



ДЕРЖАВНА СЛУЖБА  
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ  
ВЛАСНОСТІ  
УКРАЇНИ

УКРАЇНА

(19) UA

(11) 101747

(13) C2

(51) МПК

G01C 19/56 (2012.01)

## (12) ОПИС ДО ПАТЕНТУ НА ВІНАХІД

(21) Номер заявки:	а 2011 13301	(72) Винахідник(и):	Маляров Сергій Прокопович (UA), Цірук Віктор Григорович (UA), Ніколаєнко Алла Вікторівна (UA)
(22) Дата подання заявки:	11.11.2011	(73) Власник(и):	Маляров Сергій Прокопович, вул. Тимошенка, 15-г, кв. 187, м. Київ, 04212 (UA), Цірук Віктор Григорович, вул. П. Григоренка, 3-а, кв. 164, м. Київ, 02068 (UA), Ніколаєнко Алла Вікторівна, вул. М. Закревського, 37, кв. 239, м. Київ, 02217 (UA)
(24) Дата, з якої є чинними права на винахід:	25.04.2013	(56) Перелік документів, взятих до уваги експертизою:	US 6389897 B1, 21.05.2002. US 20080148847 A1, 26. 06.2008. US 20090260435 A1, 22.10.2009. US 7216525 B2, 15.05.2007. US 20070089509 A1, 26.04.2007. UA 95709 C2, 25.08.2011.
(41) Публікація відомостей про заявку:	10.04.2012, Бюл.№ 7		
(46) Публікація відомостей про видачу патенту:	25.04.2013, Бюл.№ 8		

## (54) ЦИФРОВИЙ КОРІОЛІСІВСЬКИЙ ВІБРАЦІЙНИЙ ГІРОСКОП

### (57) Реферат:

Винахід належить до датчиків кутової швидкості вібраційного типу. Цифровий коріолісівський вібраційний гіроскоп містить резонатор з електродами знімання та збудження, блок автопідстроювання частоти, блок стабілізації амплітуди коливань, блоки демодуляції і модуляції, а також блоки компенсації квадратурної та коріолісівської мод коливань і виміру кутової швидкості. Додатково вводяться смугові фільтри, електрично зв'язані з частотоміром, автогенератором та демодуляторами, центральні частоти цих фільтрів перебудовуються і є рівними або близькими резонансній частоті резонатора та мають незмінну смугу пропускання не менше  $2f_{\text{макс}}$ , де  $f_{\text{макс}}$  - максимальна частота зміни вимірюваної кутової швидкості, блок автогенератора, який працює впродовж часу  $\tau < t_o$ , де  $t_o$  - час виходу гіроскопа на режим виміру та електрично зв'язаний з перемикачем, перемикач, що вимикає блок автогенератора в момент часу  $\tau$  і включає блок автопідстроювання частоти, частотомір, що електрично зв'язаний з блоком автопідстроювання частоти, дискримінатор системи стабілізації амплітуди коливань, на який впродовж часу  $\tau$  подається сигнал, наростаючий від нуля або від малих значень амплітуд коливань до заданої амплітуди, що може змінюватися, блоки демодуляції, що реалізуються у вигляді згладжуючих фільтрів, електрично зв'язані з регуляторами, дискримінатором та блоком автопідстроювання частоти.

Винахід дозволяє збільшити точності виміру кутової швидкості при роботі на вібруючих та сильно вібруючих об'єктах.

UA 101747 C2

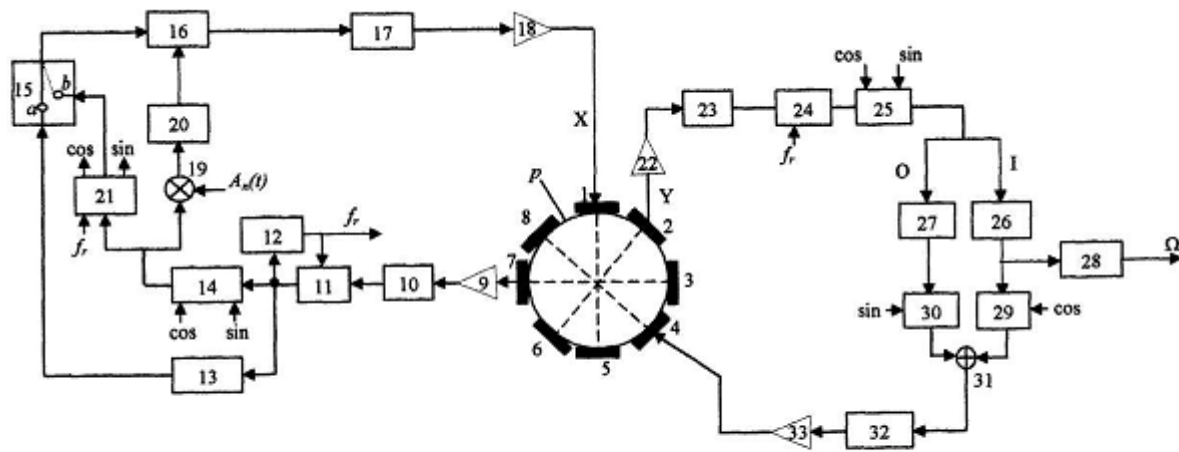


Fig. 1

Винахід належить до датчиків кутової швидкості вібраційного типу і може бути використаний для виміру кутових швидкостей і кутів повороту рухомих об'єктів.

