяють визначити структуру та параметри оптимального багатовимірного фільтру ( $\Phi$  або  $\Phi_0$ ) для згладжування вектора детермінованих сигналів, який змінюється повільно, у супроводі багатовимірного центрованого стаціонарного процесу та складають теоретичну основу процедури розділення, що передбачає виконання наступних операцій:

- визначення вихідних даних (матриці  $K$ ,  $M$ ,  $P$ ,  $R$  та  $S_{\psi\psi}$ ) для синтезу оптимального багатовимірного фільтру для згладжування в результаті аналізу апіорної інформації про об'єкт ідентифікації та можливості системи реєстрації;
- попередній аналіз записів зміни вхідних і вихідних сигналів об'єкта ідентифікації з метою формування структури вектора  $z_{0p}(r)$  та матриці спектральних щільностей  $S_{zz}(S_{\varphi\varphi})$ ;
- призначення вагової матриці  $A$  та початкового значення множника Лагранжа;
- синтез структури матриці  $\Phi$  ( $\Phi_0$ ) в результаті виконання алгоритму (2.5)-(2.8) або (2.22), (2.25), (2.26) та (2.30);

- аналіз якості отриманої системи вимірювання шляхом обчислення значення функціоналу якості (2.4) або (2.21), в залежності від варіанту фільтру, та варіювання множником  $\lambda$  з метою досягнення оптимум  $J_0(I_0)$ ;
- визначення системи різницевих рівнянь для реалізації обчислювальних процедур розділення записів на регулярну та випадкову складові у відповідності з виглядом матриці  $\Phi$  ( $\Phi_0$ ) і структурою на рис. 2.1;
- отримання масивів значень векторів  $u_{0p}$ ,  $x_{0p}$ ,  $\tilde{y}_0$  і  $\tilde{x}_0$  за значеннями векторів на виходах системи розділення записів.

Фільтрація може відбуватися як апаратно, коли відповідні фільтруючі елементи реалізують у вигляді окремих приладів (підсистем) і включають до складу інтелектуальних комплексів збору польотної інформації, так і програмно. Програмна реалізація відбувається за рахунок впровадження відповідних алгоритмів обробки експериментальних даних у програмні комплекси розшифровки польотної інформації чи ідентифікації [4].

Якість очищення при будь-якому способі його здійснення та фіксованих моделях вимірювачів, корисних сигналів, перешкод і шумів залежить від структури та параметрів фільтрів [5] і оцінюється за точністю виділення корисного сигналу на фоні завад. Отже, досягнення найвищої якості отримання вихідних даних для стабілізації ЛА повинно ґрунтуватися на створенні багатовимірних фільтрів у вигляді систем кінцево-різницевих рівнянь, які забезпечують досягнення оптимуму критерію якості.

Визначення кількості та порядку кінцево-різницевих рівнянь оптимальних багатовимірних фільтрів, повинно відбуватися у результаті вирішення задачі синтезу, постановка якої та алгоритм вирішення залежать від таких факторів, як клас приладів і систем реєстрації експериментальної інформації (лінійні чи нелінійні); характер зміни корисних сигналів, перешкод і шумів вимірювання; наявність інформації про результати атестації приладів і систем реєстрації в реальних динамічних умовах; зміст записів масивів значень векторів, отриманих у результаті розділення на



регулярну та випадкову складові; єдність математичного апарату реалізації методології модернізації управління рухом багатовимірних об'єктів з довільною динамікою.

Аналіз особливостей конструкції, схем й динаміки крейсерського руху досліджуваного об'єкта показав, що комплекс приладів вимірювання та реєстрації можна віднести до класу лінійних багатовимірних динамічних об'єктів, на входах яких діють корисні сигнали, перешкоди та шуми у вигляді адитивної суміші векторів детермінованих функцій та центрованих стаціонарних випадкових процесів та багатовимірні центровані стаціонарні випадкові процеси зміни відповідних похибок вимірювання та реєстрації (шуми).

Зменшення впливу детермінованих завад і випадкових шумів на результати фільтрації можливе за рахунок попередньої обробки масивів векторів, отриманих у результаті розділення записів.

З позицій теорії інваріантності [76, 174] вплив систематичних похибок може бути компенсований повністю застосуванням відповідним чином [22] визначених алгоритмів фільтрації векторів регулярних сигналів  $u_{op}$ ,  $x_{op}$ . У той же час, вплив багатовимірних випадкових шумів може бути лише зменшено.

Найвищої якості оцінювання векторів  $\tilde{y}$ ,  $\tilde{x}$  можливо досягти лише за допомогою багатовимірної оптимальної стохастичної фільтрації випадкових складових записів результатів натурних випробувань. При відомих математичних моделях корисних сигналів і шумів для здійснення такої фільтрації необхідна наявність відповідних алгоритмів, обґрунтування яких базується на використанні сучасних ефективних методів синтезу оптимальних багатовимірних фільтрів.

Аналіз складу, принципів роботи й особливостей динаміки приладів і систем реєстрації, котрі застосовані на підводній ракеті „Шквал” показав, що можуть виникати дві постановки задачі синтезу оптимальних стохастичних багатовимірних фільтрів. Перша повинна бути поставлена при наявності інформації про спектральні та взаємні спектральні щільності корисних

сигналів на вході вимірювача і шумів, друга – при наявності інформації лише про спектральні щільності вихідного сигналу вимірювача та його шуму.

### 2.3. Відомий алгоритм синтезу оптимальних стохастичних багатовимірних фільтрів.

Алгоритм синтезу оптимальних стохастичних багатовимірних фільтрів з недовільною структурою, отриманий у роботі [4], дозволяє знайти рішення першої задачі у частотній області.

Припустимо, що структурна схема (рис. 2.3) багатовимірної системи фільтрації включає підсистему вимірювання та реєстрації з матрицею відомих передаточних функцій  $K$  розмірності  $n \times n$  і багатовимірного фільтру, матриця передаточних функцій якого підлягає визначенню. На входах системи діють  $n$  – вимірні вектори корисних сигналів  $r$  і шумів вимірювання  $\varphi$ , які є центрованими

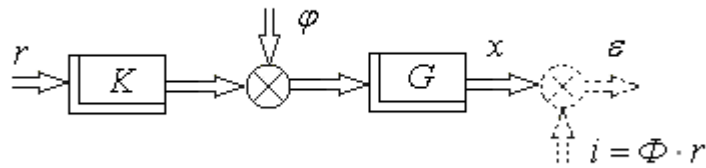


Рис. 2.3 Структурна схема багатовимірної системи фільтрації

стаціонарними випадковими процесами з відомими матрицями спектральних і взаємних спектральних щільностей  $S_{rr}$ ,  $S_{\varphi\varphi}$ ,  $S_{r\varphi}$  і  $S_{\varphi r}$ . Вектор вихідних сигналів системи  $x$  також має  $n$  компонентів та є центрованим стаціонарним випадковим процесом.

Якість роботи системи фільтрації оцінюється сумою зважених дисперсій похибок

$$I_1 = \langle \epsilon' R \epsilon \rangle, \quad (2.33)$$

де  $\langle \rangle$  - знак математичного очікування;  $R$  – додатновизначена поліноміальна вагова матриця розмірності  $n \times n$ ;  $\epsilon$  –  $n$ -вимірний вектор похибок фільтрації, який дорівнює

$$\mathcal{E} = x - i; \quad (2.34)$$

$i$  -  $n$ -вимірний вектор бажаних значень вихідних сигналів

$$i = \Phi r; \quad (2.35)$$

$\Phi$  – дробово-раціональна матриця бажаних перетворень розмірності  $n \times n$ .

Завдяки вирішенню даної задачі у [22], обґрунтовано наступний алгоритм пошуку структури оптимального багатовимірного фільтру

$$G = \Gamma^{-1}(T_0 + T_+)D^{-1}, \quad (2.36)$$

де  $\Gamma$  – результат вінеровської факторизації вагової матриці  $R$ , такий, що

$$R = \Gamma_* \Gamma, \quad (2.37)$$

$D$  – результат вінеровської факторизації матриці-суми наступних добутоків, аналітичний разом з оберненим у ППП,

$$DD_* = KS'_{rr}K_* + KS'_{\varphi r} + S'_{r\varphi}K_* + S'_{\varphi\varphi}, \quad (2.38)$$

$T_0 + T_+$  - матриця-результат сепарації наступного виразу

$$T_0 + T_+ + T_- = \Gamma\Phi(S'_{rr}K_* + S'_{\varphi r})D_*^{-1}. \quad (2.39)$$

Як і раніше, у формулі (2.39) прийняти такі позначення:  $T_0$  – матриця тільки з поліномів або чисел;  $T_+$  - матриця, всі елементи якої є правильні дроби з полюсами у ЛПП комплексної змінної;  $T_-$  - матриця, всі елементи якої також правильні дроби, але з полюсами у ППП.

Якість фільтрації, що досягається в оптимальній системі, характеризує значення функціоналу (2.33), який представляється у частотній області як

$$I_1 = \frac{1}{j} \int_{-j\infty}^{j\infty} \text{tr}(S'_{\varepsilon\varepsilon} R) ds, \quad (2.40)$$

де  $S_{\varepsilon\varepsilon}$  – матриця спектральних щільностей похибок фільтрації, яка визначається зі структурної схеми (рис. 2.3) на основі теореми Вінера-Хінчина у вигляді

$$\begin{aligned} S'_{\varepsilon\varepsilon} = & (GK - \Phi)S'_{rr}(K_*G_* - \Phi_*) + (GK - \Phi)S'_{\varphi r}G_* + \\ & + GS'_{r\varphi}(K_*G_* - \Phi_*) + GS'_{\varphi\varphi}G_*. \end{aligned} \quad (2.41)$$

У результаті підстановки (2.40) в (2.39) з урахуванням властивостей сліду матриці та співвідношень (2.36)-(2.39), формула для обчислення  $I_l$  легко перетворюється

$$I_1 = \frac{1}{j} \cdot \int \text{tr} [\Phi S'_{rr} \Phi_* R - (T_0 + T_+)(T_0 + T_+)_* - T_- (T_0 + T_+)_* - (T_0 + T_+) T_{-*}] ds. \quad (2.42)$$

#### 2.4. Новий варіант алгоритму синтезу оптимального багатовимірного фільтру навігаційних сигналів.

Даний алгоритм синтезу оптимального багатовимірного фільтру дозволяє знайти структуру та параметри такого фільтру для вирішення другої задачі очищення навігаційної інформації від завад, коли структурна схема багатовимірної системи фільтрації приймає вигляд рис. 2.4.

У термінах роботи [2] дана задача може бути поставлена наступним чином: припустимо, що відома матриця передаточних функцій  $K$  багатовимірної стійкої та мінімально-фазової вимірювальної системи (рис. 2.4), на вході якої діють стаціонарні незалежні вектори корисного сигналу  $r$  і шуму вимірювання  $\varphi$  розміру  $n$ , з нульовими математичними очікуваннями. Вихідний сигнал вимірювачів  $y$  також є центрованим стаціонарним випадковим процесом відповідної розмірності. Матриці спектральних та взаємних спектральних щільностей  $S'_{\varphi\varphi}$ ,  $S'_{yy}$ ,  $S'_{\varphi y}$ ,  $S'_{y\varphi}$  відомі.

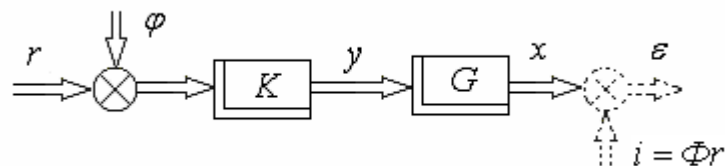


Рис. 2.4 Структурна схема багатовимірної системи фільтрації записів даних

Необхідно знайти таку матрицю передаточних функцій фізично реалізуемого фільтру  $G$ , щоб середньозважена дисперсія відхилення вектора оцінок  $x$  від бажаного перетворення вектора  $r$  була мінімальною

$$e = \left\langle (\Phi r - x)' R (\Phi r - x) \right\rangle,$$

(2.43)

де  $\Phi$  - матриця бажаних перетворень вектору корисних сигналів  $r$ , яка має розмірність  $n \times n$ . Вважаємо в подальшому, що вона одинична.

