



# НАЦІОНАЛЬНИЙ АВІАЦІЙНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Факультет аеронавігації електроніки та телекомунікацій

Кафедра авіоніки

Напрямок (спеціальність) 173 «Авіоніка»

(шифр, найменування)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

\_\_\_\_\_ Ю.В.Грицен

ко

«\_\_\_\_\_» \_\_\_\_\_ 2023р.

## ЗАВДАННЯ

### на виконання кваліфікаційної роботи

Кицанюка Костянтина Юрійовича

1. Тема кваліфікаційної роботи: «Гіроскопічний вимірювач кутової швидкості» затверджена наказом ректора від: « 05 » 10 2023 р. № 2040/ст.
2. Термін виконання роботи : з 02 жовтня 2023 по 31 грудня 2023.
3. Вихідні дані до роботи:гіроскопічні вимірювачі кутової швидкості, характеристика ,.
4. Зміст пояснювальної записки: Розділ 1. Вимірювачікутовоїшвидкості на основі лазерного та волоконно оптичного гіроскопів; Розділ 2.Гіроскопічний вимірювач на основі поплавкового гіроскопа; Розділ 3. Випробування гіроскопічного вимірювача кутової швидкості.
5. Перелік обов'язкового графічного (ілюстративного) матеріалу:

### 6. Календарний план-графік

№ пор.	Завдання	Термін виконання	Відмітка про виконання
--------	----------	------------------	------------------------

1	Підбір літератури	02-16.10.2023	
2	Підготовка та написання 1 розділу	17-31.10.2023	
3	Підготовка та написання 2 розділу	01-15.11.2023	
4	Підготовка та написання 3 розділу	16-30.11.2023	
5	Підготовка та написання 4 розділу «Охорона навколишнього середовища»	01-07.12.2023	
6	Підготовка та написання 5 розділу «Охорона праці»	07-14.12.2023	
	Перевірка на антиплагіат та отримання рецензії на роботу	15-16.12.2023	
7	Підготовка презентації та доповіді	17-20.12.2023	

#### 7. Консультанти з окремих розділів

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

8. Дата видачі завдання: «02» жовтня 2023 р.

Керівник кваліфікаційної роботи \_\_\_\_\_ Сущенко О.А.

(підпис керівника) (П.І.Б.)

Завдання прийняв до виконання \_\_\_\_\_ Кицанюк К.Ю.

(підпис випускника) (П.І.Б.)

**РЕФЕРАТ**

Пояснювальна записка до випускової роботи «Гіроскопічний вимірювач кутової швидкості рухомих об'єктів»:

\_\_\_\_\_ сторінок, \_\_\_\_\_ рисунків, \_\_\_\_\_ таблиць, \_\_\_\_\_ використаних джерел.

Об'єкт дослідження –

Мета випускової роботи – розглянути існуючі гіроскопічні вимірювачі кутової швидкості в сучасних навігаційних системах.

Метод дослідження –

Матеріали дипломної роботи рекомендується використовувати при проведенні подальших досліджень, навчальному процесі та в практичній діяльності фахівців.

## **ЗМІСТ**

### **ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ**

## ВСТУП

### 1.ВИМІРЮВАЧКУТОВОЇШВИДКОСТІ НА ОСНОВІ ЛАЗЕРНОГОТА ВОЛОКОННО ОПТИЧНОГО ГІРОСКОПІВ

- 1.1 Кільцеві лазерні гіроскопи
- 1.2 Волоконно – оптичні гіроскопи
  - 1.2.2 Основні похибки ВОГ
- 1.3 Точносні параметри гіроскопів
- 1.4 Розрахунок похибки лазерного гіроскопа
- 1.5 Висновки до 1 розділу

### 2.ГІРОСКОПІЧНИЙ ВИМІРЮВАЧ НА ОСНОВІ ПОПЛАВКОВОГО ГІРОСКОПА

- 2.1 Математична модель гіроскопічного вимірювача кутової швидкості
- 2.2 Розрахунок параметрів гіроскопічного вимірювача кутової швидкості
  - 2.2.1 Розрахунок параметрів аналогового зворотного зв'язку
  - 2.2.2 Оцінка похибок датчика кутової швидкості
  - 2.2.3 Розробка перетворювача струм-частота
  - 2.2.4 Визначення обертаючого моменту в'язкового тертя рідини
- 2.3 Висновки до 2 розділу

### 3.ВИПРОБУВАННЯ ГІРОСКОПІЧНОГО ВИМІРЮВАЧА КУТОВОЇ ШВИДКОСТІ.

- 3.1 Особливості випробувань поплавкових гіроскопічних вимірювачів кута
- 3.2 Дослідницькі випробування гіроскопічних вимірювачів в режимі зворотного зв'язку за моментом
- 3.3 Дослідницькі випробування гіроскопічних вимірювачів в режимі зворотного зв'язку за кутовою швидкістю.
- 3.4 Випробування на лінійні прискорення
- 3.5 Заходи по забезпеченню дослідницьких випробувань.
- 3.6 Висновки до розділу 3

## 4. ОХОРОНА ПРАЦІ

### 4.1 Аналіз умов праці на робочому місці інженера-дослідника

#### 4.1.1 Організація робочого місця інженера-дослідника

### 4.2 Перелік шкідливих та небезпечних виробничих чинників

#### 4.2.1 Підвищена або знижена вологість повітря

4.2.2 Підвищене значення напруги в електричному ланцюзі, замикання якого може пройти через тіло людини

#### 4.2.3 Підвищений рівень статичної електрики

4.3 Технічні й організаційні заходи щодо зменшення рівня впливу шкідливих та ліквідації небезпечних виробничих факторів

#### 4.3.1. Захист від підвищеного рівня шуму в виробничому приміщенні

#### 4.3.2. Розрахунок освітлення

#### 4.3.3. Розрахунок повітрообміну

#### 4.3.4. Захист від ураження електричний струмом

#### 4.3.5. Захист від статичної електрики

#### 4.3.6. Забезпечення пожежної й вибухової безпеки в розробленому проекті

### 4.4. Інструкція з охорони праці

#### 4.4.1. Загальні положення

#### 4.4.2. Обов'язки користувача перед початком роботи

#### 4.4.3. Обов'язки працюючих у процесі роботи

## 5. ОХОРОНА НАВКОЛИШНЬОГО СЕРЕДОВИЩА

5.1 Вплив на навколишнє природне середовище небезпечних та шкідливих факторів під час визначення кутової швидкості за допомогою гіроскопічного вимірювача

5.2 Методи та засоби захисту навколишнього середовища від електромагнітного випромінювання

5.3 Законодавча база

## ВИСНОВКИ

## СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

### **ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ ТА ТЕРМІНІВ**

ВОГ – волоконно-оптичний гіроскоп;

КЛГ – кільцевий лазерний гіроскоп;  
ГОС – генератор опорних сигналів;  
ДК - датчик кута;  
ГСН – генератор стабілізованої напруги;  
П – підсилювач;  
ДМ – датчик моментів;  
Р – ротор;  
ПЗЗ – підсилювач зворотного зв'язку;  
ПСЧ – перетворювач струм-частота.

## **ВСТУП**



Розвиток сучасної авіаційної і ракетної техніки неможливий без автоматизації процесів стабілізації та керування об'єктами. Як чутливі елементи систем автоматичного керування і стабілізації літальних апаратів широке застосування знаходять гіроскопи, що диференціюють, та інтегруючі гіроскопи. Точність роботи цих приладів, а також стабільність їх статичних і динамічних характеристик значною мірою визначають точність роботи всієї системи в цілому.

Гіроскопи, що диференціюють, або гіроскопічні вимірювачі кутової швидкості, призначені для визначення кутової швидкості обертання об'єкта навколо якої-небудь з його осей і застосовуються як візуальні прилади і як чутливі елементи в системах автоматичного управління і стабілізації.

На сучасних надзвукових літаках гіроскопи, що диференціюють, застосовуються в демпферах ристання, тангажу і крену для поліпшення характеристик стійкості і керованості, а в автопілотах – для введення в керуючу функцію сигналу, пропорційного кутової швидкості. На супутниках і космічних кораблях гіроскопи, що диференціюють, можуть бути використані для демпфірування коливань об'єкта відносно центра його мас.

Гіроскопічний вимірювач кутової швидкості з двома ступенями свободи, як правило, їх називають датчиками кутових швидкостей (ДКШ) призначені для вимірювання гіроскопічного моменту, що розвивається гіроскопом при примусових поворотах його ротора в абсолютному просторі.

У даному дипломному проєкті розробляється система управління кутовим рухом на основі гіроскопічного ДКШ, у якості якого обрано двоступеневий поплавковий гіроскоп, що диференціює.

## РОЗДІЛ 1

# ВИМІРЮВАЧІ КУТОВОЇ ШВИДКОСТІ НА ОСНОВІ ЛАЗЕРНОГО ТА ВОЛОКОННО ОПТИЧНОГО ГІРОСКОПІВ

## 1.1 Кільцеві лазерні гіроскопи

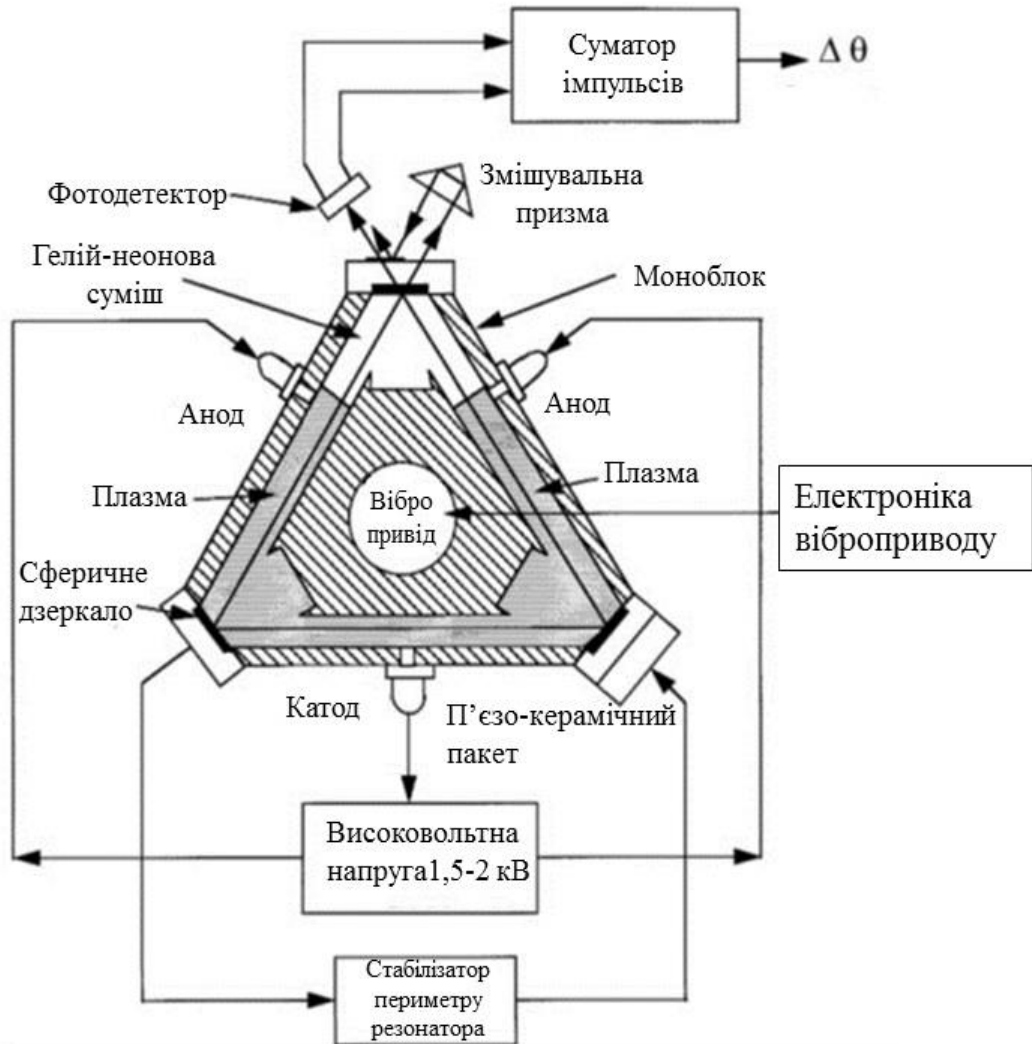


Рис. 1.1

Оптичні гіроскопи - кільцеві лазерні і волоконно-оптичні гіроскопи використовують ефект Саньяка для вимірювання кута швидкості відносно інерціального простору. Ефект Саньяка полягає в тому, що виникає релятивістська різниця у відстані довжини оптичних хвиль, що розповсюджуються за годинниковою стрілкою (ГС) та проти годинникової стрілки (ПГС) напрямках уздовж замкнутого контуру, обумовленого обертанням цього контуру навколо осі, перпендикулярної до площині контуру.

Для математичного опису ефекту Саньяка три підходи можуть бути використані: кінематичний, доплеровський та релятивістський. Останній є найбільш математично обґрунтований, перший є самим простим і зрозумілим. Тут перший підхід буде використовуватися, щоб отримати необхідні відносини.

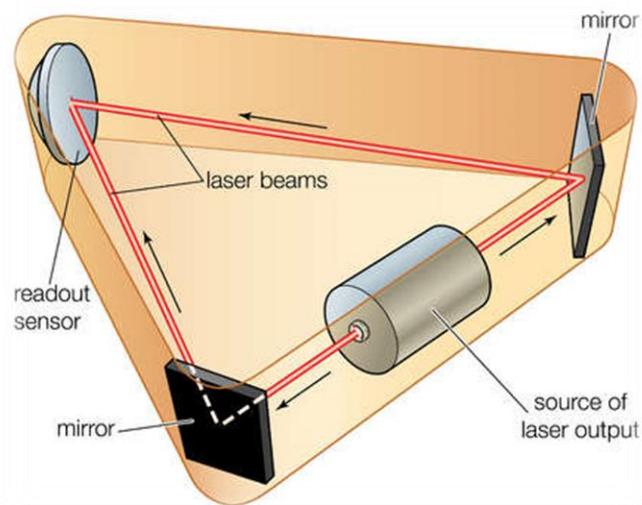


Рис.1.2

Давайте розглянемо дві світлові хвилі, що зустрічно розповсюджуються навколо кола радіуса  $R$  (рис.1.1).



Рис.1.3



Для кільцевого контуру, що не обертається, час розповсюдження для обох світлових хвиль є:

$$(2.1) \quad t^* = 2\pi R / C.$$

де  $C$  є швидкість світлу у вакуумі.

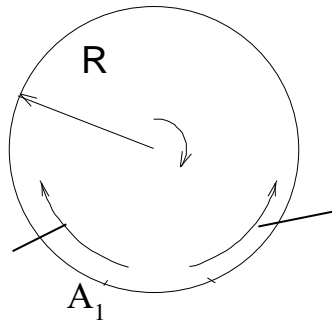


Рис 1.4

Коли кільцевий контур обертається з кутовою швидкістю  $\Omega$  навколо осі, перпендикулярної до цього контуру, точка  $A_1$  зміщується до точки  $A_2$  та довжина шляху хвиль за годинниковою стрілкою (ГП) і проти годинникової стрілки (ПГС) рівні  $L_+$  та  $L_-$ , відповідно:

$$\begin{aligned} L_+ &= 2\pi R + R\Omega t^* ; \\ L_- &= 2\pi R - R\Omega t^* . \end{aligned} \quad (2.2)$$

Час розповсюдження для ПГС та ГС є:

$$t_{\pm} = L_{\pm} / C = t^* \pm 2\pi R^2 \Omega / C^2, \quad (2.3)$$

Різниця часу обчислюється як:

$$\Delta t = 4\pi R^2 \Omega / C^2 \quad (2.4)$$

Різниця в довжинах  $\Delta L$  є:

$$\Delta L = \Delta t C = 4\pi R^2 \Omega / C. \quad (2.5)$$

Площина контуру дорівнює  $S = \pi R^2$ , тому можна получить:

$$\Delta L = 4S\Omega / C, \quad (2.6)$$

Різниця фаз для ПГС та ГС хвиль є:

$$\Delta \varphi_s = 2\pi \Delta L / \lambda = 8\pi S \Omega / \lambda C. \quad (2.7)$$

Тут  $\lambda$  є довжина хвилі, а  $\Delta \varphi_s$  – фаза Саньяка.

Для того щоб вимірять фазу Саньяка, дві хвилі світла поєднуються для інтерференції. Полосі інтерференційної картини зміщуються під час обертання пропорційно фазі Саньяка та з урахуванням виразу (2,7), пропорційно кутової швидкості,  $\Omega$ . Для використання цього методу на практиці чутливість методу Саньяка повинен бути збільшений.

Найпростіший спосіб збільшити чутливість цього методу полягає у збільшенні площі замкнутого контуру.

Якщо цей контур формується з оптичного волокна довжиною  $L$  намотаного на котушці з радіусом  $R$ , то фаза Саньяка визначається таким чином:

$$\Delta\varphi_s = 4\pi RL\Omega / \lambda C = 8\pi NS_w\Omega / \lambda C. \quad (2.8)$$

Тут  $N$  та  $S_w$  число витків волоконного кабелю на котушці та площа одного витка, відповідно.

Цей метод збільшення чутливості фази Саньяка привело до створення волоконно-оптичних гіроскопів (ВОГ).

З розвитком інтегрованої оптичної технології деякі компоненти ВОГ були реалізовані у виді малогабаритної твердотільна конструкції з використанням планарних оптичних технологій, а волоконна багато-виткова котушка була замінена на тонкий плівковий хвилевід, наприклад, з титану, які наноситься на основу з ніобіту літію. Ця технологія привела до створення інтегрованих оптичних гіроскопів існуючі в даний час в гібридних реалізації, які в силу своїх міні розміру називають мікрооптичний гіроскопів.

Збільшення чутливості методу Саньяка можна реалізувати переходом від фазових до частотним вимірам. Для цього потрібно сформувані оптичний кільцевої резонатор за допомогою відбиваючих елементів - дзеркал або призм повного внутрішнього відбивання (рис. 1.6).

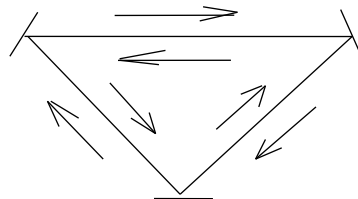


Рис.1.5

Резонансна частота резонатора визначається довжиною оптичного шляху та посилює випромінювання, довжина якої кратна подвійній довжині

резонатора  $L = q\lambda/2$ , де  $q$  є цілим числом. За таких умов існує стояча хвиля в резонаторі, вузли якого фіксуються на відбиваючій поверхні дзеркал резонатору.

За відсутності обертання резонатору хвилі, що зустрічно розповсюджуються, мають однакову довжину оптичного шляху.

Коли резонатор обертається і проекція кутової швидкості на направлення, перпендикулярній площині резонатора не дорівнює нулю, із-за ефекту Саньяка з'являється різниця оптичного шляху для ПГС та ГС хвиль, отже, резонансна частота для цих хвиль розчіплюється і резонатор посилює різні частоти,  $f$ , із спектру випромінювання лазера. Різниця частот резонатора, що обертається, визначається таким чином:

$$f / \nu = \Delta L / L; \quad \nu = C / \lambda. \quad (2.9)$$

З цього вираження, беручи до уваги (1.6), маємо

$$f = 4S\nu\Omega / CL = 4S\Omega / \lambda L. \quad (2.10)$$

Таким чином, можна бачити, що різниця частот зустрічних хвиль, в оптичному резонаторі пропорційна кутовий швидкості з коефіцієнтом пропорційності (масштабний коефіцієнт)  $k = 4S/\lambda L$ . Давайте припустимо, що оптичний резонатор має форму рівностороннього трикутника зі стороною 10 см, тоді для довжини хвилі  $\lambda = 0.63$  мкм кільцевий лазерний гіроскоп буде мати масштабний коефіцієнт  $k = 9 \times 10^4$  Гц/ (рад /с)  $\cong 0,45$  Гц/(кут.с/с).

У 1962 році А. Розенталь пропонував гелій-неоновий лазер з кільцевим резонатором і тим самим відкрив історію розвитку кільцевих лазерних гіроскопів і разом з ним сучасної оптичної гіроскопії. Хоча в даний час є багато оптичних схем лазерних гіроскопів: газові, твердотільні, що працюють в одно, двох та багато модових режимів генерації; з лінійною і кругової поляризації світла і т.д., краще за все, з практичної точки зору є He-Ne лазер з довжиною хвилі  $\lambda = 0,63$  мкм що працює від джерела з постійним струмом. Такий лазер

працює в безперервному режимі випромінювання, він має достатній коефіцієнт посилення, високий термін служби, низьким енергоспоживанням і можуть бути зроблені жорсткі і компактні хвилі  $\lambda = 0,63$  мкм що працює від джерела з постійним струмом.

Такий лазер працює в безперервному режимі випромінювання, він має достатній коефіцієнт посилення, високий термін служби, низьким енергоспоживанням і можуть бути зроблені жорсткі і компактні.

Принцип роботи гелій-неонового лазера широко відсвітлюється в науковій літературі, тут ми зазначимо, що при розповсюдженні лазерного випромінювання в кільцевому резонаторі довжиною  $L$  від спектру випромінювання лазера посилюються тільки хвилі з резонансною частотою резонатора, а саме довжини хвилі  $\lambda$ , для яких відношення  $L = q\lambda/2$  справедливо. Це є умова генерації лазерного випромінювання. У цих умовах виникає стояча хвиля (рис.1.7).