Як відомо, у більшості застосувань гіроскопи працюють в умовах підвищеної і частоінтенсивної зовнішньої вібрації, що носить, в основному, випадковий характер. Аналіз стандартів на різні види рухомих об'єктів, як військового, так і цивільного призначення призводить до висновку, що гіроскопи повинні стійко працювати і забезпечувати необхідну точність виміру кутової швидкості при дії випадкової зовнішньої вібрації з рівномірним спектром частот в діапазоні від 20 Гц до 2000 Гц. Таким чином, випадкова вібрація відповідає визначенню "білого" шуму в цьому діапазоні. Випадкова амплітуда вібрацій, визначувана як середньоквадратичне відхилення (СКО) від середнього значення та, вимірювана в одиницях прискорення вільного падіння  $g$  ( $g=9.8 \text{ м/с}^2$ ) для різних об'єктів коливається від 2-3g до 10g-12g. Інтенсивна вібрація викликає істотне зниження відношення сигнал/шум а, отже, точність гіроскопа при роботі на вібруючому об'єкті.

Для збільшення точності гіроскопа, у тому числі при роботі на вібруючій основі, в системі збудження коливальних резонаторів використовується, як правило, система фазового автопідстроювання частоти (ФАПЧ). Якщо на вхід ФАПЧ подати сигнал близький до резонансної частоти резонатора, то відбувається "захоплення" системою ФАПЧ резонансної частоти і при її зміні, наприклад, від температури, ФАПЧ відстежує резонансну частоту, що змінилася, і видає на збудження резонатора сигнал відповідно до резонансної частоти, що змінилася. Система ФАПЧ синтезує також строго ортогональні періодичні функції синус і косинус для демодуляції та модуляції сигнал вузла та пучності. Проте, при роботі в реальних умовах експлуатації, вказати системі ФАПЧ значення частоти, близьке до резонансної частоти резонатора при включенні гіроскопа на будь-якій температурі з робочого діапазону (як правило, діапазон робочих температур  $[-50+85]^{\circ}\text{C}$ , а резонансна частота, наприклад, кварцового резонатора змінюється, при цьому приблизно на 80 Гц) досить складно. При цьому виникають проблеми з включенням гіроскопа через те, що ФАПЧ не може досить швидко (не більше, ніж за 1 сек.) зробити "захоплення" резонансної частоти, а в умовах зовнішньої вібрації цього може не статися.

Крім того, в реальних умовах експлуатації, гіроскоп може включатися за наявності кутової швидкості на його вході, що, можливо, перевищує діапазон виміру гіроскопа. У таких умовах гіроскоп повинен включитися, але вихідний сигнал знаходитиметься в насиченні, і коли кутова швидкість увійде до діапазону виміру, гіроскоп повинен видавати сигнал, пропорційний вимірюваній кутовій швидкості. Проте без застосування спеціальних заходів коріолісівський вібраційний гіроскоп, за наявності великої кутової швидкості близької або такої, що перевищує межу його динамічного діапазону, не включається, оскільки в систему управління вібраційною хвилею надходить стрибкоподібний сигнал великої амплітуди. При цьому порушуються умови стійкої роботи систем управління, конкретно, регуляторів системи стабілізації амплітуди коливальних, порушуються фазові співвідношення між сигналами квадратури, пучності та коріолісівською компонентою.

Таким чином, існує необхідність зменшити вплив інтенсивної зовнішньої лінійної вібрації з метою збільшення точності виміру кутової швидкості при роботі на вібруючих і сильно вібруючих об'єктах, а також забезпечити стійке включення гіроскопа на будь-якій температурі з робочого діапазону температур і за наявності великої кутової швидкості, що можливо, перевищує динамічний діапазон виміру гіроскопа.

Існують технічні рішення що зменшують вплив зовнішньої вібрації за допомогою віброізоляції резонатора від основи (корпуса) гіроскопа патент США № 6995084, патент США № 5546482 а також патент ЄС (Євросоюзу) № 1030164. Ці технічні рішення призводять до збільшення габаритів датчика і, крім того, пасивна віброізоляція не може ефективно захистити гіроскоп від вібрацій, придушуючи амплітуду вібрацій в одиниці (часто в 2-3 рази) або навіть в 10 разів. Як відомо, віброзахисні системи мають також свої резонанси (як правило, на низьких частотах), які можуть вносити досить великі погрішності у виміри, якщо частота зовнішньої вібрації близька до резонансної частоти віброзахисної системи.

