

**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  
“МАГІСТР”**

**Тема: Аналітичне конструювання фільтра сигналів прискорення  
літака**

**Виконавець:** Гаврилов А. В.

**Керівник:** к.т.н., доцент Кривоносенко О. П.

Консультанти з окремих розділів пояснювальної записки:

Охорона праці к.т.н., доцент К .

Охорона навколишнього середовища доцент .

**Нормоконтролер:** к.т.н., доцент Дивнич М. П.

**Київ 2020**



## 6. Календарний план-графік

| №<br>п/п | Завдання   | Термін<br>виконання        | Відмітка про<br>виконання |
|----------|--|----------------------------|---------------------------|
| 1        | Затвердження теми дипломної роботи.  | 01.11.2020–<br>10.11.2020  |                           |
| 2        | Підготовка вихідних статистичних даних для дослідження системи та її обробки | 11.11.2020–<br>12.11.2020  |                           |
| 3        | Аналіз каналу автопілоту при випадкових зовнішніх впливах                    | 13.11.2020 –<br>15.11.2020 |                           |
| 4        | Розрахунок основних параметрів закону керування системи фільтрації           | 16.11.2020 –<br>30.11.2020 |                           |
| 5        | Моделювання синтезованого закону керування                                   | 01.12.2020 –<br>05.12.2020 |                           |
| 6        | Оформлення результатів дослідження   | 06.12.2020 –<br>12.06.2020 |                           |
| 7        | Оформлення дипломної роботи, підготовка доповіді та презентації.             | 13.12.2020 –<br>21.12.2020 |                           |

## 7. Консультанти з окремих розділів роботи:

| Розділ                                 | Консультант<br>(посада, П.І.Б.) | Дата, підпис   |                  |
|--|---------------------------------|----------------|------------------|
|  |                                 | Завдання видав | Завдання прийняв |
| Охорона праці                          | к.т.н., доцент А.               |                |                  |
| Охорона<br>навколишнього<br>середовища | доцент<br>М.                    |                |                  |

8. Дата видачі завдання «\_\_\_\_\_» \_\_\_\_\_ 20\_\_\_\_ р.

Керівник роботи (проекту) \_\_\_\_\_ Кривоносенко  
О.П.

(підпис)

## ВСТУП

Для створення оптимальної системи управління необхідно проводити так звані етапи її «аналітичного конструювання». На цих етапах, які мають випереджати основні етапи проектування і створення майбутньої системи, тобто ще до витрат коштів і часу на етапі безпосереднього проектування, виготовлення, дослідження і доводки зразків системи, можливо визначити доцільність її подальшої розробки, її оптимальну структуру, а також досяжні рубежі якості цієї системи при врахуванні реальних умов експлуатації.

Як відомо [2], у сфері створення систем стабілізації і управління складними динамічними об'єктами, що в процесі експлуатації (функціонування) перебувають під впливом багатьох збурюючих факторів, вирішення питань досягнення найвищої якості функціонування має базуватися на використанні новітніх наукових підходів, методів і алгоритмів (тобто наукоємних технологій) для створення конкурентоспроможних систем. Для забезпечення конкурентоспроможності системи, що створюються, мають бути оптимальними, тобто такими, що гарантують досягнення найліпших в реальних експлуатаційних умовах границь якості функціонування.

Тут складний об'єкт, що потребує управління, розглядається як деяка динамічна система. Динамічна система – це математична модель для дослідження закономірностей різної природи, пов'язаних з рухом матеріальних тіл, передачею інформації, розвитком процесів, що корегуються (соціальних, біологічних, економічних, технологічних і т. ін.).

Такі моделі безпосередньо використовуються у сучасній теорії управління. Засоби управління динамічними системами створюються з метою забезпечення постійної ефективної протидії багатьом стохастичним впливам, що безперервно змінюють нормативний (передбачуваний) характер процесів функціонування системи, заважають ефективному досягненню цілей її функціонування. Як правило, на момент синтезу управління недостатньо відомі не тільки особливості стохастичних впливів, а й діючі моделі динаміки самого об'єкта управління.

У зв'язку з прогресом в техніці, із постійним зростанням конкуренції на ринках збуту продукції різних галузей господарства (авіакосмічній та інших сферах сучасної промисловості, біомедикотехнічній, аграрній, техніко – економічній, сфері управління організаціями ) різко підвищуються вимоги до якості виробів, що пропонуються, ефективності відповідних виробничих процесів і, зрештою, до якості управління відповідними об'єктами, технологічними, економічними і соціальними процесами, що призначені забезпечувати випуск, збут та використання зазначеної продукції.

В авіаційних бортових системах керування часто використовують датчики параметрів руху, в тому числі прискорень літального апарата, а саме лінійні акселерометри.

Акселерометри - датчики лінійних прискорень, призначені для вимірювання прискорення рухомого об'єкту і перетворення в електричний сигнал. Сигнали, пропорційні прискоренню, використовують для стабілізації й автоматичного управління рухомими об'єктами на траєкторії. Термін акселерометр походить від латинського *accelero* - прискорити й грецькою *μετρεομετρο* - вимірювати, тобто акселерометр - прилад, який вимірює розмір прискорення. Акселерометри вимірюють уявне прискорення, що є різницею між абсолютним лінійним прискоренням об'єкта й прискоренням сили тяжіння Землі.

На сучасних літаках, ракетах, супутниках, машинах і космічних кораблях акселерометри застосовуються в автопілотах для поліпшення характеристик стійкості і керованості об'єкту, а в системах інерціальної навігації - як основні датчики, призначені для вимірювання прискорення, з яким переміщається центр мас об'єкту. Акселерометри також використовуються як індикатори площини горизонтування гіростабілізованих платформ і інших пристроїв.

В сучасних умовах, коли вимоги до якості (точності) фільтрації перетворення корисної вхідної стохастичної інформації у присутності випадкових завад вимірювань в багатовимірних перетворюючих трактах різного призначення постійно зростають, а динамічні характеристики заданих частин систем, що проектуються, а також завад вимірювань точно не визначені назріло питання щодо створення оптимальних та одночасно робастних розімкнених систем для фільтрації вимірних сигналів польоту з метою підвищення достовірності і точності польотної інформації.

**Аналіз досліджень і публікацій.** Як відомо, в теперішній час вищі рубежі якості функціонування складних динамічних комплексів можуть досягатися практично лише в оптимальних системах, в тому числі фільтрації, синтезованих за допомогою спеціальних наукоємних технологій, які базуються на ідеях вінеровського або калмановського методів оптимальних фільтрацій. Для послаблення негативних наслідків, що викликані нечіткими уявленнями про необхідні в певних задачах синтезу моделях динаміки об'єкта, збурень, завад, похибок та механізмах дії останніх, синтезують так звані робастні [1, 2] малочутливі до збурюючих факторів системи.

Відомо [1], поняття якості динамічної системи одне з визначаючих в інженерній практиці. На питання покращення та максимізації якості складних систем постійно направлена наукова та інженерна думка спеціалістів, які створюють та експлуатують ці системи. В якості вбачають, наприклад [15], властивості технічної системи, які характеризують успішність вирішення передбачених для неї задач в визначених умовах

експлуатації такими властивостями являються ефективність, точність, надійність, вартість і т.д. Встановивши поняття якості складної системи, формулюють задачу про кількісну зміну її властивостей. При цьому враховують, що ці властивості істотно залежать від умов роботи системи. Таким чином, поняття якості системи відносне. Для кількісної оцінки якості системи вводять критерії – показники якості, які представляють собою числа, які визначають кількісну міру цікавлячих властивостей системи. Показники якості дозволяють порівняти між собою системи одного призначення, оцінювати вплив на систему тих чи інших умов роботи та часткових змін у системі, вибрати найкращі за якістю системи і т.п. Показники якості зазвичай включають в собі кількісні міри не всіх, а тільки найважливіші для конкретної задачі сторін якості.

**Точність – головна сторона якості систем навігації та управління рухом.** Часто в практиці динамічних систем як визначальна сторона якості виступає точність системи. Такі ситуації виникають при навігації та управлінні автономним об'єктом, в точному приладобудівництві, моделюванні руху складних об'єктів і т.п. В цих випадках поняття «точність» може однозначно характеризувати якість системи, тобто виступати в ролі його еквівалента, точностний показник системи може стати критерієм її якості.

Таким чином, для процесів навігації та управління польотом літальних апаратів, для ефективного функціонування бортових комплексів та пристроїв різноманітного призначення питання точності являються визначальними. Це пов'язано, по – перше, з великою відповідальністю задач, які вирішуються в польоті як за допомогою систем управління, так і його бортових комплексів. Як правило, це задачі стабілізації польоту літального апарату на заданій траєкторії, наведення та орієнтації літального апарату, стабілізації бортових функціональних комплексів. По – друге, з великою складністю задач управління польотом, так як літальний апарат та його системи управління являють собою багатомірні та багато зв'язні динамічні

системи, які працюють в стохастичних умовах експлуатації. Задачі оптимізації управління такими системами через їх складність зазвичай не ставляться як багатокритеріальні. При назначені критерія якості управління польотом для вирішення задачі використовують показник, який враховує лише основну сторону якості (в даному випадку - точність). Вимога коректності фізичних постановок таких задач, необхідність врахування реальних енергетичних можливостей систем привели до того, що критерії якості управління польотом тим чи іншим способом враховують затрати потужності на управління. Наприклад, в критерій якості вводять член, який обмежує дисперсію сигналів управління. Цим досягається компроміс між прагненням до досяжності найбільшої точності та виробленими затратами потужності управління.

Основна задача дипломних досліджень полягає у розробленні нового алгоритму синтезу оптимальних робастних динамічних розімкнених багатовимірних систем вимірювань навігаційних сигналів у відповідності з новим функціоналом якості системи і дослідження міри робастності синтезованої системи при змінах ряду варійованих параметрів системи. Метод визначення алгоритму синтезу системи базується на ідеях Вінера - Колмогорова. Але новий функціонал якості відмінний від відомого вінерівського доданком, який підсилює міру робастності обраної для синтезу системи.

Установлено, що модернізований алгоритм синтезу при змінах в функціоналі якості системи забезпечує більшу міру робастності розробляємої системи; досліджено зміну відносної дисперсії помилки системи в функції ряду конструктивних і експлуатаційних параметрів.

## **РОЗДІЛ 1**

### **АНАЛІЗ РОБОТИ СУЧАСНИХ АКСЕЛЕРОМЕТРІВ в ІНС**



## **1.1. Огляд існуючих методів і засобів навігації.**

На повітряних судах (ПС), що виконують складні маневри в просторі з великими кутовими і лінійними прискореннями, як курсові прилади і гіровертикалі використовують гіроскопічні прилади (ГП), які коректуються фізичним маятником або магнітним компасом. Такі прилади називають гіростабілізаторами (ГС).

Широке застосування ГС порозумівається тим, що вимірювальні пристрої (у тому числі і гіроскопічні), установлені на платформі ГС, має підвищену нечутливість до моментів зовнішніх сил і зберігає чутливі осі гіроскопів незмінними в просторі.

Найпростішим ГС є астатичний гіроскоп у кардановому підвісі. Однак у процесі експлуатації чутливі осі астатичного гіроскопа, що знаходиться під впливом багатьох фізичних факторів, значно відхиляються від заданого положення в просторі (“ відходять”). 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.

### ***Кафедра аерокосмічних систем управління***

Аналіз точності роботи ГС, а також вибір керування його рухом виконують на базі методів сучасної теорії керування, у тому числі і ймовірносних методів.

На ЛА застосовують гіроскопічні стабілізуючі пристрої, або ГС, у яких ефект стабілізації досягається гіроскопами різної конструкції.

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

В міру розвитку авіаційної техніки зростають точносні вимоги до навігації і керування польотами повітряних суден (ПС). Усе більша увага приділяється розвитку автономних навігаційних систем і комплексів, таких як інерціальні навігаційні системи (ІНС), астроорієнтатори, доплеровські, курсові й інші системи, призначені для 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 літального апарата.

### **1.2.1. Акселерометри. 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 авіаційній промисловості і автомобілебудуванні вони використовуються в першу чергу для забезпечення безпеки пасажирів. Іноземне слово «акселератор» відомо давно. А виміряти прискорення дозволяє такий прилад, як акселерометр. В авіабудуванні цей прилад з'явився зовсім недавно, а в ракетах, підводних човнах, літаках, акселерометри є чутливими елементами систем автоматичного керування рухом [1].

Акселерометр уявляє собою прилад, який має інерційний елемент, переміщення котрого відносно корпусу приладу обмежено пружним зв'язком.

По типу інерційного елемента акселерометри бувають двох класів: осьові, маятникові.

Усі датчики прискорення, незважаючи на типи застосованих перетворювачів переміщення маси чутливого елемента (ЧЕ) в електричний сигнал й підвісу, розділяються на акселерометри прямої дії, тобто без застосування зворотного зв'язку, й компенсаційні, в яких здійснюється автоматичне зрівноваження інерційної сили ЧЕ з застосуванням зворотного зв'язку.

Розділяють низькочастотні акселерометри й віброакселерометри. Низькочастотні акселерометри використовуються для систем орієнтації й автоматичного керування об'єктом, що рухається. Віброакселерометри - для оцінки міцносних характеристик конструкцій.

Розглянемо наведені в літературних джерелах основні характерні особливості акселерометрів. В основі конструкції акселерометра – грузик (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 літака. Чим більше прискорення, тим більше відхилення. 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 сейсмомаси, 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 ЛА змінює висоту то акселерометр вимірює проекцію прискорення сили тяжіння  $g$  на свою вісь чутливості  $-(g \sin \alpha)$ , що дозволяє виміряти нахил рухомого об'єкту.

В роботі [2] наведено опис конструкції та принцип функціонування акселерометра на рухомому об'єкті. Нехай на літальному апараті, який рухається по нахиленій траєкторії, встановлений двоосний акселерометр вимірювальні осі якого встановлені в горизонтальній площині: X- по осі ЛА, Y- перпендикулярно їй, тобто: X – вісь лінійного прискорення, а Y- вісь кутового прискорення, яке з'явилося внаслідок 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 горизонтальній площині датчик не буде реагувати на прискорення тяжіння, але при підйомі та 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.

Розглянемо зображену на рис.1 схему чутливого елемента двоосного акселерометра *ADXL202 ADXL210* фірми *Analog Devices*.

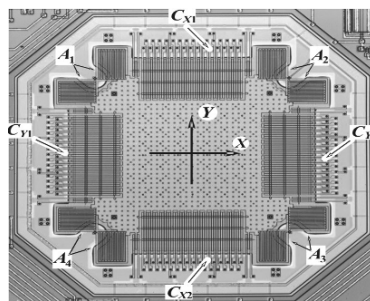


Рис.1.1 Схема чутливого елемента двоосного акселерометра ADXL202

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.1.2.