Такі коливання називаються власними коливаннями (модами) резонатора і вони утворюють еквідистантний спектр власних мод  $\nu_q = qC/2L$ ,  $q=1 \dots n$ . Згасання стоячій хвилі в резонаторі пов'язана з його не ідеальністю і призводить до втрати енергії. Втрати енергії в оптичному резонаторі пов'язана з передачею і поглинанням енергії у дзеркала резонатора через дифракцію на кінцях дзеркал і помилки регулювання дзеркал. В результаті частина відбитого світла від одного дзеркала не попадає на інше дзеркало і поглинається стінками резонатора.

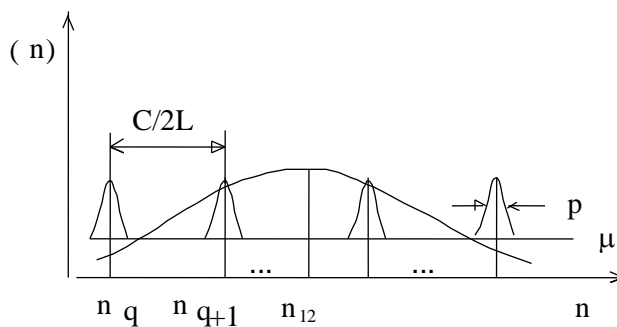


Рис.1.6. Розташування мод КЛГ.

В результаті резонатор має частотну полосу приблизно  $\Delta\nu_r = 2$  МГц, а загальні втрати, як правило, не більше  $\mu \cong 2\%$ .

Рис. 1.4 представляє залежність коефіцієнта посилення активного середовища лазера (He-Ne-газової суміші) від частоти  $G(\nu)$ , лінію втрат та спектр власних мод резонатора. Генерація може бути здійснено тільки для такої моди, для якої умова  $G(\nu) > \mu$  є дійсним.

Стоячу хвилю на фіг.1.3 можна інтерпретувати як кутову шкалу, щодо яких проводиться вимірювання кута повороту. В ідеальному випадку частота різниці частот двох хвиль пропорційна кутовій швидкості, що вимірюється:

$$f = k\Omega \quad (2.11)$$

Коефіцієнт  $k$   
коефіцієнт КЛГ.  
виразом (2.10).

є масштабний  
Вона визначається

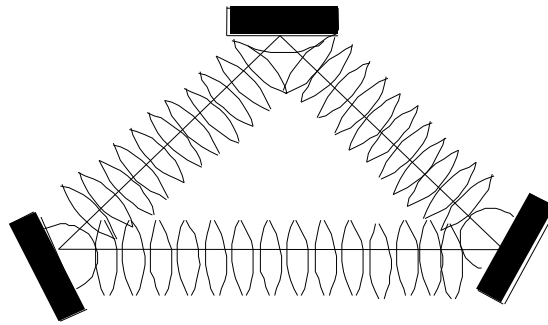


Рис. 1.7

Залежність (2.11) називається вихідна характеристика ідеального КЛГ. Вона зображена на рис.1.9. Однак вихідна характеристика реального КЛГ відрізняється від ідеальної. При малій кутовій швидкості вона істотно нелінійна, є мертва зона та змищення нуля, а також нестабільність характеристики в часі, від включення до включення та від умов навколишнього середовища.

Зміщення нуля вихідної характеристики гіроскопа відбувається через невзаємні зміни коефіцієнта заломлення середовища для двох хвиль в



кільцевому резонаторі що обумовлено будь-якими іншими причинами, крім обертання. Таким чином, вираз для вихідної характеристики записується у вигляді:

$$f = k(\Omega + \Omega_s). \quad (2.12)$$

У газовому розряді, що забезпечує інверсну заселеність енергетичних рівнів в He-Ne-лазері, зміщення нуля виникає за рахунок спрямованого дрейфу електронів, позитивних іонів та нейтральних атомів, так звані дрейф Ленгмюра атомів Ne в захоплюючому стані. Як правило зміщення нуля КЛГ знаходиться в діапазоні  $[0,1 \dots 1]$  град/год. Вихідна характеристика КЛГ зі зміщенням нуля представлена на рис.1.10.

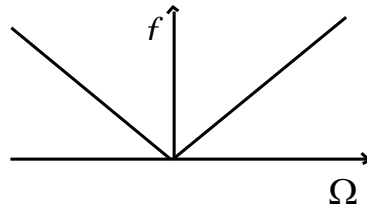


Рис.1.8

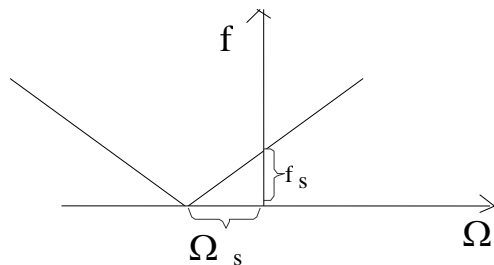


Рис .1.9. Зміщення нуля КЛГ.

При обертанні КЛГ з кутової швидкістю менше, ніж визначений поріг  $\Omega_c$ , частоти двох хвиль в резонаторі синхронізовані і їх різниця частот дорівнює нулю. Це явище називається синхронізацією або захоплення двох зустрічних хвиль. Це відбувається через зв'язок зустрічних хвиль через зворотного розсіювання на погрішностях виготовлення лазерного дзеркала (не рівностях його поверхні).

В результаті частина енергії хвиль розсіюється в напрямку розповсюдження зустрічної хвилі і приводить к взаємодії двох хвиль, при цьому

фази та частоти кожної хвилі змінюється. Значення, що визначає поріг синхронізації (захоплення) КЛГ можна розрахувати наступним чином:

$$f_c = r_2 CE_2 / 2\pi LE_1. ; \quad \Omega_c = f_c / k, \quad (2.13)$$

де  $E_1, E_2$ , інтенсивність двох хвиль;  $r_2$  є коефіцієнт зворотного розсіювання дзеркала. Коефіцієнт  $r_2$  характеризує якість дзеркала, його площинність. Коли кутова швидкість, що вимірюється, менше, ніж  $\Omega_c$ , різниця частот не спостерігається. Поза зони синхронізації КЛГ, коли  $|\Omega| > \Omega_c$  вихідна характеристика може бути представлена виразом:

$$(2.14) \quad k\sqrt{(\Omega + \Omega_s)^2 - \Omega_c^2}$$

Різниця частот двох хвиль вимірюється шляхом об'єднання цих хвиль на чутливі площині фотодіода для інтерференції. Для цього одна з дзеркал пропускає 0,1% світлової енергії для виведення її з резонатора.

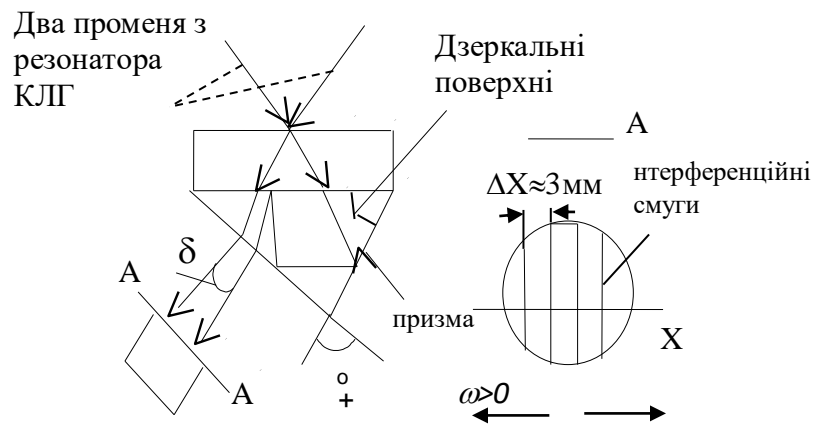


Рис.1.10. Зчитування вихідній інформації КЛГ

Для поєднання світлового випромінювання, два промені, повинні бути майже паралельні один одному, щоб інтерферувати на чутливої площині фотодіода. Це часто робиться за рахунок використання додаткових призми. Фіг.2.8 являє собою одну з практичних схем для поєднання двох променів. Якщо кут у вершині призми, близький до  $90^\circ$ , наприклад,  $90 + \delta$ , де  $\delta$  є невеликим кутом, тоді є інтерференційна картина на чутливій площині фотодіода, як зображено на Рис.1.11, січення AA.

Розташування інтерференційних смуг на площі фотодіода залежить від кута  $\delta$  та у випадку, коли інтенсивність двох променів дорівнює  $I_0$ , інтенсивність інтерференційних смуг може бути описана виразом:

$$I(t) = I_0 [1 + \cos(2\pi\delta x/\lambda + \omega t + \varphi^*)]. \quad (2.15)$$

Тут  $\omega=2\pi f$ ,  $\varphi^*$  є постійне фазове зміщення,  $x$  є координата в площині фотодіода. Таким чином, у відсутності обертання ( $\omega=0$ ) інтерференційна картина є стаціонарна (нерухома). При обертанні КЛГ ( $\omega \neq 0$ ) з'явиться різниця частот та інтерференційна картина рухається уздовж координати  $x$  зі швидкістю пропорційною  $\omega$ .

Відстань  $\Delta x$  між смугами визначається виразом  $\Delta x = \lambda/2n\delta$ , де  $n$  заломлення матеріалу призми. Для кута  $\delta = 15 \text{ arcsec}$ ,  $\lambda = 0.63 \text{ }\mu\text{m}$ ,  $n = 1.5$  відстань між смугами дорівнює  $\Delta x = 3 \text{ мм}$ . З рівняння (2.15) випливає, що напрямок обертання визначає напрямок руху смуг. Використання двох фотодіодів, що зміщені щодо один одного на  $\Delta x/4$  (див. фіг. 2.8), напрямок руху смуг може бути визначений з використанням інформації об різниці фаз від сигналів фотодіодів PD1 та PD2, як зображено на фіг.2.9.

КЛГ з такою схемою зчитування є інтегруючий гіроскоп з дискретним вихідним сигналом, що видно з рівняння (2.1), після інтегрування за часом обох сторін (2.1), отримо:

$$N(t) = k\theta(t), \quad (2.16)$$

$$N(t) = \int_0^t f(t)dt; \quad \theta(t) = \int_0^t \Omega(t)dt.$$

де  $N(t)$  є число імпульсів фотоструму за час  $t$ , а  $\theta(t)$  є кут повороту за час  $t$ . Реверсивний лічильник імпульсів фотоструму за час  $t$  дає загальний кут повороту за цей проміжок часу незалежно від кутової швидкості. Виходячи з виразу (2.16), розмірність масштабного коефіцієнту є  $[k] = \text{імпульс/кут.с}$ , тому ми маємо для КЛГ  $k = 0,45 \text{ імп/кут.с} = 9 \times 10^4 \text{ імп/рад}$ .

Незважаючи на те, що зона нечутливості КЛГ знаходиться на рівні 100 град/год, він може вимірювати кутову швидкість менше, ніж 0.01 град/год.

Для того, щоб зробити це, використовується початкові зміщення нуля, що робить вихідну характеристику КЛГ лінійної шляхом штучного початкового зміщення частоти в зону лінійності вихідної характеристики. У цьому випадку вихід КЛГ записується у вигляді:

$$f = k\Omega + f_s + f_a . \quad (2.17)$$

Де  $f_s$  є зміщення нуля КЛГ,  $f_a$  є штучне початкове зміщення частоти, що виводить КЛГ у зону лінійності вихідної характеристики. Ясно, що для того, щоб вимірювати малі кутові швидкості з прийнятною точністю треба навмисно індуковане зміщення частоти  $f_a$  повинно бути дуже стабільною. Є багато різних методів отримання  $f_a$  за допомогою різних оптичних явищ, таких, як ефект Фарадея, Ленгмюра, Френеля-Фізо, Зеємана та інші. Але найбільш часто використовується в реальній практиці метод заснований на вібрації. Цей метод полягає у вібрації КЛГ навколо його вісі чутливості. Пусть кутова вібрація має гармонійний характер:

$$\delta(t) = \delta_0 \sin \omega_v t. \quad (2.18)$$

Де  $\delta_0$  є кутова амплітуда вібрації,  $\omega_v$  є частота вібрації. Обираючи параметри вібрації, так щоб  $f_c \ll k\delta_0 \omega_v$ , вихідна характеристика КЛГ буде визначатися рішенням наступного рівняння:

$$\frac{1}{2\pi} \frac{d\bar{\phi}}{dt} + f_c J_0(k\delta_0) \sin \bar{\phi} = f_v. \quad (2.19)$$

Тут  $\bar{\phi}$  є різниця фаз усереднена за період коливань,  $J_0$ -функція Бесселя нульового порядку. Таким чином, для вібруючого КЛГ зміщення частоти зустрічних хвиль визначається зі співвідношення:

$$f_{cd} = f_c |J_0(k\delta_0)|. \quad (2.20)$$

Значення  $f_{cd}$  називається динамічний поріг синхронізації. Залежність динамічного поріг синхронізації від амплітуди коливань  $\delta_0$  представлена на фіг. 3.1. Як видно з фігури за певних амплітудах поріг синхронізації дорівнює нулю. Однак через високу крутизну кривої  $J_0(\delta_0)$  у близькій до нульової точки,

нульового поріг синхронізації не можна реалізувати на практиці, оскільки випадкові коливання амплітуди вібрацій приводять к  $f_{cd} \neq 0$ .

Для більших  $\delta_0$  коли  $k\delta_0 \gg 1$  динамічний поріг синхронізації приблизно визначається співвідношенням:

$$f_{cd} \cong f_c \sqrt{\frac{2}{\pi k \delta_0}}. \quad (2.21)$$

Наприклад, для  $k = 0.5$  імп./кут.с,  $\delta_0 = 10$  кут.хв,  $af_c = 1000$  Гц динамічний поріг синхронізації  $ef_{cd} = 50$  Гц, тобто у 20 разів менш статичного порогу. У той же час із зменшенням порога синхронізації вібруючого КЛГ на його виході з'являються характерні "полки", через синхронізацію різниці частот КЛГ з гармоніками механічної вібрації, як показано на рис.2.12.

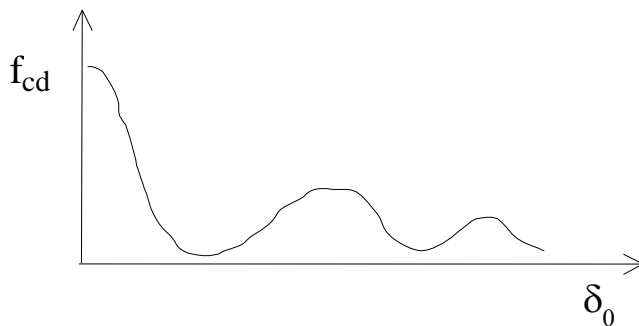


Рис. 2.11. Динамічний поріг синхронізації КЛГ.

Наявність "полік" призводить до додаткових вимог, крім  $\delta_0 \gg 1$ , необхідно, щоб  $\omega_0 \gg 1$ . Коли спектр механічної вібрації КЛГ широкий "полки" стають все менше і виникають більш часто, то реалізується так звана квазі-гармонійна лінеаризації вихідної характеристики вібруючого КЛГ. Як показала практика, невеликим додаванням випадкової складової в періодичні вібрації достатньо, щоб отримати прийнятний для застосування лінійність вихідної характеристики. Вібраційне зміщення нуля КЛГ вимагає, щоб зчитування кутовий швидкості було погоджено з періодом вібрації, так що реверсний підрахунок імпульсів за час зчитування дорівнює кратному періоду коливань. У цьому випадку вплив зовнішньої вібрації дорівнює нулю, а кутова швидкість, що вимірюється, залишається.

## 1.2. Волоконно – оптичні гіроскопи

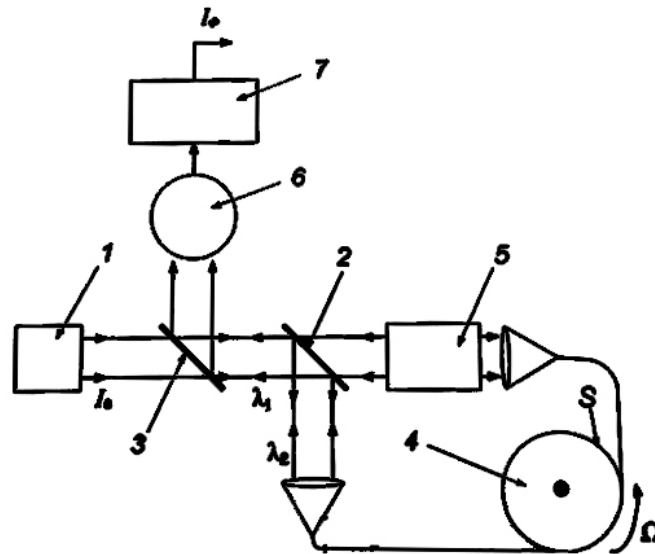


Рис.1.12

Волоконно-оптичний гіроскоп (ВОГ) був вперше запропонований Валі та Шортхилом в 1976 році. Вони прогнозували чутливість ВОГ на рівні 0,001 град / ч. Чутливість обмежується дробовим шумом фотодіода. Однак продемонстрували пристрій з чутливістю 2 град/с. З цього моменту розвиток світлового волокна та інших компонентів ВОГ, а також зусилля вчених світу призвело до створення ВОГ і в даний час вони знаходяться в серійному виробництві в багатьох країнах. Сучасні ВОГ точністю, достатньою, щоб використовувати їх в мініатюрних безплатформених ІНС, і вони можуть конкурувати з КЛГ за багатьма параметрами, включаючи точність, ціну, розмір, надійність та інше.

Волоконно-оптичний гіроскоп як КЛГ є другий датчик для вимірювання фази Саньяка. Тут збільшення чутливості досягається за рахунок багато віткової

котушки, так, що добуток  $NS_w$  є достатньо більшим. Тепер широко застосовується інтерферометричний ВОГ. Оптична схема для вимірювання фази Саньяка показана на рис. 1.13.

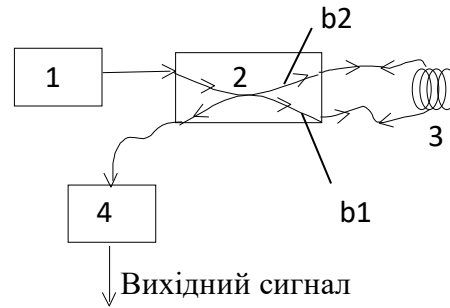


Рис. 1.13. Спрощена структура ВОГ  
1 – джерело світла, 2 – Спрямований відгалужувач, 3 – волоконна котушка, 4 – фотодіод.

Промінь світла від джерела 1 розщеплюється на два зустрічних пучка  $b_1$  і  $b_2$ , що розповсюджуються в спрямований відгалужувач 2 і після проходження волоконної котушки 3 в протилежному напрямку, вони надаються на фотодіод 4. Інтенсивність суперпозиції двох хвиль визначається наступним чином:

$$I = A_1^2 + A_2^2 + 2A_1A_2 \cos \Delta\varphi_s. \quad (2.22)$$

Де  $A_1, A_2$  – амплітуди електричних полів променів  $b_1$  та  $b_2$ .

Допустимо, що  $A_1=A_2$  і немає потер енергії у котушці, тоді маємо:

$$I = \frac{1}{2} I_0 (1 + \cos \Delta\varphi_s). \quad (2.23)$$

$I_0$  – інтенсивність джерела світла.

Струму на виході фотодіода зображений на фіг.5.8а. Як видно з фігури чутливість приладу для малих фаз прагне до нуля, тобто  $(dI_d/d\Delta\varphi_s) \rightarrow 0$  при малих  $\Delta\varphi_s$ , де  $I_d$  - струм фотодіода і його неможливо визначити напрямком обертання, тому що  $I_0$  – інтенсивність джерела світла.

Струму на виході фотодіода зображений на фіг.5.8а. Як видно з фігури чутливість приладу для малих фаз прагне до нуля, тобто  $(dI_d/d\Delta\varphi_s) \rightarrow 0$  при малих  $\Delta\varphi_s$ , де  $I_d$  - струм фотодіода і його неможливо визначити напрямком обертання, тому що для + і - кутової швидкості маємо теж саме  $\Delta\varphi_s$ . З метою

підвищення чутливості, використовується початковий зсув фази  $\pi/2$ . Фіг. 5.8.b показує гарну чутливість. У цьому випадку струм фотодіода становить:

$$I_d = 0.5DI_o \sin \Delta\varphi_s \cong 0.5DI_o \Delta\varphi_s ; \quad (2.24)$$

$$D = \eta q / h \nu.$$

$\eta$  - квантова ефективність фотодіода,  $q$  – заряд електрона,  $h$  – постійна Планка,  $\nu$  - частота світлової хвилі.

Вихідна характеристика ВОГ є лінійною в малій області близько нуля, тому що це функція синуса: 1% лінійності відповідає менше 0.1 радіан фази Саньяка. Це означає, що для волокна довжиною  $L = 500$  м, котушки радіусом  $R = 10$  см, будемо мати ВОГ з динамічним діапазоном  $\pm 3$  град/г.

#### *Початкове зміщення фази*

Є чотири способи початкового зміщення фази Саньяка у ВОГ:

1. Статичний; 2. Динамічний, 3. Спосіб обнуління фази Саньяка 4. Спосіб гетеродування. Статичний спосіб не використовується на практиці, техніку гетеродування важко реалізувати у зв'язку з введенням небажаних невзаємностей в зустрічних хвилях і теж не використовується на практиці.



Рис. 1.14

На практиці використовуються динамічний спосіб та спосіб обнулення фази Саньяка, і ми будемо обговорювати їх більш докладно. Схема ВОГ з використанням динамічного способу зображений на рис. 1.15.