У технічному рішенні, прийнятим за прототип, патент США № 6389897, для заглушення зовнішніх вібрацій використовується демпфер у вигляді полімеру, який наноситися на робочу поверхню резонатора в місці розташування локального максимуму механічної напруги на електроді знімання інформації. Це технічне рішення демпфує не лише сигнал від зовнішньої вібрації, але і корисний сигнал, обумовлений кутовою швидкістю обертання і не приводить до збільшення відношення сигнал/шум на виході гіроскопа, а, отже, і точності вимірів.

Перед авторами стояла задача зменшення чутливості до інтенсивної зовнішньої лінійної вібрації і збільшення відношення сигнал/шум в електронних каскадах обробки сигналу з метою збільшення точності при роботі на вібруючому об'єкті, а також забезпечити стійке включення

гіроскопа на будь-якій температурі з робочого діапазону температур і наявності на його вході великої кутової швидкості, що, можливо, перевищує динамічний діапазон його вимірювання.

Поставлена задача вирішується тим, що у коріолісівській вібраційний гіроскоп, що містить резонатор з електродами знімання, збудження, блок автопідстроювання частоти, блок стабілізації амплітуди коливаль, блоки демодуляції і модуляції, а також блоки компенсації квадратурної та коріолісівської мод коливаль і виміру кутової швидкості, додатково вводяться, смугові фільтри з центральними частотами, що перебудовуються та є рівною або близькою резонансній частоті резонатора, блок автогенератора, перемикач, частотомір, при цьому після подання живлення на гіроскоп, впродовж часу  $\tau < t_0$ , де  $t_0$  - час виходу гіроскопа на режим виміру, працює блок автогенератора, збуджуючи резонансні коливаль, а частотомір вимірює частоту резонансних коливаль, у момент часу  $\tau$  перемикач вимикає блок автогенератора і включає блок автопідстроювання частоти, одночасно, на блок автопідстроювання частоти подається значення резонансної частоти з частотоміра, крім того, на дискримінатор системи стабілізації амплітуди коливаль, впродовж часу  $\tau$  подається сигнал, наростаючий від нуля або малих значень до заданої амплітуди, що може змінюватися, сигнали з електродів знімання, після перетворення в цифрову форму, надходять на цифрові фільтри з центральними частотами рівними  $f_r$  - резонансній частоті резонатора або близьке до неї значення. Центральні частоти цих фільтрів перебудовуються у відповідності зі зміною частоти  $f_r$  так, що різниця фаз на вході та виході фільтра рівна або близька до нуля, а ширина смуг пропускання фільтрів встановлюється незмінною зі значенням не менше  $2 f_{\text{макс}}$ , де  $f_{\text{макс}}$  - максимальна частота зміни вимірюваної кутової швидкості, блоки демодуляції реалізуються у вигляді згладжуючих фільтрів, а сигнала, пропорційний кутовій швидкості, надходить з блока компенсації коріолісівської моди коливаль і подається на вихідний роз'єм гіроскопа, після проходження фільтра низьких частот з частотою зрізу не менше  $f_{\text{макс}}$ . з пониженням частоти видачі інформації про кутову швидкість до величини, що відповідає частоті обміну інформації із зовнішнім споживачем.

Для пояснення суті винаходу представлені наступні фігури:

1. Фіг.1. – Блок-схема коріолісівського вібраційного гіроскопа, що вирішує поставлену задачу.

2. Фіг.2 - Приклад реалізації одного каскаду смугового цифрового фільтра, центральна частота якої перебудовується у відповідності зі зміною резонансної частоти шляхом перерахування коефіцієнта  $a_1$ .

3. Фіг. 3 - Приклад електричної схеми одного каскаду аналогового смугового фільтра центральна частота якої перебудовується у відповідності зі зміною резонансної частоти шляхом зміни величини опору керованого резистора  $R_3$ .

Для детального пояснення роботи цифрового коріолісівського гіроскопа розглянемо блок-схему конкретного варіанта гіроскопа з кільцевим резонатором  $p$  та вісьмома електродами (1...8), представлену на фіг. 1. Канал X (канал збудження) гіроскопа (блоки, розташовані на фіг. 1 зліва від резонатора) працює таким чином. На діаметрально протилежну пару, електрично з'єднаних між собою, наприклад, п'єзоелектродів (1-5) подається сигнал збудження у вигляді напруги, що змінюється як  $\cos(2\pi f_r t)$ , де  $f_r$  – частота, близька або рівна резонансній частоті резонатора. Сигнал відгуку на збудження (сигнал пучності коливаль), що знімається з електрично з'єднаних між собою пари електродів (3-7), надходить після буферного каскаду 9, на аналого-цифровий перетворювач (АЦП) 10. На виході АЦП 10 сигнал набуває значень в дискретні моменти часу  $kT$ , де  $T$  - час дискретизації, наприклад, 20 мкс. Далі сигнал в цифровій формі надходить на смуговий фільтр 11 з центральною частотою  $f_c$ , рівній резонансній частоті  $f_r$  резонатора ( $f_c = f_r$ ), який може бути реалізований у вигляді НОВ (нескінченна область відгуку) або СОВ (скінченна область відгуку) фільтра, центральна частота якого перебудовується у відповідності зі зміною резонансної частоти, наприклад,  $n$  - каскадного НОВ фільтра, кожен каскад якого має передатну функцію  $G(z)$  другого порядку у виді:

$$G(z) = K_f \frac{1 - z^{-2}}{1 + 2(K_f - 1)\cos(2\pi f_c T)z^{-1} + (1 - 2K_f)z^{-2}}; \quad (1)$$

Цифрова реалізація одного каскаду НОВ фільтра з передатною функцією  $G(z)$  представлена на фіг. 2. На цій фігурі коефіцієнт  $a_1 = 2(K_f - 1)\cos(2\pi f_c T)$ , та коефіцієнт  $a_2 = (1 - 2K_f)$ . При такій реалізації фільтра легко досягається перенастроювання на резонансну частоту, що змінюється, оскільки для НОВ фільтра другого порядку центральна частота визначається тільки одним другим коефіцієнтом в знаменнику передатної функції. Таким чином, вимірюючи резонансну частоту резонатора в процесі роботи гіроскопа та, обчислюючи нове значення коефіцієнта  $a_1$  (див. фіг.2), де слід покласти  $f_c = f_r(t)$ ,  $f_r(t)$  - поточна резонансна частота резонатора

в Гц,  $T$  - період дискретизації в секундах, отримаємо смуговий фільтр з перебудованим одним параметром - центральною частотою, при цьому коефіцієнт  $a_2$  залишається незмінним. Цей фільтр заглушує коливання від усіх неробочих мод коливань, розташованих як вище, так і нижче частоти робочої моди коливань (резонансної частоти 2-ої моди). Оскільки в процесі роботи гіроскоп прогрівається, резонансна частота змінюється. При цьому фаза вихідного сигналу фільтра змінюється, що веде до погрішності виміру кутової швидкості. Таким чином, запропонований фільтр зменшує погрішності гіроскопа, шляхом заглушення шумів від зовнішньої вібрації і не створює додаткових погрішностей, оскільки фаза вихідного сигналу фільтра залишається постійною, близькою до нуля, така, яка встановлюється при налаштуванні гіроскопа його виготовником. Ширина смуги  $\Delta F$  пропускання смугового фільтра, встановлюється виходячи з вимог на ширину смуги гіроскопа. Наприклад, якщо гіроскоп повинен вимірювати кутову швидкість в діапазоні частот її зміни  $f_{\text{макс}} = 100$  Гц, то ширина смуги смугового фільтра має бути не менше  $\Delta F = 2f_{\text{макс}} = 200$  Гц, по 100 Гц в плюс і мінус від центральної частоти  $f_c$ , рівній резонансній частоті резонатора у текучий момент часу. Ширина смуги фільтра регулюється коефіцієнтом  $a_2$  і залишається незмінною в процесі роботи приладу. Наприклад, для  $T = 2 \times 10^{-5}$  сек.,  $f_c = 6000$  Гц,  $\Delta F = 200$  Гц, тобто смуга пропускання від 5900 Гц до 6100 Гц, коефіцієнти фільтра є наступні:  $K_f = 0.01241$ ,  $a_1 = -1.4399$ ,  $a_2 = 0.9751$ ; а для  $f_c = 6050$  Гц,  $\Delta F = 200$  Гц, тобто смуга пропускання від 5950 Гц до 6150 Гц, змінюється тільки один коефіцієнт фільтра  $a_1 = -1.4314$ .

Періодичність оновлення коефіцієнта  $a_1$  в кожному з  $n$  каскадів фільтра визначається параметрами резонатора (його розміром, матеріалом, з якого він виготовлений), швидкістю зміни температури довкілля та вимогами по точності виміру кутової швидкості  $\Delta\Omega/\Omega$ . Оцінити період часу  $\Delta t$  оновлення коефіцієнта фільтра можна із співвідношення:

$$\Delta t \leq \frac{\Delta\Omega}{\Omega} \frac{1}{K_{\text{pfc}} \times K_{\text{tcf}} \times K_{\text{tr}}} \quad (2)$$

Тут  $K_{\text{pfc}}$  - крутизна фазочастотної характеристики використовуваного смугового фільтра;  $K_{\text{tcf}}$  - температурний коефіцієнт частоти резонатора;  $K_{\text{tr}}$  - швидкість зміни зовнішньої температури.