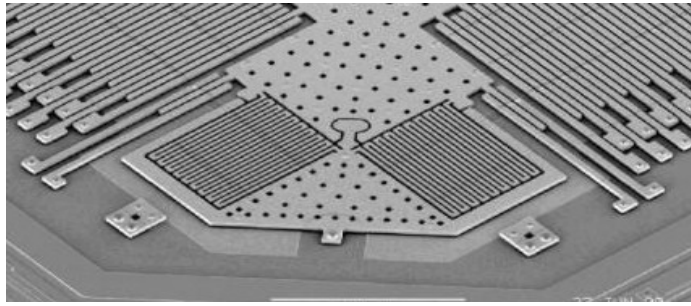


Рис.1.2. Ресорний підвіс акселерометра ADXL202

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 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 вихідного сигналу демодулятора, можуть бути підключені зовні. Тобто, виводи підключення конденсаторів є виводами вихідного 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 регулювання 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, адже безпека життя людини та комфортність руху на сьогоднішній день є головними задачами в авіабудуванні.

Для цього використовується датчики прискорень типу: *ADXL78/193*. Для визначення перевероту використовується *ADXL203* та *ADXL150/300*. Жовтим кольором позначено використання акселерометра в динаміці керування рухом для цього також використовуються акселерометри *ADXL203* та *ADXL150/300*. Червоним зображено керування підвіскою – це

*ADXL103/203 ADXL213*. Для навігації (фіолетовий) застосовують *ADXL150/401 ADXL203*.

Таким чином, як видно з наведених даних, сучасні акселерометри мають широке застосування в авіабудівній промисловості [3] для забезпечення необхідної безпеки та точності руху ЛА.

На рис.1.3 показано дію прискорення на акселерометр.

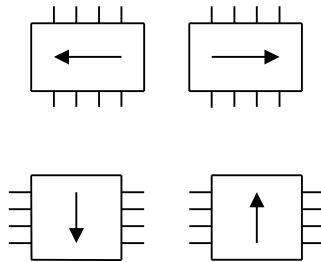
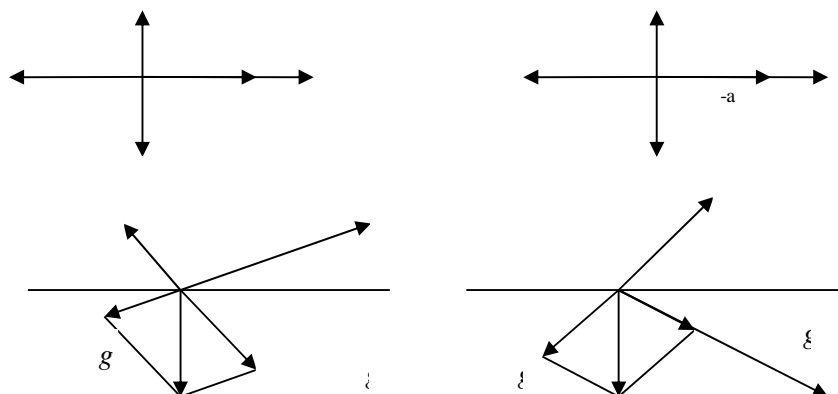


Рис.1.3. Показання одноосного акселерометра *ADXL150* в залежності від його положення 0, 0, +1, -1 g

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 відповідно до рис.1.3 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.

На рис.1.4 показано приклад вимірювання продольного крену автомобіля при використанні прискорення земного тяжіння.



Вісь акселерометра, завдяки якій проводиться вимірювання, співпадає з продольною віссю ЛА  $x$ . Цим же акселерометром проводиться вимірювання лінійного прискорення ЛА. На рис. 1.4а та рис. 1.4б 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. 1.4в та рис. 1.4г показано спосіб вимірювання продольного крену. Якщо ЛА 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 ЛА. Аналогічним чином по поперечній осі  $Y$  може виконуватись вимірювання кутового прискорення та поперечного крену ЛА [2].

Балістичні акселерометри засновані на використанні вільних тіл, струменів рідин або газів, потоків плазми і променів заряджених часток, а також променів світла. Однак для їхньої реалізації потрібна висока стабільність швидкості і напрямку випуску тіл, струменів або променів а також велика точність реєстрації їхніх переміщень. На практиці знайшов застосування акселерометр, заснований на використанні вільного тіла, що випускається з нульовими початковими умовами. Завдяки винятково високій чутливості такий акселерометр застосовується на космічних кораблях.

Сучасні акселерометри мають поріг чутливості порядку  $10^{-4}$ - $10^{-5}g$  при діапазоні виміру  $+ 20g$ , маючи власну частоту  $f_0$  близько 100-180 Гц. Деякі характеристики сучасних акселерометрів приведені в таблиці 1.1.



## 1.1

## Деякі характеристики акселерометрів

| Найменування і тип акселерометр          | Діапазон виміру, $g$ | Поріг чутливості, $g$ | Точність виміру, %                      | Власна частота, $f_0$ , Гц | Вага, г   |
|--|----------------------|-----------------------|---|----------------------------|-----------|
| Маятниковий<br>F-2401                    | +20 <sup>s</sup>     | 5-10 <sup>s</sup>     | 0,01                                    | 180                        | 113       |
| Лінійний LA-800                          | 1-80                 | 10 <sup>-4</sup>      | -                                       | -                          | 90        |
| Маятниковий<br>GG56C                     | +10                  | 10 <sup>-4</sup>      | 0,005 до 1 $g$<br>при<br>0,1(1÷10 $g$ ) | 90                         | 180       |
| Маятниковий<br>A-141-02, A-200,<br>A-300 | +10<br>+20           | 5-10 <sup>-5</sup>    | 0,01                                    | -                          | 200<br>74 |

## Похибки акселерометрів

Загальні причини виникнення похибок :

- вплив перехресних зв'язків між каналами виміру;
- зміни параметрів конструкції й електронних схем вимірювальних ланцюгів;
- динамічні похибки при вимірі корисного сигналу;
- сили, що обурюють, діючі на інерційне тіло;
- кутові рухи корпусу акселерометра.

Характер прояву похибки залежить від способу технічної реалізації конструкції і кінематики підвісу інерційного тіла. Розглянемо подібність і розходження похибок осьових і маятникових акселерометрів.

Похибки осьового акселерометра. Фізичні причини виникнення похибок:

- дія на інерційне тіло сили тертя  $F_{тр}$ , що виникає при його русі;

- зміна передатних коефіцієнтів ланок вимірювального ланцюга (потенціометра, підсилювача, соленоїда) унаслідок зміни температури й ін.;

- пружні деформації направляючої під дією поперечної складової інерційної сили, унаслідок чого центр мас інерційного тіла може зміститися щодо осі чутливості;

- поворот осі направляючої внаслідок її вигину;

- запізнювання і перекручування сигналів при проходженні через ланки вимірювального ланцюга (динамічні погрішності).

Погрішності маятникового акселерометра виникають унаслідок:

- дії моменту тертя  $M_{тр}$  на осі підвісу маятника;

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

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

Таким чином, в даному розділі на основі проведеного огляду літературних джерел розглянуті основні особливості акселерометрів, загальний принцип роботи та сфери застосування та обґрунтовано необхідність застосування оптимальної фільтрації сигналів для підвищення точності вимірювань прискорень рухомого об'єкта.

Основними елементами інерціальних навігаційних систем, основними джерелами навігаційної інформації про рух рухливого об'єкта є акселерометри і ДКШ.

### **1.3.Огляд й аналіз сучасних методів вимірювання низькочастотних прискорень.**

Акселерометри відрізняються один від одного за принципом дії, габаритами, вагою, конструкцією, діапазоном вимірювання величин,

чутливістю. Однак при всьому їхньому різноманітті можна вказати основні ознаки, за якими акселерометри відрізняються один від одного.

1. По характеру залежності між вимірюваним прискоренням і вихідним сигналом, акселерометри можна розділити: на прості, однократно інтегруючі, дворазово інтегруючі.

2. По виду переміщення інерційної маси акселерометри розділяються на датчики з лінійним - осьовим переміщенням рухливої системи - осьові акселерометри, і на датчики з кутовим переміщенням рухливої системи - маятникові акселерометри

3. По способу підвісу інерційної маси акселерометри підрозділяються на чотири групи:

- з пружинним підвісом рухомої системи;
- з механічним підвісом рухомої системи у твердих опорах;
- з гідравлічним: гідростатичним або гідродинамічним підвісом;
- з комбінованим підвісом рухомої системи.

4. По виду перетворення вимірюваної величини акселерометри розділяються на датчики із прямим перетворенням і на акселерометри з перетворенням, що врівноважується силою або моментом, які одержали назву компенсаційних.

Найбільш поширені в техніці одержали низькочастотні акселерометри, які використовуються для рішення завдань керування на літаках, кораблях і ракетах.

### **1.3.1.Акселерометр прямого перетворення.**

Вимірювальні схеми цих акселерометрів можна розділити на два класи. У першому випадку чутлива маса рухається поступально уздовж осі, в іншому випадку вона має форму маятника й робить кутові коливання під дією прискорення.

Кінематична схема акселерометра з лінійним підвісом показана на рис.

1.

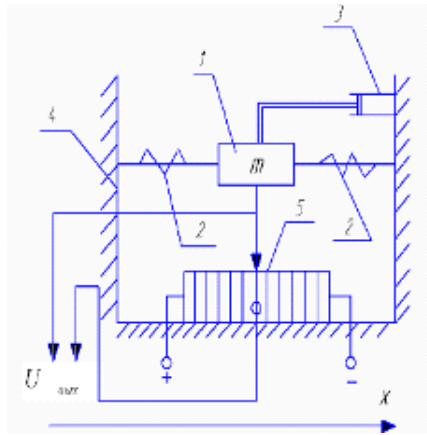


Рис. 1.6

Чутливий елемент 1 масою  $m$  підвішений у корпусі 4 на двох пружинах 2. Заспокоєння коливань чутливого елемента здійснюється за допомогою демфера 3, що може бути магнітоіндукційним, рідинним або повітряним. Переміщення чутливого елемента, щодо корпусу акселерометра можна виміряти за допомогою потенціометра 5.

До основних переваг цих датчиків варто віднести їхню простоту й зручність в експлуатації. До недоліків:

**1.** Порівняно більшу основну похибку до 3% і нелінійність характеристики

**2.** Низьку частоту власних коливань, що має значення одиниць - десятків герц і як наслідок, можливість виміряти з малою динамічною похибкою тільки сталі і інфранизкочастотні прискорення.

**3.** Значні переміщення чутливого елемента, що позначається на ресурсі датчиків.

**4.** У випадку застосування повітряних демферів, виникаюча сила через стискальність повітря запізнюється відносно швидкості руху рухомої системи, крім того, при більших швидкостях повітря, стискаючись, працює як пружина, з'єднана паралельно основній, і на АЧХ з'являється другий резонанс.

У цей час не виявлено шляхів корінного поліпшення характеристик подібних акселерометрів. У значній мірі це визначається неможливістю

одночасно домогтися малої статичної й динамічної похибок. Так, для зменшення динамічної похибки необхідно збільшити частоту власних коливань акселерометра, однак це пов'язане зі збільшенням жорсткості пружини, а, отже, зі зменшенням чутливості та збільшенням статичної похибки.

До переваг маятникових акселерометрів варто віднести менший, у порівнянні з осьовими, момент тертя і, у зв'язку із цим, більшу чутливість. Однак, у порівнянні з осьовими вони мають додаткову похибку від вібрації та піддається впливу перехресного прискорення, для компенсації якого вводяться додаткові елементи, що ускладнюють конструкцію.

Слід зазначити, що обидва розглянутих акселерометра мають лінійну характеристику в невеликому діапазоні відхилень чутливого елемента. Збільшення діапазону відхилень тягне використання нелінійних датчиків сигналу, виготовлення яких дорожче звичайних лінійних.

### **1.3.2.Компенсаційні акселерометри.**

Розглянуті вище недоліки акселерометрів прямого перетворення привели до необхідності розробки датчиків принципово іншого типу - компенсаційних акселерометрів.

У цих датчиках виробляється автоматичне зрівноважування сили інерції чутливого елемента силою, значення якої можна виміряти досить точно.

Розглянемо осьовий компенсаційний акселерометр на рис. 2. У цьому датчику переміщення інерційного тіла 3 з масою  $m$  відбувається уздовж прямолінійної напрямної, а інерційна сила врівноважується силою «електричної пружини», що складає з датчика лінійних переміщень ДП (наприклад, потенціометра); підсилювача В, і соленоїда зворотного зв'язку С.

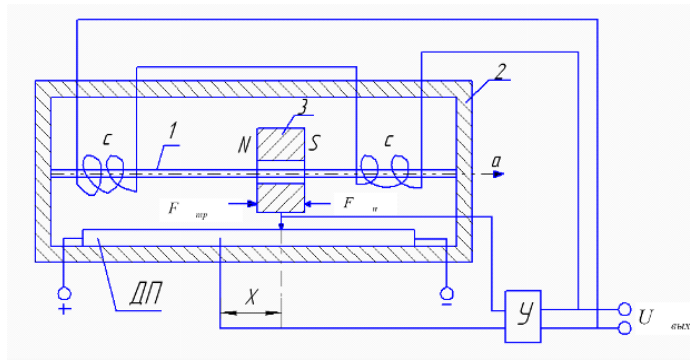


Рис. 1.7

Переваги осевого компенсаційного акселерометра, у порівнянні з акселерометром розімкнутого типу, очевидні. Це і лінійність градирувальної характеристики, і більше висока частота власних коливань. До недоліків варто віднести складність конструкції датчика і, як наслідок труднощі його виготовлення в малих габаритах. У зв'язку зі складністю конструкції зменшується й надійність датчика.

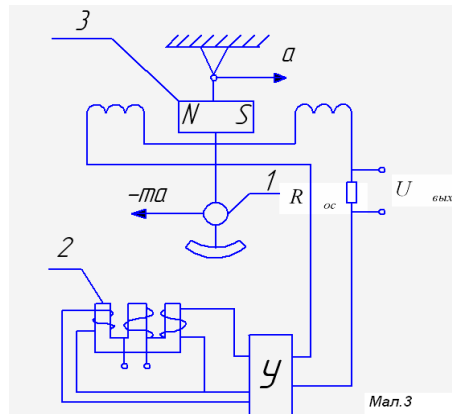


Рис. 1.8

Розглянемо компенсаційний акселерометр маятникового типу рис. 3, відхилення маятника 1 під дією прискорення перетвориться індуктивним датчиком сигналу 2 в електричний сигнал. Цей сигнал після посилення й випрямлення подається на обмотки моментного магнітоелектричного перетворювача 3, що створює момент, що компенсує електричний струм  $i_{\text{вих}}$

на виході підсилювача 4, а, отже, і спадання напруги  $U_{вих}$ , створюване цим струмом на додатковому опорі, пропорційні вимірюваному прискоренню  $a$ .