Пошук рішення поставленої задачі, аналогічно [4, 22], можна здійснити на основі ідей Вінера – Колмогорова. Реалізація такої методології передбачає визначення дисперсії (2.43) в частотній області

$$e = \frac{1}{j} \int_{-j\infty}^{j\infty} \text{tr} \{ S'_{\varepsilon\varepsilon}(s) R \} ds,$$

(2.44)

де  $S_{\varepsilon\varepsilon}$  – матриця спектральних щільностей похибок оцінювання розміру  $n \times n$ ;

$\varepsilon$  – вектор похибок оцінювання вигляду

$$\varepsilon = \Phi r - x.$$

(2.45)

Аналіз структурної схеми (рис. 2.4) та застосування теореми Вінера – Хінчина для знаходження матриці  $S_{\varepsilon\varepsilon}'$  дозволяє визначити зв'язок вектора похибок  $\varepsilon$  зі структурою системи та її вхідними сигналами (шумами) у вигляді рівняння

$$\begin{aligned} S'_{\varepsilon\varepsilon} = & [K^{-1} \quad -E_n] S'_{x_1 x_1} \begin{bmatrix} K_*^{-1} \\ -E_n \end{bmatrix} - [K^{-1} \quad E_n] S'_{x_1 x_1} \begin{bmatrix} E_n \\ K_* \end{bmatrix} G_* - \\ & - G [E_n \quad K] S'_{x_1 x_1} \begin{bmatrix} K_*^{-1} \\ -E_n \end{bmatrix} + G [E_n \quad K] S'_{x_1 x_1} \begin{bmatrix} E_n \\ K_* \end{bmatrix} G, \end{aligned} \quad (2.46)$$

в якому  $x_1$  – допоміжний вектор розміру  $2n$ , який складається з  $\varphi$  та  $y$

$$x_1 = [y' \quad \varphi']',$$

(2.47)

$S_{x_1 x_1}$  – матриця спектральних щільностей допоміжного вектора  $x_1$  розмірності  $2n \times 2n$ . Шукана матриця передаточних функцій фізично реалізованого фільтру

$G$  може бути визначена [4, 21] з умови рівності нулю першої варіації функціоналу (2.44) при стійких варіаціях  $\delta G$

$$\begin{aligned} \delta e = \frac{1}{j} \int_{-j\infty}^{j\infty} \text{tr} \left\{ \delta G \begin{bmatrix} E_n & K \\ K_* & -E_n \end{bmatrix} S'_{x1x1} \left( \begin{bmatrix} E_n \\ K_* \end{bmatrix} G_* - \begin{bmatrix} K_*^{-1} \\ -E_n \end{bmatrix} \right) R + \right. \\ \left. + R \left( G \begin{bmatrix} E_n & K \\ K_* & -E_n \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} K_*^{-1} & -E_n \end{bmatrix} \right) S'_{x1x1} \begin{bmatrix} E_n \\ K_* \end{bmatrix} \delta G_* \right\} ds = 0. \end{aligned}$$

(2.48)

У такій ситуації, алгоритм пошуку матриці передаточних функцій шуканого фільтру  $G$  набуває вигляду

$$G = \Gamma^{-1} (N_0 + N_+) D^{-1},$$

(2.49)

де  $\Gamma$  – результат факторизації праворуч [214] матриці вагових коефіцієнтів такий, що

$$\Gamma_* \Gamma = R,$$

(2.50)

$D$  – результат факторизації ліворуч матриці спектральних щільностей, при якому

$$DD_* = \begin{bmatrix} E_n & K \\ K_* & -E_n \end{bmatrix} S'_{x1x1} \begin{bmatrix} E_n \\ K_* \end{bmatrix}, \quad (2.51)$$

$N_0 + N_+$  – результат сепарації [22, 106, 113] – матриця передаточних функцій, яку знаходять на основі стандартної процедури

$$N_0 + N_+ + N_- = \Gamma \begin{bmatrix} K_*^{-1} & -E_n \end{bmatrix} S'_{x1x1} \begin{bmatrix} E_n \\ K_* \end{bmatrix} D_*^{-1},$$

(2.52)

що має полюси аналітичні у ППП комплексної змінної  $s$ .

Числовою мірою впливу вказаних неідеальностей у даному випадку є значення суми зважених дисперсій похибок на виході системи  $I_\varepsilon$ . Для її визначення необхідно знайдену з (2.49) матрицю передаточних функцій оптимального фільтра підставити у (2.46) та взяти інтеграл (2.44). Якщо прийняти до уваги співвідношення (2.50)-(2.52) та можливість виконання циклічних перестановок співмножників добутоків при знаходженні сліду матриці, то (2.44) спрощується до вигляду

$$e = \frac{1}{j} \int_{-j\infty}^{j\infty} \text{tr} \left\{ \begin{bmatrix} K^{-1} & -E_n \end{bmatrix} S'_{x1x1} \begin{bmatrix} K_*^{-1} \\ -E_n \end{bmatrix} R - (N_0 + N_+)(N_0 + N_+)_* - \right. \\ \left. - N_-(N_0 + N_+)_* - (N_0 + N_+)N_{-*} \right\} ds. \quad (2.53)$$

Таким чином, визначення незміщених і слушних моделей випадкової складової векторних сигналів „вхід-вихід” обмеженої довжини як багатовимірного центрованого стаціонарного ергодичного процесу вимагає виконання наступних дій:

- виділення низькочастотної та високочастотної складових коливань векторів  $\tilde{y}_0$  і  $\tilde{x}_0$ ;
- отримання незміщених оцінок кореляційних і взаємних кореляційних функцій усіх компонентів  $\tilde{y}_{0i}$  і  $\tilde{x}_{0i}$  з (2.55);
- визначення незгладжених оцінок елементів матриць спектральних та взаємних спектральних щільностей досліджуваних векторів сигналів окремо для низькочастотних та високочастотних складових;
- композиція оцінок та їх згладжування за допомогою вибраного частотного вікна;
- формування матриць оцінок  $C_{uu}(\omega)$ ,  $C_{xx}(\omega)$  і  $C_{ux}(\omega)$  та визначення вектора частот, при якому виконується умова додатної визначеності (2.57);

- побудова шуканих невід'ємно визначених матриць оцінок та їх апроксимація.

Отже, у приладах і системах керування і навігації повітряних судів (ПС) як визначальна сторона якості виступає точність. Це зв'язано з необхідністю здійснення автоматичних і напівавтоматичних режимів керування польотом ПС, а також імітаціями цих режимів. У цих випадках точність однозначно визначає якість вимірювальної системи, виступає його еквівалентом, а показник якості називають точностним.

Таким чином, із літератури вибрано відомий алгоритм синтезу оптимального багатовимірного фільтру сигналів датчиків (2.36)-(2.39) й обґрунтовано алгоритм аналізу якості оптимальної багатовимірної системи фільтрації (2.42), що забезпечують можливість вирішення задачі очищення інформації у першій постановці, коли відомі спектральні характеристики завад  $S_{rr}$ ,  $S_{\varphi\varphi}$ ,  $S_{r\varphi}$  і  $S_{\varphi r}$ .



### 3. РЕЗУЛЬТАТИ СИНТЕЗУ ФІЛЬТРА СИГНАЛІВ ДАТЧИКІВ

У широко відомих працях Н.Вінера і Р.Калмана закладені основи сучасної теорії оптимальних фільтрів. Ця теорія - фундамент створення діючих високоточних систем управління динамічними об'єктами й обробки стохастичної інформації. У першу чергу це системи навігації і управління рухливими об'єктами різного призначення, системи оптимальної обробки навігаційної автономної і телеметричної інформації.

З прогресом у техніку, особливо в авіаційній, в останні роки безупинно підвищуються точностные вимоги до процесів навігації і стабілізації літальних апаратів на заданих траєкторіях польотів. Забезпечення вищих досяжних рубежів якості процесів навігації і управління вимагає постійного удосконалювання теоретичної бази створення конкурентоздатних зразків авіаційної техніки, у першу чергу, бортових кібернетичних (вимірювальних і керуючих) комплексів, розробки нових наукомістких технологій процесів створення й атестації зазначених комплексів. Зазначені технології укладають у собі нові фізичні і математичні постановки конкретних задач навігації і управління, частинами яких є діюча ідеалізація уявлень про досліджувані процеси, облік необхідних стохастичних факторів, що збурюють політ, і, звичайно, нові строгі і науково обґрунтовані математичні алгоритми вирішення поставлених задач. Важливу частину технологій складає відповідне програмне забезпечення рішення конкретних задач засобами сучасної обчислювальної техніки, що у ряді випадків має бути створеним.

|           |             |  |  |   |          |       |         |
|-----------|-------------|--|--|---|----------|-------|---------|
|           |             |  |  | НАУ 21.02.14.0000                                       |          |       |         |
| Виконав   | Сімонян Г.  |  |  | <i>Результати синтезу фільтра<br/>сигналів датчиків</i> | Лит.     | Аркуш | Аркушів |
| Керівник. | Кривоносенк |  |  |   |          |       |         |
| Консульт. |             |  |  |   | ФАЕТ 401 |       |         |
| Н. Контр. | Дивнич М.   |  |  |   |          |       |         |
| Зав. Каф. | Тачніна О.М |  |  |   |          |       |         |

Дана робота присвячена питанню модернізації основної задачі вінеровської оптимальної фільтрації відповідно до деякими виниклими останнім часом новими ідеями, що можуть бути покладені в її основу. Покладається, що задача багатомірної вінеровської оптимальної фільтрації, звичайно відношувана до розімкнутої вимірювальної або перетворюючої системи, може бути вирішена для деякої еквівалентної замкнутої системи стабілізації з мимовільною структурою, синтезуемий регулятор якої розташований у зворотному зв'язку до спеціальним образом складеному об'єкту. У роботі покладається синтезувати оптимальну структуру фільтру в еквівалентній системі стабілізації і оцінити доцільність і ефективність пропонованих нововведень для фільтрації.

### 3.1 Обчислення синтезу оптимального фільтру в каналі вимірювання

Застосування алгоритму, розглянутого у попередніх розділах дипломної роботи, потребує значного обсягу математичних операцій з поліномами та матрицями. Для виконання таких розрахунків на ПК можна скористатись програмним забезпеченням, розробленим спеціально для розв'язання подібних задач, або застосувати універсальні програми системи для математичних обчислень. У цьому розділі дипломної роботи скористаємося системою MATLAB для обчислення спектральних алгоритмів розглянутих в попередніх розділах.

Обчислимо оптимальну структуру оптимального фільтру досліджуваної системи за алгоритмом, який представлений в попередніх розділах дипломної роботи.

Розглянемо рішення задачі синтезу фільтру з використанням приведенного алгоритму. Нехай необхідно виконати фільтрацію одновимірного бортового вимірювача за результатами ідентифікаційного експерименту (показано на . В процесі експерименту виміряні значення вхідного  $u$  і вихідного  $x$  сигналів (етап 1), за якими обчислені спектральні і взаємні спектральні щільності у вигляді числових масивів (етап 2). Отримані числові дані апроксимовані такими аналітичними виразами (для спільності рішення числові дані позначені літерами): спектральна

щільність вхідного сигналу  $S_{uu} = \frac{\sigma_u^2}{-\pi s^2}$ , де  $\sigma_u^2$  – дисперсія вхідного сигналу;

спектральна щільність вихідного сигналу  $S_{xx} = \frac{\sigma_u^2}{\pi} \left| \frac{s\beta + m}{(s + \alpha)s} \right|^2$

де  $\beta = \frac{\sigma_\psi}{\sigma_u}$  – відношення шум/ сигнал;

взаємна спектральна щільність сигналів  $S_{ux} = \frac{\sigma_u^2 m}{-\pi s^2 (s + \alpha)}$ .

Даний програмний комплекс повинен забезпечувати можливість гнучкої зміни зв'язків між модулями в залежності від результатів спостереження за даними „вхід-вихід” і обраною технологією використання окремих елементів обґрунтованої методології, а також допускати легке розширення своїх можливостей при появі нових або зміні існуючих методів синтезу та аналізу оптимальних систем фільтрації і керування.