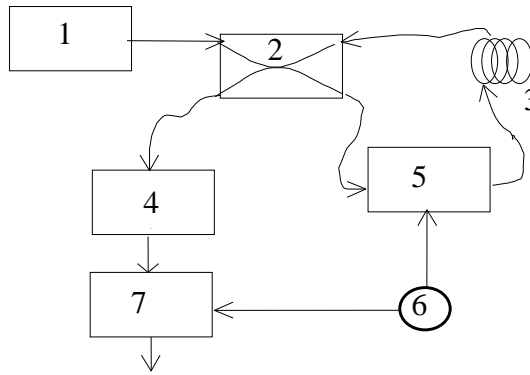


Рис.1.15. Динамічний спосіб зміщення фази у ВОГ.  
 1–джерело світла, 2 – Спрямований відгалужувач, 3 – волоконна котушка, 4–фотодіод 5 – фазовий модулятор, 6–генератор, 7– синхронний демодулятор.

Сутність цього способу є те, що різниця фази між зустрічними хвилями модулюється частотою  $\omega_m = 2\pi f_m = 2\pi / 2T_c$ , де  $T_c$  - час, який потрібно світлу пройти довжину волокна  $L$ . При використанні синусоїдальної модуляції, змінна складова струму фотодіода є:

$$I(t) = A_0^2 \cos(\Delta\varphi_s + \varphi_m \cos \omega_m t). \quad (2.25)$$

$\varphi_m$  – амплітуда модуляції.

Розкладення у ряд функції Бесселя дає:

$$I(t) = A_0^2 \cos \Delta\varphi_s [J_0(\varphi_m) + 2J_2(\varphi_m) \cos 2\omega_m t + \dots] + A_0^2 \sin \Delta\varphi_s [2J_1(\varphi_m) \sin \omega_m t + \dots]. \quad (2.26)$$

Демодуляція на частоті  $\omega_m$  приводить до наступної амплітуди:

$$A_0^2 J_1(\varphi_m) \sin \Delta\varphi_s$$

Ця амплітуда максимальна, коли  $\varphi_m = 1.8 \text{ rad}$ . Цей спосіб не покращує нелінійності вихідний характеристики ВОГ. ВОГ з динамічним зміщенням фази має високу нелінійності масштабного коефіцієнта при вимірюванні великих кутових швидкостей. Спосіб обнуління фази Саньяка є те, що контрольоване зміщення частоти  $\nu_p$  дається для двох зустрічних хвиль, що розповсюджуються.

У цьому випадку різниця у фазі  $\varphi_r$  є:

$$\varphi_r = 2\pi nL \nu_p / \lambda \nu - \Delta\varphi_s = 2\pi L (n \nu_p / \nu - 2R\Omega / C) / \lambda. \quad (2.27)$$

$n$  – коефіцієнт заломлення волокна.

Ціллю способу є: приведення фази Саньяка до нуля шляхом управління різницею у фазі  $\nu_p$ . В результаті отримуємо:

$$v_p = 2\Omega R / (\lambda n). \quad (2.28)$$

Тут, ВОГ є еквівалентним до КЛГ. Рис. 1.16 показує блок-схему ВОГ з використанням способу обнуління фази Саньяка.

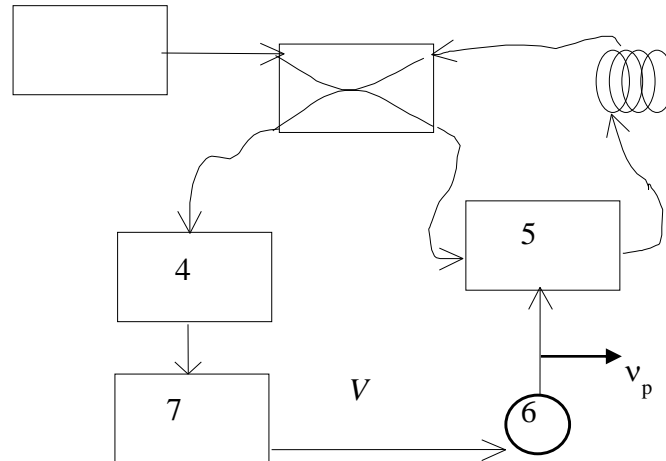


Рис.1.16. Спосіб обнуління фази Саньяка.

1-джерело світла, 2-Спрямований відгалужувач,3-волоконна котушка, 4-фотодіод, 5-фазовий модулятор, 6-генератор, що управляється напругою,7- блок обробки інформації.

Контрольована різниця частот  $v_p$  пропорційна кутовій швидкості, що вимірюється. Масштабний коефіцієнт для таких ВОГ є:

$$K_v = 2R / (\lambda n). \quad (2.29)$$

### 1.2.2. Основні похибки ВОГ

Будь-яка різниця фаз зустрічних хвиль ВОГ, крім той, що обумовлена обертанням, призводить до погрішностей. Як і в лазерних гіроскопах, повільні невзаємні зміни у фазі зустрічних хвиль ВОГ є дрейф, а швидкі невзаємні зміни - випадковий шум. Швидкі зміни пов'язані з флуктуацією частотию, дробовий шум фотодіода, когерентним та не когерентним зворотним розсіюванням.

Повільні зміни викликані тепловими змінами у коефіцієнті заломлення волокна, міжмодова поляризація, магнітне поле та інші. Коефіцієнт Крім того, зміни в інтенсивності, поляризації та частоти призводять до невзаємних змін у фазі через нелінійні оптичні ефекти.

Дрейф ВОГ та випадковий шум є результатом наступних основних невзаємних ефектів:

1. Взаємодія між зустрічними хвилями
2. Модуляція поляризації
3. Інтенсивність хвиль та зміна різності інтенсивності хвиль
4. Температурні градієнти у волокні
5. Зміни у коефіцієнті заломлення

Одним з основних джерел похибок ВОГ є невзаємність через ефект зворотного розсіювання. Ефект зворотного розсіювання є в тому, що два зустрічні хвилі у волокні розповсюджуються через його неоднорідності, котрі хаотично розташовані вздовж волокна. Ці неоднорідності виступають в якості вторинного джерела світла, котрі частину своєї енергії розсівають в області розповсюдження зустрічної хвилі. В результаті взаємодії двох зустрічних хвиль, їх фази змінюється. Зворотно розсіяна хвиля має випадкову фазу, яка накладається на первинну фазу хвилі, змінює фазу первинної хвилі. Таким чином, результуюча випадкова фаза хвилі додається до фази Саньяка, що обумовлена обертанням, а це призводить до похибки вимірювань.

Зсув нуля, обумовлений ефектом Релея є:

$$\Omega_k = \frac{\lambda C \alpha}{4\pi R} \left( \frac{G_s \alpha_s}{L} \right)^{1/2}; \quad (2.30)$$

$\alpha$  - кут входження променя у волокно,  $G_s$  – коефіцієнт каналізації розсіювання хвилі вдовж волокна ( $1 < G_s < 1.5$ ),  $\alpha_s$  – коефіцієнт ослаблення випромінювання за рахунок зворотного розсіювання. Оцінки для наступних параметрів:  $\lambda = 10$  мкм,  $R = 10$  см,  $\alpha = 6$ ,  $\alpha_s = 1.2 \times 10^{-4} \text{ м}^{-1}$ , (0.5 дБ./км.),  $G_s = 1$ ,  $L = 1000$  м, дають  $\Omega_k \cong 1700$  град/год.

Необхідно компенсувати цю похибку, тому що вона занадто висока. Багато методів були запропоновано, щоб знизити цю похибку: інтегрування сигналу

для зменшення дисперсії флуктуації, зменшення потужності хвилі, фазова або частотна модуляція світла та інші.

Щоб компенсувати похибки зворотного розсіювання, широко використовується метод рандомізації фази хвилі, застосовуючи коротко когерентні джерела світла, як люмінесцентні або лазерний діоди.

Дуже добрі результати можуть бути отримані при використанні методики фазової модуляції лазерного діода.

*Модуляція поляризації.* Фазовий модулятор, що зазвичай використовується в ВОГ для підвищення чутливості та/або рандомізації фази зустрічних хвиль, викликає поляризацію модуляції. Поляризація модуляції призводить до модуляції інтенсивності бо ослаблення інтенсивності світла будь-якого оптичного матеріалу залежить від напрямку поляризації світла. Інтенсивність модуляції для зустрічних хвиль, в свою чергу, призводить до появи різниці фаз, бо коефіцієнт заломлення волокна залежить від інтенсивності світла.

Крім того, поляризатор, що використовуються в ВОГ не є ідеальним і має кінцеве загасання для ортогональних поляризованих променів. Відношення інтенсивностей ортогонально поляризованих променів на вході та на виході поляризатора вимірюється в децибелах (дБ) і є мірою якості поляризатора. Через використання не ідеального поляризатора, з'являється зміщення нуля ВОГ. Це зміщення залежить від умов навколишнього середовища, оскільки ослаблення залежить від тих же факторів і пропорційна квадратному кореню з загасання. Для досягнення дрейфу ВОГ на рівні 0.01град/год необхідно отримати співвідношення загасання не менш 100 дБ. Вплив поляризації значно знижується при використанні волокна зі збереженням поляризації. Всі сучасні ВОГ використовують волокно зі збереженням поляризації.

*Електрооптичний ефект Керра.* Нелінійний електрооптичний ефект (ефект Керра) полягає в тому, що коефіцієнт заломлення оптичної середі залежить від інтенсивності променя.

Завдяки цьому ефекту є доповнення до фази Саньяка, коли інтенсивність зустрічних хвиль відрізняються. Додаткова кутова швидкість  $\Omega_k$  (яка є похибка вимірювання) може бути виражена як:

$$\Omega_k = A(0.5 - K_d) \left[ \frac{\bar{I}^2(t) - 2(\bar{I}(t))^2}{\bar{I}(t)} \right], \quad (2.31)$$

$A$  – константа,  $K_d$  – коефіцієнт поділу інтенсивності променя у спрямованому відгалужувачі,  $\bar{I}(t)$  – середнє за часу значення інтенсивності променя.

Щоб зменшити  $\Omega_k$  потрібно мати  $K_d \cong 0.5$ .

Другий спосіб зменшення систематичної похибки через електрооптичний ефект полягає у виборі джерела світла так. Це справедливо для люмінесцентних і лазерних діодів.

Щоб зменшити зміщення нуля ВОГ через ефект зворотного розсіювання та електрооптичний ефект Керра необхідно використовувати джерела світла з низької когерентністю.

### 1.3 Точні параметри гіроскопів

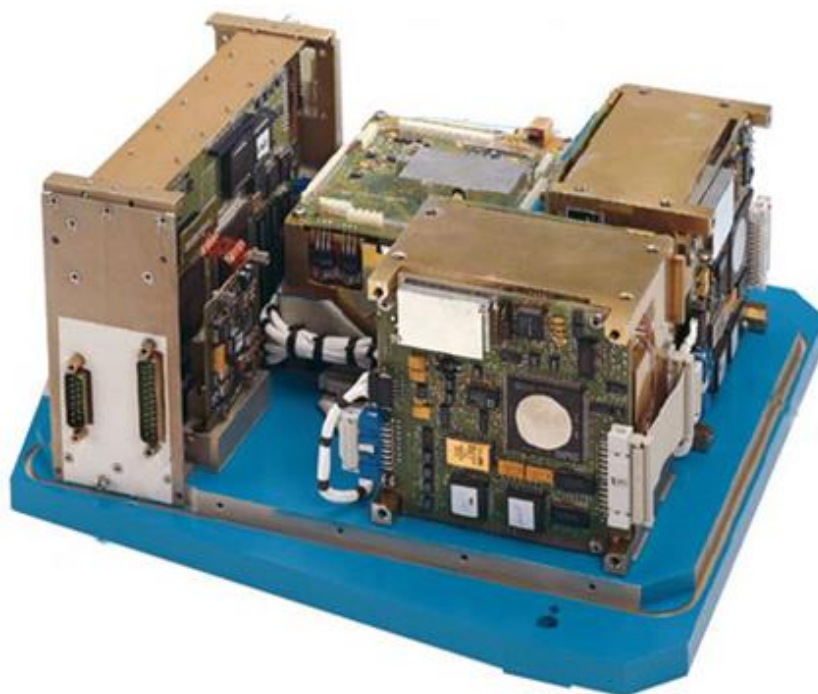


Рис. 1.17

Точносні характеристики будь-якого гіроскопа виражається в одиницях кутової швидкості: град/год, або град/с. Основною характеристикою точності будь-якого гіроскопа в тому числі КЛГ є стабільність (нестабільність) зміщення нуля або дрейф нуля. Дрейф електромеханічних гіроскопів характеризується кутовим рухом вектора кінетичного моменту в інерціальному просторі і може бути безпосередньо вимірним. Похибки сучасних гіроскопів можуть бути виміряні тільки по вихідному сигналу, а потім перетворюється на його вхід.

Для того щоб перетворити похибки гіроскопа на його вхід треба знати масштабний коефіцієнт  $k$ . Масштабний коефіцієнт вносить додаткові похибки в точносні характеристик гіроскопів. Однак, беручи до уваги дуже малий вплив похибок масштабного коефіцієнта при розрахунку нестабільності нуля ( $\Delta k \times \text{зміщення нуля} \ll 1$ ) зміщення нуля перетворюється до входу з дуже малими похибками. Рис.1.17 показує типову поведінку зміщення нуля гіроскопа прогріві відразу після включення гіроскопа.

Нестабільність зміщення нуля від гіроскопа до гіроскопа та від включення до включення визначає повторюваність (не повторюваність) нуля. Повторюваність зміщення нуля є важливою характеристикою гіроскопа яка записується в технічний паспорт. Нестабільність зміщення нуля в пуски (тобто від часу) також є дуже важливою характеристикою точності гіроскопа, і це значення також записується в технічний паспорт гіроскопа. Сучасній КЛГ ці параметри точності знаходяться в діапазоні  $[1 \dots 0,01]$  град / ч.

Нестабільність зміщення нуля в пуски має багато компонентів, але найбільш важливими є два з них: коротко періодична нестабільність та випадкова компонента (шум). Коротко періодична нестабільність нуля може бути визначена двома способами.

Перший спосіб полягає в тому, що вихідної сигнал гіроскопа при нульовою вхідної кутової швидкістю ділиться на 100 секундні інтервали (кластери) і

обчислюється середнє значення для кожного кластера, потім обчислюють середньоквадратичне (СКО) значення,  $\sigma$ , для усереднених значень.

Рис. 1.18 показує типову поведінку зміщення нуля в пуски для будь-якого гіроскопа.

$$M_p = \frac{1}{100} \sum_{i=(p-1)100+1}^{100p} N_i; \quad p=1 \dots P; \quad P = \left\lfloor \frac{n}{100} \right\rfloor;$$

$$\sigma_{dr} = \frac{1}{P-1} \sum_{p=1}^P (M_p - \bar{M}_p)^2; \quad \bar{M}_p = \frac{1}{P} \sum_{p=1}^P M_p.$$

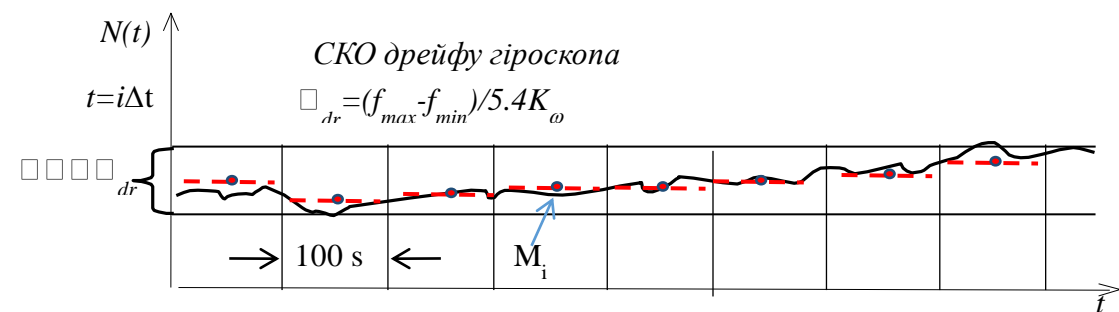


Рис. 1.18 Типовий дрейф гіроскопа після прогріву.

Другий спосіб використовує метод варіації Аллана, рекомендований міжнародним стандартом (IEEE Std 952-1997 (R2003) і Std.1431 TM-2004). Суть цього методу є те, що  $n$  вимірювань поділяються на  $p$  кластерів  $m$  вимірювань в кожному.

$$M_p = \frac{1}{m} \sum_{i=(p-1)m+1}^{pm} N_i; \quad m=1 \dots \left\lfloor \frac{n}{L} \right\rfloor; \quad p=1 \dots P; \quad P = \left\lfloor \frac{n}{m} \right\rfloor; \quad L \geq 3; \quad (2.32)$$

Де  $N_i \in i$ -й вимір з дискретом  $\Delta t$ ,  $\tau = m \Delta t$  – час усереднення. Звичайно  $L=5-10$ .

СКО,  $\sigma(\tau)$ ,  $M_p$  усереднених вимірювань обчислюються як:

$$\sigma_\tau = \sqrt{\frac{1}{2(P-2)} \sum_{p=1}^{P-1} (M_{p+1} - M_p)^2}; \quad (2.33)$$

$\sigma_\tau^2$  називається варіація Аллана. Тоді графік  $\sigma(\tau)$  від  $\tau$  повинен бути намальований в логарифмічному масштабі.

Типовий графік  $\sigma(\tau)$  на будь-який гіроскоп нагадує параболу як видно з фіг. 3.5. Мінімальне значення  $\sigma(\tau)$  на цьому графіку визначає дрейф гіроскопа, а прямий, дотичний до кривої варіації Аллана з кутом нахилу  $\alpha$ , де  $\tan\alpha = -0,5$ , визначає випадкову компоненту похибки (шум) гіроскопа.

Випадкова компонента похибки гіроскопа, котра визначається по Кривій Аллана еквівалентна броунівському руху у фізиці. Цей шум є результат шумів квантування, електронні теплові шуми і технічні коливання, наприклад, різницевої частоти в КЛГ.

Для сучасних КЛГ середньоквадратичне відхилення ( $\sigma$ ) знаходиться в діапазоні  $[0,5 \dots 0,002]$  град/ $\sqrt{г}$ .

Це означає, що інтегрування вихідного сигналу КЛГ протягом 1 години похибка вимірювання кута дорівнює 0,002 град тільки за рахунок випадкової компоненти (шуму). Передбачається, що випадкова похибка накопичується в процесі інтегрування вихідного сигналу як  $\sigma_{rw} \times t^{1/2}$ .

Дрейф гіроскопа часто називають як систематична похибка, оскільки він змінюється з ультра низької частотою, не більш 0,01 Гц. Це все одно що фліккер-шум в електроніці. Всі компоненти нестабільності зміщення нуля є адитивні похибки. Адитивні похибки гіроскопа може бути описані наступною моділю:

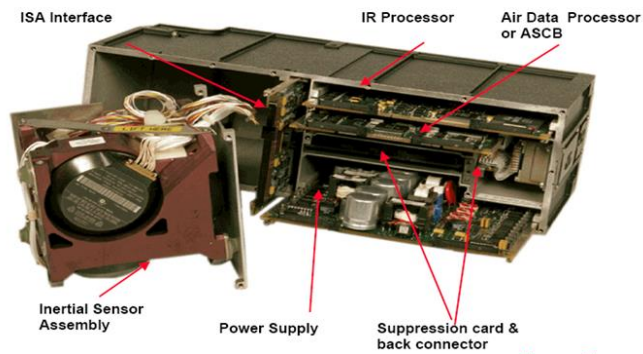
$$x(t) = \underline{b} + \underline{at} + \eta(t). \quad (2.34)$$

Тут  $b$  зміщення нуля гіроскопа зі стандартним відхиленням,  $\sigma_b$ , від включення до включення, який характеризує повторюваність,  $a$  є швидкість дрейфу нуля (тренд), яка характеризує нестабільність зміщення нуля та змінюється від включення до включення зі стандартним відхиленням  $\sigma_a$ ;  $\eta(t)$  є випадковою складовою, яка характеризує шум



## 1.4. Розрахунок похибки лазерного гіроскопа

### 4 MCU IRS/ADIRS



Honeywell Confidential and Proprietary

Точність лазерного гіроскопа характеризується математичним очікуванням, середнім квадратичним відхиленням (СКВ), законом розподілу мінімально виявленої кутової швидкості  $\Omega_{min} = \Delta F_{P min} / K_{BX 0}$ , де  $K_{BX 0} = 4S / (\lambda_0 L)$  – крутизна ідеальної вихідної характеристики. Оскільки різницева частота  $F_P = \varphi (\Delta\Omega_{ДР}, \eta_{1,2}, Q_{1,2} - \text{добротність резонатора, } F_{\Pi}, I_P - \text{струм розряду, } G, L - \text{довжина периметра, } T, n, r_{1,2}, \dots)$ , то при  $K_{BX 0} = const$  математичне сподівання сумарної похибки вимірювання кутової швидкості можна представити таким чином:

$$M(\Delta F_{P\Sigma}) = \overline{\Delta F_{P\Sigma}} = \frac{dF_P}{d\Delta\Omega_{ДР}} \Delta\Omega_{ДР} + \frac{dF_P}{dh_0} \Delta h_0 + \frac{dF_P}{d\eta} \Delta\eta + \dots,$$

де  $\frac{dF_P}{d\Delta\Omega_{ДР}} = A_1, \frac{dF_P}{dh_0} = A_2, \dots$  – частні похідні, передаточні відношення, через

які кожна первинна помилка діє на сумарну похибку  $\overline{\Delta F_{P\Sigma}}; \overline{\Delta\Omega_{ДР}}; \overline{\Delta\eta}; \overline{\Delta Q}; \dots$  – середні значення первинних помилок.