Для демпфування коливань маятника, підсилювач містить коригуючу ланку.

З розглянутого матеріалу стають очевидними переваги маятникових компенсаційних акселерометрів, у порівнянні з датчиками без зворотного зв'язку та осьових акселерометрів. Це:

- Найменший момент тертя в осях, що дозволяє досягти найбільшої чутливості.
- Малі габарити.
- Порівняно проста конструкція.
- Досить висока лінійність характеристики за рахунок малого кута відхилення маятника.

Однак основним недоліком цих датчиків є їхня чутливість до перехресного прискорення.

## **1.2. Розробка схеми вимірювання мікропереміщень чутливих елементів акселерометрів**

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

Розглянемо вимірювання мікропереміщень за допомогою ємнісних датчиків [5].

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).

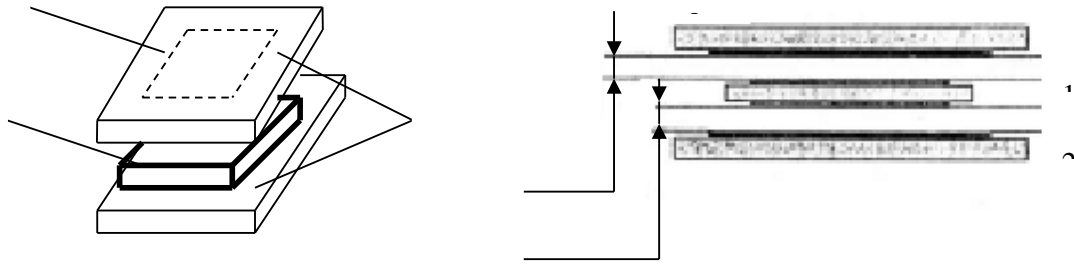


Рис.1.5 Ємнісний перетворювач переміщень

Ємності між відповідними парами електродів визначаються за формулами:

$$C_1 = \frac{\epsilon_0 \epsilon S}{h_0 + \Delta h}; \quad C_2 = \frac{\epsilon_0 \epsilon S}{h_0 - \Delta h}; \quad (1)$$

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:

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

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.11.

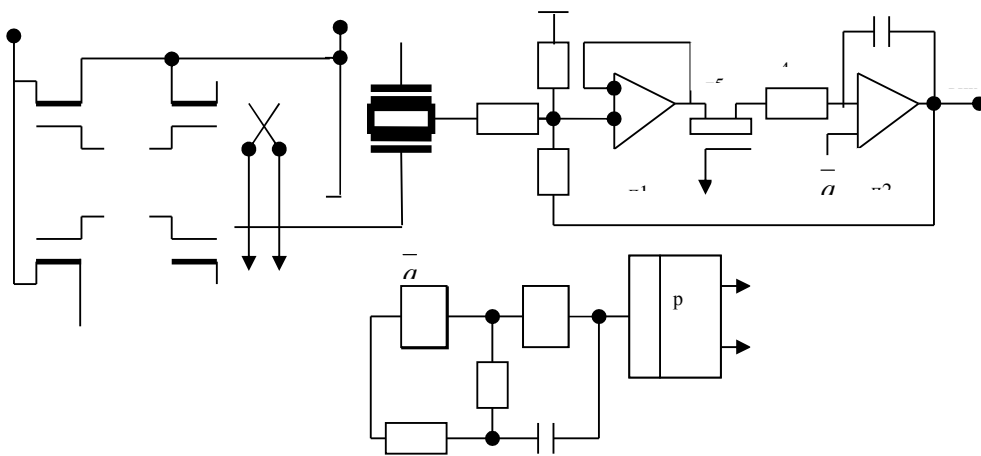


Рис.11. Принципова схема ємнісного перетворювача

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  $C1, C2$ , 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 ( $R1=R2$ ).

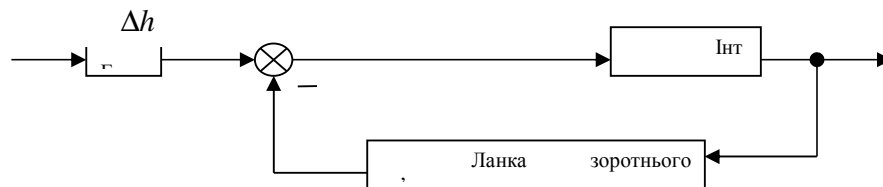


Рис.1.2. Структурна схема ємнісного перетворювача

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

$$W_n(S) = \frac{U_{ввн}}{\Delta h} = K_n / (1 + Ts) \quad (3)$$

де  $K_n = U_0 / 2h_0$ - статистичний коефіцієнт передачі перетворювача;  $T = R4 \cdot C3$ - 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:

$$U_{вих} = K_{II} \cdot \Delta h = \frac{U_0}{2h_0} \Delta h. \quad (4)$$

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:

$$\delta_{\Sigma} = (\alpha_c - \alpha_T) \Delta T \quad (5)$$

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

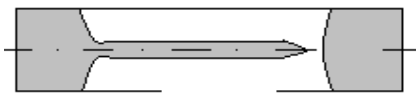
Температурний коефіцієнт напруги стабілізатора приблизно на порядок перевищує величину інших похибок. В якості одного з способів підвищення точності ємнісного перетворювача є вибір стабілізатора, знак температурного коефіцієнта напруги якого не співпадає зі знаком температурного коефіцієнта змінення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

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

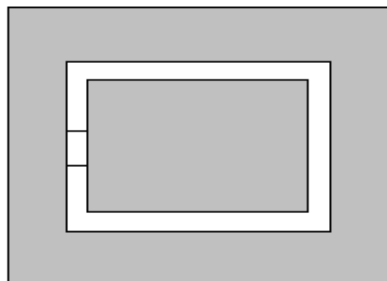
#### **4. Структура та принцип функціонування мікро механічних акселерометрів**

##### **4.1. Загальні принципи побудови**

Один з перших кремнієвих акселерометрів був виконаний по схемі, наведеній на рис.



перших кремнієвих акселерометрів виконаний по схемі, (13) [5].





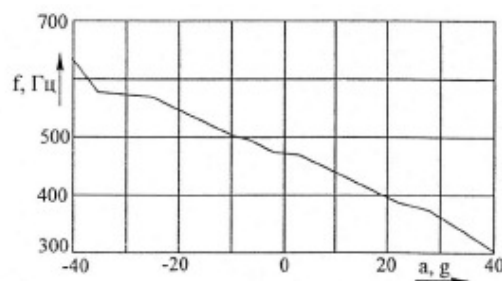
**Рис. 13 Принципова схема балочного акселерометра**

Діапазон вимірювання прискорень від 0,1 до 500 м/с<sup>2</sup>, а частотний діапазоні від 0 до 100 Гц. Блок-схема чутливого елемента з частотним виходом представлена на рис. 14, чутливий елемент складається з двох маятників кожний з яких підвішений на трьох пружних перемичках [5].

Номінальний зазор складає 0,039 мм. Маятники складають дві ємності С1 і С2 з електродами, встановленими на корпусі приладу. Обкладки ємностей включені таким чином, що при дії прискорення зазор в одному конденсаторі збільшується а в другому зменшується.

Кожна ємність включена до складу контура генераторів Г1 та Г2. Частота одного генератора зменшується а другого збільшується. Сигнали від кожного генератора складаються за допомогою змішувача ЗМ, а різницева частота цих сигналів і є вихідним сигналом акселерометра. Така схема акселерометра дозволяє виключити додаткові деталі на маятниках і значно спростити конструкцію чутливого елемента.

За вимірюванням різницевої частоти двох генераторів можна визначити прискорення. На рис.15 приведена залежність вихідного сигналу акселерометра від величини діючого прискорення.



### **Рис.15. Залежність вихідного сигналу від діючого прискорення**

При розробці даного типу акселерометра довелося зіткнутися з цілим рядом проблем: явищем самосинхронізації частот двох генераторів, досить значною залежністю вихідного сигналу акселерометра від величини напруги живлення та температури навколишнього середовища. Для компенсації всіх цих похибок розробниками вводилось алгоритмічна компенсація всіх похибок.

По схемі балочного акселерометра випускаються прилади типу АТ1101 та АТ1105.

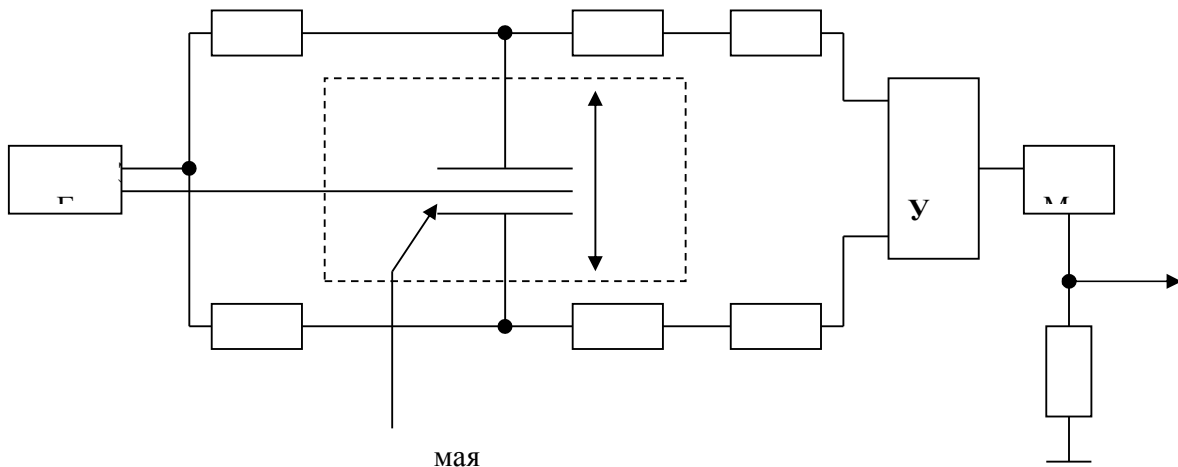
Широко застосовується підвіс маятника по схемі рис. 16. З таким підвісом маятника можуть працювати, як кутові акселерометри так і лінійні акселерометри при зміщенні центру мас маятника відносно осі пружних перемичок.

Маятником може слугувати як внутрішня, так і зовнішня пластина. Акселерометр має гібридну конструкцію – датчик моменту контуру зворотнього зв'язку виконаний по традиційній технології і має нерухомий постійний магніт та обмотку на маятнику. На маятнику напилені електроди, які є загальною обкладкою ємнісного датчика переміщень маятника, а два інших електрода напилені на корпусі приладу. Зазор між маятником та електродами на корпусі складає 0,021 мм. Для збільшення маятниковості встановлений груз.

Акселерометр має встроєну електроніку зворотнього зв'язку, виконану на основі гібридно-плівчатої технології. Акселерометри були виготовлені для застосування в керуючих боєприпасах з діапазоном вимірювання від 100g до

100000g а також для комерційних цілей з діапазоном вимірювання прискорень (0,1-1,5)g.

Блок-схема акселерометра наведена на рис.17. Блок-схема складається з задаючого генератора ЗГ, двох підсилювачів У1 та У2, двох випрямлювачів В1 та В2, диференційного підсилювача ДУ, датчика моменту ДМ, та еталонного опору Re з якого знімається вихідний сигнал.



**Рис.17. Блок-схема акселерометра**

Даний тип акселерометра випускається в декількох модифікаціях (А-12, А-15, А-16), в залежності від конкретного застосування. Ці акселерометри встановлюються в карданні та безкарданні системи.

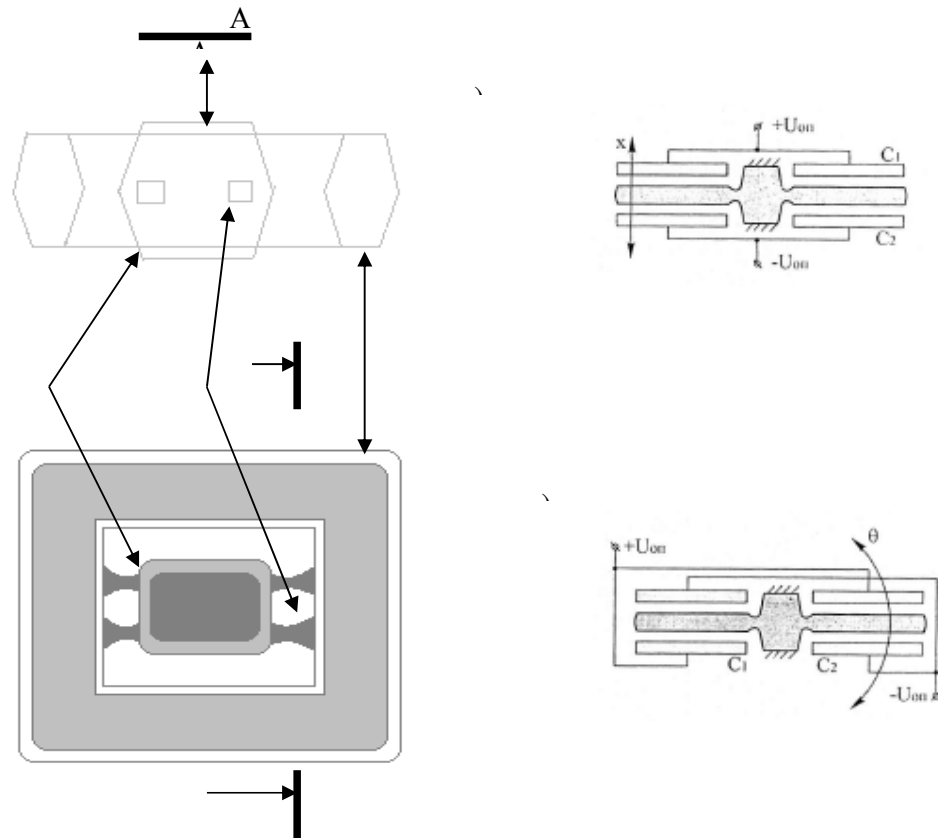
Основним недоліком описаного приладу є складність конструкції чутливого елемента.