Використання 3 каскадного цифрового НОВ фільтра (загальний порядок фільтра дорівнює 6) заглушує вібраційні обурення в 100 разів при налаштуванні фільтра на резонансну частоту, наприклад,  $f_c = f_r = 6000$  Гц, та ширині смуги пропускання фільтра  $\Delta F = 200$  Гц. Це означає, що при роботі на вібруючій основі точність пропонованого технічного рішення буде вища в 100 разів, чим у прототипі, оскільки в прототипі демпфер заглушує як вібрацію, так і корисний сигнал. Крім того, в прототипі демпфер не використовується в системі збудження коливань резонатора, а тільки в системі знімання інформації про коливання резонатора, при цьому, зовнішня вібрація впливає на точність прототипу через погрішності системи збудження.

Періодичність перебудови центральної частоти смугового фільтра оцінюється по формулі (2). Наприклад, для резонатора діаметром 25 мм, з температурним коефіцієнтом частоти  $K_{\text{tcf}} \approx 0.04$  Гц/°C (нікелеві сплави), для швидкості зміни зовнішньої температури  $K_{\text{tr}} \leq 3$  °C/мін, крутизна фазочастотної характеристики в околиці резонансної частоти  $K_{\text{pfc}} \approx 0.44$  град/Гц та точності виміру кутової швидкості  $\Delta\Omega/\Omega = 0.01$  %, отримаємо  $\Delta t \leq 1$  сек.

Смуговий фільтр, що перебудовується, може бути реалізований і в аналоговому виді теж, наприклад, для використання в гіроскопах з аналоговою електронікою. Для гіроскопів з цифровою електронікою можна використати аналоговий смуговий фільтр, встановлений перед аналого-цифровим перетворювачем. Приклад електричної схеми смугового фільтра другого порядку з одним керованим резистором  $R_3$ , який відповідальний за перебудову центральної частоти і не змінює інші параметри фільтру, представлений на фіг.3. При необхідності можна реалізувати  $n$  таких каскадів і в кожному каскаді змінювати величину опору відповідно до зміни резонансної частоти тільки одного резистора  $R_3$  в кожному каскаді фільтра. Для параметрів, аналогічних цифровому фільтру, номінали електронних компонент в схемі, представлений на фіг.3, можуть набувати, наприклад, наступних значень:  $R_1 \approx 6$  МОм  $R_2 \approx 12$  МОм  $R_3 \approx 8842$  Ом ( $\Delta R_3 \approx \pm 9$  Ом),  $C = 0.1$  нФ. Керований резистор  $R_3$  в діапазоні  $\pm 9$  Ом може бути реалізований різними способами, наприклад використанням польового транзистора як керованого резистора або на основі нової технології електричнокерованого резистора Rejistor™, програмованих резисторів і інших відомих способів.

З виходу смугового фільтра сигнал надходить на частотомір 12, вихідний сигнал якого у вигляді значення частоти коливань резонатора  $f_r$  надходить на смуговий фільтр для перенастроювання його центральної частоти  $f_c$  так, що  $f_r = f_c$ . Частотомір 12 може бути виконаний

у вигляді вимірника періоду коливань, вимірюючи кількість переходів сигналу через фіксований рівень, наприклад нуль, з подальшим усереднюванням періоду для заглушення шумів, тобто:

$$f_r = N/(2^*t) \text{ Гц}$$

де N - кількість перетинів сигналом пучності фіксованого рівня, наприклад нуля, за час t сек.

5 Частотомір може також бути реалізований у вигляді лінеаризованого фільтра Калмана:

$$f_r^{i+1} = f_r^i + e^i;$$

$$\varphi^{i+1} = f_r^i + \varphi^i; \quad (3)$$

$$z^{i+1} = \cos(2\pi f_r^i + \varphi^i) r^i + v^i, \quad i = 1..n;$$

де  $e^i$  - білий шум (некорельований дискретний випадковий процес);  $v^i$  - погрішність виміру сигналу збудження, також білий шум некорельований з білим шумом  $e^i$ , i - номер виміру. Застосування фільтра Калмана до лінеаризованої системи (3) дає значення резонансної частоти з достатньою точністю (не менше 0.1 Гц за час 0.1-0.2 сек).

10 Протягом часу  $\tau < t_0$ , де  $t_0$  - час виходу гіроскопа на режим вимірювання (зазвичай  $t_0=1$ сек.) після подання живлення на гіроскоп, сигнал з виходу смугового фільтра 11 надходить також на автогенератор 13 та демодулятор 14. З виходу автогенератора 13 сигнал надходить на перемикач 15, який знаходиться в положенні "а" і пропускає сигнал автогенератора на помножувач 16, який виконує функцію модулятора, і через цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП) 17 і буферний каскад 18 подається на пару електродів (1-5) для збудження резонатора. Амплітуда  $A_n$  сигналу пучності визначається на виході демодулятора 14 при демодуляції з опорним сигналом косинус  $\cos(2\pi f_r t)$ , який подається на дискримінатор системи стабілізації амплітуди пучності 19 для порівняння із заданим значенням  $A_{n0}$  і відпрацьовується регулятором 20 так, що  $A_{n0}$  дорівнює амплітуді коливань пучності, тобто амплітуді сигналу, що знімається з електродів (3-7).