Враховуючи конкретні значення передаточних відношень  $A_1 = K_{BX 0} = \frac{4S}{\lambda_0 L}$ ;  $A_2 = (2\Delta F_P \Delta v^2 D) / (\Delta v_2 - \Delta v_1)$ ; ... і т.д., а також середнє значення первинних помилок, які діють на сумарну похибку  $\Delta\Omega_{ДР} = 0,3^\circ/\text{ч}$ ;  $\Delta h_0 = 10^{-3}$ ;  $\Delta_{ДР} \approx 15''$ ;  $\Delta I_P \sim 10^{-2}$  мА, для периметра  $L = 40$  см і довжиною хвилі  $\lambda_0 = 0,63$  мкм

кільцевого лазера, визначимо математичне очікування сумарної похибки вимірюваної кутової швидкості:

$$M(\overline{\Delta\Omega_{\text{др}}}) = 9,7 * 10^{-6} \text{ рад/с.}$$

Отримуємо характеристику центру розсіювання сумарної похибки. Розсіювання ж сумарної похибки по полю допуску в першому наближенні за умови  $A_1 = A_2 = \dots = A_n = 1$ , визначається дисперсією  $D(\Delta\Omega)$ , або середньо квадратичним значенням сумарної похибки:

$$\sigma_{\Omega} = \frac{1}{K_{\text{вх}0}} [\sigma_{\text{др}}^2 + \sigma_{\text{лн}}^2 + \sigma_Q^2 + \sigma_{\text{э.с.ч.}}^2 + \sigma_{\Delta I}^2 + F_{\Pi}^2(\sigma_G^2 - \sigma_{\beta}^2) + \sigma_{\text{зн}}^2]^{1/2}$$

Для прикладу визначимо числові значення величин похибок, що входять в цю рівність, для лазерного гіроскопа, як чутливий елемент якого використовується кільцевий лазер з периметром  $L = 40$  см,  $\lambda_0 = 0,63$  мкм.

Будемо вважати, що виконуються типові вимоги до стабільності параметрів, що еквівалентно величинам первинних похибок:

- нестабільність периметра:  $\delta L/L \leq 10^{-7}$ ;
- нестабільність струму розряду:  $\Delta I_p/I_p \leq 2 * 10^{-3}$  (для  $F_{\Phi\Pi} = 50$  кГц,  $\Delta I_p \approx 5 * 10^{-3}$  А);
- час виміру  $T_n = 1$  с;
- температурний градієнт постійної Верде:  $\alpha_R = 10^{-2}$  1/К;
- СКВ похибки від дрейфу різнісної  $\Delta F_{\text{др}}$ :  $\sigma_{\text{др}} = 5,8 * 10^{-2}$  Гц;
- СКВ похибки лінеаризації:  $\sigma_{\text{лн}} = 4,8 * 10^{-2}$  Гц;
- СКВ зміщення частоти биття при розладі резонатора в наслідок різнодобротності:  $\sigma_Q = 1,74 * 10^{-2}$  Гц;
- СКВ похибки від нестабільності параметрів елемента розносу частот (нестабільність підставки):  $\sigma_{\text{э.с.ч.}} = 1,5$  Гц;
- СКВ похибки від різниці струмів розрядів в каналах моноблоку:  $\sigma_{\Delta I} = 0,12$  Гц;

- СКВ похибки від квантового коефіцієнту підсилення активного середовища:  $\sigma_G \approx 10^{-5}$  Гц;
- СКВ похибки від нестабільності втрат резонатора:  $\sigma_\beta \approx 10^{-3}$  Гц;
- СКВ похибки від різницевої частоти  $F_p$ , виникаючої при визначенні знаку обертів лазерного гіроскопа:  $\sigma_{3H} \approx 0,53$  Гц;
- Сумарне значення СКВ вимірюваної кутової:  $\sigma_\Omega \cong 12,1 * 10^{-6}$  рад/год.

Точність ЛГ залежить також від похибки електронного пристрою вимірювання і перетворення різницевої частоти  $F_p$ . Середнє квадратичне відхилення сумарної похибки у загальному випадку можна представити у вигляді:

$$\begin{aligned}\sigma_{\Omega\Sigma} &= \sqrt{\sigma_\Omega^2 + \overline{\Delta F_p}^2} = \sqrt{(12,1 * 10^{-6})^2 + (14,14 * 10^{-3})^2} = \\ &= 14,14 * 10^{-3} \frac{\text{рад}}{\text{с}} = 0,81^\circ/\text{год},\end{aligned}$$

де  $\overline{\Delta F_p}$  – похибка вимірювання  $F_p$ .

Якщо припустити, що  $\sigma_\Omega = \Delta F_p$ , то для досягнення точності лазерного гіроскопу порядку  $5 * 10^{-7}$  рад/год похибка вимірювання різницевої частоти на виході кільцевого лазера не повинна перевищувати  $5 * 10^3$  Гц. При цьому в перетворювачі потребується велика відношення потужностей сигналу і шуму  $\frac{P_{\text{вих}}}{P_{\text{ш}}} = 10^4$ . Усереднене значення похибки вимірювання частотоміром різницевої частоти кільцевого лазера складає:

$$\overline{\Delta F_p} = \left[ 0,5 T_{\text{и}} \left( \frac{P_{\text{вих}}}{P_{\text{ш}}} \right) \right]^{-0,5} = [0,5 * 1 * 10^4]^{-0,5} = 14,14 * 10^{-3} \frac{\text{рад}}{\text{год}} = 0,81^\circ/\text{год}$$

### 1.5 Висновки до розділу 1

Розрахунок показав, що для регіонального літака усереднене значення похибки вимірювання кутової швидкості кільцевим лазерним гіроскопом складає  $0,8^\circ/\text{год}$ , що відповідає системам курсовертикалі та навігаційним системам низької та середньої точності.

## РОЗДІЛ 2

### ГІРОСКОПІЧНИЙ ВИМІРЮВАЧ НА ОСНОВІ ПОПЛАВКОВОГО ГІРОСКОПА

#### **2.1 Математична модель гіроскопічного вимірювача кутової швидкості**

На рис. 2.1 представлена кінематична схема чутливого елемента гіроскопічного вимірювача кута з урахуванням сервісних електронних пристроїв та електричних зв'язків гіроскопічного вимірювача кута. З корпусом чутливого елемента гіроскопічного вимірювача кута зв'язана система координат  $X, Y, Z$  з центром  $O$  в центрі підвісу ротора гіромотора. Базовою площиною гіроскопічного вимірювача кута є його монтажна площина, реалізована торцевими площинами трьох кулькових опор. Прив'язка осей  $X, Y, Z$  до базової площини показана на рис. 2.2.

Вісь  $OX$  лежить у площині, яка є паралельною до базової і являє собою вісь чутливості вимірювача. Вісь  $OY$  є ортогональною до базової площини і доповнює систему координат, крім того вона являє собою вісь прецесії поплавка чутливого елемента, тобто його вихідну вісь. Вісь  $OZ$  лежить у площині, яка є паралельною до базової, і утворює із віссю  $OX$  кут  $90^\circ$ .

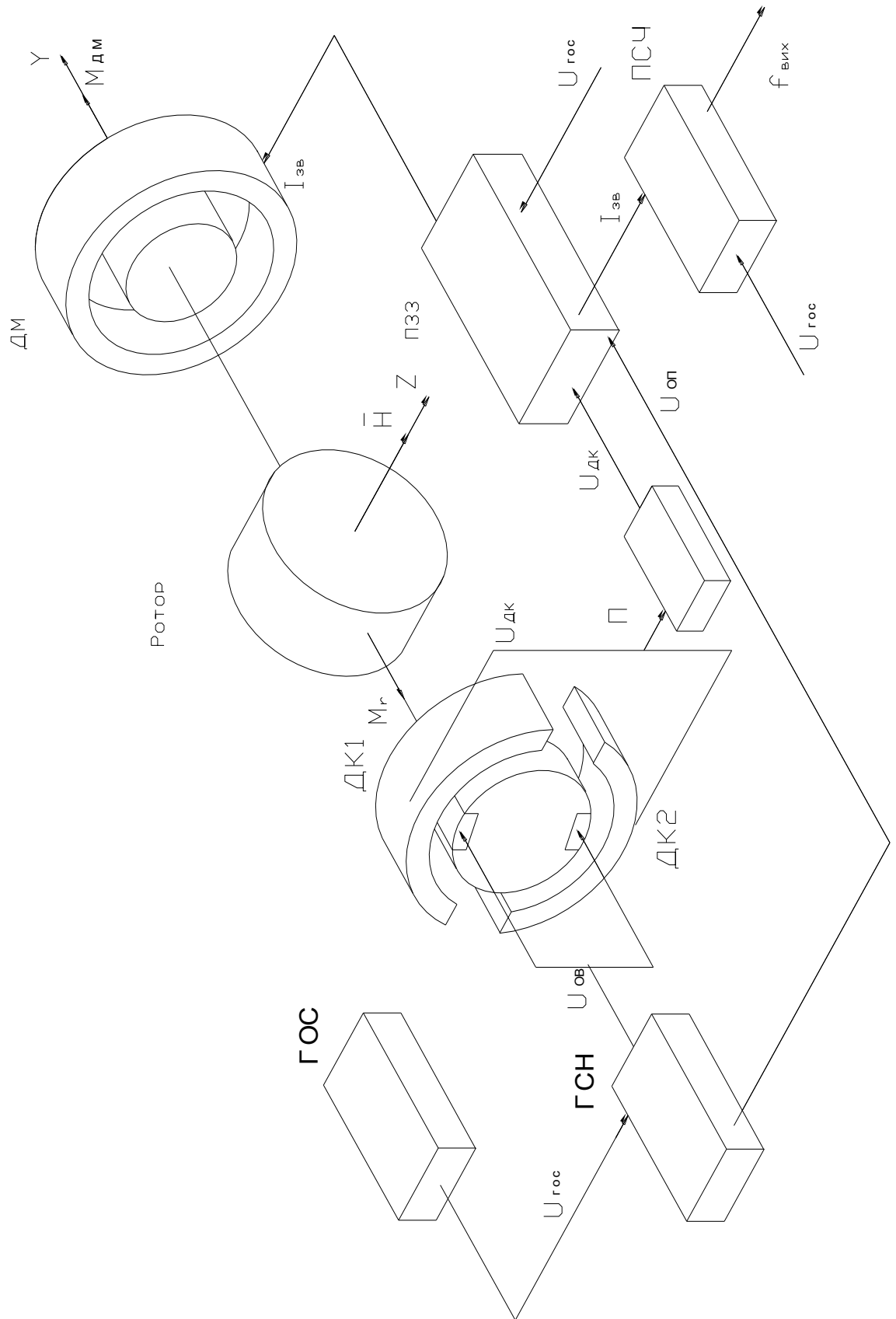


Рис.2.1. Кінематична схема

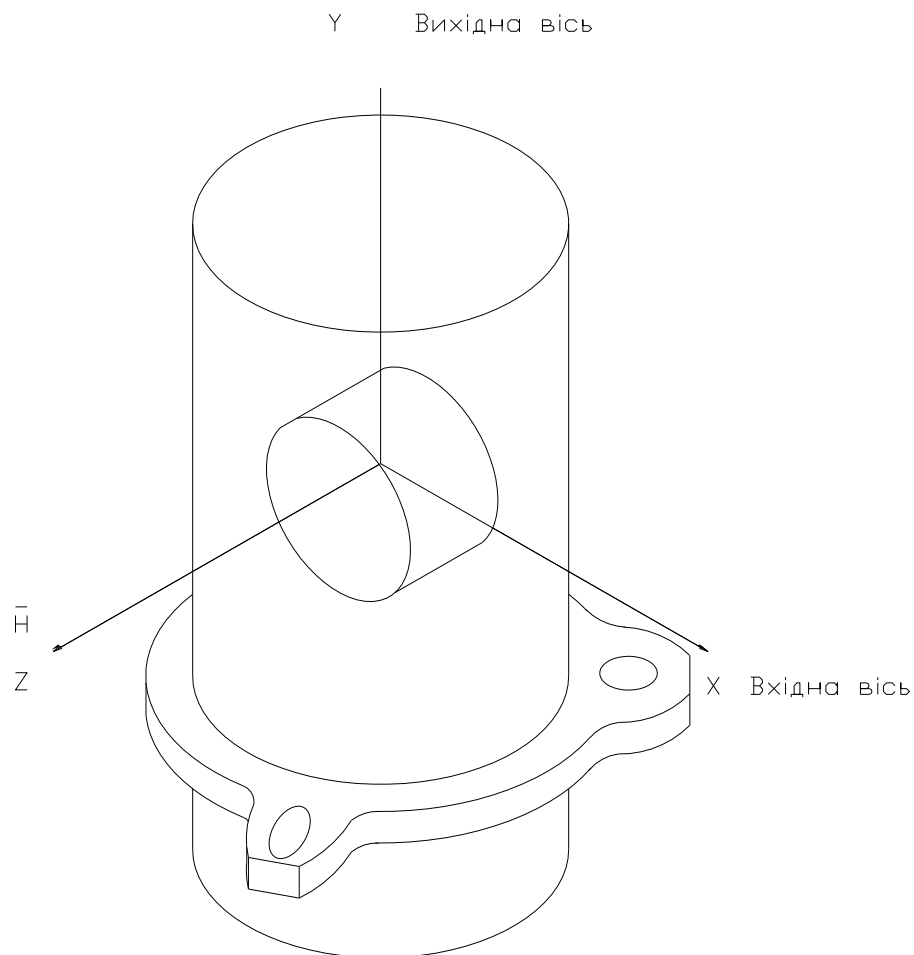


Рис. 2.2. Орієнтація осей чутливого елемента

Розглянемо принцип дії гіроскопічного вимірювача кутової швидкості. При обертанні чутливого елемента навколо осі чутливості з кутовою швидкістю  $\omega_{BX}$  виникає гіроскопічний момент  $M_{\Gamma}$  щодо вихідної осі чутливого елемента

$$M_{\Gamma} = H\omega_{BX},$$

де:  $H$  – кінетичний момент ротора гіромотора.

Під дією гіроскопічного моменту  $M_{\Gamma}$  рухлива частина чутливого елемента, тобто поплавков починає повертатися навколо вихідної осі з кутовою швидкістю

$\dot{\beta}$  на кут  $\beta$ . При цьому з роторів датчиків кутів 1 і 2 знімається сигнал  $U_{ДУ}$ . Цей сигнал надходить на вхід підсилювача зворотного зв'язку, сигнал з якого у виді постійного струму  $I_{ос}$ , пропорційного  $\omega_{ВХ}$ , надходить до датчика моменту, створюючи при цьому протидіючий момент:

$$M_{ГМ} = I_{ЗВ} K_{ДМ},$$

де:  $K_{ДМ}$  – коефіцієнт передачі датчика моменту за струмом.

Виходячи з того, що в кожен момент часу зберігається рівність гіроскопічного та протидіючого моментів, тобто  $M_{Г} = M_{ДМ}$ , знаходимо:

$$H \cdot \omega_{ВХ} = K_{ДМ} \cdot I_{ЗВ},$$

звідки

$$I_{ЗВ} = \frac{H}{K_{ДМ}} \omega_{ВХ}.$$

Співвідношення  $\frac{H}{K_{ДМ}} = \text{const}$  забезпечується за рахунок синхронної швидкості обертання ротора гіромотора і стабільності коефіцієнта передачі за струмом  $K_{ДМ}$ .

Звідси випливає, що

$$I_{ЗВ} \equiv \omega_{ЗВ},$$

тобто струм у ланцюзі датчика моменту пропорційний кутовій швидкості.

## 2.2 Розрахунок параметрів гіроскопічного вимірювача кутової швидкості

Датчик кутової швидкості є елементом системи автоматичного управління, на вхід якої поступає кутова швидкість навколо осі ОХ рухомого об'єкту, а на виході формується електричний сигнал.

Рух датчика кутової швидкості описується системою лінеаризованих рівнянь з постійними коефіцієнтами, за допомогою яких легко визначити передавальну функцію приладу.

Крім вимірюваної кутової швидкості  $\omega_x$  за умови  $\beta \neq 0$  датчик кутової швидкості має чутливість до кутової швидкості  $\omega_z$ , а внаслідок того, що момент інерції гіровузла щодо осі прецесії  $I_0 \neq 0$  – і до кутового прискорення  $\dot{\omega}_y$ .

Лінеаризовані рівняння, що описують рух датчика кутової швидкості, складені з урахуванням похибок орієнтації його осі чутливості щодо системи координат XYZ (див. рис. 2.3) і можуть бути представлені у вигляді

$$I_0 \ddot{\beta} + d\dot{\beta} + K_{\text{ДМ}} \cdot I = H\omega_x - I_2 \omega_x \cdot \omega_z + I_p \omega_x \cdot \dot{\omega}_z + H\omega_y \Delta_{xz} - H\omega_z \Delta_{xy} + I(-\dot{\omega}_y + \dot{\omega}_x \Delta_{xy} + \dot{\omega}_z \Delta_x) \quad , \quad (2.1)$$

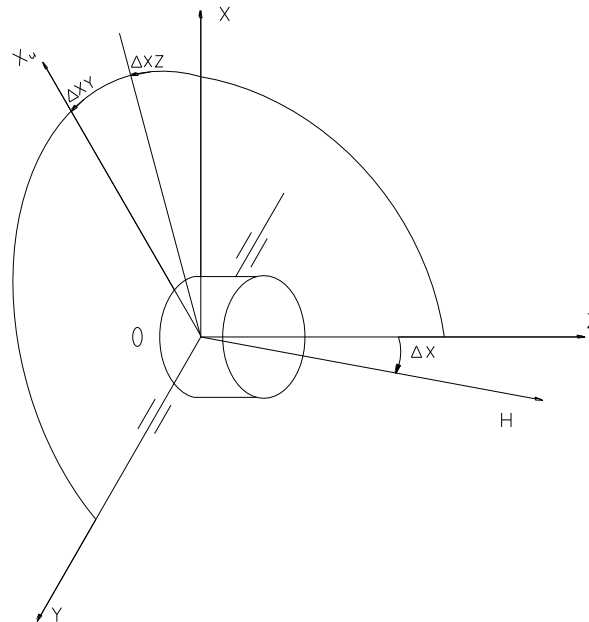


Рис. 2.3. Орієнтація осі чутливості датчика кутової швидкості щодо системи координат OXYZ



де  $I_Z, I_0, I_P$  – моменти інерції поплавка з гіромотором щодо осей чутливості, прецесії й обертання ротора гіромотора відповідно;

$d$  – коефіцієнт рідинного демпфірування поплавка;

$K_{DM}$  – крутизна датчика моменту датчика кутової швидкості, що дорівнює 0,076 Гсм/мА;

$H$  – кінетичний момент ротора;

$\omega_X, \omega_Y, \omega_Z, \dot{\omega}_X, \dot{\omega}_Y, \dot{\omega}_Z$  – проекції кутової швидкості і кутового прискорення об'єкта на осі системи координат XYZ;

$\Delta_{XY}, \Delta_{XZ}$  – похибки орієнтації осі чутливості датчика кутової швидкості, кожна з яких не перевищує 5,7 кут. хв.;

$\Delta_X$  – кут відхилення осі кінетичного моменту від перпендикуляра і вихідної осі, який не перевищує 10 кут. хв.

Застосовуючи до рівняння (2.1) перетворення Лапласа, одержимо:

$$(I_0 p^2 + dp)\beta = -K_{DM}I + H\left(\omega_X - \frac{I_z}{H}\omega_X \cdot \omega_Z + \omega_X \Delta_{XY} - \omega_Z \Delta_{XY} + \right. \\ \left. + \frac{I_0}{H}(-\omega_Y + \dot{\omega}_X \Delta_{XY} + \dot{\omega}_Z \Delta_X)\right), \quad (2.2)$$

$$I(p) = K_{II} \cdot K_{DK} \cdot W_{KK}, \quad (2.3)$$

де:  $K_{II}$  – коефіцієнт передачі підсилювача зворотного зв'язку;

$K_{DK}$  – крутизна датчика кута, що дорівнює 2 мВ/кут. Хв.;

$W_{KK}(p)$  – передавальна функція коректувальних ланок підсилювача

$$W_{KK}(p) = \frac{1 + T_1 p}{(1 + T_2 p)(1 + T_3 p)} \quad (2.4)$$

Структурна схема датчика кутової швидкості, що відповідає рівнянням

(2.2), (2.3), з урахуванням нульового сигналу і коефіцієнта передачі перетворювача струм–частота, представлена на рис. 2.4.