Поряд з цим, необхідною умовою успішного виконання методології модернізації систем стабілізації складних багатовимірних об'єктів з довільною динамікою, що пропонується, є забезпечення можливості інтерактивного режиму роботи програмного комплексу в процесі автоматизованого виконання таких завдань, як:

- апроксимація функції аналітичною залежністю у часовій області з можливістю візуальної та числової оцінки якості наближення моделі до даних експерименту;
- апроксимація оцінок спектральних та взаємних спектральних щільностей дробово-раціональними функціями комплексного аргументу з можливістю візуальної та числової оцінки якості наближення моделі до вихідних даних;
- редукція моделей, представлених у вигляді матриць дробово-раціональних функцій;
- побудова графіків логарифмічних частотних характеристик (діаграм Боде) елементів та систем;
- фізична інтерпретація проміжних та кінцевих результатів розрахунків;
- верифікація результатів обчислень та їх корекція;
- робота з файловою системою комп'ютера, документування результатів та генерування коду для програмування мікропроцесорних систем керування на обраних апаратних платформах.

Створення програмних комплексів, які відповідають подібним вимогам, є складною задачею, що вимагає впровадження сучасних підходів до розробки даних програмних продуктів. Історія розвитку таких найбільш популярних сьогодні пакетів автоматизації проектування багатовимірних систем автоматичного керування, як MATLAB та Scilab [1], показала високу ефективність використання методу об'єктно-орієнтованого програмування. Адже з мов програмування дій з числовими та поліноміальними матрицями у 1980 році, дані пакети перетворились на відкриті ієрархічні системи автоматизованого проектування систем керування та фільтрації.

Створюємо програму для синтезу оптимального фільтру аналізу якості системи за допомогою програмної системи MATLAB за алгоритмом (1.28).

Для створення цієї програми були використані додаткові підпрограми, а саме :

1. Підпрограма для виконання факторизації дробово – раціональної функції.

Таку операцію в системі MATLAB можна виконати за допомогою функції `sfp`, звернення до якої має вигляд:

$$[bf,af]=sfp(b,a).$$

Вхідні змінні: `b` - вектор коефіцієнтів полінома чисельника дробово-раціональної функції; `a` - вектор коефіцієнтів полінома знаменника дробово-раціональної функції.

Вихідні змінні: `bf` - вектор коефіцієнтів полінома чисельника дробово-раціональної функції, у якої всі нулі та полюси розташовані в ЛПП; `af` - вектор коефіцієнтів полінома знаменника цієї дробово-раціональної функції.

### **3.1.1. Аналіз вихідних сигналів чутливих елементів**

Для оцінки зашумленості вихідного сигналу кожного чутливого елементу використовувалося середовище MatLab. Запис вимірених значень датчиків проводилось протягом 10 хвилин після чого кожний сигнал було записано в одномірний масив. MatLab має встановлену функцію `etd(f)` яка повертає стандартне відхилення елементів масиву. Вихідні сигнали досліджуваних датчиків та їх шуми наведені на рис. (3.1) – (3.6).

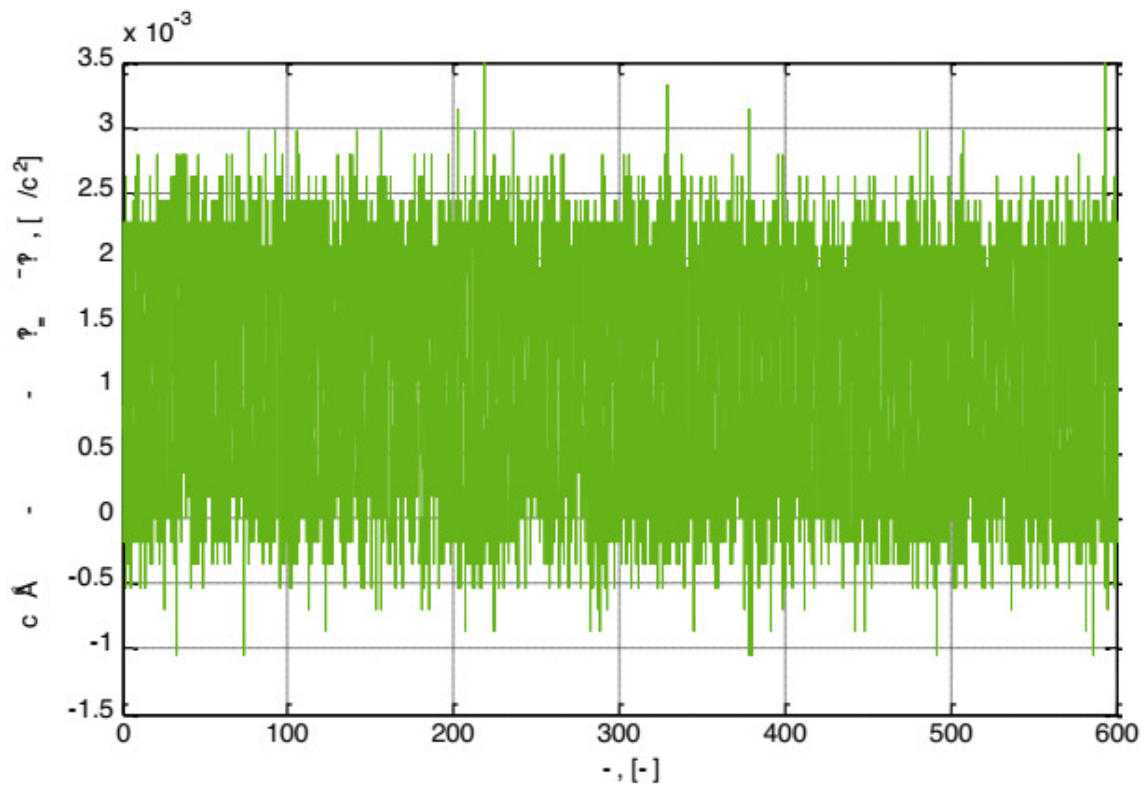


Рис. 3.1. Завади вихідного сигналу МЕМС (по осі X)

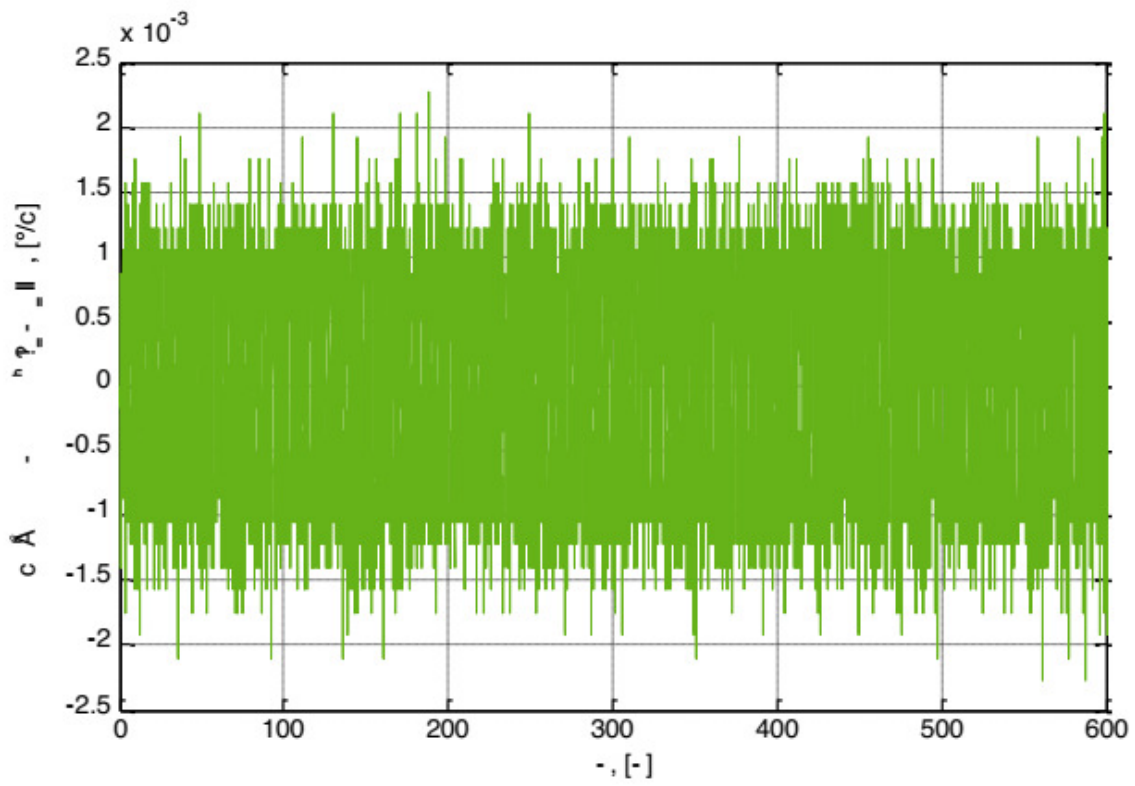


Рис. 3.2. Завади вихідного сигналу МЕМС(по осі Y)

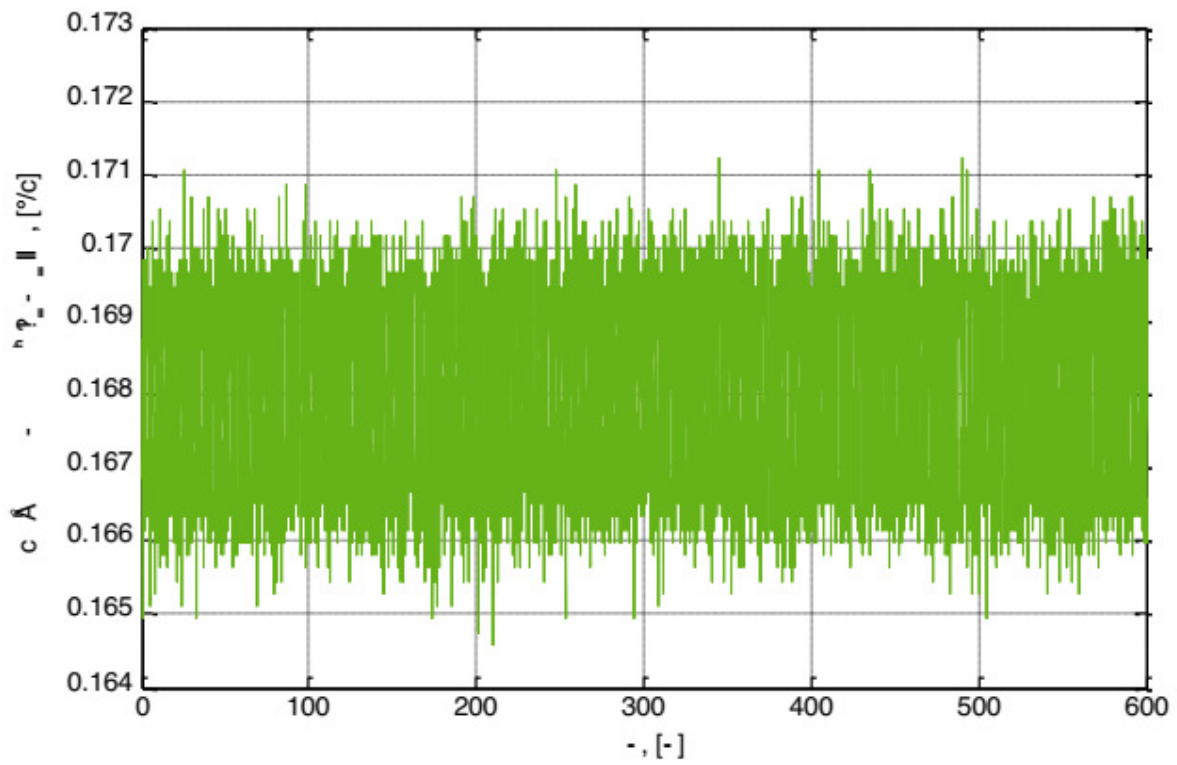


Рис. 3.3. Завади вихідного сигналу МЕМС(по осі Z)