Демодулятор 14, реалізується у вигляді згладжуючого фільтра, що заглушує зовнішні вібраційні обурення, наприклад, на основі методу найменших квадратів. Приклад реалізації демодулятора:

25 Цифровий сигнал, що надходить на демодулятор 14, представляється у вигляді:

$$X(k) = A_0 + A_1 \sin(2\pi f_r T k) + A_2 \cos(2\pi f_r T k) + w(Tk); \quad (4)$$

$A_0, A_1, A_2$  - параметри, що підлягають оцінці;  $w(Tk)$  - шум, включаючи зовнішню вібрацію.

Демодуляція (визначення параметрів  $A_0, A_1, A_2$ , тут  $A_1$  і  $A_2$  визначають огинаючу, а  $f_r$  - несуча частота) забезпечується застосуванням згладжуючого фільтра, представленого в змінних стану 30 в тимчасовій області:

$$\begin{pmatrix} A_0^{k+1} \\ A_1^{k+1} \\ A_2^{k+1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_0^k \\ A_1^k \\ A_2^k \end{pmatrix} + 2\mu \left[ X(k) - \begin{pmatrix} A_0^k & A_1^k & A_2^k \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 \\ \sin(2\pi f_r T k) \\ \cos(2\pi f_r T k) \end{pmatrix} \right] \quad (5)$$

З початковими умовами  $A_0^0 = A_1^0 = A_2^0 = 0$ ;

Коефіцієнт  $\mu$  може бути вектором з компонентами, наприклад,  $\mu = (0.1 \ 0.07 \ 1.7)^T$ , де "T" означає транспонування або може бути скаляром. Амплітуда сигналу пучності рівна

35  $A_n = \sqrt{(A_1)^2 + (A_2)^2}$  і стабілізується регулятором 20 так, що вона має постійну, наперед задану величину  $A_{n0}$ , реалізуючи, наприклад, схему автоматичного регулювання посилення. Регулятор 20 може бути реалізований, наприклад, у вигляді пропорційного та інтегруючого (ПІ) ланок регулювання, або декількох каскадів ПІ регуляторів.

40 З виходу регулятора 20 сигнал надходить на помножувач 16, визначаючи амплітуду сигналу збудження таку, що амплітуда пучності рівна  $A_{n0}$ . Величина  $A_{n0}$  прямо пропорційна масштабному коефіцієнту (МК) гіроскопа:  $МК = 2k\omega_r A_{n0}$ , де k - постійна Брайана (близько

0.4),  $\omega_r = 2\pi f_r$ . Для збільшення чутливості та точності гіроскопа зазвичай прагнуть збільшити МК шляхом збільшення  $A_{n0}$  так, щоб залишатися в області лінійності коливань резонатора (при великих амплітудах, коливання становляться нелінійними). Це означає, що при великих кутових швидкостях сигнал в системі збудження, виміру і компенсації кутової швидкості, при включенні гіроскопа, стрибком зростає до максимально великих величин і не дає системам регулювання вийти на стабільний режим роботи. Для стабілізації режиму роботи систем управління гіроскопом, впродовж часу  $\tau$  на дискримінатор системи стабілізації амплітуді коливань 19

подається сигнал, наприклад, лінійно наростаючий від нуля або малої величини до заданого значення  $A_{n0}$ :

$$\begin{aligned} A_n(t) &= a_{n0} + A_{n0} t / \tau \text{ для } t \leq \tau \\ A_n(t) &= A_{n0} \text{ для } t > \tau \end{aligned} \quad (6)$$

де  $a_{n0} \ll A_{n0}$  або  $a_{n0} = 0$ .

5 При цьому, якщо при включенні гіроскопа, кутова швидкість перевищує динамічний діапазон виміру гіроскопа, то амплітуда пучності встановлюється на величині  $A_{n1} < A_{n0}$ . Після того, як кутова швидкість буде в межах динамічного діапазону виміру гіроскопа амплітуда пучності встановлюється на значенні  $A_{n0}$ . Перевірка умови перевищення діючої кутової швидкості граничної величини, рівній межі динамічного діапазону, може здійснюватися, наприклад, на виході суматора 31 системи виміру і компенсації кутової швидкості.

10 У момент часу  $t = \tau$  (зазвичай  $0.1 \leq \tau \leq 0.8$  сек.) перемикач 15 вимикає автогенератор 13 і підключає ФАПЧ 21, одночасно, на ФАПЧ подається точне значення (погрішність звичайно не більше 0.1 Гц) резонансної частоти, що вимірюється частотоміром. Така точність цілком достатня для швидкого "захоплення" і стеження за резонансною частотою в умовах вібрацій і нестійкої температури, що швидко змінюється, забезпечуючи високу точність виміру кутової швидкості гіроскопом.