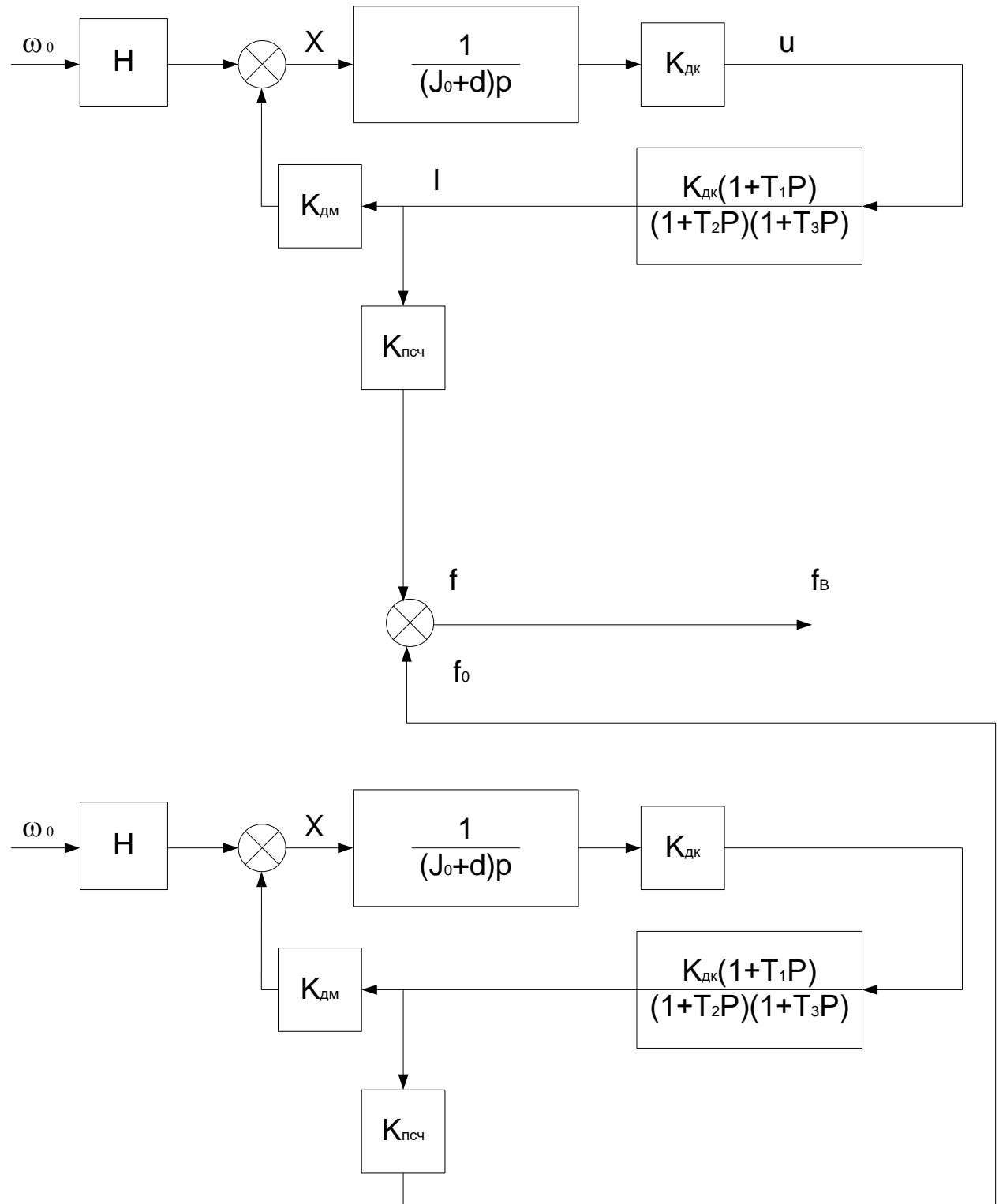


Рис. 2.4. Структурна схема датчика кутової швидкості

Математична модель датчика кутової швидкості, що відповідає даній структурній схемі буде мати вигляд

$$f(P) = W_D(P) \left[ \omega_X - \frac{I_Z}{H} \omega_X \omega_Z + \frac{I_P}{H} \omega_X \omega_Z + \omega_Y \Delta_{XY} - \omega_Z \Delta_{XY} + \right. \\ \left. + \frac{I_0}{H} (-\omega_Y + \dot{\omega}_X \Delta_{XY} + \dot{\omega}_Z \Delta_X) \right] + W_D(P) \cdot \omega_0, \quad (2.5)$$

$$W_D(p) = \frac{K_{\text{ПСЧ}} \frac{1+T_1 P}{K_{\text{ДМ}}} \cdot H}{p^4 \frac{d}{K} T_2 T_3 T_{\text{ГБ}} + p^3 (T_2 T_3 + T_2 T_{\text{ГБ}} + T_3 T_{\text{ГБ}}) \frac{d}{K} + p^2 \frac{d}{K} (T_2 + T_3 + T_{\text{ГБ}}) + p \left( \frac{d}{K} + T_1 \right) + 1} \quad (2.6)$$

де:  $K = K_{\text{П}} \cdot K_{\text{ДК}} \cdot K_{\text{ДМ}}$ .

Математична модель (2.5) не враховує моменту сухого тертя. Розглянемо тепер випадок з урахуванням моменту сухого тертя. При цьому можливі два варіанти:

$$\begin{aligned} 1) \dot{\beta} = 0 \quad \text{при} \quad |H\omega - K_{\text{ДМ}}I| > M_{\text{ТР}}; \\ 2) \dot{\beta} = 0 \quad \text{при} \quad |H\omega - K_{\text{ДМ}}I| < M_{\text{ТР}}. \end{aligned} \quad (2.7)$$

У першому випадку кутова швидкість поплавка  $\dot{\beta}$  досягає нульового значення і далі його рух продовжується без зупинки за законом (2.2). У другому ж випадку відбувається зупинка поплавка, протягом якої буде мати місце не переключення, а повільна зміна величини  $|H\omega - K_{\text{ДМ}}I|$  в інтервалі  $-M_{\text{ТР}} \leq H\omega - K_{\text{ДМ}}I \leq M_{\text{ТР}}$ , причому  $H\omega - K_{\text{ДМ}}I$  буде приймати увесь час певне значення. У цьому випадку рух відновиться знову тільки тоді, коли обертаючий момент досягне значення  $|H\omega - K_{\text{ДМ}}I| = M_{\text{ТР}}$  і перевищить його. Якщо ж

залишається справедливою умова  $|H\omega - K_{DM}I| < M_{TP}$ , то система буде нерухомою. Тому положення рівноваги поплавка виявляється невизначеним усередині деякого відрізка, а саме при будь-якому значенні  $|M_{BP}| < M_{TP}$ , де  $M_{BP} = H\omega - K_{DM}I$ . Цим визначається зона застою системи, а отже і чутливість датчика кутової швидкості. У процесі ж руху поплавка в одну сторону з будь-якою швидкістю сухе тертя внесе постійну помилку одного знака, що відповідає додатковому зовнішньому навантаженню.

Отже, рівняння ДКШ, згідно (2.2) і з урахуванням (2.7) буде мати вигляд

$$f(p) = K_{ПСЧ} \cdot I \quad \text{за умови} \quad |H\omega - K_{DM}I| > M_{TP},$$

де:

$$I = \frac{\frac{1 + T_1 p}{K_{DM}} [H\omega - M_{TP} \cdot \text{sign} \dot{\beta}]}{p^4 \frac{d}{K} T_2 T_3 T_{ГБ} + p^3 \frac{d}{K} (T_2 T_3 + T_2 T_{ГБ} + T_3 T_{ГБ}) + p^2 \frac{d}{K} (T_2 + T_3 + T_{ГБ}) + p \left( \frac{d}{K} + T_1 \right) + 1},$$

$$\dot{\beta} = I \times W(p), \quad \text{де} \quad W(p) = \frac{(1 + T_2 p)(1 + T_3 p)p}{K_{DM}(1 + T_1 p)}$$

$$\text{при} \quad |H\omega - K_{DM}I| < M_{TP}, \quad \beta = \text{const}.$$

У датчиках кутової швидкості використовуються чутливі опори на каменях годинникового типу за вихідною віссю чутливого елемента, що забезпечує малий сумарний момент сухого тертя, не перевищуючий  $10^{-5}$  гсм.

Виходячи з того, що кінетичний момент гіромотора дорівнює 44 гсмс, знаходимо поріг чутливості датчика кутової швидкості:

$$\omega_{II} = \frac{M_{TP}}{H}.$$

Підставляючи числові значення одержимо:

$$\omega_{\text{п}} = \frac{10^{-5} \text{ гсм}}{44 \text{ гсм} \cdot \text{с}} = 2,27 \cdot 10^{-7} \text{ рад/с} = 1,3 \cdot 10^{-5}, \text{ град/с.}$$

Структурна схема датчика кутової швидкості з урахуванням моменту сухого тертя зображена на рис. 2.5.

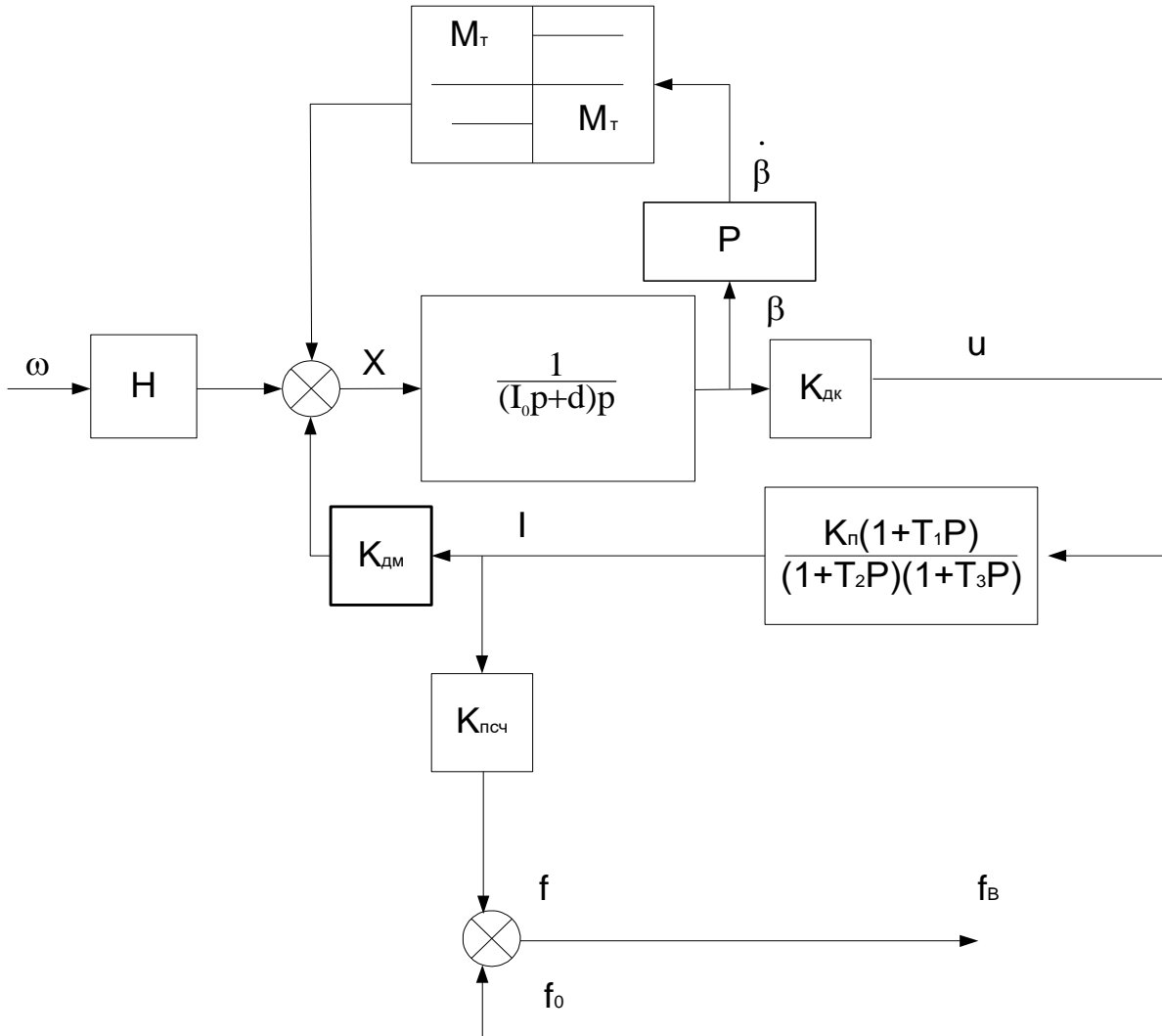


Рис. 2.5. Структурна схема датчика кутової швидкості з урахуванням моменту сухого тертя

### 2.2.1 Розрахунок параметрів аналогового зворотного зв'язку

Аналогова система управління зворотним зв'язком датчика кутової швидкості призначена для компенсації моментів, що діють за віссю прецесії чутливого елемента, який є чутливим елементом системи зворотного зв'язку. Величини створюваних моментів компенсації пропорційні кутовим швидкостям об'єкта, що діють навколо осі чутливості чутливого елемента:

$$I\ddot{\beta} + d\dot{\beta} + K_{зв}\beta = H\omega_{вх} - M_{зб} \quad (3.1),$$

де  $I$  – момент інерції рухомої частини чутливого елемента навколо осі прецесії;

$d$  – коефіцієнт рідинного демпфірування;

$H$  – кінетичний момент;

$\omega_{вх}$  – вхідна швидкість або швидкість, що діє за віссю чутливості;

$M_{зб}$  – момент збурення по осі прецесії (деформація, сухе тертя та інші шкідливі моменти);

$K_{зв}$  – коефіцієнт регулятора системи зворотного зв'язку;

$\beta, \dot{\beta}, \ddot{\beta}$  – відповідно прискорення, швидкість і кут за віссю прецесії.

Перепишемо рівняння (3.1) в операторній формі за Лапласом при нульових початкових умовах і припущенні, що  $M_{зб} = 0$

$$Ip^2\ddot{\beta}(p) + dp\dot{\beta}(p) + K_{зв}\beta(p) = H\omega_{вх}(p). \quad (3.2)$$

Прийнявши за вихідну величину  $\beta(p)$ , а за вхідну  $\omega_{вх}(p)$ , запишемо передавальну функцію замкнутої системи:

$$W_{\omega}^{\beta}(p) = \frac{\beta(p)}{\omega_{вх}(p)} = \frac{H}{Ip^2 + dp + K_{ос}}. \quad (3.3)$$

Структурна схема, що відповідає передавальній функції (3.3), зображена на рис. 2.6

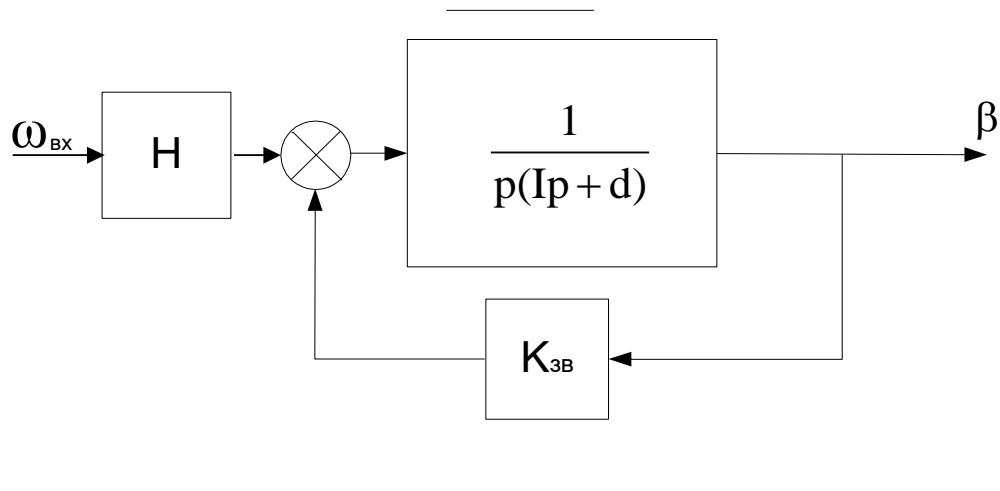


Рис. 2.6. Передавальна функція замкнутої системи

З урахуванням того, що  $K_{зв} = K_{дк} \cdot K_{п} \cdot K_{дм} \cdot W_{кк}(p)$ , подамо структурну схему системи зворотного зв'язку в більш детальному виді (див. рис. 2.7)

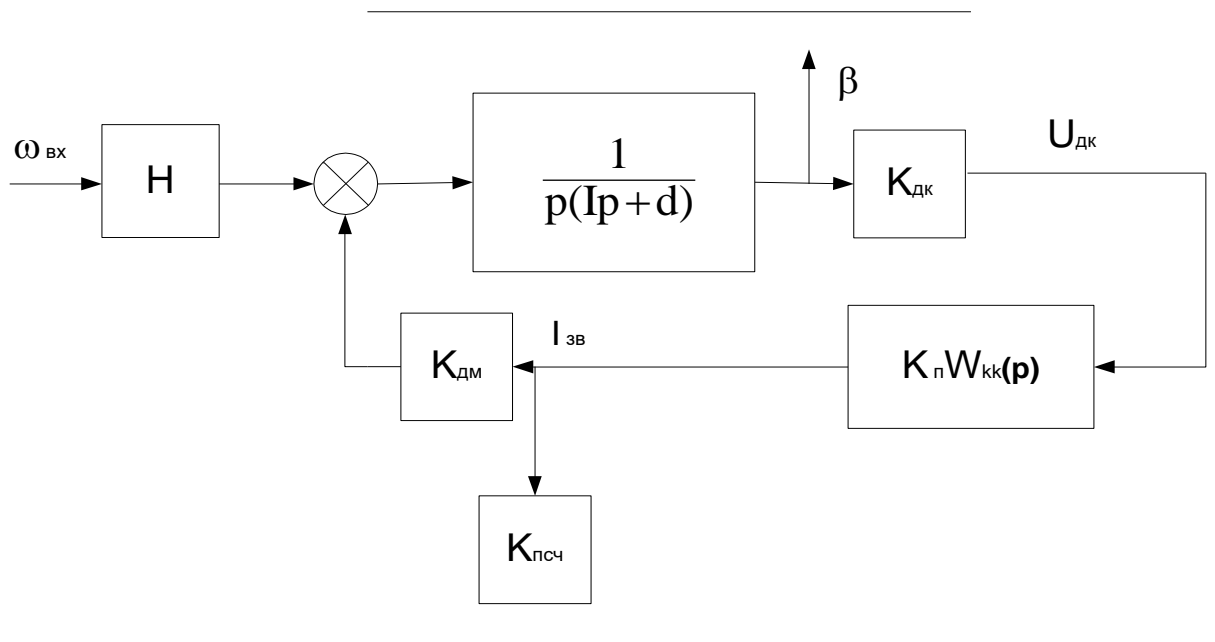


Рис. 2.7. Детальна передавальна функція замкнутої системи

Тут:  $K_{ДК}, K_{П}K_{ДМ}$  – коефіцієнти передачі відповідно датчика кута, підсилювача, датчика моментів.

$W_{КК}(p)$  – передавальна функція коректувального контуру.

Зображений на структурній схемі елемент  $K_{ПСЧ}$  являє собою аналогово – цифровий перетворювач струм – частота (ПСЧ). Безпосередньо в систему зворотного зв'язку він не входить, а виконує роль вимірювального інструмента, тобто видає на виході послідовність імпульсів з частотою, пропорційною струму зворотного зв'язку, який у свою чергу є пропорційним величині вхідного впливу.

Виконаємо розрахунок параметрів системи зворотного зв'язку.

При цьому будемо використовувати такі вихідні дані:

$H$  – кінетичний момент чутливого елемента, 44гсм·с;

$K_{ДК}$  – коефіцієнт передачі датчика кута, 2мВ/кут. хв;

$K_{ДМ} = 0,076$  гсм/мА – крутизна датчика моменту;

$d$  – коефіцієнт рідинного демпфірування, 70гсмс;

$\varepsilon_{СТ}$  – статична похибка системи, не більш 20 кут. с;

$I$  – момент інерції рухомої частини чутливого елемента по осі прецесії, 0,22 гсм·с<sup>2</sup>

$D$  – діапазон вимірюваних кутових швидкостей 1 град/с;

$a$  – максимальне кутове прискорення .

Коефіцієнт регулятора системи зворотного зв'язку повинний задовольняти двом вимогам. З одного боку він має бути досить великим, щоб забезпечити високу статичну точність системи, а з іншого боку, не перевищувати деякого критичного значення, для забезпечення необхідного запасу стійкості системи. Для виконання цих взаємо-суперечливих вимог у регулятор системи вводиться ізодромна ланка, що дає можливість істотно підняти  $K_{ЗВ}$  в область низьких частот і забезпечити тим самим вимоги до заданої статичної похибки. При



цьому частотна характеристика системи в області середніх частот формується, виходячи з міркувань забезпечення стійкості системи.

Вибираючи значення коефіцієнта  $K_{ЗВ}$  відповідно до вимог статичної похибки  $\varepsilon_{СТ}$ , необхідно врахувати також його сумарний середньоквадратичне розкидання відносно розкидань коефіцієнтів передачі елементів, що входять до складу регулятора.

Як показує практика ці розкидання можуть досягати 30% від номінального значення  $K_{ЗВ}$ . З рівняння (3.1) виходить, що

$$K_{ЗВ\text{MIN}} = \frac{H\omega_{ВХ\text{MAX}}}{\varepsilon_{СТ}}, \quad (3.4)$$

$$\text{де: } K_{ЗВ\text{MIN}} = 0,7 \cdot K_{ЗВ\text{НОМ}} \quad (3.5)$$

Підставляючи до виразів (3.4) і (3.5) числові значення з урахуванням ізодромної ланки одержимо  $K_{ЗВ\text{MIN}} = 11307,8$  гсм/рад.

Для забезпечення необхідної смуги пропускання, стійкості і забезпечення заданих динамічних характеристик системи зворотного зв'язку необхідно провести її частотну корекцію.

Передавальна функція коректувального контуру має такий вигляд:

$$W_{\text{КК}}(p) = \frac{K_1(\omega)(T_1 p + 1)}{(T_2 p + 1)(T_3 p + 1)},$$

де  $T_2 = 0,0004$ с;

$T_1$  – кінець роботи ізодромної ланки;

$T_3 \geq 30T_1$  - початок роботи ізодромної ланки;

$K_1(\omega)$  – коефіцієнт передачі ізодромної ланки, причому  $K_1(\omega) = 1$ .

Визначимо значення постійних часу ізодромної ланки  $T_1$  та  $T_3$ .