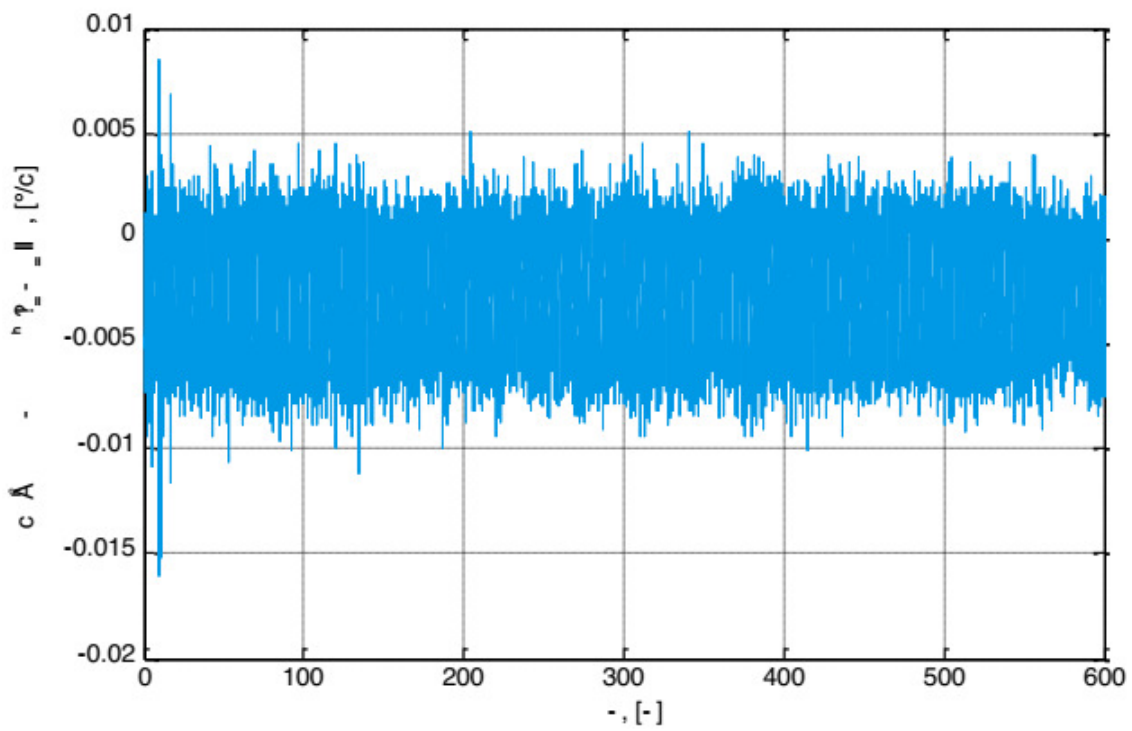


Рис. 3.4. Завади вихідного сигналу ММГ (по осі X)

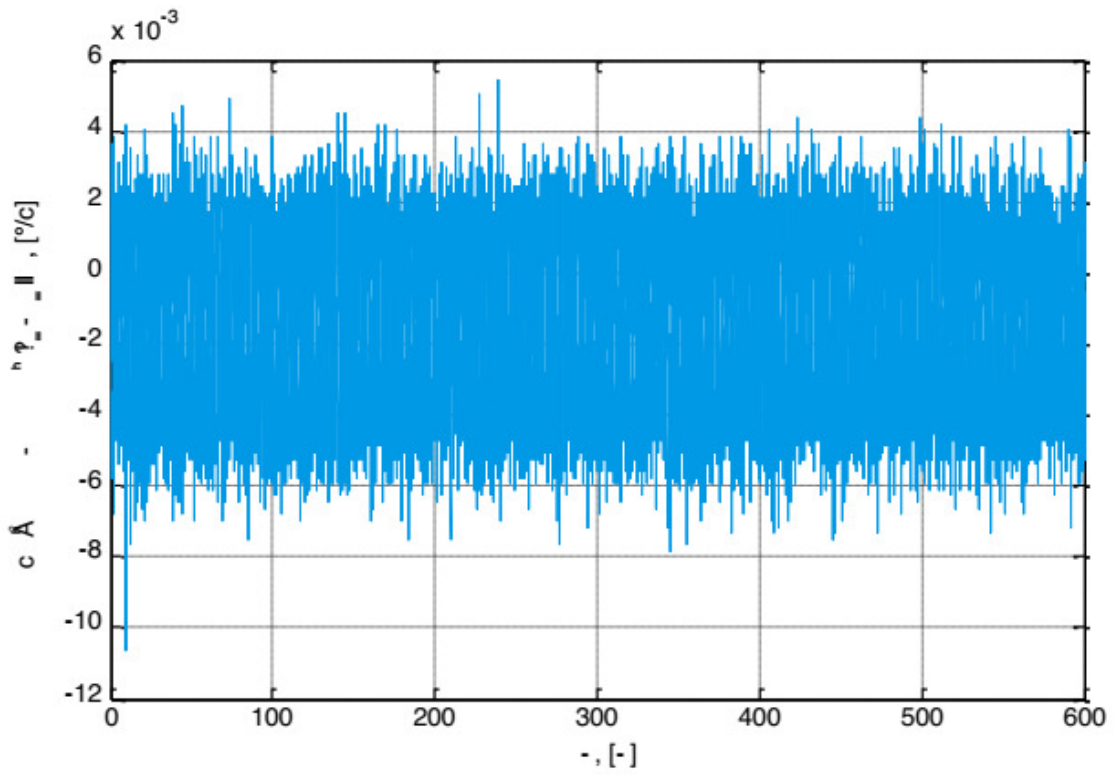


Рис. 3.5. Завади вихідного сигналу ММГ (по осі Y)

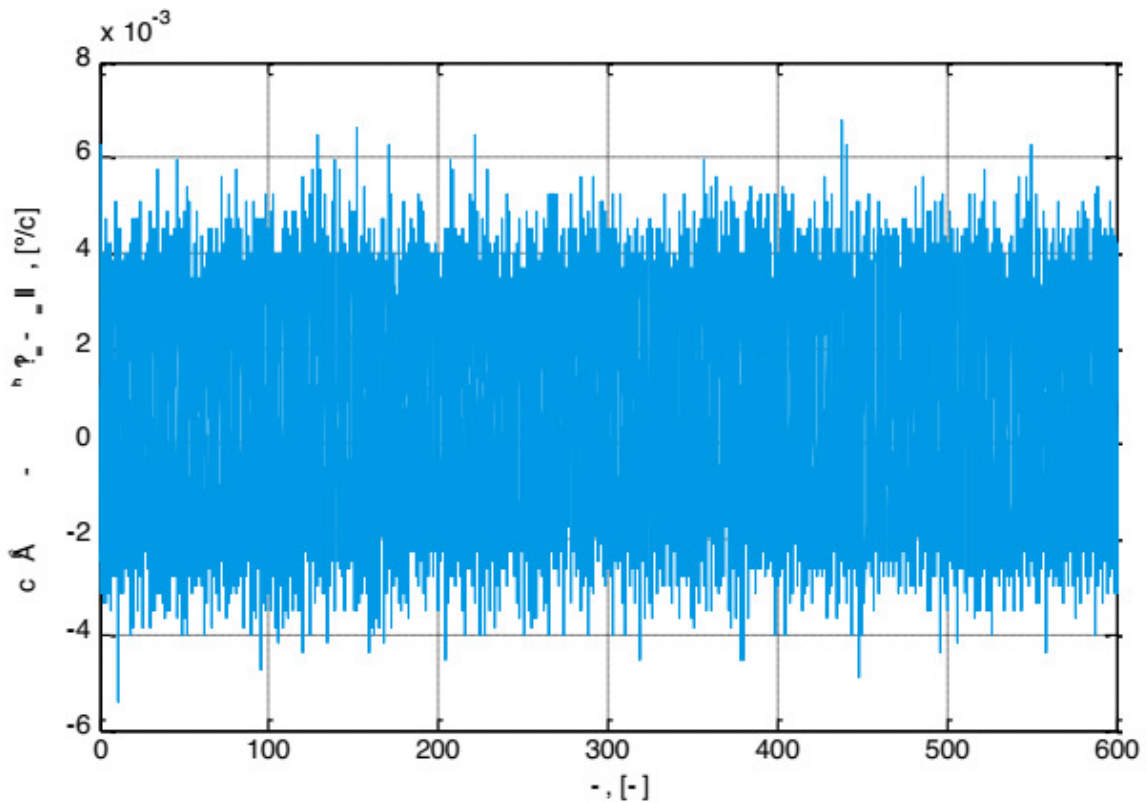


Рис. 3.6. Завади вихідного сигналу ММГ (по осі Z)

Аналізуючи графіки (3.1) – (3.6) можна зробити висновок, що вихідні сигнали по деяким осям ММА та ММГ зміщені відносно нуля і мають великий випадковий

шум. Такі зміщення необхідно враховувати при обрахунку шляхом введення постійного корегуючого коефіцієнту. Випадкову складову шуму на виході датчиків необхідно відфільтрувати за допомогою синтезованого фільтра.

### 3.2. Вибраний алгоритм синтезу бортового обчислювача для оптимальної фільтрації навігаційних сигналів.

Поставлена і сформульована вище задача зважується як варіаційна з застосуванням процедур методу Вінера-Колмогорова. Задача синтезу оптимальної функції фільтра  $V$  еквівалентна задачі мінімізації функціонала. Першу варіацію функціонала в остаточному вигляді запишемо в такий спосіб

$$\begin{aligned} \delta e_0 = & \frac{1}{4j} \int_{-j\infty}^{j\infty} tr(\{(P_*^{-1}RP^{-1} + M_*^{-1}CM^{-1})\}VS'_{\psi\psi} + \\ & + (P_*^{-1}RP^{-1} - M_*^{-1}CM^{-1})S'_{\psi\psi} - 2P_*^{-1}R\Phi(S'_{rr}M_* + S'_{\varphi r}P_*)\})\delta V_* + \\ & + \delta V\{S'_{\psi\psi}V_*(P_*^{-1}RP^{-1} + M_*^{-1}CM^{-1}) + S'_{\psi\psi}(P_*^{-1}RP^{-1} - M_*^{-1}CM^{-1}) - \\ & - 2(MS'_{rr} + PS'_{r\varphi})\Phi_*RP^{-1}\})ds. \end{aligned} \quad (3.64)$$

Алгоритм синтезу оптимальної структури  $V$  еквівалентний умові тотожної рівності нулю варіації (3.64) і має вигляд

$$V = -\Gamma^{-1}(T_0 + T_+)D^{-1}, \quad (3.65)$$

де  $\Gamma$  - результат вінеровської факторизації виразу

$$\Gamma^*\Gamma = P_*^{-1}RP^{-1} + M_*^{-1}CM^{-1}; \quad (3.66)$$

$D$  - результат вінеровської факторизації матриці

$$DD_* = S'_{\psi\psi} = MS'_{rr}M_* + PS'_{r\varphi}M_* + MS'_{\varphi r}P_* + PS'_{\varphi\varphi}P_*; \quad (3.67)$$

$(T_0 + T_+)$  - результат вінеровської сепарації виразу



$$T = (T_0 + T_+ + T_-) = \Gamma_*^{-1} (P_*^{-1} R P_*^{-1} - M_*^{-1} C M_*^{-1}) D - 2 \Gamma_*^{-1} P_*^{-1} R \Phi (S'_{rr} M_* + S'_{\varphi r} P_*) D_*^{-1} \quad (3.68)$$

Мінімізація функціонала (3.64) виконується точно, якщо дотримана умова

$$e_{\text{оост}} = \frac{1}{4j} \int_{-j\infty}^{j\infty} \text{tr} [\Gamma_* (T_-) D_* + D (T_-)_* \Gamma] ds \equiv 0. \quad (3.69)$$

Умова (3.69) забезпечується відповідним коректним призначенням моделей заданих матриць  $R_0$ ,  $C$ ,  $S_{rr}$ ,  $S_{\varphi\varphi}$ ,  $S_{\varphi r}$ , і  $S_{r\varphi}$ .

Підставивши оптимальну структуру (3.65) у функціонал (3.63) і обчисливши інтеграл, визначимо мінімальне значення функціонала, тобто максимально досягну в процесі рішення задачі якість фільтрації.