15 Канал Y гіроскопа, канал виміру і компенсації кутової швидкості, блоки якого на фіг. 1 розташовані праворуч від резонатора р, працює таким чином. У відсутності обертання сигнал з діаметрально протилежних електродів (2-6), електрично з'єднаних між собою, мінімальний (у ідеальному випадку дорівнює нулю). При обертанні кільцевого резонатора навколо осі його симетрії виникають сили коріоліса, що пропорційні кутовій швидкості обертання, які збуджують коливання по осі Y, амплітуда яких також пропорційна кутовій швидкості. Сигнал з електродів (2-6), надходить на буферний каскад 22, далі на АЦП 23, де перетворюється в цифрову форму і надходить на цифровий смуговий фільтр 24, аналогічний використовуваному в каналі X фільтру 11, фільтруючи сигнал від зовнішньої вібрації у вимірювальному каналі гіроскопа та збільшуючи точність вимірів, в порівнянні з прототипом. Після смугового фільтра 24, сигнал надходить на демодулятор 25, який може бути реалізований по аналогії з демодулятором каналу X, а може бути реалізований у вигляді стандартного демодулятора з множенням на сигнал опори і подальшою низькочастотною фільтрацією. На виході демодулятора 25 присутні два сигнали: 20 один сигнал I - у фазі з сигналом пучності, а інший Q в квадратурі з сигналом пучності. За допомогою демодулятора виділяються синусна компонента сигналу вузла I, а в другому - косинусна компонента Q і обидва сигнали надходять на два еквівалентні контури обробки: синфазного I та квадратурного Q сигналів. Амплітуда сигналу I, пропорційна сили коріоліса, тобто кутовій швидкості обертання резонатора  $\Omega$ , як показано на фіг. 1. Після демодулятора 25 сигнали I та Q надходять на регулятори 26 та 27, відповідно, які можуть бути виконані як в каналі X, у вигляді ПІ регуляторів або декілька їх каскадів. Далі, з виходу блока 26 сигнал надходить на фільтр низької частоти 28 з частотою зрізу не менше  $f_{\text{макс}}$  такий, що знижує частоту (наприклад, фільтр з децимацією частоти або усереднюванням) видачі інформації про кутову швидкість  $\Omega$  на вихідний роз'єм. Сигнали з регулятора 26, а також з 27 надходять на модулятори 29 і 30, відповідно, де модулюються сигналами синус та косинус ( $\cos$ ,  $\sin$ ) резонансної частоти, які надходять на ці блоки з блока 21, ФАПЧ, як показано на фіг. 1. Сигнали з виходів блоків 29 та 30 складаються на суматорі 31 і, з його виходу сума сигналів подається, через ЦАП 32 та буферний каскад 33, на електрично з'єднані між собою, електроди (4-8) для компенсації коливань, що виникли із-за наявності кутової швидкості, реалізуючи, таким чином, компенсаційний метод виміру кутової швидкості.

45 Приведений вище опис пристрою з конкретним типом резонатора та електродами не обмежує пропоноване технічне рішення. У пропонованому технічному рішенні резонатор може бути виконаний у вигляді циліндра, півсфери, камертона, балки та ін. Він може бути виготовлений з металу, кварцу, силікону, полісилікону та інших матеріалів, з використанням технологій мікроелектромеханічних систем (MEMS) або інших технологій. Електроди можуть бути п'єзоелектричні, електростатичні, електромагнітні або комбіновані. Наприклад, електроди збудження вібрацій можуть бути п'єзоелектричні, а електроди виміру вібрацій - оптичні, і тому подібне.