Розкладемо систему зворотного зв'язку за моментом, як показано на рис. 3.2, та запишемо передавальну функцію розімкнутої системи з урахуванням коректувального контуру:

$$W(p) = \frac{K_{ЗВ}(T_1 p + 1)}{p(Jp + d)(T_2 p + 1)(T_3 p + 1)}$$

де 
$$K_{ЗВ} = K_{ДК} \cdot K_{П} \cdot K_{ДМ} \cdot K_1(\omega), \quad (3.6)$$

або 
$$W(p) = \frac{K_C(T_1 p + 1)}{p(T_{ГБ} p + 1)(T_2 p + 1)(T_3 p + 1)}, \quad (3.7)$$

де  $K_C = \frac{K_{ЗВ}}{d} = \frac{11307.8}{70} = 161,54 \frac{1}{c}$ , – коефіцієнт передачі системи;

$T_{ГБ} = \frac{I}{d} = \frac{0.22}{70} = 3,14 \cdot 10^{-3} c$  – стала часу чутливого елемента;

Для забезпечення необхідної смуги перепускання частота зрізу розімкнутої системи повинна дорівнювати:  $f_{ЗР} = 20 \text{ Гц}$ ,  $\omega_{ЗР} = 125,7 \text{ 1/с}$ , при цьому

$$K'_C = \omega_{ЗР},$$

де  $K'_C$  – коефіцієнт передачі системи без урахування коефіцієнта передачі ізодромної ланки.

Отже, на круговій частоті  $\omega = 1 \text{ 1/с}$ , де визначається коефіцієнт передачі системи, будемо мати:

$$K_C = 161.54 \frac{1}{c} \text{ – с ізодромною ланкою;}$$

$$K'_C = 125.7 \frac{1}{c} - \text{без ізодромної ланки.}$$

Звідси виходить, що  $K_1(\omega)$  на частоті  $\omega=1$  має дорівнювати:

$$K'_1(\omega) = \frac{K_C}{K'_C} = \frac{161,54}{125,7} = 1,28.$$

Цей коефіцієнт реалізується при таких сталих часу ізодромної ланки:

$$T_1 = \frac{1}{\omega \cdot K_1(\omega=1)}.$$

Звідси виходить:  $T_1=7,8 \cdot 10^{-1}$  с і  $T_3 > T_1 > 23,44$  с. Перевіримо стійкість системи зворотного зв'язку датчика кутової швидкості. Для цього застосуємо критерій Гурвіца.

Використовуючи характеристичне рівняння передавальної функції  $W(p)$ , отримаємо, що для забезпечення стійкості необхідне виконання наступної нерівності:

$$a_3(a_1a_2 - a_0a_3) - a_4a_1^2 > 0, \quad (3.8)$$

де  $a_1, a_2, a_3, a_4, a_0$  – коефіцієнти характеристичного рівняння.

Характеристичне рівняння має такий вигляд:

$$1+W(p)=0 \quad \text{або} \quad 1 + \frac{K_C(T_1p+1)}{p(T_{ГБ}p+1)(T_2p+1)(T_3p+1)} = 0.$$

Розв'яжемо це рівняння.

$$(T_{ГБ}p^2+p)(T_2T_3p^2+T_2p+T_3p+1)+K_C T_1 p+K_C=0,$$

$$p^4 T_{ГБ} T_2 T_3 + p^3 (T_{ГБ} T_2 + T_{ГБ} T_3 + T_2 T_3) + p^2 (T_{ГБ} + T_2 + T_3) + p(1 + K_C T_1) + K_C = 0.$$

Підставимо знайдені коефіцієнти в рівняння (3.8):

$$(1+K_C)[(T_{ГБ}T_2+T_{ГБ}T_3+T_2T_3)(T_{ГБ}+T_2+T_3) - T_{ГБ}T_2T_3(1+K_C T_1)] - K_C(T_{ГБ}T_2+T_{ГБ}T_3+T_2T_3)^2 > 0 .$$

Підставивши в зазначений вираз чисельні значення відповідних параметрів, отримаємо  $1,944 > 0$ . Отже зазначена нерівність виконується, що свідчить про стійкість системи.

### 2.2.2 Оцінка похибок датчика кутової швидкості

Похибка датчика кутової швидкості визначається наступними складовими:

1. Похибкою коефіцієнтів передачі датчика моментів датчика кутової швидкості і перетворювача струм-частота;
2. Похибкою орієнтації осі чутливості датчика кутової швидкості;
3. Нульовими сигналами гіроблоку зі зворотним зв'язком і перетворювача струм-частота;
4. Порогом чутливості гіроблоку і зворотного зв'язку;
5. Нестабільністю швидкості обертання ротора гіромотора;
6. Похибками, обумовленими впливом кутових швидкостей навколо осі, перпендикулярної вхідній і вихідній осям і кутовим прискоренням, що діють навколо вхідної і вихідної осей гіроскопічного вимірювача кутової швидкості.

Зупинимось докладніше на оцінці похибок перетворювача струм – частота і похибок, зумовлених впливом кутових швидкостей навколо вхідної і вихідної осей гіроскопічного вимірювача кутової швидкості.

У загальному випадку вплив на результат вимірювань різних складових кутової швидкості і кутового прискорення відповідно до формули (2.5) може оцінюватись тільки відповідно до конкретної траєкторії руху об'єкта.

Зробимо оцінку впливу окремих складових зазначених впливів.

За рахунок складової  $\frac{I_0}{H} \dot{\omega} \Delta_x$  похибка датчика кутової швидкості при  $\dot{\omega} = 2.5 \cdot 10^{-3} \text{ град} / \text{с}^2$  може зрости на  $2,08 \cdot 10^{-6} \text{ град} / \text{с}$ , за рахунок складової  $\frac{I_0}{H} \dot{\omega} \Delta_y$  – на  $1.19 \cdot 10^{-6} \text{ град} / \text{с}$ .

Похибка внаслідок дії прискорення  $\dot{\omega} = 2,5 \cdot 10^{-3} \text{ град} / \text{с}^2$  навколо вихідної осі визначається за формулою

$$\Delta\omega_0 = \frac{I_0 \dot{\omega}}{H}.$$

При зазначених вище чисельних значеннях відповідних параметрів:

$$\Delta\omega_0 = \frac{0.22 \cdot 2.5 \cdot 10^{-3}}{44} = 1.25 \cdot 10^{-5} \text{ град} / \text{с}.$$

Крім зазначених складових виникає додаткова похибка за рахунок дії кутового прискорення навколо вхідної осі. Оцінимо зазначену похибку. Передавальна функція датчика кутової швидкості за похибкою відповідно до (2.2) дорівнює

$$X(p) = \omega H - K_{\text{ДМ}} I \quad (3.9)$$

де:  $I = W_D(p) \omega$ .

$W_D(p)$ - передавальна функція (1.2.6).

Підставимо у вираз (3.9) значення  $I$  з урахуванням  $W(p)$ .

$$X(p) = \omega H - K_{\text{ДМ}} W_D(p) \omega. \quad (3.10)$$

Перетворимо вираз (3.10) до такого вигляду

$$X(p) = \omega H - \frac{K_{\text{ДМ}} \cdot \frac{H}{K_{\text{ДМ}}} (1 + T_1 p) \omega}{p^4 \frac{d}{K} T_2 T_3 T_{\text{ГБ}} + p^3 \frac{d}{K} (T_2 T_3 + T_2 T_{\text{ГБ}} + T_3 T_{\text{ГБ}}) + p^2 (T_2 + T_3 + T_{\text{ГБ}}) \frac{d}{K} + p \left( \frac{d}{K} + T_1 \right) + 1}$$

де:  $K = K_{\text{ДК}} K_{\text{П}} K_{\text{ДМ}}$ .

Після перетворень отримаємо:

$$X(p) = \omega H \frac{P^4 \frac{d}{K} T_2 T_3 T_{ГБ} + P^3 \frac{d}{K} (T_2 T_3 + T_2 T_{ГБ} + T_3 T_{ГБ}) + P^2 (T_2 + T_3 + T_{ГБ}) \frac{d}{K} + p \left( \frac{d}{K} + T_1 \right) + 1 - 1 - T_1 P}{P^4 \frac{d}{K} T_2 T_3 T_{ГБ} + P^3 \frac{d}{K} (T_2 T_3 + T_2 T_{ГБ} + T_3 T_{ГБ}) + P^2 (T_2 + T_3 + T_{ГБ}) \frac{d}{K} + p \left( \frac{d}{K} + T_1 \right) + 1}$$

$$X(p) = \frac{Hp}{K} \cdot \frac{(P^3 d T_2 T_3 T_{ГБ} + P^2 d (T_2 T_3 + T_2 T_{ГБ} + T_3 T_{ГБ}) + p d (T_2 + T_3 + T_{ГБ}) + d) \cdot \omega}{P^4 \frac{d}{K} T_2 T_3 T_{ГБ} + P^3 \frac{d}{K} (T_2 T_3 + T_2 T_{ГБ} + T_3 T_{ГБ}) + P^2 (T_2 + T_3 + T_{ГБ}) \frac{d}{K} + p \left( \frac{d}{K} + T_1 \right) + 1}.$$

(3.11)

При постійному значенні кутового прискорення з (3.11) отримаємо:

$$X = \frac{Hd \cdot \dot{\omega}}{K_{\partial\kappa} \cdot K_{\partial m} \cdot K_n}. \quad (3.12)$$

Підставивши у формулу (3.12) значення параметрів при  $\dot{\omega} = 2.5 \cdot 10^{-3}$  град/с<sup>2</sup>, одержимо:  $\Delta\omega = 1,76 \cdot 10^{-5}$  град/с.

Таким чином, сумарна похибка визначення кутової швидкості, обумовлена впливом прискорення  $\dot{\omega} = 2.5 \cdot 10^{-3}$  град/с<sup>2</sup>, може досягати  $\Delta\omega_{\Sigma} = \sqrt{\Delta\omega_0^2 + \Delta\omega^2}$ .

Підставивши чисельні значення одержимо:

$$\Delta\omega_{\Sigma} = \sqrt{(1,25 \cdot 10^{-5})^2 + (1,76 \cdot 10^{-5})^2} = 2,16 \cdot 10^{-5} \text{ град/с.}$$

Оцінимо похибку, що виникає за рахунок відхилення осі чутливості вимірювача кутової швидкості при дії кутової швидкості  $\omega_x = 1$  град/с навколо осі чутливості і  $\omega_H = 2,5 \cdot 10^{-3}$  град/с навколо осі кінетичного моменту вимірювача кутової швидкості.

Зазначена похибка може бути обчислена за формулою:

$$\Delta\omega_x = \frac{H\omega_x \cdot \omega_H}{K_{\text{ДК}} \cdot K_{\text{ДМ}} \cdot K_{\text{П}}}.$$

Підставимо в зазначену формулу чисельні значення параметрів та отримаємо:

$$\Delta\omega_{xH} = \frac{44 \cdot 1.75 \cdot 10^{-2} \cdot 2.5 \cdot 10^{-3}}{6875.499 \cdot 0.076 \cdot 19} = 1.93 \cdot 10^{-7} \frac{\text{град}}{\text{с}}.$$

### 2.2.3 Розробка перетворювача струм-частота

Перетворювач струм-частота призначений для перетворення струму в ланцюзі датчика моменту ДКШ в імпульсний частотно – модульований сигнал.

Перетворення струму в частоту виконано по методу подвійного інтегрування, що забезпечує максимальну стабільність коефіцієнта перетворення. Зазначений метод заснований на періодичному заряді вхідним струмом  $I_R$  і розряді різницею еталонного і вхідного  $I_{ET}$  струму за еталонний інтервал часу  $t_{ET}$  конденсатора активного інтегратора, при цьому в кожному циклі «заряд-розряд» на одному з двох виходів ПСЧ (у залежності від напрямку вхідного струму) формується імпульс.

При такому методі перетворення коефіцієнт перетворення  $K_{ПСЧ}$  визначається еталонним струмом і еталонним інтервалом

$$K_{ПСЧ} = \frac{1}{t_{ET} I_{ET}} \frac{R_{33}}{R_{33} + R_{37}} \quad (4.1)$$

ПСЧ складається з наступних функціональних вузлів:

- активного інтегратора, виконаного на складеному операційному підсилювачі DA9, DA11, конденсаторі C29 і резисторному дільнику R44, R45;
- компаратора DA14, DA17 і логічного пристрою DD1...DD10, призначених для керування ключами ДО3...ДО6;
- керованого джерела еталонного струму виконаного на мікросхемах DA8, DA12, DA16 і стабілітроні VD2;

- інтерватора струму DA19, VT6.

Принцип дії ПСЧ пояснюється тимчасовими діаграмами рис. 2.8

Вхідний струм проходить через прецизійний дільник R33, R37, при цьому частина струму  $I_{R37}$  надходить на вхід інтегратора і заряджає конденсатор C29. З виходу інтегратора лінійно змінювані напруги  $U_{ВИХ.ІНТ}$  надходить на компаратор DA14, DA17, де порівнюються з опорними напругами  $\pm U_{ЗП}$ . При  $|U_{ВИХ.ІНТ}| < |U_{ЗП}|$  ключ ДО5 відкритий, ключ ДО6 закритий логічним пристроєм і еталонний струм не надходить на вхід інтегратора, а замикається на загальний провід.

При  $|U_{ВИХ.ІНТ}| > |U_{ЗП}|$  ключ ДО5 закривається, ДО6 відкривається і струм  $I_{ЕТ} \approx 2I_R$  надходить на вхід інтегратора на протязі еталонного інтервалу часу  $t_{ЕТ}$ .

Напрямок струму  $I_{ЕТ}$ , що протікає через ключ ДО6, визначається станом ключів ДО3 і ДО4. Якщо вхідний струм  $2I_{R12}$  має негативне значення, напругу на виході інтегратора  $U_{ВИХ.ІНТ}$  має позитивне значення. При спрацьовуванні компаратора DA14 логічний пристрій закриває ключ ДО3 і відкриває ДО4. При такому стані ключів ДО3, ДО4 струм через резистор R84=0, отже, струм через резистор R85=0, тобто струм  $I_{ЕТ}$  позитивного значення надходить на вхід інтегратора в перебігу часу  $t_{ЕТ}$  і розряджає конденсатор 329. По закінченні інтервалу  $t_{ЕТ}$  стан ключів ДО5, ДО6 змінюється логічним пристроєм на протилежне, струм  $I_{ЕТ}$  через ключ ДО5 знову замикається на загальний провід і цикл «заряд-розряд» повторюється. При позитивному напрямку вхідного струму  $I_{R37}$  спрацьовує компаратор DA17, при цьому ключ ДО3 відкритий, ДО4 закритий і еталонний струм  $I_{ЕТ}$  позитивного напрямку протікає через резистор R84. При R84=R85 струм через резистор R85 дорівнює еталонному, але має



напрямок, протилежний вхідному струмові  $I_{R37}$  позитивного напрямку. Отже, після спрацьовування компаратора DA17 конденсатор 329 також заряджається протягом інтервалу  $t_{ET}$ . У кожному циклі «заряд-розряд» логічний формувачформує імпульс по Вих.1 при позитивному вхідному струмі або по Вих.2 при негативному вхідному струмі.

Для формування еталонного інтервалу  $t_{ET}$  використовується тактова частота  $f_{оп}$ .

Інтегратор виконаний на операційних підсилювачах DA9 140УД25 і DA11 544УД2 по двоканальній схемі з рівнобіжним високочастотним каналом, чим забезпечується мала напруга зсуву нуля  $U_{CM}$  і широка смуга перепускання для підвищення швидкодії.

Мале значення  $U_{CM}$  забезпечується мікросхемою DA9, що працює в області низьких частот. Мікросхема DA11 являє собою широкополосний суматор. Низькочастотна складова надходить на вхід, що не інвертує, DA11 через дільник R44, R45, а високочастотна складова надходить на інвертуємий вхід DA11 через розподільний конденсатор C27. Вхідний дільник R33, R37, виконаний на резисторах типу C2 – 29В с допуском 0.05% і забезпечує високу точність розподілення вхідного струму, конденсатор C29 типу ДО 10 – 43 має високий опір ізоляції, струм витоку <1ма, що складає <0.02% від вхідного струму  $I_{R37}$

Кероване джерело еталонного струму виконаний за принципом перетворювача «напруги-струму».

Живлення мікросхеми DA8 і прецизійного стабілітрона VD2 здійснюється стабілізованою вхідною напругою через баластовий резистор R31. Резистивний дільник R41, R42 забезпечує зниження опорної напруги в 5 разів, а ключами ДО1, ДО2 по команді ДО1/ДО2 виробляється вибір одної з двох опорних напруг, що надходять на повторювач DA12, VT15. Джерело струму виконане на мікросхемі DA15. При виконанні співвідношення:

$$\frac{R_{68}}{R_{75}} = \frac{R_{77}}{R_{78}}$$

вихідний струм джерела визначається формулою:

$$I_{ET} = \frac{U_{OP}}{R_{68}}$$

Таким чином, по команді К1/К2 струм  $I_{ET}$  може змінюватися в 5 разів, при цьому відповідно до формули (4.1) коефіцієнт передачі ПСЧ також змінюється в 5 разів.

Компаратор DA17, DA14 виконаний на мікросхемах 521 СА3, а ключі К1, К6 – на швидкодіючих аналогових ключах 590 КН13, що мають високу швидкість переключення й однаковий час включення і вимикання.

Інвертор струму DA19 виконаний на прецизійному операційному підсилювачі підвищеної швидкодії 140УД26.

Стабілітрон VD2 – є стабілітрон типу 2С 117П с малою температурною нестабільністю.

Логічний пристрій виконаний на j-k тригерах 1533 ТВ15, а вихідні формувачі – на транзисторних наборах типу 1НТ251А и 2ТС622А.

Принцип дії логічного пристрою пояснюється тимчасовими діаграмами рис.2.9. У вихідному стані тригери DD2 знаходяться стані «лог. 0», а тригер DD8 – у стані, визначеному попереднім циклом «заряд-розряд» (при позитивному  $I_{R37}$  «лог. 0», при негативному  $I_{BX}$  – «лог. 1»). Лічильник DD7 встановлений у нульовий стан сигналами «лог. 1» з виходів тригерів DD6, DD11, об'єднаними за схемою «І». Транзистори VT133, VT152 відкриті, VT151 і VT134 – закриті, що відповідає станові ключів: К5 - відкритий, К6 – закритий.

При спрацьовуванні одного з компараторів DA17 або DA14 на J вхід одного з тригерів DD2 надходить потенціал «лог. 1». По першому імпульсі тактової частоти  $f_{OP}$  відповідний тригер DD2 встановлюється в стан «лог.1», що забезпечує переключення або підтвердження попереднього стану тригера DD8,

другим імпульсом  $f_{оп}$  у стан, що відповідає напрямкові вхідного струму. Вихідні сигнали тригерів DD2 через схему «АБО» (DD31) надходить на К-вхід тригера DD6.1 і по другому імпульсі  $f_{оп}$  встановлюють тригер DD6 у стан 0, при цьому знімається сигнал установки в «лог. 0» лічильника DD7 і закриває транзистор VT133. Стан ключа К5 не змінюється, тому що вихідний потенціал формування К5 практично не змінюється.

По третьому імпульсі частоти  $f_{оп}$  тригер DD6.2 встановлюється в стан «лог. 1», тригер DD11.1 – у стан «лог. 0», транзистори VT151, VT133 відкриваються і стан ключів К5, К6 змінюється на протилежне, а лічильник DD7 починає відлік тривалості інтервалу  $t_{ET}$ . Четвертим імпульсом  $f_{оп}$  тригер DD11.2 встановлюється в стан «лог. 1», транзистор VT151 закривається, а ключ К6 не змінює свій стан. Десятий імпульс  $f_{оп}$  встановлює старший розряд лічильника DD7 (Вихід «8») у стан «лог. 1» і через інвертор DD57 вихідний сигнал лічильника DD7 встановлює тригери DD2, DD6.2 у стан «лог. 0», при цьому транзистор VT134 закривається, однак, вихідний потенціал формувача ФК6 не змінюється, тому що VT152 закритий. Формування еталонного імпульсу  $f_{ET}$  закінчується при надходженні одинадцятого імпульсу  $f_{оп}$ , коли тригер DD6.1 встановлюється в «лог.1», тригер DD11.2 – у «лог.0», при цьому транзистори VT133, VT152 відкриваються, що відповідає переходові ключа К5 у відкритий стан, а К6 – у закритим.

Дванадцятим імпульсом частоти  $f_{оп}$  закінчується перехід логічного пристрою у вихідний стан, коли тригер DD11.1 закривається, лічильник DD7 встановлюється по всіх розрядах у «лог.0».

Вихідний імпульс ПСЧ формується схемою «І» DD10 при наявності «лог.1» у старшому розряді лічильника DD7 на відповідному виході відповідно до стану тригера DD8.