Таким чином, представлена задача модернізації вінеровських процедур оптимальної фільтрації вирішена.

### 3.3. Визначення ефективності оптимальної фільтрації

Як указувалося раніше, якість фільтрації при випадкових впливах визначається значенням функціонала якості вимірювальної системи виду (3.1). Цей функціонал визначається величиною дисперсії помилки вимірів.

Для обчислення логарифмічних частотних характеристик систем фільтрації доцільно використати функцію freqs. Вона виконує розрахунок частотної характеристики динамічної системи за відомою передаточною функцією, яка задана векторами коефіцієнтів чисельника  $b$  та знаменника  $a$

$$H(s) = \frac{B(s)}{A(s)} = \frac{b_1 s^{nb-1} + b_2 s^{nb-2} + \dots + b_{nb}}{a_1 s^{na-1} + a_2 s^{na-2} + \dots + a_{na}}$$

В формі  $H = \text{freqs}(b, a, w)$  функція повертає вектор  $H$  комплексних значень частотної характеристики. Вектор  $w$  задає відліки частоти (рад/с), на яких обчислюється частотна характеристика.

Обчислення показника якості системи в програмі MATLAB за допомогою програми - прототипу COLOSS. Звернення до цієї функції:

$$ss = \text{coloss}(b, a)$$

Програма для визначення оптимально значення  $\Lambda$  була створена за допомогою програмної системи MATLAB та представлена у ДОДАТКУ Б. Як результат даної роботи отримуємо графік, представлений нижче

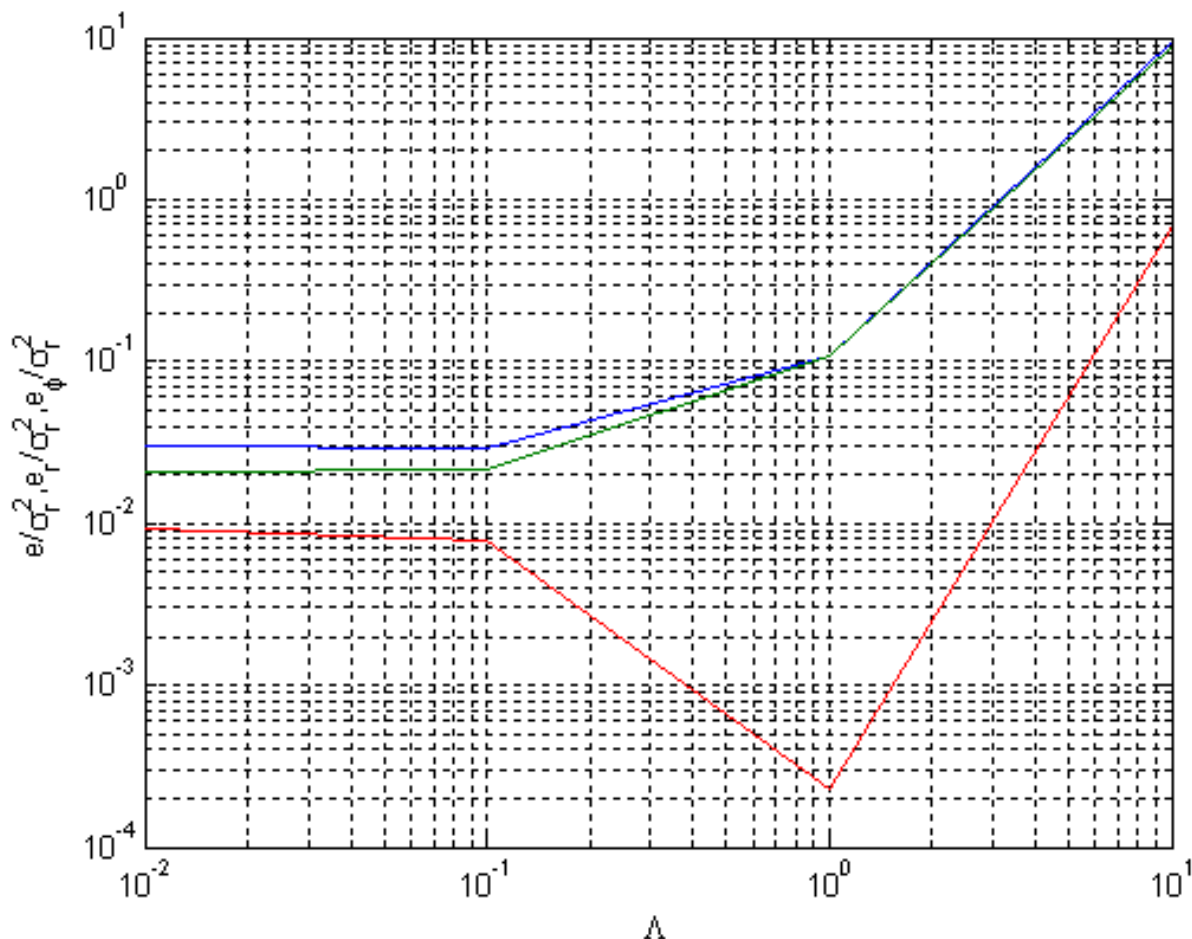


Рис. 4.1 Графік залежностей відносно дисперсій похибки системи  $\frac{e}{\sigma_r^2}$  та її складових  $\frac{e_r}{\sigma_r^2}$  та  $\frac{e_\phi}{\sigma_r^2}$  від вагового показнику  $\Lambda$ .

З графіку видно, оптимальне значення  $\Lambda = 10^{-1}$ , так як саме при цьому значенні відносна дисперсія похибки системи  $\frac{e}{\sigma_r^2}$  має мінімальне значення.

Підставимо чисельні значення параметрів у вираз (1.25) та проведемо операцію факторизації, в результаті отримаємо:

$$\Gamma = \Gamma_* = 1,$$

Підставимо чисельні значення параметрів у вираз (1.26) та проведемо операцію факторизації, як результат отримаємо:

$$D = \frac{56.419(s^2 + 4.205s + 9.205)}{(s+100)(s+1)(s+0.1)},$$

$$D_* = \frac{-56.419(s^2 - 4.205s + 9.205)}{(s-100)(s-1)(s-0.1)},$$

Таким чином, маємо результати виконання етапів 1) і 2) спектрального алгоритму ідентифікації. Подальша нумерація відповідає нумерації зазначених раніше етапів алгоритму.

3). Підставляючи початкові дані – значення спектральної щільності – в рівняння зв'язку (3.11), маємо

$$\begin{aligned} S_{x\Delta} S_{\Delta x} &= \frac{\sigma_u^2}{\pi} \left| \frac{s\beta + m}{(s+\alpha)s} \right|^2 - \frac{\sigma_u^2}{-\pi s^2} \cdot \frac{m}{(-s+\alpha)} \cdot \frac{-\pi s^2}{\sigma_u^2} \cdot \frac{\sigma_u^2}{-\pi s^2} \cdot \frac{m}{(s+\alpha)} \\ &= \frac{\sigma_u^2}{\pi} \left| \frac{\beta}{(s+\alpha)} \right|^2. \end{aligned}$$

Розкладаючи на комплексно спряжені множники, отримаємо спектральні щільності

$$S_{x\Delta} = \frac{\sigma_u}{\sqrt{\pi}} \frac{\beta}{(-s+\alpha)}, \quad S_{\Delta x} = \frac{\sigma_u}{\sqrt{\pi}} \frac{\beta}{(s+\alpha)}.$$

4) Знайдемо матриці

$$\mathbf{S}'_{yy} = \begin{bmatrix} S'_{uu} & 0 \\ 0 & S'_{\Delta\Delta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\sigma_u^2}{-\pi s^2} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{S}'_{yx} = \begin{bmatrix} S'_{ux} \\ S'_{\Delta x} \end{bmatrix};$$

5) Знайдемо матриці  $\mathbf{D}$ ,  $\mathbf{D}_*$ , а також  $\mathbf{D}^{-1}, \mathbf{D}_*^{-1}$ . Спочатку знайдемо

$$\mathbf{D}\mathbf{D}_* = \mathbf{S}'_{yy} = \begin{bmatrix} \frac{\sigma_u^2}{-\pi s^2} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Отриману матрицю розкладемо на дві ермітово спряжені,

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} \frac{\sigma_u}{\sqrt{\pi}s} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D}_* = \begin{bmatrix} \frac{\sigma_u}{\sqrt{\pi}(-s)} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Відповідні обернені матриці

$$\mathbf{D}^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{\pi}s}{\sigma_u} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D}_*^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{\pi}(-s)}{\sigma_u} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

б) Використовуючи знайдені значення, обчислимо матрицю

$$N = \Gamma S'_{xy} D_*^{-1} = \left[ \frac{\sigma_u^2}{-\pi s^2} \cdot \frac{m}{(s+\alpha)}, \quad \frac{\sigma_u}{\sqrt{\pi}} \cdot \frac{\beta}{(s+\alpha)} \right] \cdot \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{\pi}(-s)}{\sigma_u} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} =$$

$$= \left[ \frac{\sigma_u}{\sqrt{\pi s}} \cdot \frac{m}{(s+\alpha)}, \quad \frac{\sigma_u}{\sqrt{\pi}} \cdot \frac{\beta}{(s+\alpha)} \right].$$

7) Відповідно до алгоритму необхідно виконати сепарацію отриманої матриці. Проте отримана матриця не містить полюсів (коренів знаменника) у ППП, тому сепарація матриці не потрібна, отже

$$N_+ = \left[ \frac{\sigma_u}{\sqrt{\pi s}} \cdot \frac{m}{(s+\alpha)}, \quad \frac{\sigma_u}{\sqrt{\pi}} \cdot \frac{\beta}{(s+\alpha)} \right].$$

8) Визначимо блочну матрицю  $\Phi$

$$\Phi = N_+ D^{-1} = \left[ \frac{\sigma_u}{\sqrt{\pi s}} \cdot \frac{m}{s+\alpha}, \quad \frac{\sigma_u}{\sqrt{\pi}} \cdot \frac{\beta}{s+\alpha} \right] \cdot \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{\pi s}}{\sigma_u} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} =$$

$$= \left[ \frac{m}{s+\alpha}, \quad \frac{\sigma_u}{\sqrt{\pi}} \cdot \frac{\beta}{s+\alpha} \right].$$

9) З отриманої блочної матриці можна визначити передавальну функцію вимірювача

$$K = \frac{m}{s+\alpha},$$

і дробово-раціональну функцію

$$P^{-1} = \frac{1}{s+\alpha}, \quad P = s+\alpha.$$

Отриману передавальну функцію вимірювача можна подати в стандартному вигляді передавальної функції аперіодичної ланки

$$K = \frac{k}{Ts+1}, \quad T = \frac{1}{\alpha}, \quad k = \frac{m}{\alpha}.$$

10) Визначимо спектральну щільність перешкод

$$S'_{\psi\psi} = P W W_* P_* = (s+\alpha) \frac{\sigma_u}{\sqrt{\pi}} \cdot \frac{\beta}{(s+\alpha)} \cdot \frac{\sigma_u}{\sqrt{\pi}} \cdot \frac{\beta}{(-s+\alpha)} \cdot (-s+\alpha) = \frac{\sigma_u^2}{\pi}$$

В результаті отримаємо результат сепарації у такому вигляді:

$$\Theta_+ = \frac{0.72655(s+1008)(s+76.31)(s+0.004837)}{(s+1000)(s+100)(s+0.1)^2},$$

Тепер обчислимо передавальну функцію оптимальної структури фільтру за наведеним алгоритмом, підставивши чисельні значення параметрів системи:

$$G = \frac{0.012878(s + 1008)(s + 76.31)(s + 1)(s + 0.004837)}{(s + 1000)(s + 0.1)(s^2 + 4.205s + 9.209)}.$$

В результаті проведеного алгоритму синтезу оптимального фільтру системи, отримали передавальну функцію оптимального фільтру досліджуваної системи.

### 3.4 Обчислення і дослідження результатів аналізу якості синтезованої системи фільтрації

Обчислення та дослідження результатів аналізу якості синтезованої системи виконаємо за допомогою програми, створеної в системі MATLAB.