Акселерометр з встроюною електронікою витримує удари до 50g та має наступні характеристики:

- діапазон вимірювальних прискорень  $\pm 35 g$  ;
- масштабний коефіцієнт  $1,3 mA / g$  ;
- нестабільність масштабного коефіцієнта  $0,02\%$  ;
- дрейф нульового сигналу на протязі однієї години  $10 \mu g$  ;
- дрейф нульового сигналу за час більше однієї години  $20 \mu g$  ;

- поріг чутливості  $0,5\mu g$  ;
- маса акселерометра  $38g$  ;

Є також варіант конструкції акселерометра прямого вимірювання з підвісом маятника по схемі рис.16, показаний на рис.18 [5].



**Рис.18. Маятник акселерометра: а) схема підвісу; б) підключення електродів датчика переміщення для лінійного акселерометра; в) підключення електродів для кутового акселерометра; 1- нерухома пластина; 2- пружний підвіс; 3- рухомий елемент підвісу (маятник).**

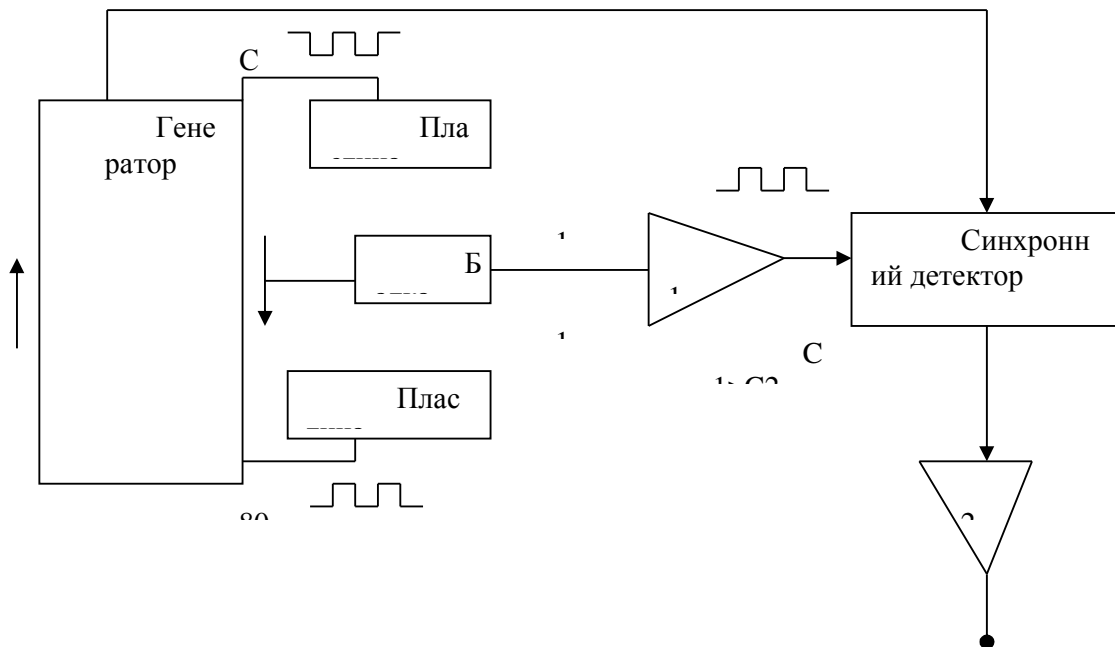
Рухома пластина 3 являється маятником, який за допомогою чотирьох пружних перемичок підвісу 2 з'єднаний з базовою пластиною 1. Вся маятникова система може бути виконана з монокристалічного кремнію анізотропним травленням. Торцеві поверхні бази 1 можуть бути з'єднані зі скляними боросілікатними кришками, наприклад, електростатичною

зваркою. Рухома пластина є одночасно центральним електродом ємнісного датчика переміщень.

На нерухомі частини конденсатора чутливого елемента подаються протифазні прямокутні імпульси 1 МГц: амплітуди обох прямокутних імпульсів дорівнюють один одному, але зсунуті по фазі на 180. В спокої ємність двох конденсаторів рівна, тому вихідна напруга на їх електричному центрі (н центральній пластині прикріпленій до середньої балки) дорівнює 0.

Коли балка починає рухатись, то різниця ємностей приводить до появи вихідного сигналу на центральній пластині. Амплітуда сигналу буде збільшуватись із збільшенням прискорення, прикладеного до чутливого елемента.

Принцип вимірювання прискорення ілюстрований блок-схемою на рис.20.



**Рис.20. Блок-схема акселерометра**



Центральна пластина через підсилювач У1 підключена до синхронного детектора. Напрямок руху балки впливає на фазу сигналу тому синхронне детектування використовується для виділення інформації про амплітуду. Вихід синхронного детектора через підсилювач У2 забезпечує вихідну напругу прискорення V.

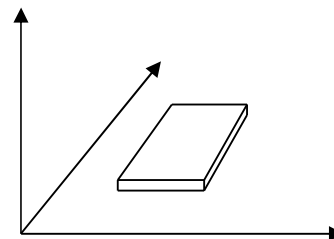
Акселерометри цієї серії можуть знайти застосування: при вимірюванні кутів нахилу в автомобільних сигнальних пристроях; при реакції на інерційні сили для захисту дисків в ноутбуках, в чутливих елементах подушок безпеки, в системах навігації автомобіля, в системах контролю ліфту, при наявності вібрації та ударів в системах керування станками та контролю вібростендів.

Розглянемо акселерометр останнього покоління – це трьоосний акселерометр фірми *Analog Devices* **серії ADXL**.

Акселерометр **ADXL330** виготовляється в мініатюрному пластмасовому корпусі типу LFCSP\_LQ розміром : 4\*4\*1.5 мм.

Розглянемо наведену на рис.21 функціональну блок-схему акселерометра **ADXL330**.

Блок сенсорів мікросхеми включає в себе три чутливих елементи, кожний з яких орієнтований в напрямку однієї з ортогональних осей: x, y, z . Розташування осей відносно корпусу мікросхеми показано на рис. 22. Технологічна похибка орієнтації осей сенсорів відносно просторових осей при виготовленні та установці не перевищує 0.1 градус. Наявність технологічної похибки приводить до виникнення систематичної між осевої похибки вимірювання, яка може бути повністю скомпенсована на системному рівні



**Рис. 22 Орієнтація осей відносно корпусу акселерометра**

Канал формування вихідного сигналу відповідного прискорення вздовж відповідної осі складається з ємнісного сенсора, допоміжного підсилювача, демодулятора сигналу сенсора, кінцевого підсилювача і зустрічного ортогонального резистора Rfiltr з опором 32 кОм, який одночасно є елементом вихідного фільтру нижніх частот. В таблиці 1 наведені дані щодо призначення виводів мікросхеми.

Призначення виводу мікросхеми ADXL330 Таблиця 1

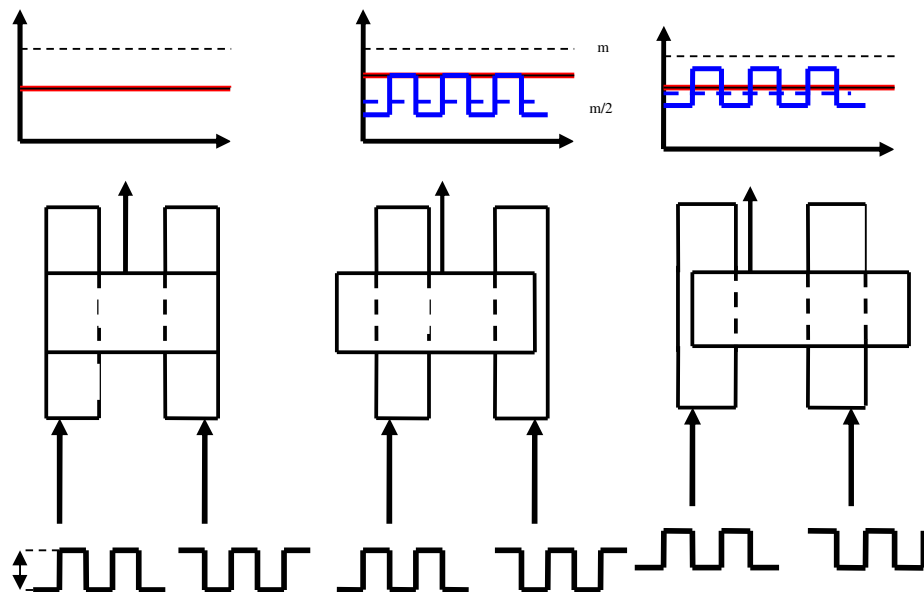
| Номер виводу   | Призначення          |
|----------------|----------------------|
| 1,4,9,11,13,16 | Вільний (NC)         |
| 2              | Само тестування (ST) |
| 3,5,6,7        | Загальний (COM)      |
| 8              | Вихід каналу Z(Zout) |
| 10             | Вихід каналу Y(Yout) |
| 12             | Вихід каналу X(Xout) |
| 14,15          | Напруга живлення Vs  |

Блок сенсорів прискорення мікросхеми, що містить **ADXL330**, представляє собою електромеханічний вузол, включаючий в себе рухому і статичну частину. Рухома частина – це мініатюрна спеціально оброблена деталь, на поверхні якої сформовані рухомі обкладки трьох диференційних конденсаторів. Рухома частина за допомогою виготовлених з полікремневих пружинок підвішена над поверхнею підложки мікросхеми, на якій сформовані статичні елементи блоку сенсорів. Застосування єдиного вузла для створення трьох датчиків прискорення дозволяє досягнути високої ортогональності взаємного розташування датчиків і, як наслідок - малого рівня міжосьових перешкод.

Пружинки системи підвісу рухомого вузла забезпечують гальванічний контакт з рухомими обкладками диференційних конденсаторів. Під дією сил інерції або земного тяжіння рухома частинам електромеханічного вузла може відхилятися у будь-якому напрямку в заданих межах. На поверхні підложки

напроти обкладки кожного з диференційних конденсаторів, розташованих на рухомому вузлі, знаходяться нерухомі обкладки. Сигнал на виході кожного диференційного конденсатора залежить від величини зміщення рухомої частини конденсатора, зумовленого відхиленням рухомої частини електромеханічного вузла від нейтрального положення відносно відповідних частин на підложці. Принцип формування сигналу на виході диференційного конденсатора проілюстровано на рис. 23. Для вимірювання прискорення за допомогою ємнісного сенсора, побудованого із застосуванням диференційного конденсатора, в акселерометрах серії *ADXL* компанії *Analog Devices* використовується два частотних протифазних вимірювача сигналу U1 і U2. Сигнали представляють собою коливання типу «меандр», які формуються внутрішнім генератором вимірювальних сигналів.

Диференційний конденсатор складається з пластини П1, яка знаходиться на рухомому вузлі, і пластин П2 і П3, розташованих на підложці. Як видно з рис.23, нерухома обкладка цього конденсатора виготовлена у вигляді двох пластин, що мають однакову форму і розміри поверхні.



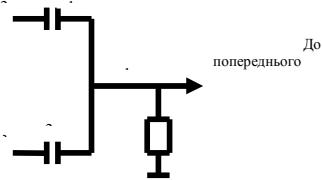


Рис .23 . Формування сигналів на виході диференційного конденсатора при нейтральному положенні рухомої обкладки а) зміщення рухомої обкладки вліво, б) зміщення рухомої обкладки вправо; в) еквівалентна схема сенсора з використанням диференційного конденсатора.

Всі елементи диференційного конденсатора виготовлені з полікремнія і є хорошими провідниками в діапазоні робочих температур. На кожній з пластин диференційного конденсатора є контакт для підводу вимірювального сигналу. При відсутності зовнішнього механічного збудження (рис. 23,а) рухома частина диференційного конденсатора П1 знаходиться в середньому положенні, парціальні ємності  $C1$  і  $C2$ , утворені кожною пластиною нерухомої обкладки (П2,П3) і рухомою обкладкою конденсатора (П1), будуть рівні між собою [1].

Еквівалентна схема сенсора з використанням диференційного конденсатора представлена на рис. 23,г. Як видно з представленої схеми, ємності  $C1$  та  $C2$  утворюють ємнісний дільник напруги, до середньої точки якого підключений вхід допоміжного підсилювача з вхідним опором. Коефіцієнт передачі ємнісного дільника  $k_p$  в цьому випадку дорівнює 0.5. Сигнал  $U_{max}$ , що знімається з рухомої частини П1, представляє собою постійну напругу  $U_m/2$  (синя лінія на рис. 23,а) оскільки в першому напівперіоді вимірювального сигналу до дільника прикладені напруги  $U1=0$  та  $U2=U_m$ , а в другому напівперіоді - навпаки  $U1=U_m$  та  $U2=0$ . При зміщенні сигнальної пластини П1 вліво за рахунок дії сили інерції (рис. 23,б)  $C1 > C2$ , коефіцієнт ділення  $k_p$  для сигналу  $U1$  більше за 0.5, а для сигналу  $U2$  менше, ніж 0.5, що призводить до формування на пластині П1 напруги  $U_{вих}$ , яка містить постійну складову, рівну  $U_m/2$ , і змінну складову, по формі

співпадаючу з вимірювальним сигналом U1. Амплітуда змінної складової залежить від відношення ємностей C1 і C2.

Демодуляція сигналу з виходу допоміжного підсилювача здійснюється шляхом синхронного детектування, для чого в блок демодулятора в якості опорного подається один з вимірювальних сигналів, (рис. 21). Сигнал на виході блоку демодуляторів при використанні напруги U1 в якості опорного сигналу показаний на рис. 23 червоною лінією.

В таблиці 2 для порівняння приведені параметри декількох акселерометрів.