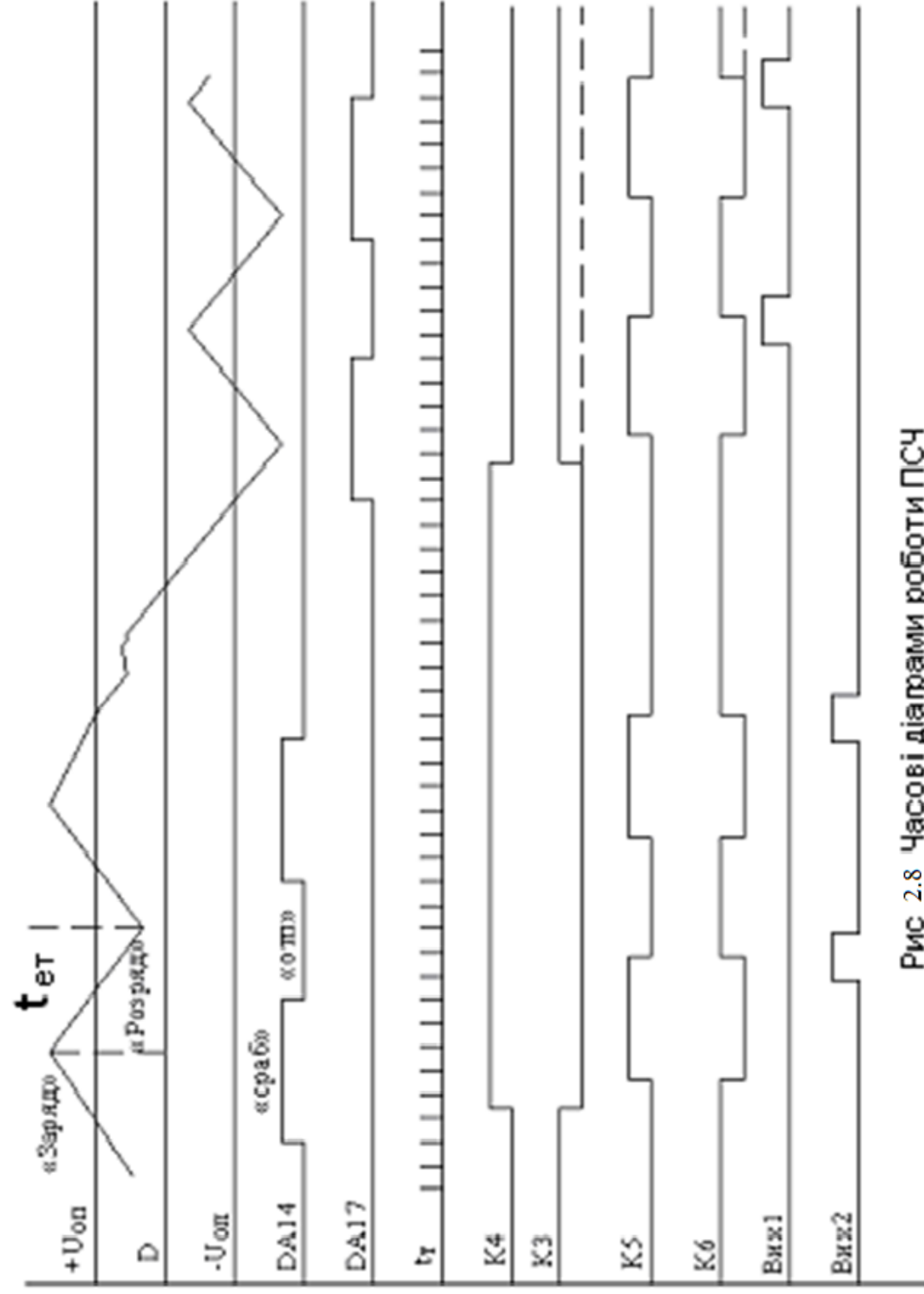


Рис 2.8 Часові діаграми роботи ПСЧ

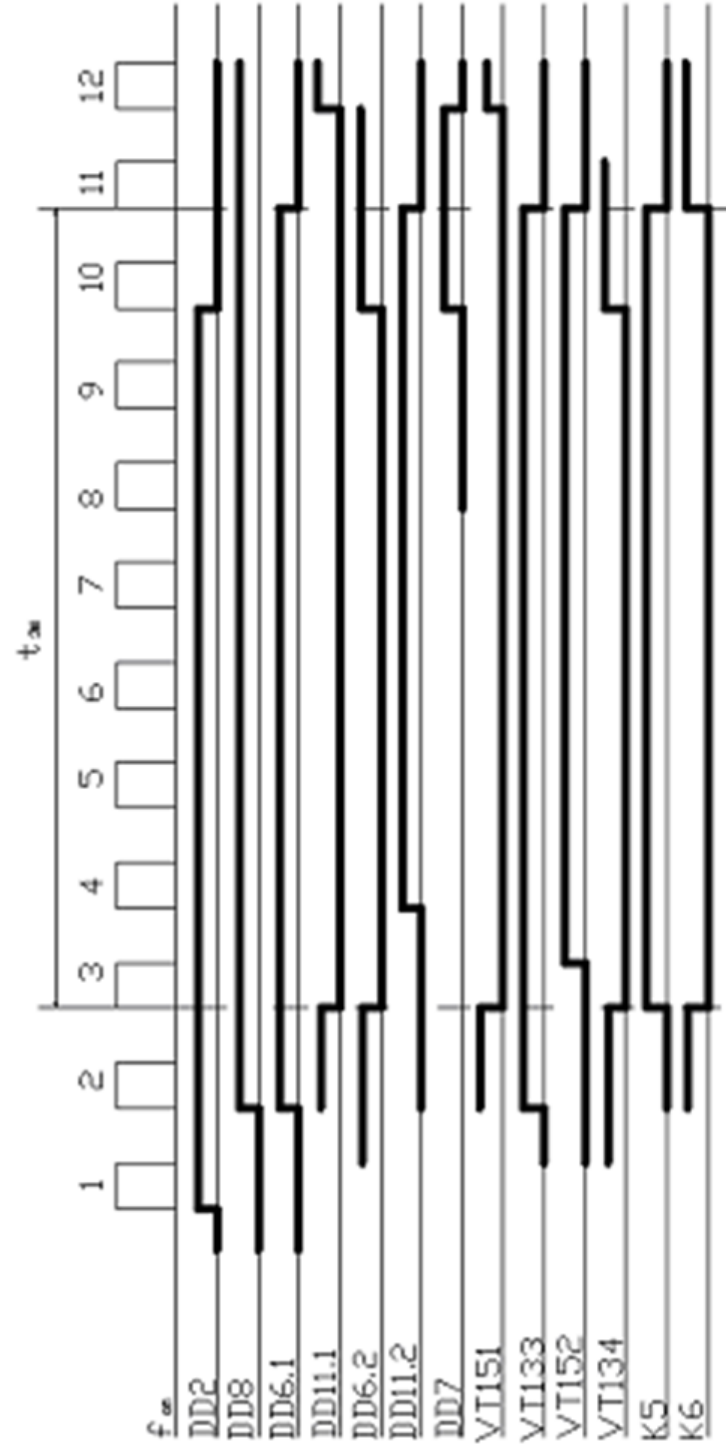


Рис 2.9 Діаграма роботи логічного пристрою

## 2.2.4 Визначення обертаючого момента в'язкого тертя рідини

Точність поплавкових гіроскопічних приладів визначається силами і моментами, що викликають обертання поплавка навколо повздовжньої осі. Причини виникнення вищевказаних сил і моментів можуть бути всілякі. У даній роботі з заданого руху осі поплавка знаходиться рух підтримуючого шару рідини, що робить через сили грузлого тертя моментний вплив на поплавок чутливий елемент.

Розглянемо таку постановку задачі:

Циліндр нескінченної довжини радіуса  $R$  розміщений в циліндричну камеру радіуса  $R'$ . У зазорі між циліндрами знаходиться нестислива рідина в'язкості  $\mu$ , і щільності  $\rho$ . Внутрішній циліндр може обертатися навколо осі  $O$ . Відстань між осями циліндрів дорівнює  $e$ , що визначає ексцентриситет системи, і різниця  $\varepsilon = R' - R$  передбачаються дуже малими в порівнянні з радіусами окружностей  $R$  і  $R' > R$ , тобто  $e \ll R$  і  $\varepsilon \ll R$ . Кінематичну в'язкість  $\mu$  рідини беремо велику, а швидкість  $v$  переміщення рідини — малу, так що число Рейнолдса

$$Re = \frac{\rho \varepsilon v}{\eta} \ll 1.$$
 В якості характерного розміру для числа Рейнолдса вибираємо

добуток  $\rho \varepsilon$ .

Потрібно визначити обертання внутрішнього циліндра, якщо рух його осі задано. Заданий рух осі циліндра може бути, наприклад, змушеними коливаннями поплавкового чуттєвого елемента, обумовленими вібраціями, які знаходяться у середині поплавка ротора електродвигуна.

Поставлена вище задача математично близька до гідродинамічної теорії змащення. Відмінність полягає в тому, що в теорії змащення задається примусове обертання внутрішнього циліндра, а його вісь утримується нерухомо і завдання полягає в обчисленні сил і моментів, що діють на обертовий

циліндр. Однак диференціальні рівняння і метод рішення можна використовувати ті ж.

Уведемо полярну систему координат що дорівнює  $r, \varphi$ , зв'язану з центром внутрішнього циліндра. Компоненти швидкості руху рідини позначимо через  $v_r$  і  $v_\varphi$ . Тоді рівняння Стокса руху рідини можуть бути представлені у виді

$$\mu \frac{\partial^2 v_\varphi}{\partial \zeta^2} = \frac{1}{R} \frac{\partial P}{\partial \varphi}, \quad \frac{\partial v_r}{\partial \zeta} + \frac{1}{R} \frac{\partial v_\varphi}{\partial \varphi} = 0, \quad \frac{\partial P}{\partial \zeta} = 0 \quad (1)$$

де змінна  $\zeta = r - R$  змінюється в інтервалі  $0 \leq \zeta \leq h$ , де  $h$  - місцева товщина зазору між циліндрами. При накладених вище обмеженнях на малість величин  $e$  і  $\varepsilon$  можна вважати, що ексцентриситет  $e = e(t)$  — відома функція часу, тоді для місцевої товщини зазору з прийнятої точністю будемо мати:

$$h = \varepsilon - e(t) \cos \varphi = \varepsilon [1 - \lambda(t) \cos \varphi] = h(t, \varphi)$$

де  $\lambda(t) = \frac{e(t)}{\varepsilon}$  - відносний ексцентриситет.

На відміну від задачі теорії змащення, де  $h = h(\varphi)$  розв'язувана задача через залежність зазору ще і від часу ( $h = h(t, \varphi)$ ) є нестационарною, однак відсутність в рівняннях Стокса похідних за часом дозволяє застосувати методи рішення стаціонарної задачі. Час, як параметр, ввійде в рівняння (1) через крайові умови, які мають вигляд:

$$\text{при } \zeta = h(t, \varphi) \quad v_\varphi = v_r = 0 \quad (2)$$

$$\text{при } \zeta = 0 \quad v_r = \frac{\partial h}{\partial t} \quad (3)$$

$$v_\varphi = V \quad (4)$$

В умові (3) похідна  $\frac{\partial h}{\partial t}$  вважається відомою, а у в умові (4) функція  $V$  підлягає визначенню. Функція  $P$  задовольняє умові періодичності розподілу тиску

$$P(\varphi + 2\pi) = P(\varphi)$$

Перше з рівнянь (1) можна проінтегрувати два рази по  $\zeta$ :

$$v_\varphi = \frac{1}{2\mu R} \frac{\partial P}{\partial \varphi} \zeta^2 + C_1(\varphi, t)\zeta + C_2(\varphi, t) \quad (5)$$

Крайова умова (4) визначає  $C_2$ :

$$C_2 = v.$$

Функція  $C_1$ , визначається з умови (2):

$$0 = \frac{1}{2\mu R} \frac{\partial P}{\partial \varphi} h^2 + C_1 h + v,$$

$$C_1 = -\frac{v}{h} - \frac{h}{2\mu R} \frac{\partial P}{\partial \varphi}.$$

Отже

$$v_\varphi = \frac{1}{2\mu R} \frac{\partial P}{\partial \varphi} (\zeta - h)\zeta + v \left(1 - \frac{\zeta}{h}\right) \quad (6) \text{ Перейдемо до середнього по}$$

перетині зазору  $h$  швидкості  $\bar{v}_\varphi$ , визначив її як

$$\bar{v}_\varphi = \frac{1}{h} \int_0^h v_\varphi d\zeta = \frac{v}{2} - \frac{h^2}{12\mu R} \frac{\partial P}{\partial \varphi} \quad (7)$$

Проінтегруємо по  $\zeta$  друге з рівнянь (1). З обліком крайових умов (2) і (3) і умов нерухомості в радіальному напрямку і непроникності обох твердих стінок ( $v_r = 0$  при  $\zeta = 0$  й  $\zeta = h$ ) одержимо

$$R \frac{\partial h}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial \varphi} \int_0^h v_\varphi d\zeta = \frac{\partial \left( h \bar{v}_\varphi \right)}{\partial \varphi} \quad (8) \text{ Отримана формула (8)}$$

визначає відмінність розв'язуваної задачі від відомої задачі класичної теорії



зміщення, у якій виконується умова збереження секундної об'ємної витрати рідини через будь-який перетин зазору:

$$\frac{\partial}{\partial \varphi} \left( h \bar{v}_\varphi \right) = 0, \quad h v_e = Q = \text{const}$$

Проінтегруємо рівняння (8) по  $\varphi$ :

$$h \bar{v}_\varphi = R \int_0^\varphi \frac{\partial \varphi}{\partial t} \partial \varphi = R \frac{\partial}{\partial t} \int_0^\varphi h d\varphi + f(t)$$

Позначимо 
$$\int_0^\varphi h d\varphi = H(\varphi, t)$$

Тоді 
$$\bar{v}_\varphi(\varphi, t) = \frac{R}{h} \frac{\partial H}{\partial t} + \frac{f}{h} \quad (9)$$

Підставимо(9) і (7):

$$\frac{v}{2} - \frac{h^2}{12\mu R} \frac{\partial P}{\partial \varphi} = \frac{R}{h} \frac{\partial H}{\partial t} + \frac{f}{h}$$

Звідси 
$$\frac{\partial P}{\partial \varphi} = \frac{6\mu R v}{h^2} - \frac{12\mu R^2}{h^3} \frac{\partial H}{\partial t} - \frac{12\mu R f}{h^3} \quad (10)$$

З огляду на те, що  $v = v_{\varphi \zeta=0}$  не залежить від кута  $\varphi$ , про інтегруємо (10) по  $\varphi$  і знайдемо тиск  $P$ :

$$P(\varphi, t) = 6\mu R v \int_0^\varphi \frac{d\varphi}{h^2} - 12\mu R^2 \int_0^\varphi \frac{\partial H}{\partial t} \frac{\partial \varphi}{h^3} - 12\mu R f \int_0^\varphi \frac{d\varphi}{h^3} + C \quad (11)$$

Тиск визначається з точністю до адитивної константи, тому постійну інтегрування  $C$  можна покласти рівної нулю. Скориставшись приведеним раніше властивістю періодичності функції  $P$ , і вважаючи, наприклад,  $P=0$  при

$\varphi=0$ , одержимо

$$v \int_0^{2\pi} \frac{d\varphi}{h^2} = 2R \int_0^{2\pi} \frac{\partial H}{\partial t} \frac{\partial \varphi}{h^3} + 2f \int_0^{2\pi} \frac{d\varphi}{h^3} \quad (12)$$

Виключивши з рівнянь ( 1 1 ) і (12) невідому функцію  $f(t)$ , знаходимо тиск  $P$ :

$$P(\varphi, t) = 6\mu R v \int_0^\varphi \frac{d\varphi}{h^2} - 12\mu R^2 \int_0^\varphi \frac{\partial H}{\partial t} \frac{\partial \varphi}{h^3} + \left[ \frac{12\mu R^2 \int_0^{2\pi} \frac{\partial H}{\partial t} \frac{\partial \varphi}{h^3}}{\int_0^{2\pi} \frac{d\varphi}{h^3}} - \frac{6\mu R v \int_0^{2\pi} \frac{d\varphi}{h^2}}{\int_0^{2\pi} \frac{d\varphi}{h^3}} \right] \int_0^\varphi \frac{d\varphi}{h^3} \quad (13)$$

Введемо в розгляд інтегральні функції виду:

$$S_n = \varepsilon^n \int_0^\varphi \frac{d\varphi}{h^n} = \int_0^\varphi \frac{d\varphi}{(1 - \lambda(t) \cos \varphi)^n} \quad (n = 1, 2, 3),$$

які в розглянутій задачі залежать не тільки від кута  $\varphi$ , но і від часу  $t$  через

$\lambda(t) = \frac{e(t)}{\varepsilon}$ . Тоді функція  $f(t)$  може бути записана у вигляді:

$$f(t) = \frac{\varepsilon v S_2(2\pi, \lambda)}{2S_3(2\pi, \lambda)} - \frac{\varepsilon^3 R \int_0^{2\pi} \frac{\partial H}{\partial t} \frac{\partial \varphi}{h^3}}{S_3(2\pi, \lambda)} \quad (14)$$

Помітимо, що якщо внутрішній циліндр здійснює плоскі коливання, коли функція  $h(\varphi, t)$  має вигляд  $h = \varepsilon[1 - \lambda(t) \cos \varphi]$ , тоді похідна  $\frac{\partial H}{\partial t}$ , буде

антисиметричною функцією і інтеграл  $\int_0^{2\pi} \frac{\partial H}{\partial t} \frac{\partial \varphi}{h^3} = 0$ .

Якщо ж внутрішній циліндр наряду з поступальним рухом має кутовий рух з кутовою швидкістю  $\omega$  (випадок прецесії для гіроскопічного по плавкового чуттєвого елемента), то місцева товщина зазору  $h = \varepsilon[1 - \lambda(t) \cos(\varphi - \omega t)]$ .

При цьому  $\frac{\partial H}{\partial t}$  виявляється тієї ж парності, що і  $h$  і інтеграл  $\int_0^{2\pi} \frac{\partial H}{\partial t} \frac{\partial \varphi}{h^3}$  відмінний від нуля.

Запишемо значення  $\frac{\partial P}{\partial \varphi}$ , виключивши  $f(t)$  за допомогою (14):

$$\frac{\partial P}{\partial \varphi} = \frac{6\mu R v}{h^2} \left[ 1 - \frac{\varepsilon S_2(2\pi, \lambda)}{h S_3(2\pi, \lambda)} \right] - \frac{12\mu R^2}{h^3} \left[ \frac{\partial H}{\partial t} - \frac{\varepsilon^3 \int_0^{2\pi} \frac{\partial H}{\partial t} \frac{\partial \varphi}{h^3}}{S_3(2\pi, \lambda)} \right].$$

Вичислимо дотичну напругу в'язкого тертя в стінки поплавка

$$\tau = \mu \frac{\partial v_\varphi}{\partial \zeta} \Big|_{\zeta=0} = \mu C_1 = -\frac{v\mu}{h} - \frac{h}{2R} \frac{\partial P}{\partial \varphi} = -\frac{v\mu}{h} - \frac{3\mu v}{h} \left[ 1 - \frac{\varepsilon S_2(2\pi, \lambda)}{h S_3(2\pi, \lambda)} \right] + \frac{6\mu R}{h^2} \left[ \frac{\partial H}{\partial t} - \frac{\varepsilon^3 \int_0^{2\pi} \frac{\partial H}{\partial t} \frac{\partial \varphi}{h^3}}{S_3(2\pi, \lambda)} \right]$$

(15)

Віднесений до одиниці довжини внутрішнього циліндра обертовий момент підтримуючої рідини визначається інтегралом

$$M = \int_0^{2\pi} \tau R^2 d\varphi = -\frac{4\mu v R^2 S_1}{\varepsilon} + \frac{3\mu v R^2 S_2^2(2\pi, \lambda)}{\varepsilon S_3(2\pi, \lambda)} + 6\mu R^3 \int_0^{2\pi} \left[ \frac{\partial H}{\partial t} - \frac{\varepsilon^3 \int_0^{2\pi} \frac{\partial H}{\partial t} \frac{\partial \varphi}{h^3}}{S_3(2\pi, \lambda)} \right] \frac{\partial \varphi}{h^2}$$

(16)

Для випадків нерухомої осі циліндра або його коливань в одній площині  $\frac{\partial H}{\partial t} = 0$  і момент визначається першими двома додатками що складають (16).

Таким чином, поперечні коливання внутрішнього циліндра в підтримуючому шарі рідини здатні привести до його повороту навколо повздовжньої осі.

### РОЗДІЛ 3

# ВИПРОБУВАННЯ ГІРОСКОПІЧНОГО ВИМІРЮВАЧА КУТОВОЇ ШВИДКОСТІ.

## 3.1 Особливості випробувань поплавкових гіроскопічних вимірювачів кута

В авіаційних системах навігації та орієнтації широко використовуються гіроскопічні вимірювачі. Слід зауважити, що інструментальна точність зазначених систем, в основному, залежить від точності гіроскопів, що входять до їх складу. Отже, розглянемо основні задачі випробувань гіроскопічних бортових вимірювачів. Основним критерієм їх якості є точність, яка визначається методичними та інструментальними похибками.

Методичні похибки гіроскопічних вимірювачів визначаються обраними принциповими електричним та кінематичними схемами та умовами польоту і не залежать від елементів, конструкції, матеріалів та технології виготовлення. Для більшості методичних похибок їх проектна оцінка може бути виконана на будь-якій стадії проектування з достатньою точністю.

У той же час відхід гіроскопічних вимірювачів, зумовлений інструментальними дрейфами гіроскопів, погано піддаються точному описуванню та розрахункам і можуть бути визначені лише в процесі випробувань. Головною задачею дослідницьких випробувань гіроскопічних вимірювачів є визначення інструментальних дрейфів при заданих зовнішніх впливах. Окремою задачею, хоча і пов'язаною із вимірюваннями інструментальних дрейфів, є задача експериментального визначення статичних характеристик і параметрів гіроскопічних вимірювачів. Оцінка динамічних властивостей гіроскопічних вимірювачів включає експериментальне дослідження їхніх вихідних сигналів при стандартних вхідних сигналах, наприклад у вигляді одиничного стрибка або одиничної гармоніки. Отже, дослідницькі випробування гіроскопічних вимірювачів поділяються на випробування на дрейф, статичні випробування та динамічні випробування.

Розглянемо особливості випробувань гіроскопічних вимірювачів на прикладі двоступеневих гіроскопічних вимірювачів, які широко застосовуються в авіаційних системах як основні вимірювачі кутової швидкості в інерціальному просторі.

Взагалі двоступеневі гіроскопічні вимірювачі авіаційного призначення можна розділити на такі типи:

- 1) вимірювачі кутової швидкості пілотажного класу;
- 2) вимірювачі кутової швидкості навігаційного класу;
- 3) інтегруючі гіроскопи, призначені для роботи в контурах гіростабілізації систем орієнтації та навігації.