Розглянемо залежність якості синтезованої системи від експлуатаційних параметрів шум - сигнал  $\gamma$  та сталаї часу завади  $\nu$ . Створена в системі MATLAB програма за допомогою якої можна прослідкувати цю залежність представлена в ДОДАТКУ В.

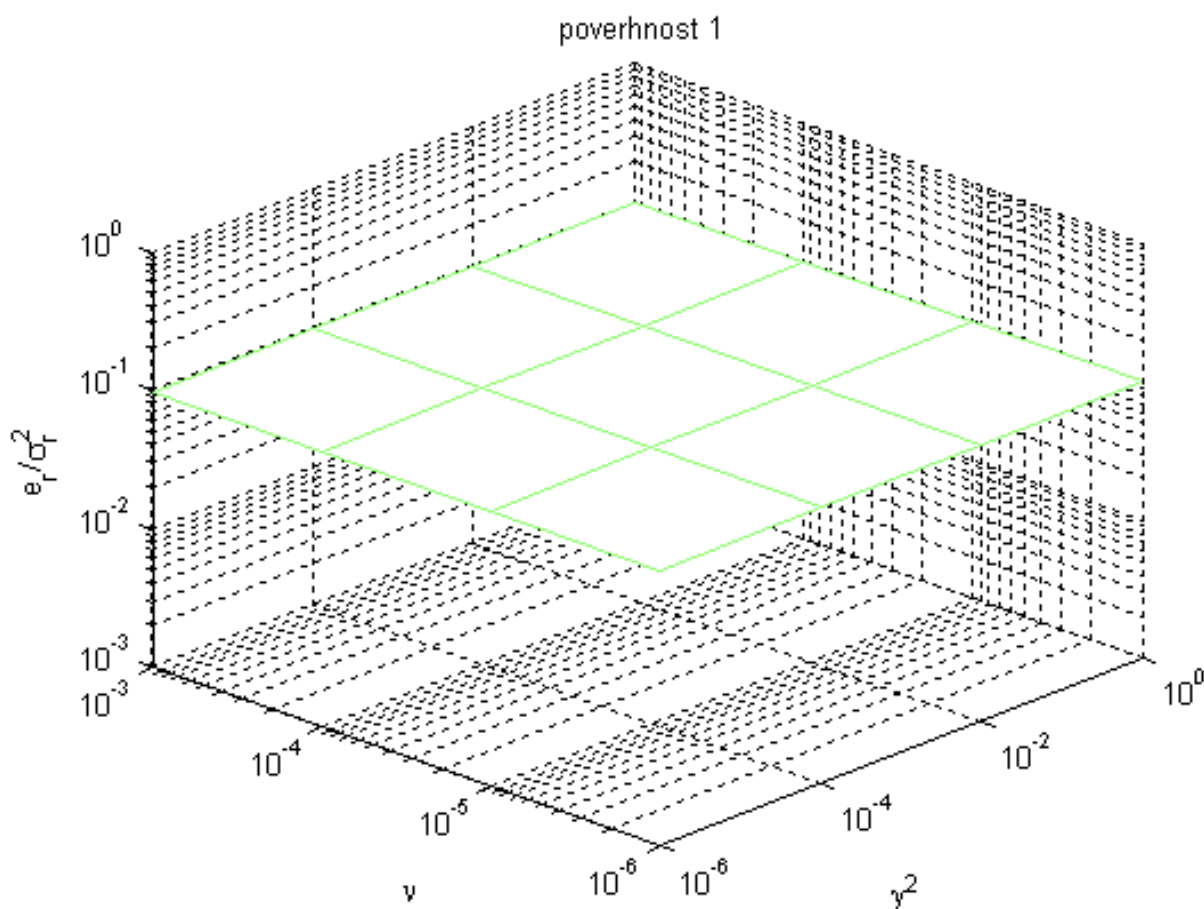


Рис. 4.2 Поверхня, що характеризує зміну відносної дисперсії похибки у відтворенні програмного сигналу  $\frac{e_r}{\sigma_r^2}$  у функції експлуатаційних параметрів  $\nu$  та  $\gamma$ .

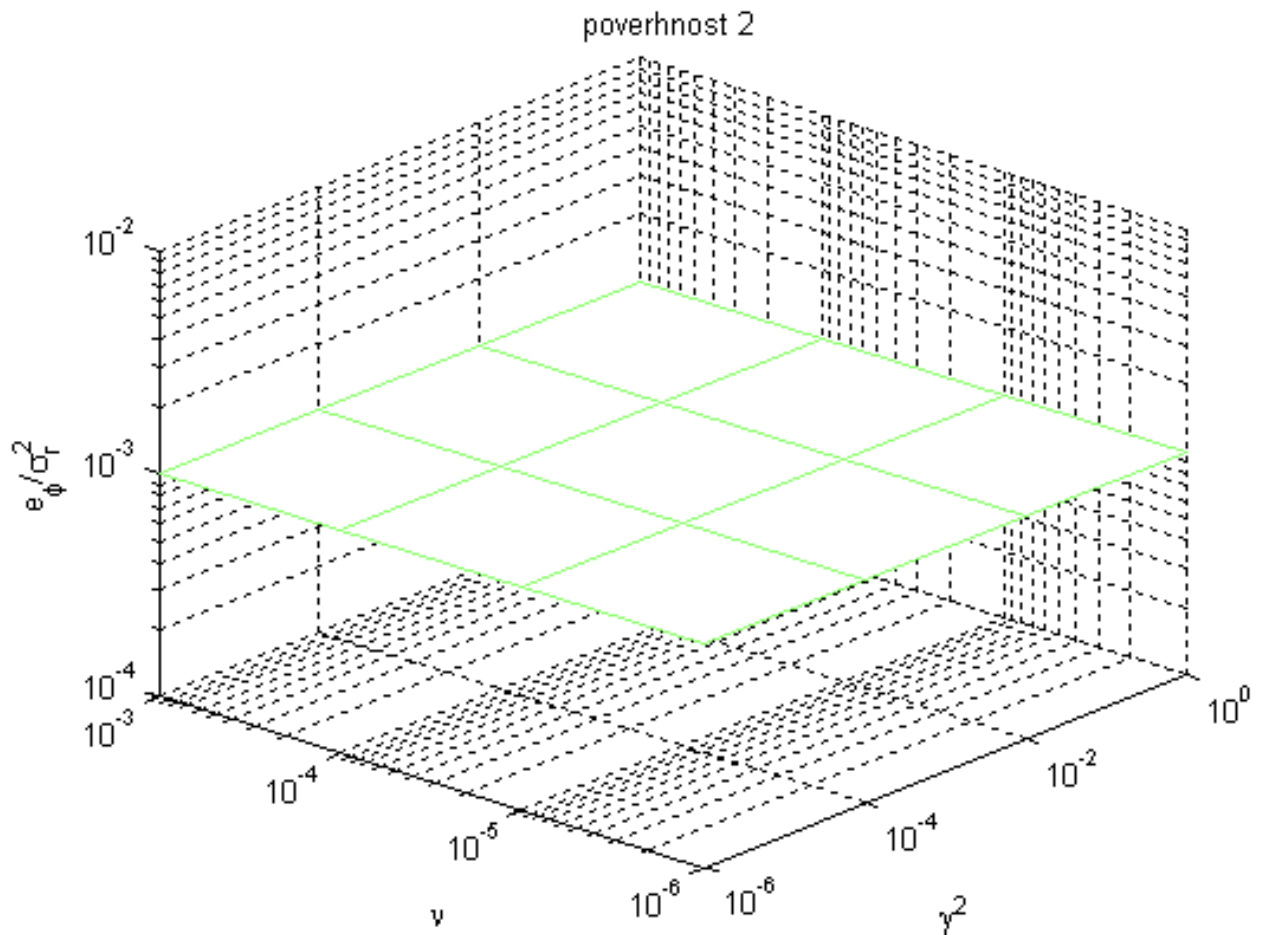


Рис. 4.3 Поверхня, що характеризує зміну відносної дисперсії похибки у відтворенні сигналу помилки  $\frac{e_\phi}{\sigma_r^2}$  у функції експлуатаційних параметрів  $\nu$  та  $\gamma$ .

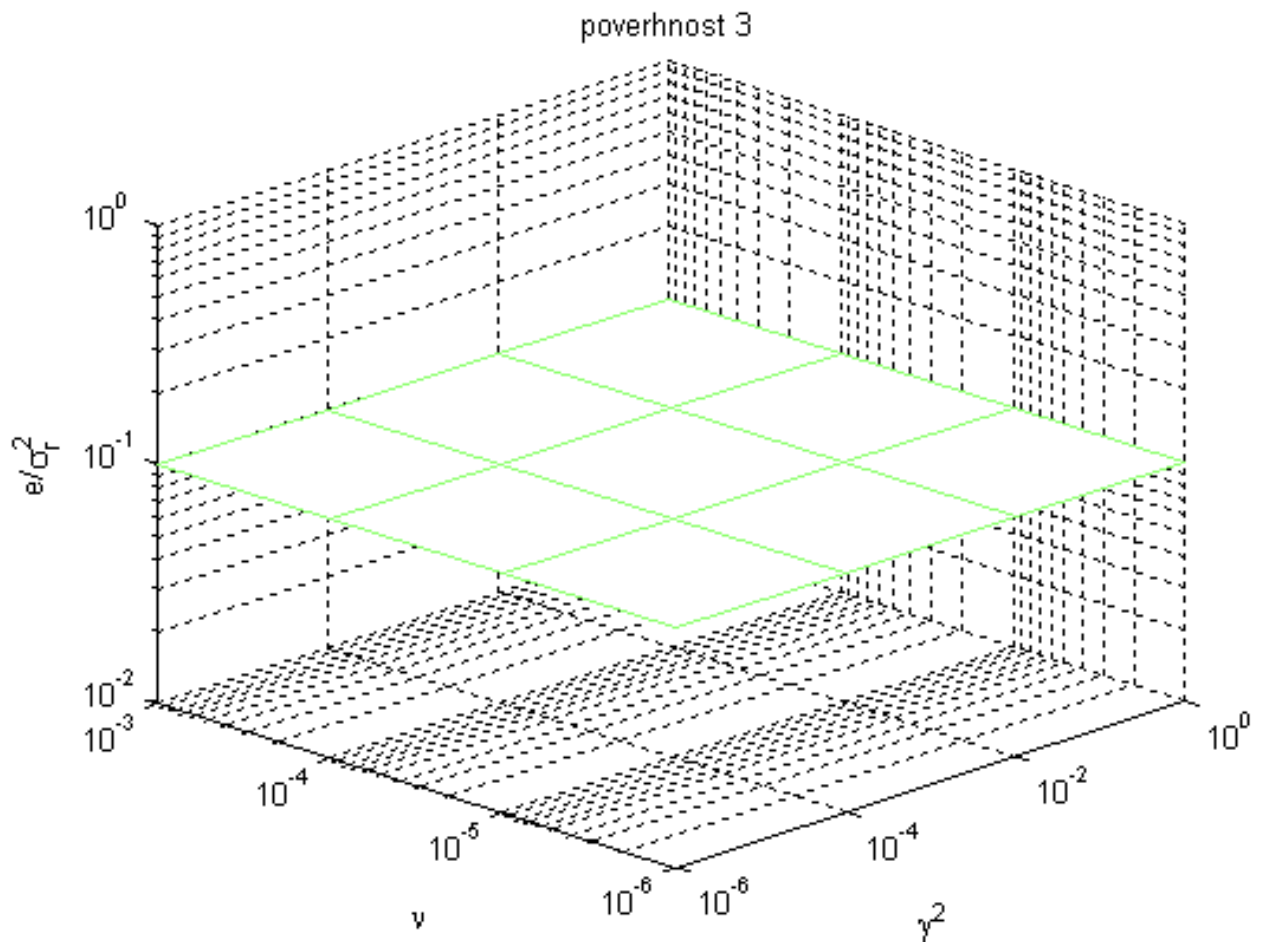


Рис. 4.4 Поверхня, що характеризує зміну відносної дисперсії похибки  $\frac{e}{\sigma_r^2}$  у функції експлуатаційних параметрів  $\nu$  та  $\gamma$ .