**Параметри акселерометрів ADXL330 ADXL202/ADXL210 Таблица 2**

| Параметри  |      | умови                           | ADXL330     | ADXL202       | ADXL210       |
|--|------|---------------------------------|-------------|---------------|---------------|
| Первічний датчик                                   |      |                                 |             |               |               |
| Діапазон ви мірюваних прискорень g                 |      | По всі осям по всьому діапазоні | 3.6         | 2             |               |
| Не лінійність %                                    |      |                                 | 0.3         | 0.2           | 0.2           |
| Похибка встановлення, градус                       |      |                                 | $\pm 0.1$   | $\pm 0.01$    | $\pm 0.01$    |
| Міжосьова похибка %                                |      |                                 | $\pm 1$     | $\pm 2$       | $\pm 2$       |
| Чутливість   |      |                                 |             |               |               |
| Скважність %/g                                     |      | 250с Xfilt, Yfilt               | -           | 12.5          | 4             |
| Аналоговий вихід, мВ/g                             |      |                                 | 300         | 312           | 100           |
| Температурний дрейф, %/0с                          |      |                                 | $\pm 0.015$ | $\pm 0.5$     | $\pm 0.5$     |
| Шум:   |      |                                 |             |               |               |
| Спектральна щільність шуму<br>$10^{-9}g/\sqrt{Гц}$ | X, Y | 25C<br>$V_s = 3B$               | 280         | 500           | 500           |
|  | Z    |                                 | 350         | -             | -             |
| Частотні характеристик                             |      |                                 |             |               |               |
| Діапазон частот, кГц                               | X, Y | Без зовнішнього фільтру         | 1.6         | 5 (аналогов.) | 5 (аналогов.) |
|  | Z    |                                 | 0.5         | -             | -             |
| Резонансна частота датчика, кГц                    |      |                                 | 5.5         | 10            | 14            |
| Рівень початкового зміщення вихідного сигналу      |      |                                 |             |               |               |
| Параметри  |      | умови                           | ADXL330     | ADXL202       | ADXL210       |
| Скважність %                                       |      | $V_s = 3B$                      | -           | 50            | 50            |
| Вихідна напруга, В                                 |      |                                 | 1.5         | -             | -             |

| Параметри   | умови               | ADXL330  | ADXL202         | ADXL210         |
|---|---------------------|----------|-----------------|-----------------|
| Температурний дрейф 10-3g/0с                      |                     | 1        | 2               | 2               |
| Фільтр  |                     |          |                 |                 |
| Технологічний розкид величини ввнур. опору R, кОм | $R_F = 32кОм$       | $\pm 15$ | $\pm 15$        | $\pm 15$        |
| Мінімальна ємність фільтру пФ                     |                     | 4700     | 1000            | 1000            |
| Режим само тестування                             |                     |          |                 |                 |
| зміна скважність %                                | $0 \rightarrow V_s$ | -        | +10             | +10             |
| Вхідна напруга «0» В                              |                     | +0.6     |                 |                 |
| Вхідна напруга «1» В                              |                     | +2.4     |                 |                 |
| Вихідна напруга Xout, мВ                          |                     | -150     |                 |                 |
| Вихідна напруга Yout, мВ                          |                     | +150     |                 |                 |
| Вихідна напруга Zout, мВ                          |                     | -60      |                 |                 |
| Джерело живлення                                  |                     |          |                 |                 |
| Діапазон робочих напруг, В                        |                     | 2.0-3.6  | 3.0-5.25        | 2.7-5.25        |
| Діапазон струмів, мкА                             |                     | 320      | 600             | 600             |
| Час включення, мс                                 | $99\%U_{вих}$       | 1        | $160 C_F + 0.3$ | $160 C_F + 0.3$ |
| Діапазон робочих температур                       |                     | -25...70 | 0...70          | 0...70          |

Для обмеження смуги частот вихідного аналогового сигналу до кожного виходу датчика необхідно підключити конденсатор, який разом з внутрішнім резистором є фільтром низьких частот (ФНЧ). Ємність конденсатора  $C_{fit}$  можна визначити з відношення для частоти зрізу ФНЧ:

$$C_{fit} = \frac{1}{2\pi \cdot f_s \cdot R_{filt}} = \frac{1}{2\pi \cdot 32 \cdot 10^3 \cdot f_s} = \frac{5}{f_s} \text{ мкф} \quad (6)$$

де  $f_s$  - частота зрізу ФНЧ на рівні -3ДБ, Гц

### 4.3.Характеристики акселерометру ADXL330

При розробці систем керування з об'єктами, які використовують акселерометри серії ADXL, слід врахувати, що звуження смуги частот вихідного сигналу дозволяє збільшити точність вимірювання завдяки зменшенню впливу внутрішніх шумів вимірювальної системи. В системах

вимірювання прискорення прийнято використовувати одиниці, які є похідними від прискорення вільного падіння  $g = 9,81 м/с$ .

Середнє квадратичне значення рівня шуму на виході мікросхеми ADXL330 визначається відношенням:

$$N = n \cdot \sqrt{BW \cdot k} \quad (7)$$

де  $n$  – спектральна щільність шуму, виражена в мільйонних долях прискорення вільного падіння  $10^{-6} g / \sqrt{Гц}$ ;  $BW$ - ширина смуги частот вихідного сигналу на рівні 3дБ;  $k$ - технологічний параметр, який для ADXL330 є рівним 1.6.

Середнє квадратичне і квазіпікове значення рівня шуму на виході вимірювання прискорень із застосуванням акселерометра **ADXL330**, розраховані для різних значень ширини смуги частот вихідного сигналу відповідно за виразами (6) і (7), приведені в таблиці 3.

Таблиця 3

**Рівень шуму на виході системи вимірювання прискорень ADXL330**

|  |      | Смуга частот вихідного сигналу Гц |      |       |       |       |       |
|--|------|-----------------------------------|------|-------|-------|-------|-------|
|  |      | 1                                 | 10   | 50    | 100   | 200   | 500   |
| Ємність конденсатора фільтру мкФ               |      | 4.7                               | 0.47 | 0.10  | 0.05  | 0.027 | 0.01  |
| Середнє квадратичне значення шуму, $10^{-8} g$ | x, y | 0.35                              | 1.12 | 2.50  | 3.54  | 5.01  | 7.92  |
|  | z    | 0.44                              | 1.4  | 3.13  | 4.43  | 6.25  | 9.90  |
| Квазіпікове значення шуму (x,y) $10^{-8} g$    |      | 1.40                              | 4.48 | 10.00 | 14.16 | 20.04 | 31.68 |

Спектральна щільність шуму для вимірювальних каналів  $x$  і  $y$  мікросхеми **ADXL330** однакова і складає (при напрузі живлення 3В)  $280 \cdot 10^{-8} g / \sqrt{Гц}$  а для каналу  $z$  -  $350 \cdot 10^{-8} g / \sqrt{Гц}$  [1].

Квазіпікове значення шуму з вірогідністю 95% не перевищує 4N. При збільшенні напруги живлення рівень вихідного сигналу збільшується пропорційно цій зміні, а відносно рівня шуму зменшується, таким чином він залежить від температури нагріву електронних компонентів і залишається практично незмінним.

Калібровку і перевірку акселерометра *ADXL330* здійснюють за допомогою входу ST (рис 21, табл. 1). В режимі тестування на вхід ST необхідно подати напругу живлення  $V_s$ . Подача цієї напруги приводить до появи між підложкою і рухомим вузлом електростатичної сили, яка зміщує рухому частину електромеханічного вузла блоку сенсорів по трьом просторовим осям. В результаті сигнал на виході кожного каналу буде змінений наступним чином. При нарузі живлення 3В сигнал на виході каналу X змінюється на (-150 мВ), що еквівалентно прискоренню

(-0.5 g). Сигнал на виході каналу Y зміниться на (+150 мВ), що еквівалентно прискоренню (-0.5 g). а на виході каналу Z – 60 мВ), що еквівалентно прискоренню (-0.2 g).

В робочому режимі вихід ST може залишатись вільним або бути підключеним до загальної шини. Необхідно, щоб напруга на цьому виході не перевищувала ( $V_s + 0.3$ ). Для гарантованого обмеження напруги на виході ST акселерометра доцільно підключати діод у прямому підключенні з малим падінням напруги на рп –переході між виводом ST і шиною живлення  $V_s$ .

### **Висновки**

В ході виконання дипломної роботи були розглянуті питання про застосування мікромеханічних акселерометрів на рухомому об'єкті, автомобілі. Представлені кінематичні схеми, блок схеми акселерометрів різних видів, схеми чутливих елементів, ресорних підвісів, розглянуто принцип дії акселерометрів, приведені таблиці з технічними характеристиками, графіки вихідних сигналів. Представлені рисунки із



схемами застосування та розташування акселерометрів на автомобілі з чітким поясненням відповідності роботи та завдання кожного з них.

Мікромеханічні прилади по своїй природі є мініатюрними приладами, тому представлені матеріали, що дають змогу зрозуміти, технологію виробництва акселерометрів, зокрема технологію та методи вирощування кристалів.

Найбільш важливим є вимірювання мікропереміщень, тому розглянуто методи вимірювання згідно яким зроблено висновок, щодо кращих методів вимірювання мікропереміщень чутливих елементів мікромеханічних приладів, один з яких є вимірювання за допомогою ємнісного перетворювача.

### **3. Алгоритми для розрахунку оптимального фільтра в каналі виміру прискорень**

#### **3.1 Вибраний алгоритм аналізу якості датчиків прискорень**

Задача аналізу якості (точності) відомої динамічної системи в конкретних умовах складається у визначенні її вихідних реакцій і сигналів керування при визначених вхідних впливах, у порівнянні вихідних сигналів з бажаними, обчисленні помилки системи і на основі помилки значення показника, що досягається, якості системи.

Таким чином, основні етапи рішення задачі аналізу якості фільтра-спостерігача в каналі виміру прискорень наступні:

- по відомих моделях динаміки ланок і системи в цілому, а також вхідних (керуючих і що обурюють) впливів і перешкод визначають вихідні і керуючі сигнали каналу;

- установлюють властивості «ідеального» фільтра і моделі динаміки бажаних сигналів; вибирають вид показника якості каналу;
- визначають помилку системи;
- обчислюють значення показника якості в заданій експлуатаційній обстановці;
- повторюють рішення задачі в інших експлуатаційних умовах;
- роблять порівняння обчисленого значення показника якості з необхідним, роблять висновок про придатність каналу виміру, його ефективності, про вплив тих або інших експлуатаційних факторів на якість і т.д.

#### Кафедра АКСУ

Вирішуючи задачу аналізу якості, вимірювальну систему необхідно розглядати як складну динамічну систему (тобто багатомірну), що працює при впливі стохастичних збурень.

Так як точність системи вимірів служить головною стороною їхньої якості, то помилка системи визначається різницею вхідного обмірюваного  $x(t)$  і бажаного  $i(t)$  сигналів, наприклад [3].

$$e(t)=x(t)-i(t)$$

Бажаний сигнал являє собою абсолютно точне перетворення виміру «ідеальною» системою корисної складового вхідного програмного сигналу.

Розглянемо задачу аналізу багатомірної вимірювальної системи (Рис 3.1.), рух якої описується системою звичайних диференціальних рівнянь з постійними коефіцієнтами виду:

$$P\dot{x}=Mu+f,$$

де  $x$ - $n$ -мірний вектор вхідних координат вимірювальної системи;

$u$ - $m$ -мірний вектор керуючих координат;

f-n-мірний вектор збурювання;

P-M-поліноміальні матриці розмірності  $n \times n$  і  $m \times m$  відповідно.

Нехай відома також матриця передатних функцій системи вимірників до розмірності  $n \times n$ . На вхід вимірювальної системи надходить підлягаючому вимірові вектор сигналів  $r$ , що представляє собою  $n$ -мірний стаціонарний, випадковий центрований процес з відомою матрицею спектральних щільностей  $S_{rr}$ . Перешкода вимірів приведена до виходу вимірювальної системи і представляє стаціонарний випадковий процес  $f$  з нульовим математичним чеканням і відомою матрицею спектральних щільностей  $S_{ff}$ . Вектор бажаного перетворення на виході вимірювальної системи дорівнює:

$$i = \Phi r,$$

де  $\Phi$ - матриця передатних функцій бажаного перетворення всієї системи, що має розмірність  $n \times n$ . Через  $x$ - позначений  $n$ -мірний вектор вихідних координат вимірювальної системи.

Якість роботи всієї системи будемо оцінювати величиною показника якості, що кількісно характеризує точність системи вимірів. У частотній області цей функціонал має вигляд:

$$e = \frac{1}{j} \int_{-j\infty}^{j\infty} t_r [RS'_{\varepsilon\varepsilon}(s)] ds$$

Для рішення поставленої задачі аналізу необхідно визначити матрицю спектральних щільностей помилки вимірювальної системи.

Вхідний сигнал вимірів

$$x = P^{-1} [ M ( Kr + \varphi ) + \Psi ]$$

вектор помилки системи

$$\varepsilon = (-\Phi + P^{-1} MK)r + P^{-1} M\varphi + P^{-1} \psi$$

За допомогою теореми Вінера - Хінчина визначимо матрицю спектральних щільностей помилки вимірювальної системи

$$S''_{\varepsilon\varepsilon} = (-\Phi + P^{-1}MK)S'_{rr}(-\Phi_* + K_*M_*P_*^{-1}) + P^{-1}MS'_{\varphi\varphi}M_*P_*' + P^{-1}S'_{\psi\psi}P_*'$$

де індекс „\* ” означає операцію транспонування при одночасній заміні аргументу  $s$  на  $-s$ .

Функціонал якості системи буде мати вигляд:

$$e = \frac{1}{j} \int_{-j\infty}^{j\infty} t_r \left\{ \left[ (-\Phi + P^{-1}MK)S'_{rr}(-\Phi_* + K_*M_*P_*^{-1}) + P^{-1}MS'_{\varphi\varphi}M_*P_*' + P^{-1}S'_{\psi\psi}P_*^{-1} \right] \cdot R \right\} dS$$

Кількісно визначаючи величину інтеграла, можна провести аналіз точності системи вимірів для різних ситуацій (наприклад, співвідношень „шум/сигнал“), порівняти його значення з гранично припустимим значенням. Якщо значення показника якості перевищує гранично припустимі значення, то необхідні заходи щодо підвищення точності вимірів.

### 3.2 Алгоритм синтезу оптимального фільтра обчислювача в каналі виміру

#### лінійного прискорення

Доцільність знання і практичного застосування методів оптимального синтезу зв'язується з необхідністю рішення таких задач, як оптимальна корекція сигналів і фільтрація сигналів БДЛУ в процесі тривалого польоту, створення оптимальних спостерігачів датчиків каналу вимірів, створення засобів оперативної діагностики і відновлення якості каналу виміру лінійного прискорення.

Етапи роботи в рішенні задач синтезу [4]:

- визначення показника якості розроблювального фільтра;
- визначення необхідних якостей і стану фільтра;
- оцінювання факторів, що впливають на перешкоди виміру;
- визначення найкращий стратегії керування фільтром як наслідок, моделями, що течуть станами каналу виміру і середовища її роботи.