Гіроскопічні вимірювачі пілотажного класу призначені для вимірювання швидкостей змінювання кутів курсу, крену і тангажа. Гіроскопічні вимірювачі навігаційного класу призначені для вимірювання кутових швидкостей навігаційного тригранника. Вихідні сигнали таких вимірювачів піддаються в бортових навігаційних системах складній математичній обробці, у тому числі інтегруванню. При цьому здійснюється накопичення похибок навігаційних систем, зумовлених інструментальними дрейфами. Внаслідок цього вимоги до точності та стабільності, які ставляться до гіроскопічних вимірювачів навігаційного класу, є надзвичайно високими. Інтегруючі гіроскопи призначені для роботи в контурах гіростабілізаторів систем орієнтації і навігації. Особливістю вимірювачів цього типу є компенсування гіроскопічного моменту не моментом зворотного зв'язку, а контуром розвантаження платформи гіростабілізатора.

Для визначеності будемо розглядати гіроскопічні вимірювачі поплавкового типу із традиційним складом функціональних елементів, а саме: гіровузла, датчика кута, датчика моменту та демпфера. У поплавкових гіровузлах рамка виконується у вигляді мініатюрного поплавка, який підтримується рідиною із значною щільністю, що забезпечує розвантаження підшипників, а також часткове демпфірування за рахунок сил в'язкого тертя. При цьому збільшується

стійкість гіроскопа до зовнішніх впливів, тобто лінійних, вібраційних та ударних навантажень. У поплавкових вимірювачах кутової швидкості використовується схема зворотного зв'язку за моментом, або так звана "електрична пружина", яка забезпечує лінійну залежність між кутом та моментом.

За вихідну математичну модель гіроскопічних вимірювачів першого типу приймемо диференціальне рівняння руху його рамки

$$I\ddot{\beta} + k_{\Gamma}\dot{\beta} + c_{\beta}\beta = \omega_y H \cos \beta - \omega_z H \sin \beta + I\dot{\omega}_x - M_{\Delta} \quad (6.1.)$$

де  $I$  - момент інерції рухомої частини гіровузла;  $K_{\Gamma}$  - коефіцієнт демпфірування;  $C_{\beta}$  - жорсткість пружини вимірювача;  $\beta$  - кут повороту рамки;  $\omega_x, \omega_y, \omega_z$  - проекції кутової швидкості обертання основи на осі гіроскопа;  $H$  - кінетичний момент ротора;  $M_{\Delta}$  - момент, зумовлений інструментальними дрейфами, тобто недосконалістю конструктивних рішень і технології виготовлення та зовнішніми впливами.

Наявність у двоступеневих гіроскопічних вимірювачів двох додаткових входів за поперечною кутовою швидкістю  $\omega_z$  та кутовим прискоренням  $\omega_x$  є важливою обставиною, яку необхідно враховувати під час організації дослідницьких випробувань. Кутові швидкості, що задаються в процесі випробувань, мають бути за можливістю точно спрямовані за вхідною віссю  $y$ , а відповідне випробувальне обладнання - забезпечувати високу точність та стабільність орієнтації у просторі.

Перейдемо до розгляду моделі гіроскопічного вимірювача другого типу. Рух рамки двоступеневого гіроскопічного вимірювача, який працює в режимі зворотного зв'язку за моментом, може бути описаний системою двох рівнянь

$$I\ddot{\beta} + k_{\Gamma}\dot{\beta} = \omega_y H \sin \beta + I\dot{\omega}_x - M_{\Delta} - k_M I_{3.3}; \quad (6.2.)$$

$$T_2 \dot{I}_{3.3} + I_{3.3} = k_D k_{II} (T_1 \dot{\beta} + \beta),$$

де  $k_D, k_{II}, k_M$  - коефіцієнти передачі відповідно датчика кута, підсилювача та датчика моменту;  $I_{3.3}$  - струм зворотного зв'язку, тобто струм на виході

підсилювача, який поступає на обмотки управління датчика моменту;  $T_1, T_2$  - сталі часу фільтра корекції ланцюга зворотного зв'язку.

Модель гіроскопічного вимірювача третього типу (інтегруючого гіроскопа), що знаходиться зовні контура розвантаження, тобто без зворотного зв'язку за швидкістю, має вигляд

$$I\ddot{\beta} + k_r \dot{\beta} = \omega_y H \cos \beta - \omega_z H \sin \beta + I\dot{\omega}_x - M_\Delta. \quad (6.3)$$

Розглянуті моделі двоступеневих гіроскопічних вимірювачів використовують для оцінки їхніх статичних та динамічних характеристик, а визначення цих характеристик експериментальними методами являє собою задачу дослідницьких випробувань.

В усіх наведених моделях (6.1)...(6.3) присутні складові, зумовлені інструментальними дрейфами. При побудуванні математичних моделей інструментальних дрейфів двоступеневих гіроскопічних вимірювачів перехідні процеси можна не враховувати внаслідок їхньої відносно невеликої тривалості. Відходи, які виникають у цих режимах, вносять незначний вклад до сумарного відходу системи. Це дозволяє в рівняннях (6.1)...(6.3) знехтувати доданками, пропорційними похідним кута повороту рамки та отримати прості алгебраїчні співвідношення для визначення інструментальних дрейфів.

Отже, виходячи з рівнянь (6.1)...(6.3), можна отримати такі співвідношення для знаходження інструментальних дрейфів:

$$M_\Delta = \omega_y H - c_B \beta; \quad (6.4)$$

$$M_\Delta = \omega_y H - k_M I_{3.3}; \quad (6.5)$$

$$M_\Delta = \omega_y H. \quad (6.6)$$

Поділивши (6.4)...(6.6) на кінетичний момент  $H$  та позначивши інструментальний дрейф як  $\dot{\alpha}_\Delta$ , відповідно отримаємо:

$$\dot{\alpha}_\Delta = \omega_y \frac{C_B}{H} \beta; \quad (6.7)$$

$$\dot{\alpha}_{\Delta} = \omega_y - \frac{k_M}{H} I_{3.3}; \quad (6.8)$$

$$\dot{\alpha}_{\Delta} = \omega_y = \omega_{ОСН} - \omega_{П}, \quad (6.9)$$

де  $\omega_{ОСН}$  - кутова швидкість основи;  $\omega_{П}$  - кутова швидкість гіростабілізованої платформи.

Отже, інструментальні дрейфи визначаються як різниця між вхідною кутовою швидкістю і вихідним сигналом гіроскопічного вимірювача, який у цих формулах відповідає одиницям вимірювання кутової швидкості. Відомо, що за своїми величинами інструментальні дрейфи є багато меншими за можливі значення вхідної кутової швидкості. У відповідності з формулами (6.7)...(6.9) інструментальні дрейфи визначаються як мала різниця двох великих величин однакового порядку. Звідси виходить, що експеримент щодо їх визначення потребує особливої точності завдання вхідної кутової швидкості та вимірювання вихідних сигналів.

Теоретичні дослідження та випробування гіроскопічних вимірювачів свідчать про залежність інструментальних дрейфів від зовнішніх впливів, в першу чергу - лінійних та вібраційних.

### 3.2 Дослідницькі випробування гіроскопічних вимірювачів в режимі зворотного зв'язку за моментом

При випробуваннях в режимі зворотного зв'язку за моментом гіроскопічний вимірювач розміщується на поворотній платформі випробувального стенда, нормаль до площини якої орієнтується за віссю добового обертання Землі  $e_3$ . Структурна схема таких дослідницьких випробувань показана на рис. 3.1.

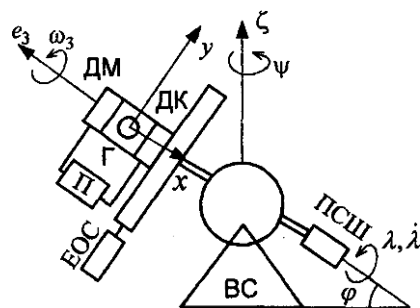




Рис 3.1. Структурна схема випробувань у режимі зворотного зв'язку за моментом

Платформа може бути задана довільна орієнтація у просторі за допомогою поворотів навколо вертикальної та горизонтальної осей та осі, нормальної до її площини, відповідно на кути  $\psi, \varphi, \lambda$ . Повороти платформи на дискретні кути, які вимірюються за допомогою електронної оптичної системи, можуть здійснюватися ручним способом. Якщо методикою випробувань передбачається безперервне обертання платформи навколо нормалі до її площини, то повороти на кути  $\lambda$  можуть здійснюватися за допомогою приводу стабільної швидкості. Вихідний сигнал гіроскопічного вимірювача, який знімається з його датчика кута, після підсилення надходить до датчика моменту, який врівноважує суму "інструментального" та гіроскопічного моментів, спрямованих за вихідною віссю гіроскопа.

Відповідно до схеми рис. 3.1 гіроскопічний вимірювач є орієнтованим у просторі таким чином, що проекції кутових швидкостей обертання Землі  $\omega_3$  та обертання платформи стенда  $\lambda$  на його вхідну вісь  $y$ , а, відповідно, і вхідна кутова швидкість  $\omega_y$  дорівнюють нулю. У цьому випадку струм зворотного зв'язку  $I_{3,3}$  відповідно до виразу (6.8) за умови заданого розташування гіроскопічного вимірювача у полі сил тяжіння визначається лише інструментальними дрейфами.

Обертання платформи відносно осі  $e_3$  змінює орієнтацію гіроскопічного вимірювача відносно вертикалі місця  $\zeta$  за якою спрямоване прискорення вільного падіння  $g$ . Відповідно змінюються осьові навантаження та струм зворотного зв'язку. Кут повороту рухомої частини гіроскопічного вимірювача

навколо вихідної осі внаслідок наявності зворотного зв'язку залишається зневажливо малим.

Для визначення складових власної швидкості прецесії поворотній платформі випробувального стенда передається кутова швидкість  $\dot{\lambda}$ , яка забезпечує роботу гіроскопічного вимірювача та стендового обладнання у стаціонарному режимі при змінюваних осьових навантаженнях. Зазвичай, значення  $\dot{\lambda}$  не перевищує десятикратного значення кутової швидкості Землі.

Дослідницькі випробування гіроскопічних вимірювачів у відповідності із поданою методикою навіть за умови  $\dot{\lambda}_3 = 10\omega_3$  для отримання необхідних обсягів вимірювальної інформації проводяться протягом шести годин.

У багатьох випадках виникає потреба провести серію випробувань тих самих або різних гіроскопічних вимірювачів, наприклад, після їх випробувань на вплив зовнішніх факторів та при змінюванні схемно-технічних або конструктивних рішень у процесі відпрацювання. У цих випадках вимірювання вихідної кутової швидкості, тобто струму зворотного зв'язку, можуть здійснюватись при поворотах платформи випробувального стенда на фіксовані кути  $\lambda_{II}$ . Послідовно повертаючи платформу випробувального стенда з постійним кроком  $\Delta\lambda$  і витримуючи гіроскопічний вимірювач протягом деякого часу при кожному значенні кута  $\lambda_{II}$ , можна отримати достатньо інформації для обчислення як регулярних, так і випадкових складових дрейфів.

Математичні моделі дрейфів можна значно спростити завдаючи різних варіантів орієнтації гіроскопічного вимірювача у полі сил тяжіння, що дозволяє звести до нуля одно або два осьових навантаження. Наприклад, для орієнтації гіроскопічного вимірювача та поворотної платформи випробувального стенда, поданої на рис.3. 2, а, до нуля зводяться навантаження  $n_y, n_z$ .

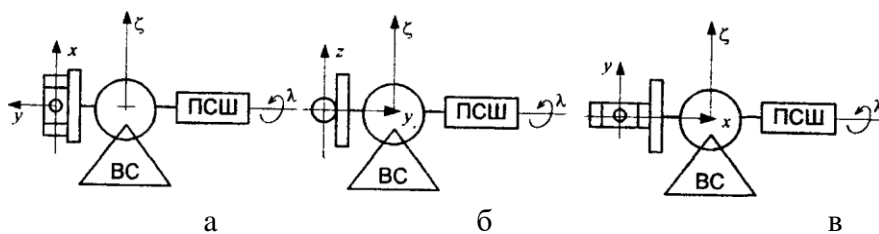


Рис.3. 2. Різні варіанти орієнтації гіроскопічного вимірювача та поворотної установки

Вимірюючи вихідну кутову швидкість, тобто струм зворотного зв'язку, при двох положеннях осі  $x$ , а саме вертикально вгору  $\dot{\alpha}_{\Delta}^{\uparrow}$  та вертикально донизу  $\dot{\alpha}_{\Delta}^{\downarrow}$  і використовуючи модель інструментальних дрейфів, можна отримати спрощені вирази для визначення інструментальних дрейфів:

$$\dot{\alpha}_{\Delta}^{\uparrow} = \dot{\alpha}_0 + \dot{\alpha}_x; \quad \dot{\alpha}_{\Delta}^{\downarrow} = \dot{\alpha}_0 - \dot{\alpha}_x. \quad (6.10)$$

На підставі виразу (6.10) можна отримати рівняння, які визначають нульову  $\dot{\alpha}_0$  та першу  $\dot{\alpha}_x$  складові власної швидкості прецесії:

$$\dot{\alpha}_0 = \frac{1}{2}(\dot{\alpha}_{\Delta}^{\uparrow} + \dot{\alpha}_{\Delta}^{\downarrow}); \quad \dot{\alpha}_x = \frac{1}{2}(\dot{\alpha}_{\Delta}^{\uparrow} - \dot{\alpha}_{\Delta}^{\downarrow}).$$

На рис.3.2( б, в) показано орієнтацію гіроскопічного вимірювача та поворотної платформи випробувального стенда, які призводять до обнулення навантажень  $n_x = n_y = 0$ ,  $n_x = n_z = 0$  та доспрощених виразів для визначення інструментальних дрейфів.

Очевидно, що обираючи нові варіанти орієнтації гіроскопа у полі сил тяжіння, можна задавати різні варіанти обнулення осьових навантажень та визначати всі складові швидкості прецесії.

### **3.3 Дослідницькі випробування гіроскопічних вимірювачів в режимі зворотного зв'язку за кутовою швидкістю.**

Принципова відмінність інтегруючих гіроскопів полягає у тому, що урівноваження гіроскопічного моменту, що виникає під час обертання основи з деякою кутовою швидкістю, здійснюється не за рахунок моменту, що створюється в контурі зворотного зв'язку, а контуром розвантаження

гіростабілізованої платформи, на якій встановлюється вимірювач і яку він "обслуговує". Це призводить до того, що в усталеному режимі кут повороту рухомої частини за умови достатньо великого коефіцієнта підсилення залишається вкрай малим та постійним, а гіроскопічний вимірювач - незмінно орієнтованим у інерціальному просторі. Такий режим роботи називають режимом просторової стабілізації.

Структурна схема випробувань у режимі зворотного зв'язку за кутовою швидкістю показана на рис.3.3.

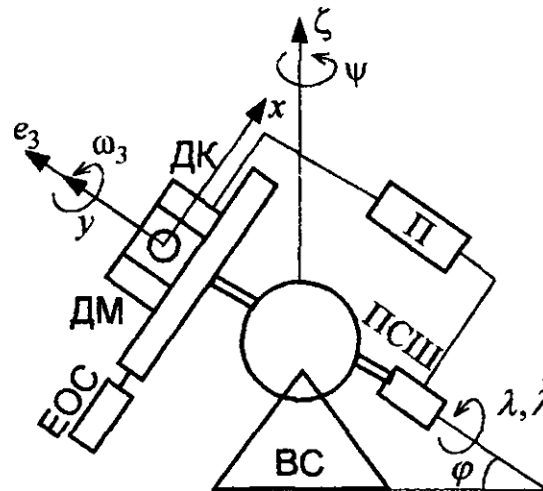


Рис. 3.3. Структурна схема випробувань у режимі зворотного зв'язку за кутовою швидкістю

У процесі випробувань гіроскопічний вимірювач, який працює в режимі зворотного зв'язку за кутовою швидкістю, орієнтується разом із поворотною платформою випробувального стенда таким чином, щоби його вхідна вісь збігалася з віссю добового обертання Землі.

У цьому випадку він повністю сприймає кутову швидкість  $\omega_3$ .

Компенсуюча швидкість обертання стенда  $\dot{\lambda}$  спрямована за негативним напрямком осі  $e_3$ . Ця швидкість забезпечується контуром розвантаження та

двигуном привода стабільної швидкості і може з великою точністю вимірюватись електронно-оптичними системами.

Оскільки вхідна кутова швидкість  $\omega_y$  для заданої орієнтації гіроскопа створюється кутовими швидкостями добового обертання Землі і відносного обертання поворотної платформи випробувального стенда, алгебраїчна сума цих величин в усталеному режимі, тобто при  $\beta = 0$ , дорівнює інструментальному дрейфу гіроскопа. Отже, для визначення останнього необхідно лише провести вимірювання кутової швидкості  $\dot{\lambda}$ . Тоді інструментальний дрейф визначиться як  $\dot{\alpha}_\Delta = \omega_3 - \dot{\lambda}$ . У результаті випробувань визначається масив миттєвих швидкостей інструментального дрейфу залежно від кроку повороту платформи випробувального стенда.

Слід зауважити, що повний цикл випробувань гіроскопа в режимі зворотного зв'язку за кутовою швидкістю займає біля двох діб, оскільки вхідною кутовою швидкістю є швидкість добового обертання Землі.

### **3.4 Випробування на лінійні прискорення**

Гіроскопічні вимірювачі можуть використовуватись на рухомих об'єктах в умовах значних лінійних прискорень. Для оцінки їхньої працездатності та інструментальних дрейфів за цих умов проводяться дослідницькі випробування на випробувальних візках та центрифугах.

Випробувальний візок являє собою апарат, який приводиться до руху реактивним двигуном та рухається по спеціальній колії. Наприкінці шляху колія уходить під неглибокий шар води, в якому під дією гідродинамічних сил опору швидкість візка гаситься при вимкненому двигуні. Зрозуміло, що таке високовартісне випробувальне обладнання може знаходитись лише на спеціальних випробувальних полігонах. У процесі досліджень за допомогою випробувального візка можна задавати та з високою точністю вимірювати

подовжні прискорення, тобто навантаження, які виникають у процесі його розгону та гальмування.

Більш доступними є дослідницькі випробування на центрифугах. На цих стендах прискорення створюються за рахунок відносно швидкого обертання плеча центрифуги навколо вертикальної власної осі. Це обертання здійснюється двигуном стабільної та регульованої швидкості. Міняючи швидкість обертання та розташування досліджуваного гіроскопічного вимірювача на плечі центрифуги, можна задавати відцентрові прискорення у великому діапазоні.

Випробування гіроскопічних вимірювачів за допомогою центрифуг дещо ускладнюється наявністю значної кутової швидкості власного обертання центрифуги. Якщо гіроскопічний вимірювач орієнтовано на випробувальній платформі центрифуги так, що його вхідна вісь є паралельною осі обертання центрифуги, то на вхід вимірювача буде поступати кутова швидкість центрифуги, значно вища за інструментальні дрейфи, які підлягають експериментальному визначенню. Здійснення вимірювань за таких умов є складною задачею. Слід зауважити, що навіть якщо гіроскопічний вимірювач орієнтовано так, щоби проекція кутової швидкості на вхідну вісь дорівнювала нулю, похибки та нестабільність орієнтації, наприклад, від вигину плеча центрифуги, зумовлюють появу деякого сигналу за вхідною віссю гіроскопічного вимірювача, що суттєво ускладнює вимірювання дрейфів. Структурна схема випробувань на лінійні прискорення за допомогою центрифуги показана на рис.3.4.

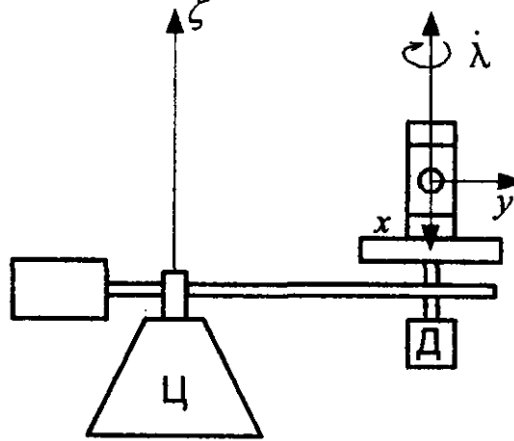


Рис. 3.4. Структурна схема випробувань за допомогою центрифуги

### 3.5 Заходи по забезпеченню дослідницьких випробувань.

Для організації експериментів щодо визначення інструментальних дрейфів похибки орієнтації гіроскопічних вимірювачів мають не перевищувати 0.1...0.5 . Для цього необхідно прийняти такі заходи.

1. Забезпечити монолітну та максимально жорстку конструкцію поворотного станда, забезпечивши точність його базових поверхонь та взаємного розташування осей обертання.

2. Створити для поворотного станда спеціальний фундамент, повністю ізольований від фундаменту та стін лабораторії, і, за можливості, в місці, вільному від транспортних та інших сейсмічних збурень ґрунту.

3. Забезпечити в дослідницькій лабораторії стерильність та стабільний мікроклімат з метою повного вилучення температурних деформацій конструктивних елементів станда та додаткових похибок гіроскопічних вимірювачів та вимірювальної апаратури.

4. Провести в лабораторному приміщенні вимірювання напрямків меридіана місця та осі обертання Землі та періодично здійснювати метрологічну перевірку цих напрямків.

### **3.6 Висновки до розділу 3**

У даному розділі розглянутий датчик кутової швидкості на базі поплавкового гіроскопа. Представлено кінематичну схему, описано принцип дії та основні особливості конструкції датчика кутової швидкості.

Складено математичну модель ДКШ з урахуванням і без урахування моменту сухого тертя, розрахований контур зворотного зв'язку, коефіцієнт динамічної в'язкості рідини, що демпфірує. Виконано оцінку похибок внаслідок дії перехресних кутових швидкості та прискорення.

Розглянуто принцип роботи й основні похибки перетворювача струм-частота та розроблено його електричну принципову схему.

Виконано оцінку технологічності датчика кутової швидкості.