Система «нечутлива» до змін експлуатаційних параметрів, тобто абсолютно робастна.

Тепер розглянемо залежність якості синтезованої системи: від конструктивних параметрів системи сталаї часу програмного сигналу  $\tau$  та сталаї часу вимірювача  $T$ . Створена в системі MATLAB програма за допомогою якої можна прослідкувати цю залежність представлена в ДОДАТКУ Г.

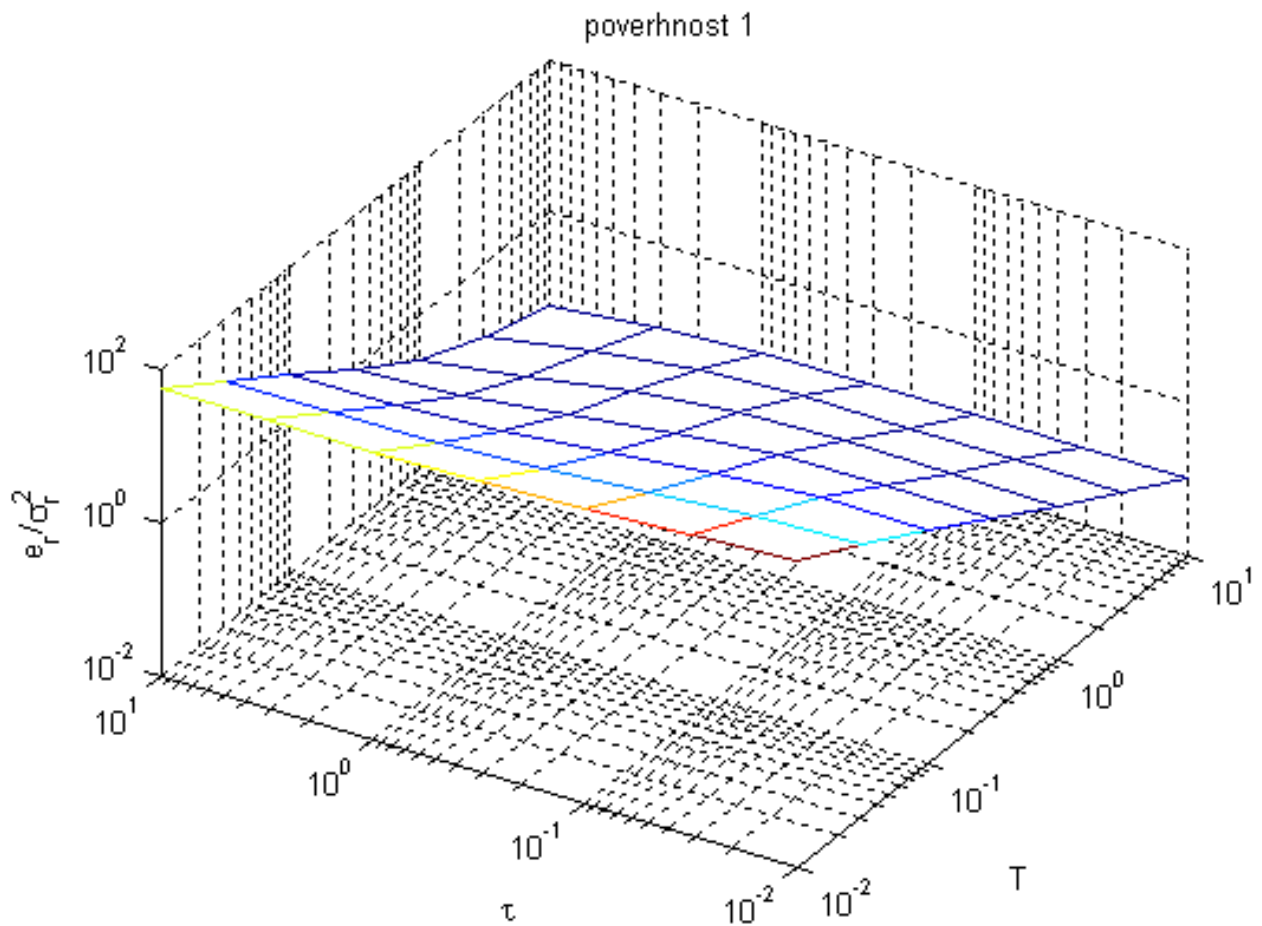


Рис. 4.5 Поверхня, що характеризує зміну відносної дисперсії похибки у відтворенні програмного сигналу  $\frac{e_r}{\sigma_r^2}$  у функції конструктивних параметрів  $T$  та  $\tau$ . Таким чином роботі значення конструктивного параметру  $T$  повинені знаходитися в діапазоні  $(10^0 \dots 10^1)$



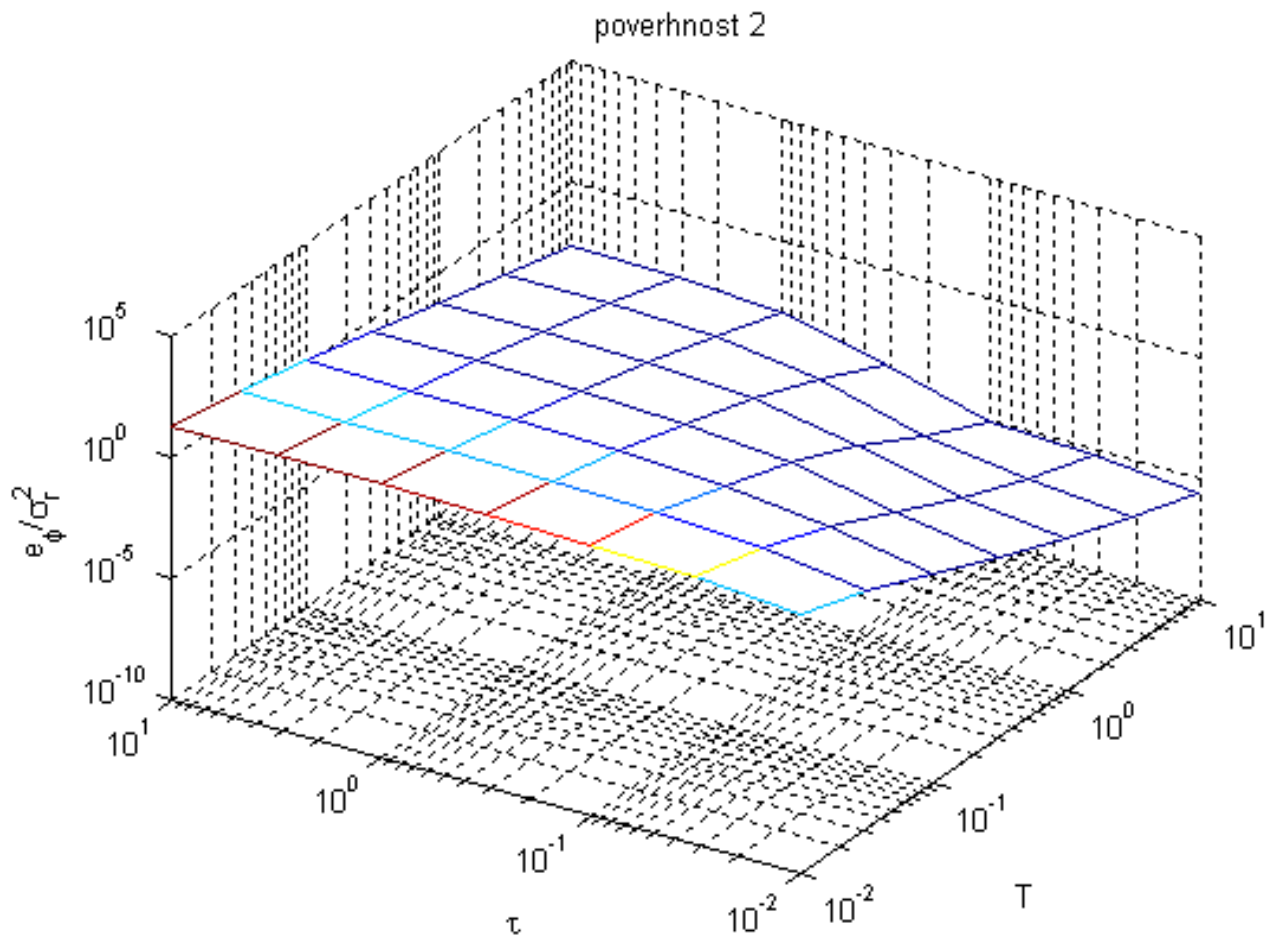


Рис. 4.6 Поверхня, що характеризує зміну відносної дисперсії похибки у

відтворенні сигналу помилки  $\frac{e_\varphi}{\sigma_r^2}$  у функції конструктивних параметрів  $T$  та  $\tau$ .

Таким чином роботі значення конструктивного параметру  $T$  повинені бути в діапазоні  $(10^0 \dots 10^1)$ .

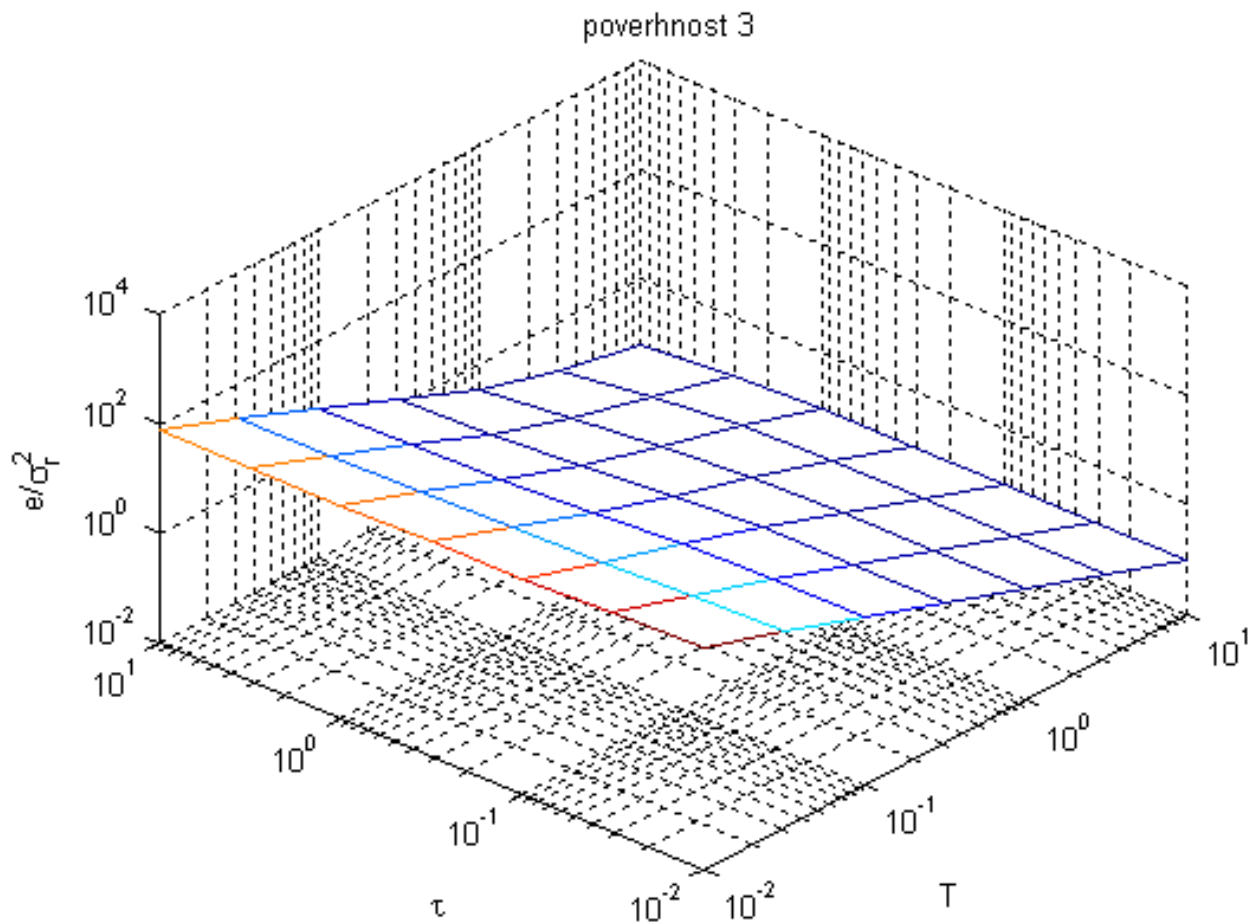


Рис. 4.7 Поверхня, що характеризує зміну відносної дисперсії похибки  $\frac{e}{\sigma_r^2}$  у функції конструктивних параметрів  $T$  та  $\tau$ .