Нехай у багатомірній вимірювальній системі мається динамічний об'єкт, рух якого описується системою диференціальних рівнянь, і на вхід

якого після деякого перетворення надходить вектор програмних сигналів. Структурна схема такого вимірювального тракту показана на мал.3.1

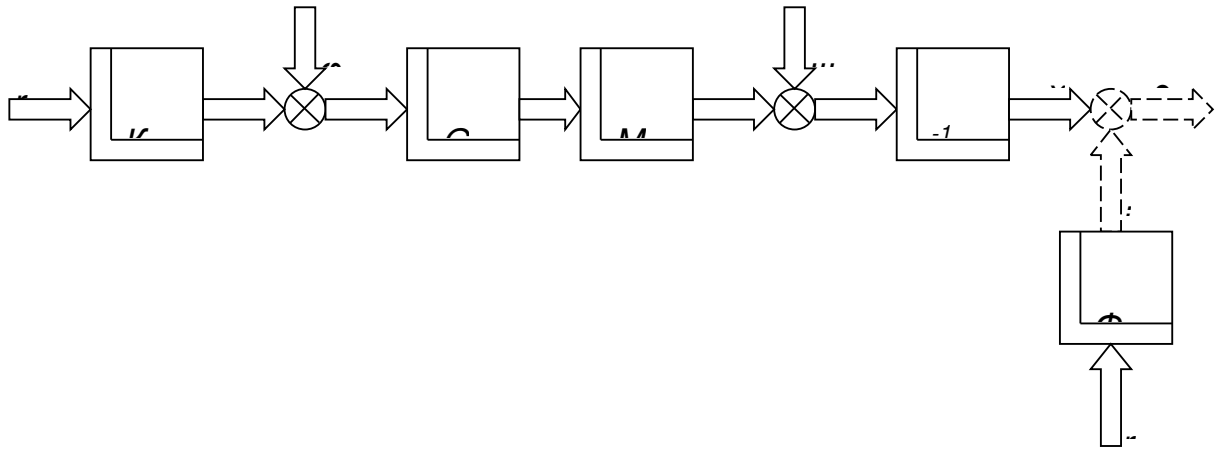


Рис. 4.1 Багатомірна вимірювальна система.

Тут  $K$  і  $\Phi$  – матриці передатних функцій системи задатчиків сигналів програми  $r$  і бажаного перетворення цих сигналів системою; матриця  $M$  і  $P$  характеризують відомий динамічний об'єкт;  $G$  - обчислювач, структура якого підлягає виборі в результаті рішення задачі, характеризується матрицею передатних функцій  $G$ ; бажаний вихід системи  $i = \Phi r$ . Помилка перетворення інформації у вимірювальній системі:  $e = \Phi r - x$ .

Вектори  $r$ ,  $x$ ,  $e$ ,  $i$  мають розмірність  $n$ , вектор  $u$  (вихід обчислювача) – розмірність  $m$ . Отже, розмірності матриць  $\Phi, K$  і  $P$  –  $n \times n$ , матриці  $M$  –  $n \times m$ ,  $G$  –  $m \times n$ .

Програма  $r$ , вплив на об'єкт  $f$  і перешкода являють собою багатомірні, випадкові, стаціонарні, центровані процеси з відомими дробно – раціональними матрицями спектральних і взаємних спектральних щільностей.

Середньоквадратична помилка якості перетворення вектора  $r$

$$e = \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{\infty} tr S_{rr}^{-1} R ds$$

Завдання полягає в тім, щоб вибором фізично реалізованої (стійкої) дробно – раціональної функції G (матриці передатних функцій обчислювача) доставити мінімум функціоналові якості.

Для рішення задачі запишемо вираження реакції системи

$$x = p^{-1} [MG (K_r + \varphi) + \psi]$$

сигналу виходу обчислювача

$$U = G(K_r + \varphi) \quad (3.1)$$

і сигналу помилки перетворення інформації

$$\varepsilon = (-\Phi + P^{-1}MGK) r + P^{-1}MG\varphi + P^{-1}\psi \quad (3.2)$$

Використовуючи теорему Вінера - Хинчина, матриці (3.1),(3.2), запишемо матриці спектральних плотностей векторів x і f, і підставимо їх у функціонала якості.

Введемо наступні позначення:

$$F = \Gamma G D; \quad G = \Gamma^{-1} (N_0 + N_+) D^{-1} \quad (3.3)$$

$$\Gamma^* \Gamma = M^* P^{-1} R P^{-1} M + C \quad (3.4)$$

$$D D^* = K S_{rr} K^* + K S_{\varphi r}^1 + S_{r\varphi}^1 K^* + S_{\varphi\varphi}^1 \quad (3.5)$$

$$N = \Gamma^{-1} M^* P^{-1} R (\Phi S_{rr}^1 + \Phi S_{\varphi r}^1 - P^{-1} S_{r\psi}^1 K^* - P^{-1} S_{\psi\psi}^1) + D^{-1} \quad (3.6)$$

$$\Sigma = R (\Phi S_{rr}^1 \Phi^* - \Phi S_{\psi r}^1 - P^{-1} S_{r\psi}^1 \Phi^* + P^{-1} S_{\psi\psi}^1 P^{-1}) \quad (3.7)$$

Де  $\Gamma$ - результат факторизації матриці (3.4) ;

$D$ - результат факторизації матриці (3.5) ;

Підставляючи матриці (3.3)-(3.7) у функціонала якості системи ,  
перепишемо його у вигляді:

$$e = \frac{1}{j} \int_{-j\infty}^{j\infty} \text{tr} (F_*F - N_*F - F_*N + \Sigma) dS \quad (3.8)$$

Задача вибору оптимальної структури  $G$  обчислювача еквівалентна задачі мінімізації функціонала (3.8) на класі фізично реалізованих функцій  $F$ . Такий вибір виконаємо з застосуванням процедури методу Вінера – Колмогорова. Відповідно до процедури методу знайдемо першу варіацію функціонала (3.8) у вигляді :

$$\delta e = \frac{1}{j} \int_{-j\infty}^{j\infty} \text{tr} [\delta F_* (F - N) + (F_* - N_*) \delta F] ds$$

і визначимо умова її тотожної рівності нулеві, що представимо як:

$$F = (N_0 + N_+)$$

(3.9)

Тут  $N_0 + N_+$  - результати сепарації матриці (3.6) ;  $N_0$  – матриця , елементи якої суть поліноми аргументу  $S = j\omega$ ;  $N_+$  - матриця , елементи якої – правильні дроби, що мають нулі тільки в лівій напівплощині (ЛПП) комплексного перемінного  $S$ . З огляду на вираження (3.3) , визначаємо оптимальну структуру матриці  $G$ :

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

Де матриці  $\Gamma$  і  $D$  мають особливості тільки в ЛПП, тобто  $G$  практично реалізована.

Підставивши матриці (3.9), (3.6) і (3.7) у функціонала (3.8) і обчисливши його, визначимо його мінімальне значення.

Таким чином, для визначення матриці оптимальних передатних функцій  $G$  обчислювача за умовою (3.10) необхідно виконувати наступні дії:

- необхідну частину вихідних даних задачі (матриці  $K$ ,  $P$ ,  $M$  і  $\Phi$  і моделі впливів) потрібно підставити у вираження (3.6), (3.7), факторизувати останні і визначити матриці  $\Gamma$ ,  $D$ ,  $\Gamma^{-1}$ ,  $\Gamma^{*-1}$ ,  $D^{-1}$  і  $D^{*-1}$ ;
- підставивши матриці  $\Gamma^{-1}$ ,  $D^{-1}$  і  $F$  в умову (3.10), визначити матрицю оптимальних передатних функцій обчислювача;
- необхідну частину вихідних даних підставити у вираження (3.7) і скласти матрицю ?;
- підставити матриці  $F$ ,  $N$  і  $D$  у функціонала (3.8), обчислити його, визначивши його, визначивши тим самим мінімальне значення.

### 3.4 Опис пакета програм оптимального синтезу

Для практичного виконання передзмітного проектування оптимальних структур інерційної навігаційної системи на основі алгоритмів, запропонованих у пунктах 3.1-3.3, на кафедрі розроблене програмне забезпечення задач аналізу і синтезу. Дана глава присвячена результатам розробки обчислювальних алгоритмів для рішення цих задач. Описано пакет наукових прикладних програм, реалізований алгоритмічною мовою і призначений для рішення на персональних ПЕОМ задач оптимального синтезу й аналізу багатомірних систем динамічних об'єктів.

При використанні алгоритмів (п.3.1 - 3.3) необхідно виконувати алгебраїчні дії над поліномами і матрицями, елементи яких являють собою



поліноми або дрібно - раціональні функції аргументу  $S=j\omega$ . При розробці програм поліноми можуть задаватися двома способами: коефіцієнтами або коренями.

У першому випадку поліном

$$P(S)=P_1+P_2S+\dots+P_{i+1}S^i+\dots+P_{n+1}S^n \quad (3.23)$$

можна зберігати в одновірному масиві  $P(I)$ , де  $I=1, n+1$ .

В другому випадку поліном (3.23) можна записати у виді

$$P(S) = P_{n+1} \prod_{i=1}^n (S - S_i)$$

де  $S_i=a_i+jb_i$  -  $i$ -й- корінь полінома  $P(S)$ ,  $a_i$ -дійсна частина  $i$ -го кореня,  $b_i$ -відповідно мнима частина. Тоді дійсні частини коренів зберігаються в масиві  $A(I)$ , а мнимі в  $B(I)$ , де  $I=1, n$ .

Розглянемо основні обчислювальні алгоритми і програми, використовувані в розробленому пакеті програм.

Коротко опишемо процедуру відшукування матриці оптимальних передатних функцій фільтра (задача синтезу) і перетворимо розроблений алгоритм до виду, зручному для його реалізації на ПЕВМ. Розрахунок оптимальної структури фільтра виробляється в три етапи. Після кожного етапу обчислень результати рахунки заносяться і зберігаються на магнітному нагромаджувачі у виді набору даних числових значень коефіцієнтів поліномінальних матриць і потім для подальших обчислень. Структурна схема, що відбиває етапи обчислень, приведена на мал.3.3.

При рішенні задачі синтезу оптимального спостереження на першому етапі виконується операція факторизації поліномінальних матриць  $G$  і  $D$  відповідно до алгоритмів ( 3.4) і ( 3.5) і операція сепарації дрібно - раціональної матриці  $N$ (3.6). Після факторизації ряду перетворень матриці  $G^*G$  її обчислення здійснюється за допомогою розробленої підпрограми GGG

,результатом роботи якої є матриця  $\Gamma^{-1}$ . Обчислення матриці збурювань  $DD^*$  здійснюється підпрограмою  $DDD$ . Підпрограма  $NNN$  формує і сепарує матрицю  $N(3.6)$ , тобто виділяє її стійку частину  $(N_o+N_+)$ , що має полюса тільки в ЛПП.

На другому етапі обчислень визначається матриця оптимальної функції  $F_u(3.15)$  матрицю передатних функцій замкнутої системи  $F_x(3.13)$  і матриця оптимальних передатних функцій обчислювача  $W$ .

На останньому, третьому етапі вирішується задача аналізу якості оптимального фільтра-спостерігача, що припускає обчислення показника якості (3.20) і побудова перехідних процесів замкнутої системи при стандартних вхідних впливах, що обурюють.

Для визначення кількісного значення показника якості розроблена є у вигляді :

$$e = \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{j\infty} \text{tr} [ ( F_{x^*}^{\varphi} R F_x^{\varphi} + \lambda F_{\varepsilon^*}^{\psi} C F_{\varepsilon}^{\psi} ) S_{\psi\psi} ] ds \quad (3.24)$$

Ця підпрограма, як основну частину, використовує підпрограму  $INTEGR$  обчислення інтеграла якості дрібно - раціональної функції. Для використання нею підінтегральний вираз (3.24) необхідно факторизувати і записати у вигляді

$$e = \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{j\infty} \frac{B(S)B(-S)}{A(S)A(-S)} ds \quad (3.25)$$

Далі за вихідним значенням коефіцієнтів  $a_i$  і  $b_i$  обчислимо на кожній ітерації значення  $S_k$  і  $\beta_k$  за формулами

$$a^{k-1}_i = \begin{cases} a^{k_i+1} & \text{- парних} \\ & \text{для } i \\ a^{k_{i+1}} - \alpha_k a^{k_i+2} & \text{- непарних} \end{cases}$$

$$\alpha_k = a^k_0 / a^{k_i}, \quad i=0, k-1$$

$$b^{k-1}_i = \begin{cases} b^{k_i+1} & \text{- парних} \\ & \text{для } i \\ b^{k_{i+1}} - \beta_k a_{i+1} & \text{- непарних} \end{cases}$$

$$\beta_k = b^k_1 / a^{k_i}, \quad i=0, k-1$$

Визначивши значення  $\alpha_k, \beta_k$  для усіх  $k=1, n$ , одержимо значення інтеграла (3.25) у вигляді

$$e = \sum_{k=1}^n \frac{\beta_k^2}{(2d_k)}$$

Таким чином, обчислювальний алгоритм припускає визначення структури обчислювача  $W$  і мінімального значення функціонала (3.24).

## 4. Результати синтезу оптимального фільтра в каналі виміру прискорення

### 4.1. Вибір схеми акселерометра

Конструктивну схему приладу складають, виходячи з досвіду попередніх конструктивних розробок і вимог технічного завдання з урахуванням технологічних можливостей підприємства виготівника.

Для вибору схеми акселерометра розрахуємо добротність приладу:

$$\dot{V}_{\eta \max} / \dot{V}_{\eta \min} = 6g / 0,75 \cdot 10^{-4} g = 0,8 \cdot 10^5$$

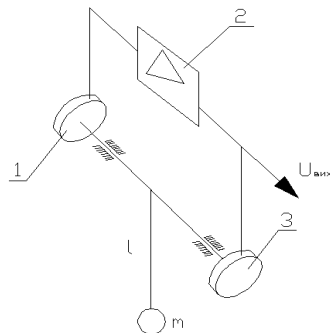


Рис. 4.1 Схема акселерометра для розрахунків

Найбільшу точність, серед акселерометрів, мають компенсаційні

акселерометри. Кінематична схема такого акселерометра представлена на рис.

На рисунку зображено: датчик кута **1**, підсилювач **2** й датчик моменту **3** створюють «електричну» пружину. Вихідним сигналом акселерометра є звичайно струм  $i$ , який подається на датчик моменту

Компенсаційні акселерометри мають дуже високу точність вимірювань за рахунок великої жорсткості «електричної» пружини. Вона забезпечує малий кут  $\beta$  й похибки, які виникають внаслідок нього, а також високу частоту власних коливань й розширювання за рахунок цього динамічного діапазону вимірювань.

Маятникові акселерометрів, у порівнянні з датчиками без зворотного зв'язку та осьових акселерометрів. Це:

- найменший момент тертя в осях, що дозволяє досягти найбільшої чутливості;

- малі габарити;

- порівняно проста конструкція;

- досить висока лінійність характеристики за рахунок малого кута відхилення маятника.

В роботі ми вибираємо маятниковий компенсаційний акселерометр.

Виходячи з того, що задана добротність в умові складає  $0,8 \cdot 10^5$ , а також

лінійність вихідної характеристики акселерометра  $\delta\eta_{\eta_{доп}} < 1\%$ , що відповідає добротності електричної пружини і лінійності вихідної характеристики. [1]

Електро механічні вузли компенсаційних акселерометрів бувають «сухі» і поплавкового типу з гідравлічним розвантаженням опор.