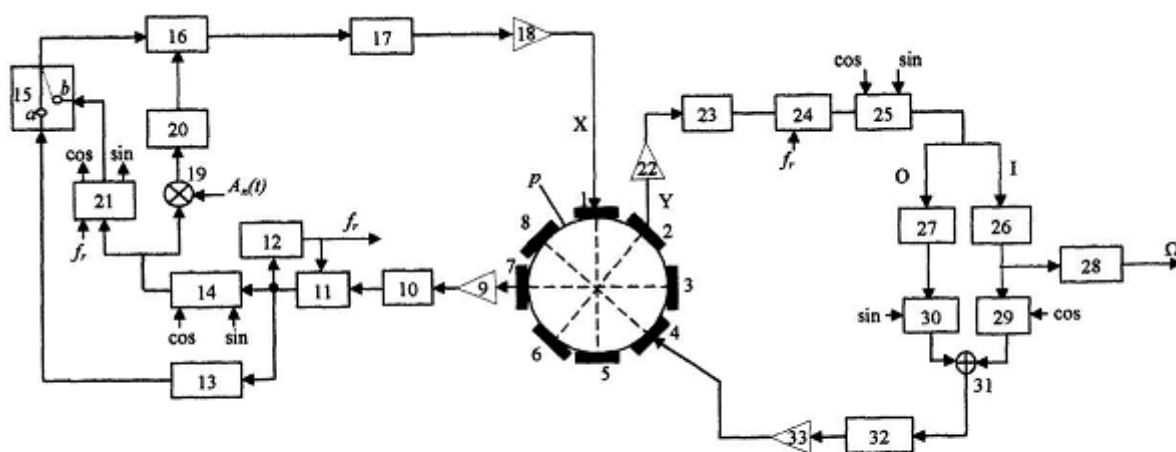
55 Опис пристрою з блоками, що реалізують конкретні функції заглушення шумів, лише ілюструють винахід, що заявляється і не обмежуються тільки ними. Будь-яка модифікація, приведених тут блоків, що забезпечують заглушення шумів, зберігаючи суть та зміст цього винаходу як, наприклад, реалізація блоків в аналоговому, цифровому або іншому виді, повинна інтерпретуватися як така, яка відповідає відмітній частині формули винаходу.

Таким чином, показано досягнення задачі винаходу і доведені істотні переваги пропонуваного технічного рішення в порівнянні з прототипом.

# ФОРМУЛА ВИНАХОДУ

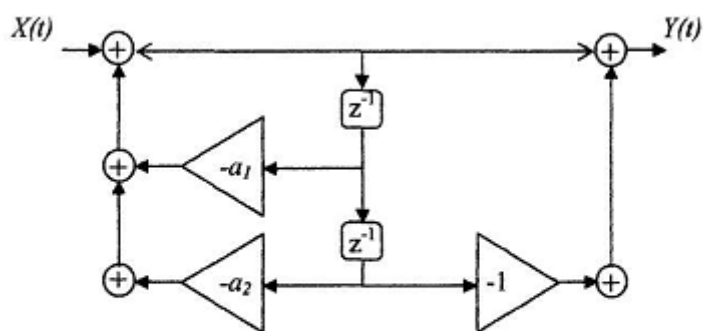
5

Цифровий коріолісівський вібраційний гіроскоп, що містить резонатор з електродами знімання та збудження, блок автопідстроювання частоти, блок стабілізації амплітуди коливальних, блоки демодуляції і модуляції, а також блоки компенсації квадратурної та коріолісівської мод коливальних і виміру кутової швидкості, який **відрізняється** тим, що в нього додатково вводяться смугові фільтри, електрично зв'язані з частотоміром, автогенератором та демодуляторами, центральні частоти цих фільтрів перебудовуються і є рівними або близькими резонансній частоті резонатора та мають незмінну смугу пропускання не менше  $2f_{\text{макс}}$ , де  $f_{\text{макс}}$  - максимальна частота зміни вимірюваної кутової швидкості, блок автогенератора, який працює впродовж часу  $\tau < t_0$ , де  $t_0$  - час виходу гіроскопа на режим виміру та електрично зв'язаний з перемикачем, перемикач, що вмикає блок автогенератора в момент часу  $\tau$  і включає блок автопідстроювання частоти, частотомір, що електрично зв'язаний з блоком автопідстроювання частоти, дискримінатор системи стабілізації амплітуди коливальних, на який впродовж часу  $\tau$  подається сигнал, наростаючий від нуля або від малих значень амплітуд коливальних до заданої амплітуди, що може змінюватися, блоки з регуляції, що реалізуються у вигляді згладжуючих фільтрів, електрично зв'язані з регуляторами, дискримінатором та блоком автопідстроювання частоти, а сигнал, пропорційний кутовій швидкості, надходить з блока компенсації коріолісівської моди коливальних і подається на вихідний роз'єм гіроскопа після проходження фільтра низьких частот з частотою зрізу не менше  $f_{\text{макс}}$ , з пониженням частоти видачі інформації про кутову швидкість до величини, що відповідає частоті обміну інформацією із зовнішнім споживачем.

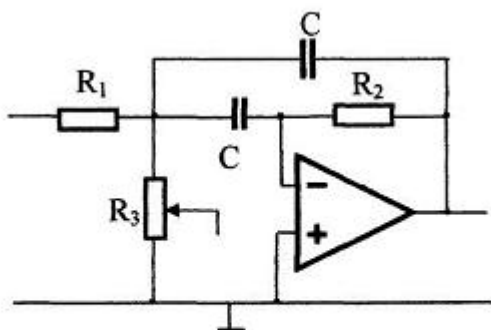


Фиг. 1





Фиг. 2



Фиг. 3

Комп'ютерна верстка Г. Паяльніков

Державна служба інтелектуальної власності України, вул. Урицького, 45, м. Київ, МСП, 03680, Україна

ДП "Український інститут промислової власності", вул. Глазунова, 1, м. Київ – 42, 01601