### 3.5. Вимірювання мікропереміщень чутливих елементів датчиків

Найбільш розповсюдженими перетворювачами переміщень чутливих елементів мікромеханічних приладів є: тензорезистори та ємнісні датчики.

Ємнісний перетворювач працює на основі вимірювання ємності між рухомим електродом 1, який зазвичай розташований на рухомій частині акселерометра (чутливому елементі), та нерухомими електродами 2 які знаходяться на корпусі (рис. 10).

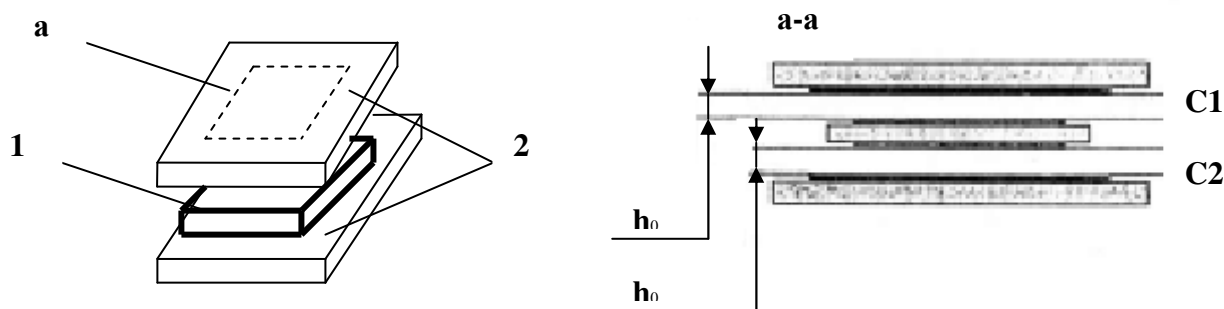


Рис. 4.8 Ємнісний перетворювач переміщень

Ємності між відповідними парами електродів визначаються за формулами:

$$C_1 = \frac{\epsilon_0 \epsilon S}{h_0 + \Delta h}; \quad C_2 = \frac{\epsilon_0 \epsilon S}{h_0 - \Delta h};$$

де -  $\epsilon$  - діелектрична проникливість між електродами;  $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$  (Ф/м);  $S$  - площа взаємного перекривання електродів;  $\Delta h$  - зміщення рухомого електроду;  $h_0$  - початковий зазор між електродами.

Із залежності (1) випливає, що кожний з параметрів приводить до змінення параметрів ємнісного перетворювача. Щоб запобігти впливу площі перекриття площу рухомого електроду роблять меншою, ніж площу нерухомого. Слід мати на увазі, що між кожною парою електродів є силова взаємодія, яка визначається за формулою:

$$F_T = q_i^2 / (\epsilon \epsilon_0 S) \quad i=1,2,$$

де  $q_i$  - електричні заряди на електродах.

Також вплив має і параметр  $\epsilon$ , вплив котрого запобігається в електронній схемі. Вимірювальна схема з ємнісними перетворювачами переміщень повинна задовольняти таким умовам [1]:

1. Лінійність статистичної характеристики у всьому діапазоні вимірювання.

2. Відсутність впливу діелектричної проникливості середовища, яким заповнено простір між вимірювальними електродами перетворювача.
3. Достатня фільтрація вихідного сигналу від несучої частоти генератора, до якого включений ємнісний міст.
4. Виключення впливу тяжіння між рухомими і нерухомими електродами ємнісного моста.
5. Мінімальна кількість схемних елементів.

Найбільш підходящою схемою по вимогам, є схема на рис.4.9.

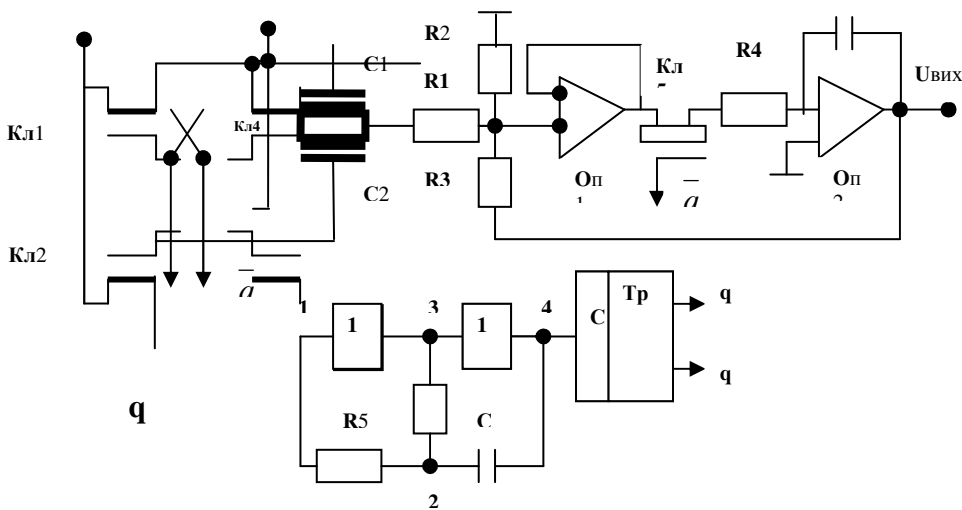
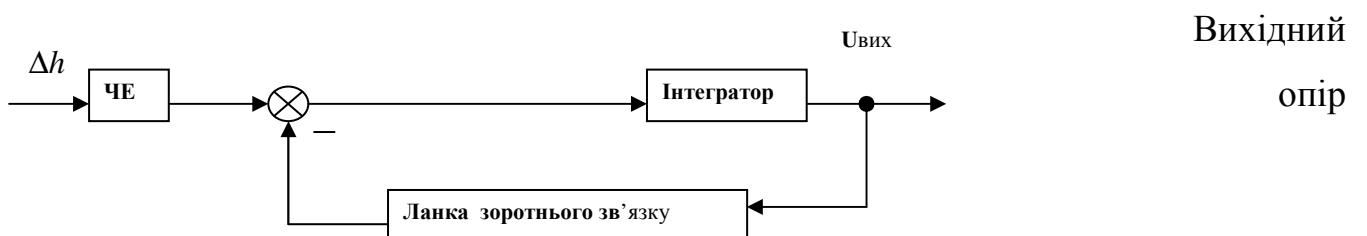


Рис.4.9. Принципова схема ємнісного перетворювача датчика

Час роботи перетворювача можна розділити на два такти: перший такт підготовки, під час якого заряджається заряд вимірювальних конденсаторів від джерела опорних напруг. Ключ синхронного детектора Кл1 замкнений, а інтегратор виконує функцію аналогового запам'ятовуючого осередку [5]. Другий такт – вимірювальний, під час якого виконується перезаряд вимірювальних ємностей, ключ синхронного детектора розімкнений, що призводить до подачі сигналу на вхід інтегратора та кола зворотнього зв'язку. Два плеча ємнісного моста представляють диференційні вимірювачі ємності  $C_1$ ,  $C_2$ , а два інших плеча- джерела опорної напруги  $+U_0$  та  $-U_0$ .



Вихідний  
опір

вимірювальної діагоналі ємнісно-резисторного моста є високоомним, а рівень корисного сигналу після моста недостатній для подальшої обробки [5]. В зв'язку з цим міст доповнений повторювачем заряду на операційному підсилювачі (Оп1), який одночасно виконує функцію трансформування високого опору у низький та порівняння сигналів моста та кола зворотного зв'язку. Резистори суматора зроблені однаково і мають однаковий опір ( $R_1=R_2$ ).

Рис.4.10. Структурна схема ємнісного перетворювача

Відповідно до структурної схеми (рис.12) повна передатна функція перетворювача має вигляд:

$$W_n(S) = \frac{U_{\text{вхи}}}{\Delta h} = K_n / (1 + Ts)$$

де  $K_n = U_0 / 2h_0$  - статистичний коефіцієнт передачі перетворювача;  $T = R_4 \cdot C_3$  - стала часу інтегратора;  $s$  - оператор Лапласа.

Інтегратор виконує дві функції. По-перше - він надає порядок астатизму перетворювачу, в результаті чого температурний дрейф електронних вузлів прямого кола охоплений зворотнім зв'язком, не впливає на точність перетворення. По-друге в підготовчому такті разом із ключем синхронного детектора він виконує функцію аналогового запам'ятовуючого осередку результату перетворення на попередньому такті. При  $s=0$  з виразу (3) одержуємо, що напруга на виході вимірювальної схеми дорівнює:

$$U_{\text{вих}} = K_n \cdot \Delta h = \frac{U_0}{2h_0} \Delta h.$$

З формули (4) випливає, що основними причинами температурної похибки вимірювального кола є нестабільність джерела опорної напруги та нестабільність зазору між електродами.

Температурну похибку можна визначити за формулою:

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

де  $\alpha_c$  - температурний коефіцієнт напруги стабілізатора;  $\alpha_T$  - температурний коефіцієнт матеріалу який впливає на змінення зазору.

Температурний коефіцієнт напруги стабілізатора приблизно на порядок перевищує величину інших похибок. В якості одного з способів підвищення точності ємнісного перетворювача є вибір стабілізатора, знак температурного коефіцієнта напруги якого не співпадає зі знаком температурного коефіцієнта змінення початкового зазору.

Для діапазону температур (-60 ...+80)  $^{\circ}\text{C}$  сумарна відносна похибка складає  $10^{-3}\%$  від діапазону вимірювання.

В даному розділі дипломної роботи обчислили результати аналітичного синтезу оптимального фільтра досліджуваної системи, за алгоритмом, який представлений в попередніх розділах. Обчислили результати операції факторизації та операції сепарації дробово – раціональних функцій представлених в роботі.

Також отримали результат для передавальної функції системи, після підстановки чисельних значень параметрів системи.

## **ОСНОВНІ ВИСНОВКИ**

На підставі проведених досліджень можна зробити наступні висновки та рекомендації.

2. В дипломній роботі запропоновано розширений метод та алгоритм синтезу структури оптимального фільтра в системі вимірювання основних навігаційних параметрів польоту шляхом введення в функціонал якості додаткової складової, яка суттєво підвищила міру робастності системи.

Вважаю, що запропонований алгоритм синтезу оптимальної структури регулятора робастної оптимальної динамічної системи може з успіхом використовуватися при аналітичному конструюванні конкурентноздатних систем оптимальної фільтрації.

## ПЕРЕЛІК ЛІТЕРАТУРНИХ ДЖЕРЕЛ

1. АЗАРСКОВ В. Н., БЛОХИН Л. Н., ЖИТЕЦКИЙ Л. С. Методология конструирования оптимальных систем стохастической стабилизации. – Монография. – К.: НАУ, 2006. – 437 с.
2. БЛОХІН Л. М., БУРИЧЕНКО М. Ю. Статистична динаміка систем управління: Підручник для ВНЗ. – К.: НАУ, 2003. – 208 с.
3. АЗАРСКОВ В. Н., БУРИЧЕНКО М. Ю., САВИНОВ О.М., СУЩЕНКО О.А. Аналітичне конструювання вимірювальних систем. Спектральні алгоритми: Навчально – методичний посібник. – К.:НАУ, 2002. – 88с.
4. БЛОХИН Л. Н., КАДЫШЕВ И.К., ТРИФОНОВ – БОГДАНОВ П.И. Основы навигации и пилотажно – навигационные комплексы. Учебн. для вузов ГА. – М.: Воздуш. Транспорт, 1993. – 243с.
5. БЛОХИН Л. Н.. Оптимальные системы стабилизации. К.: Техника, 1982. – 144 с.