Основні переваги поплавкових акселерометрів - це висока точність і малий поріг чутливості, які визначаються значно меншим моментом (силою) тертя в опорах.

В даній роботі ми використовуємо акселерометр поплавкового типу.

Ми керуємося тими параметрами, що відповідає акселерометрам поплавкового типу, тобто забезпечення добротності  $0,8 \cdot 10^5$  і порогу чутливості  $0,75 \cdot 10^{-4} g$ .

#### 4.1.2. Рівняння руху маятнікового акселерометра

Кінематична схема маятнікового акселерометра представлена на Рис. 4.2.

Навігаційний акселерометр призначений для вимірювань лінійних прискорень центра мас. Чутливий елемент акселерометра є інерційною масою  $m$ . Принцип дії акселерометра полягає у вимірюванні переміщень інерційної маси, яка підвішена на пружині, відносно корпусу приладу, тобто на вимірюванні інерційної сили, яка діє на цю масу.

Навігаційні акселерометри вимірюють тільки уявне, а не дійсне прискорення того місця літака, де він знаходиться, тобто вони вимірюють різницю між прискоренням точки установки акселерометра відносно нерухомої системи координат й прискоренням сили тяжіння.

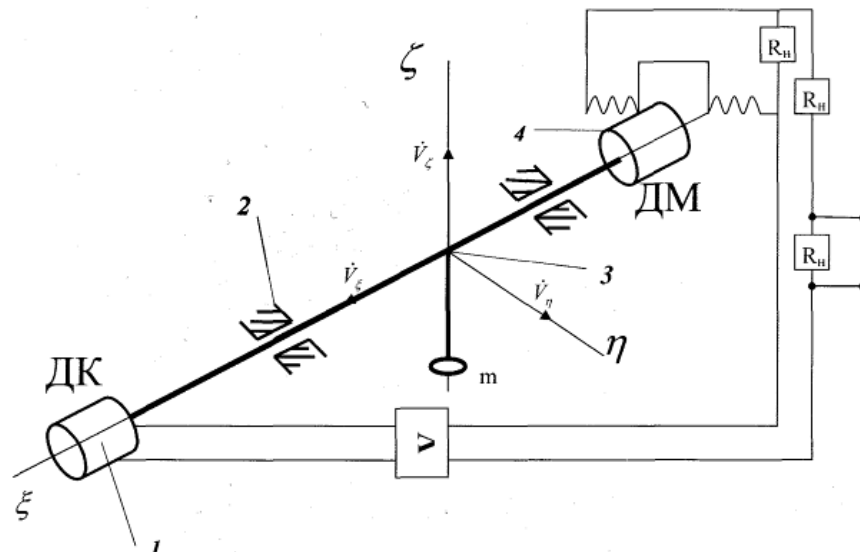


Рис. 4.2 Кінематична схема маятнікового акселерометра:

- датчик кута; 2 - опора; 3 - рухомий вузол; 4 - датчик моментів

Рівняння руху маси акселерометра показує, що по лінійному або кутовому переміщенню вздовж осі чутливості інерційної маси можна судити про уявне прискорення точки установки акселерометра на ЛА.

Маятниковий акселерометр являється вимірювачем прискорень з кутовим переміщенням ЧЕ в системі координат, жорстко зв'язаної з корпусом приладу. Чутливим елементом являється плоский маятник, утворений масою  $t$ . Центр мас маятника видалений від осі обертання на відстані  $l$ . Два датчика: кутів і моментів встановлені на осі  $\xi$ . Рівняння руху рухомого вузла акселерометра відносно корпусу має вид:

$$J_{\xi} \ddot{\beta} + B \dot{\beta} + k\beta = ml\dot{V}_{\eta} \cos \beta + ml\dot{V}_{\zeta} \sin \beta + M_{\xi},$$

$$J_{\xi} \ddot{\beta} + B \dot{\beta} + k\beta = ml\dot{V}_{\eta} \cos \beta + ml\dot{V}_{\zeta} \sin \beta + M_{\xi},$$

де  $J_{\xi}I_{\xi}$  - момент інерції рухомого вузла,  $BB$  - коефіцієнт кутового демпфірування,  $kk$  - кутова жорсткість пружини,  $mlml$  - маятниковість рухомого вузла,  $M_{\xi}M_{\xi}$  - сума неврахованих шкідливих моментів, які діють на вісь  $\xi\xi$ .

#### 4.1.3. Визначення габаритів акселерометрів і його маятниковості

Визначивши основну конструктивну схему приладу, необхідно провести вибір величини маятниковості його рухливого вузла.

Виходячи з заданої ваги приладу  $G_a$ , визначимо об'єм приладу й площу поверхні. При цьому враховуємо, що питома вага сучасних акселерометрів

(Н/м<sup>3</sup>)  $\gamma \approx (4.5 \div 5.5) \cdot 10^4$ . Отже

$$V = G / \gamma = 1.5 / 5.5 \cdot 10^4 = 2.72 \cdot 10^{-5} (\text{м}^3)$$

При визначенні площі поверхні акселерометра враховують, що раціонально спроектований акселерометр має вид циліндру, довжина якого  $L$  приблизно в два рази перевищує його діаметр  $D$ . Отже

$$D = \sqrt[3]{\frac{2 \cdot V}{\pi}} = \sqrt[3]{\frac{2 \cdot 2.72 \cdot 10^{-5}}{3.14}} = 2.6 \cdot 10^{-2} (\text{м}),$$

$$L = 2 \cdot D = 2 \cdot 2.6 \cdot 10^{-2} = 5.2 \cdot 10^{-2} (\text{м}).$$

Визначимо площу поверхні:

$$S = \frac{\pi \cdot D^2}{4} = \frac{3.14 \cdot (2.6 \cdot 10^{-2})^2}{4} = 5.3 \cdot 10^{-4} (\text{м}^2).$$

По площі  $S$ , максимальній температурі навколишнього середовища

$t_{c \max}^{\circ}$  (як правило  $60^{\circ}$ ), максимально доступній робочій температурі приладу

$t_{p \max}^{\circ}$  (як правило не більше  $80-100^{\circ}$ ), визначимо допустиму потужність,

що виділяється елементами акселерометра[1]:

$$P = k_1 \cdot \alpha \cdot S \cdot (t_{p \max}^{\circ} - t_{c \max}^{\circ}),$$

де  $k_1 = 1,2 \div 1,5$ ,  $\alpha$  - коефіцієнт теплопередачі (для повітря при нормальному тиску, температурі навколишнього середовища  $20-60^{\circ}$  і природній конвекції  $\alpha = 7 \div 9 \text{ Вт}/(\text{м}^2 \cdot \text{град})$ ).

Підставляючи параметри приладу, маємо:

$$P = 1,3 \cdot 7 \cdot 5.3 \cdot 10^{-4} \cdot (60^{\circ} - 50^{\circ}) = 0.048 (\text{Вт})$$

Прилад не повинен перегріватися при експлуатації як на об'єкті, так і при лабораторних випробуваннях.

Розрахункове значення  $P$  вибираємо як  $0,8 - 0,9$  від отриманого по формулі.

$$\text{Тобто } P = 0,8 \cdot P = 0,8 \cdot 0.048 = 0,0384 (\text{Вт}).$$

#### 4.1.4 Визначення характеристик датчика моменту

Визначимо потужність, що споживає датчик моменту приладу  $P_{DM}$ , враховуючи, що потужність, що виділяється рештою елементів акселерометра (датчик кута, опори), для раціонально спроектованих приладів не перевищує  $10\%$  від загальної потужності.

$$P_{DM} = 0,8 \cdot P = 0,8 \cdot 0,048 = 0,0384 (\text{Вт}).$$

За отриманою потужністю датчика моменту оцінюємо максимальний



момент, який може розвивати датчик. При цьому враховується, що у раціонально спроектованих акселерометрах вага датчика моменту складає 40% від загальної маси «сухих» акселерометрів і 30-40% від загальної маси поплавкових акселерометрів[2]:

$$G_{DM} = 0,4 \cdot G = 0,4 \cdot 1,5 = 0,6(H).$$

Визначимо також об'єм датчика моменту, враховуючи, що питома вага датчика моменту  $\gamma_{DM} = (6 \div 6,5) \cdot 10^4 (H / M^3)$ .

$$V_{DM} = G_{DM} / \gamma_{DM} = 0,6 / (6,25 \cdot 10^4) = 9,6 \cdot 10^{-6} (M^3).$$

Зовнішній діаметр датчика:

$$D_H = 0,8 \cdot D = 0,8 \cdot 2,6 \cdot 10^{-2} = 2,08 \cdot 10^{-2} (M).$$

Довжина датчика:

$$L_H = 4 \cdot V_{DM} / (\pi \cdot D_H^2) = 4 \cdot 9,6 \cdot 10^{-6} / (3,14 \cdot (2,08 \cdot 10^{-2})^2) = 2,8 \cdot 10^{-2} (M).$$

Далі визначимо максимальний момент, який розвиває датчик моменту:

$$\text{при } G_{\Delta I} = 0,6(H);$$

$$M_{\max} = G_{DM} \cdot \sqrt{P_{DM}} = 0,6 \cdot \sqrt{0,034} = 0,18 = 14,8 \cdot 10^{-2} (H \cdot CM).$$

Схеми конструктивних варіантів моментних датчиків є різноманітними:

1. Датчик моменту з обвитками у вигляді ковпачка.
2. Датчик моменту з обвитками у вигляді ковпачка з кількістю рамок, яка дорівнює кількості полюсів магніту.
3. Датчик моменту з плоскою рамкою.

Виходячи із проведених розрахунків, в даній роботі ми будемо використовувати датчик моменту з обвитками у вигляді ковпачка. Схема такого датчика моменту зображена на рис. 13.

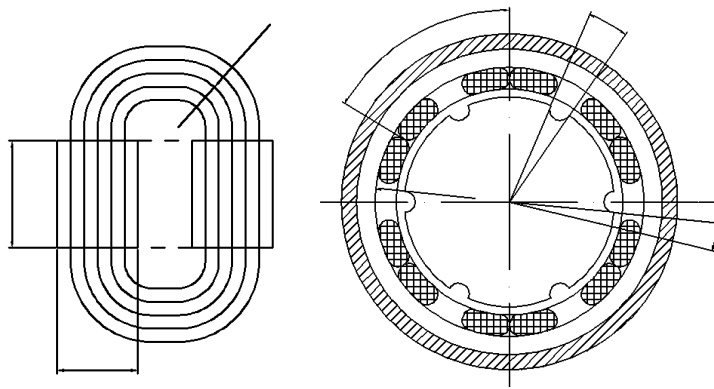


Рис. 4.3 Датчик моменту з обвитками у вигляді ковпачка

#### 4.1.5 Визначення маятниковості акселерометра

Маятниковість рухомого вузла акселерометра визначаємо за формулою:

$$ml = M_{MAX} / \dot{V}_{\eta \max} = 14,8 \cdot 10^{-2} / 6g \approx 2,5 (г \cdot см).$$

$$M_{ep} \leq V_{\eta \min} \cdot ml = 2,5 \cdot 10^{-4} = 2,5 \cdot 10^{-6} (H \cdot см).$$

Із формул:

$$M_{ep} = \sqrt{M_{mp}^2 + M_{разб}^2 + M_{тяж}^2} + \Delta M_{ep} = 1,7M_{mp} + \Delta M_{ep}$$

$$M_{mp} = \dot{M} + k_{mp,рад}R + k_{mp,ос}A$$

Нехтуючи  $\Delta M_{ep}$ , запишемо:

$$M_{ep} = 1,7M_{mp}; \quad M_{mp} = \dot{M} + k_{mp,рад}R + k_{mp,ос}A$$

$$M_{mp} \leq 1,5 \cdot 10^{-6} (H \cdot см)$$

Враховуючи, що  $l \approx 10^{-3} м$  для поплавкових приладів з діапазоном вимірюваних прискорень  $20 g$ , отримаємо масу рухомого вузла  $m = ml / l = 2,5 / 0,1 = 25 (г)$

Тоді

$$m_{ост} \approx 1\% m = 25 \cdot 10^{-2} (г);$$

#### 4.2. Моделі динаміки блоку акселерометрів і його перешкод

У результаті проведення іспитів на динамічному стенді за методикою, описаної в даному пункті, отримана вихідна інформація, використовувана для рішення задачі ідентифікації моделі динаміки блоку акселерометрів. При ідентифікації блоку акселерометрів використовуються матриці спектральних і взаємних спектральних плотностей вхідних сигналів акселерометрів і програмних (розрахункових) прискорень, що діють у точці кріплення БДЛП (блоку датчиків лінійних прискорень).

Вихідні сигнали БДЛП через блок зв'язку записувалися у відповідні файли ПЕВМ. Вхідні програмні сигнали - лінійні прискорення розраховувалися по рівнянню:

$$\frac{dv}{dt} = \frac{dw}{dt} p + w \frac{dp}{dt} = \epsilon p + \omega p -$$

$\rho^j = (x, y, z)^j$ -радіус – вектор точки кріплення БДЛП щодо крапки підвісу платформи;  $\omega$ –вектор миттєвої кутової швидкості;  $\epsilon$ –вектор кутових прискорень платформи;  $V$ –вектор „абсолютної” лінійної швидкості руху точки кріплення БДЛП.

Первинна обробка векторів вхідних прискорень  $\alpha = [\alpha_x, \alpha_y, \alpha_z]$  і вихідних сигналів БДЛП  $\omega = [\omega_x, \omega_y, \omega_z]$  дозволила одержати матриці спектральних і їхніх взаємних спектральних плотностей. Для наочності графіки окремих елементів цих матриць показаний на мал. 4.1.-4.3. Апроксимація елементів цих матриць дозволила скласти моделі вхідних (розрахункових) сигналів БДЛП, приведені нижче.

Оцінка матриці передатних функцій БДЛП отримана у вигляді:

$$K = \begin{bmatrix} 0.12 & 0.01 & 0.03 \\ 0.005 & 0.1 & 0.007 \\ 0.0052 & 0.009 & 0.09 \end{bmatrix}, \left[ \frac{Bc^2}{M} \right]$$

Матриця спектральних і взаємних спектральних щільностей перешкод, що діють у тракті виміру прискорень має вигляд:

$$S'_{\varphi\varphi} = \begin{bmatrix} 0.06 & 0.03 & 0.02 \\ 0.03 & 0.04 & 0.02 \\ 0.02 & 0.02 & 0.01 \end{bmatrix} \frac{\sigma_{\varphi}^2}{(0.03^2 s^2 + 2*0.5*0.03s + 1)^2 \pi}, \text{ [В}^2\text{с]}$$

Аналізуючи отримані в розділі результати досліджень, можна зробити наступні висновки:

1) моделі динаміки БДЛП мають сильні перехресні зв'язки, які необхідно враховувати при виборі навігаційних алгоритмів ІНС;

2) акселерометри одного типу показують істотний розкид статистичних характеристик;

3) на моделі динаміки вхідних і вихідних сигналів впливають додаткові (безпосередньо незв'язані з рухом об'єкта) коливання місць кріплення блоку (тут резонансні коливання платформи зі стрілою з частотою близько 5Гц).

#### 4.3 Розрахунок оптимального фільтра в ІНС

На підставі приведених алгоритмів синтезу (розділ 3) і використання експериментальної моделі динаміки блоку акселерометрів і його перешкод (п.4.1.) виявляється можливим зробити аналітичне конструювання оптимальних структур фільтрів-спостерігачів у вимірювальному тракті акселерометрів. Вектор перешкод, що супроводжують вимірам - це вектор лінійних прискорень, як зазначено вище, у процесі експерименту вимірялися

при рухах платформи динамічного стенда, близьких до реального кутового обертання транспортного літака.

Безпосередньо на входи оптимальних фільтрів повинні надходити випадкові сигнали, названі в пункті 4.1. розрахунковими входами в блоки в ДУШ і акселерометрів, обчислені на підставі реальних кутових швидкостей і кутових прискорень по відповідним, приведеним вище алгоритмах обчислень. У розрахунковий вхід у блок акселерометрів не повинні включатися складових сигналів горизонтальних акселерометрів, зв'язані з дією сили ваги при нахилах підстави на випадкові кути. Масиви зазначених розрахункових сигналів, отримані за результатами експерименту внесені в ПЕВМ, отримані матриці спектральних щільностей векторів розрахункових сигналів. Моделі самих вимірювальних блоків і перешкод вимірів визначені як результат у п.4.1. Таким чином, у наявності вся необхідна вихідна інформація для постановок і рішення задач синтезу оптимальних фільтрів-спостерігачів.

Нехай відомі матриці спектральних щільностей вектора вхідних сигналів  $r$  і вектора перешкод вимірів  $\varphi$   $S_{rr}^{-1}$   $v$   $S_{\varphi\varphi}^{-1}$ , а сигнали  $r$  і  $\varphi$  між собою некоррелировані ( $S_{r\varphi}=S_{\varphi r}=0$ ). Відома матриця передатних функцій блоку вимірників  $K$ . Матриця передатних функцій бажаного перетворення програмного вектора сигналів  $\Phi$  ( мал.3.1.) дорівнює  $E_z$  (матрична одиниця). Як функціонал якості використовується критерій середньоквадратичної помилки виду (3.11).

Завдання полягає в тому, щоб вибором структури (матриця передатних функцій) фільтра-спостерігача ( доставити мінімум функціоналові (3.11) і забезпечити стійкість (фізичну реалізуємість) обчислювача, що реалізує оптимальний фільтр - спостерігач.

Задача синтезу структури ( вирішена з застосуванням процедури методу Вінера - Колмогорова. Алгоритм її рішення відомий (п.3.2) і має вигляд ( 3.-3.7).

Опис пакета програм оптимального синтезу дан в п.3.4.

На підставі результатів експериментальних досліджень і апроксимації експериментальних моделей блоку акселерометрів, що працює на триступеновому стенді, що має обертання за курсом, кренові і тангажу з характеристиками, близькими до натурних, отримані (п.4.1) моделі динаміки блоків вимірників і їхніх перешкод. Моделі динаміки блоку акселерометрів мають “чисте “ запізнювання, компенсувати яке можна введенням блоків попередження на виході вимірювальних трактів.

Матриця спектральних плотностей програмних сигналів, що підлягають вимірові, отримана за результатами розрахункових сигналів і після первинної обробки має вигляд:

$$S_{\text{пр}} = \begin{bmatrix} 0.008 & 0.003 & 0.003 \\ 0.003 & 0.008 & 0.002 \\ 0.003 & 0.002 & 0.008 \end{bmatrix} \frac{\sigma_r^2}{\pi(0.03^2 s^2 + 2*0.5*0.03s + 1)^2}, [B^2c]$$

Використовуючи приведений вище алгоритм синтезу оптимальної структури фільтра-спостерігача і розроблений на його основі пакет прикладних програм, у результаті розрахунку на ЕОМ, одержимо матриці оптимальних передатних функцій фільтра-спостерігача для блоку акселерометрів (табл.4.1) при зміні експлуатаційного параметра шум-сигнал ( $\gamma/\sigma_{\varphi/\sigma_n}$ ).

#### 4.4 Аналіз якості блоку акселерометрів у ІНС

Після визначення оптимальної структури  $G$  фільтра - спостерігача для блоку акселерометрів (п.4.2), підставки  $G$  в інтеграл ( 3.11 ) і його обчислення мається можливість для визначення мінімального значення відносної дисперсії помилки тракту  $e_{min}/\sigma_r^2$  кожного з конкретних значень параметра  $\gamma$  ( параметр ”шум-сигнал” приймав значення  $10^0$  і  $10^{-1}$  ). Доставивши мінімум функціоналові (3.11) і забезпечивши стійкість (фізичну реалізуємість) обчислювача, що реалізує оптимальний фільтр-спостерігач,

ми вирішимо задачу аналізу якості блоку акселерометрів інерціальної навігаційної системи.

Показники якості  $e_{\min}/\sigma_r^2$  для каналу виміру прискорень у залежності від параметра  $\gamma$  приведені в таблиці 4.2. Такі дані для системи G=E приведені в табл.4.3, а в табл.4.4 надана порівняльна ефективність зазначених систем.

Таблиця 4.1- Матриці оптимальних передатних функцій фільтра-спостерігача

| $\gamma = \frac{\sigma_\varphi}{\sigma_N}$ | $G, \left[ \frac{B C^2}{M} \right]$  |
|--|--|
| 1  | $\frac{1}{0.0009 S^2 + 0.03S + 1} \begin{bmatrix} 0.121 & 9.73 * 10^{-1} & -2.79 \\ 6.13 * 10^{-1} & 1.27 & -4.93 \\ -4.22 * 10^{-1} & -1.33 & 3.64 \end{bmatrix}$                       |
| $10^{-1}$                                  | $\frac{1}{0.0009 S^2 + 0.03S + 1} \begin{bmatrix} 0.165 & 7.05 * 10^{-2} & -7.08 * 10^{-1} \\ 7.77 * 10^{-2} & 1.346 & -1.268 \\ -8.13 * 10^{-2} & -4.53 * 10^{-1} & 3.87 \end{bmatrix}$ |

Таблиця 4.2- Показники якості виміру  $e_{\min}/\sigma_r^2$  для каналу виміру прискорень

|              | $\sigma_{\text{опт}}^2/\sigma_r^2$ | $\sigma_{\text{опт}}/\sigma_r$ | $3\sigma_{\text{опт}}/\sigma_r$ |
|--------------|------------------------------------|--------------------------------|---------------------------------|
| $\gamma=1$   | 0,59                               | 0,77                           | 2,3                             |
| $\gamma=0,1$ | 0,26                               | 0,51                           | 1,53                            |

Таблиця 4.3- Показники якості виміру  $e_{\min}/\sigma_r^2$  для штатного каналу виміру прискорень

|            | $\sigma_{\text{шт}}^2/\sigma_r^2$ | $\sigma_{\text{шт}}/\sigma_r$ | $3\sigma_{\text{шт}}/\sigma_r$ |
|------------|-----------------------------------|-------------------------------|--------------------------------|
| $\gamma=1$ | 58,5                              | 7,65                          | 22,9                           |

|              |       |      |       |
|--------------|-------|------|-------|
| $\gamma=0,1$ | 26,31 | 5,13 | 15,39 |
|--------------|-------|------|-------|

Таблиця 4.4- Порівняльна ефективність вимірів оптимальної і штатної систем вимірів

|              | $\sigma_{\text{шт}}^2/\sigma_{\text{опт}}^2$ | $\sigma_{\text{шт}}/\sigma_{\text{опт}}$ | $3\sigma_{\text{шт}}/\sigma_{\text{опт}}$ |
|--------------|--|--|---|
| $\gamma=1$   | 43,8   | 3,9                                      | 9,9                                       |
| $\gamma=0,1$ | 89,9   | 4,1                                      | 15,1                                      |

Аналізуючи результати дослідження, можна зробити наступні висновки:

1) поставлена і вирішена задача синтезу оптимальної структури фільтра-спостерігача в каналі блоків акселерометрів, що базується на експериментальних даних; синтезований фільтр досить ефективно може придушувати випадкові складових перешкод, при вимірі програмних сигналів ;

2) характеристика тракту “перешкода-вихід” істотно змінюється зі зміною інтенсивності перешкод; зі збільшенням інтенсивності перешкод зменшується коефіцієнт передачі такого тракту;

3) реалізація синтезованої структури фільтра - спостерігача засобами сучасних аналогової і цифрової обчислювальної техніки не викликає затруднень;

4) одержання високих точностей бортових вимірів за допомогою БНС, напевно, недосяжно, якщо при синтезі алгоритмів навігаційної інформації не враховуються реальні перехресні зв'язки динаміки блоків чуттєвих елементів, а також факт коррелированности між собою складових векторів програмних сигналів і перешкод вимірів.

#### 4.5 Варіант реалізації структури фільтра-спостерігача.



Реалізуємо матрицю передатних функцій оптимального фільтра (Табл.4.1.) засобами сучасної обчислювальної техніки. У цьому випадку набір послідовних і рівнобіжних з'єднань операційних підсилювачів з ланками реалізує передатну функцію фільтра, у якого три вхідних і три вихідних сигнали.

Таблиця 4.5 – Номінальні значення елементів електричної схеми

| Обозн. елем.    | кОМ | Обозн. елем.    | мкФ  |
|-----------------|-----|-----------------|------|
| R <sub>1</sub>  | 100 | C <sub>1</sub>  | 0.06 |
| R <sub>2</sub>  | 50  | C <sub>2</sub>  | 0.6  |
| R <sub>3</sub>  | 100 | C <sub>3</sub>  | 0.1  |
| R <sub>4</sub>  | 33  | C <sub>4</sub>  | 0.25 |
| R <sub>5</sub>  | 20  | C <sub>5</sub>  | 0.1  |
| R <sub>6</sub>  | 11  | C <sub>6</sub>  | 0.32 |
| R <sub>7</sub>  | 9   | C <sub>7</sub>  | 0.7  |
| R <sub>8</sub>  | 5   | C <sub>8</sub>  | 0.03 |
| R <sub>9</sub>  | 200 | C <sub>9</sub>  | 0.65 |
| R <sub>10</sub> | 46  | C <sub>10</sub> | 0.03 |
| R <sub>11</sub> | 200 | C <sub>11</sub> | 0.61 |
| R <sub>12</sub> | 49  | C <sub>12</sub> | 0.03 |
| R <sub>13</sub> | 100 | C <sub>13</sub> | 0.71 |
| R <sub>14</sub> | 200 | C <sub>14</sub> | 0.12 |
| R <sub>15</sub> | 42  | C <sub>15</sub> | 0.15 |
| R <sub>16</sub> | 50  | C <sub>16</sub> | 0.1  |
| R <sub>17</sub> | 200 | C <sub>17</sub> | 0.25 |
| R <sub>18</sub> | 100 | C <sub>18</sub> | 0.61 |
| R <sub>19</sub> | 33  | C <sub>19</sub> | 0.32 |
| R <sub>20</sub> | 20  | C <sub>20</sub> | 0.7  |
| R <sub>21</sub> | 68  | C <sub>21</sub> | 0.06 |

|          |     |          |      |
|----------|-----|----------|------|
| $R_{22}$ | 9   | $C_{22}$ | 0.22 |
| $R_{23}$ | 5   | $C_{23}$ | 0.06 |
| $R_{24}$ | 100 | $C_{24}$ | 0.14 |
| $R_{25}$ | 136 | $C_{25}$ | 0.12 |
| $R_{26}$ | 100 | $C_{26}$ | 0.16 |
| $R_{27}$ | 100 | $C_{27}$ | 0.12 |
| $R_{28}$ | 210 | $C_{28}$ | 0.05 |
| $R_{29}$ | 100 | $C_{29}$ | 0.1  |
| $R_{30}$ | 5   | $C_{30}$ | 0.25 |
| $R_{31}$ | 19  | $C_{31}$ | 1.2  |
| $R_{32}$ | 100 | $C_{32}$ | 0.32 |
| $R_{33}$ | 50  | $C_{33}$ | 0.7  |
| $R_{34}$ | 580 |          |      |
| $R_{35}$ | 100 |          |      |
| $R_{36}$ | 33  |          |      |

У результаті синтезу, виконаного по розроблених алгоритмах, одержують оптимальну передатну функцію регулятора, записану в аналоговому виді. Можна аналогову систему замінити цифровою. При цьому, природно, необхідно, щоб цифрова система мала ті ж властивості, що і безперервна. Якщо безперервний регулятор заданий своєю передатною функцією, то завдання полягає в тім, щоб знайти такий чисельний алгоритм керування, при якому цифрова СУ досить точно апроксимувала б передатну функцію регулятора. Способи такої апроксимації передатної функції відомі з літератури шляхом перекладу аналогової системи  $W(S)$  у дискретну  $W(Z)$ , використовуючи  $Z$ -перетворення.

За аналогією будується електрична схема обчислювача, що реалізує матрицю оптимальних передатних функцій усього регулятора. Очевидно, що реалізація оптимального обчислювача на базі аналогових елементів не викликає утруднення.

Останнім часом інтенсивно розробляються нові цифрові системи автоматичного керування, що забезпечують оптимальні режими роботи бортових комплексів. У силу багатьох достоїнств і переваг дискретних систем оптимальні структури розроблювальних систем керування перспективних літальних апаратів реалізуються за допомогою цифрової обчислювальної техніки. У сучасних системах керування використовуються цифрові мікропроцесори, що мають у порівнянні з аналоговими обчислювачами велику надійність, відсутність дрейфу, більш високу стійкість до шумів і збурювань, менші габаритні розміри і масу. Одним з істотних переваг цифрових контролерів є їхня велика гнучкість у порівнянні з аналоговими регуляторами. Програма цифрового регулятора може бути легко змінена відповідно до вимог проектувальника і пристосована до характеристик об'єкта і режиму його руху без яких-небудь змін в апаратному забезпеченні. Ці й інші очевидні переваги дискретних систем схиляють проектувальників систем керування до їх вибору.