

Національний авіаційний університет
Міністерство освіти і науки України

Національний авіаційний університет
Міністерство освіти і науки України

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

ЦІРУК ГАННА ВІКТОРІВНА

УДК 531.383

ДИСЕРТАЦІЯ
КОМПЕНСАЦІЯ ПОХИБОК ТА ЗОВНІШНІХ ЗБУРЕНЬ ПРИ
ВИМІРЮВАННІ КУТОВОЇ ШВИДКОСТІ ВІБРАЦІЙНИМ ДАТЧИКОМ
ДИФЕРЕНЦІЙНОГО ТИПУ

05.11. 01 – Прилади та методи вимірювання механічних величин

Технічні науки

Подається на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук
Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей,
результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело

_____ Г.В. Цірук

Науковий керівник

Чіковані Валерій Валеріанович, доктор технічних наук, доцент

Київ – 2019

АНОТАЦІЯ

Цірук Г.В. Компенсація похибок та зовнішніх збурень при вимірюванні кутової швидкості вібраційним датчиком диференційного типу. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.11.01 «Прилади та методи вимірювання механічних величин».- Національний авіаційний університет, Київ, 2019.

У дисертаційній роботі отримані такі наукові результати:

1. Вперше виведені рівняння вимірювань кутової швидкості вібраційним датчиком диференційного типу з урахуванням різних коефіцієнтів перетворення деформації в напругу, що знімаються з електродів і на основі цих рівнянь виведені умови автокомпенсації перехресного демпфування резонатора вібраційного датчика, що зменшує похибку вимірювання кутової швидкості.

2. Розроблено алгоритм початкового калібрування зміщення нуля вібраційним датчиком диференційного типу, використовуючи примусові повороти вібраційної хвилі на фіксовані кути.

3. Розроблений алгоритм, що використовує інформаційну надмірність для зменшення похибок вимірювання кутової швидкості та проведено порівняння різних алгоритмів, включаючи адаптований фільтр Калмана, з точки зору величин систематичних і випадкових похибок.

4. Вперше розроблена повна нелінійна модель вібраційного датчика кутової швидкості диференційного типу, яка складається з моделі чутливого елемента, що є відома та системи управління і обробки інформації, що була розроблена. Дані компоненти зв'язано у єдину вимірювальну систему так, щоб вона дозволяла автоматично переключати три режими роботи датчика. Запрограмовано цю модель в Matlab Simulink та показано моделюванням її працездатність.

5. Вперше експериментальними дослідженнями зразка вібраційного датчика кутової швидкості диференційного типу чисельно визначені ступені

компенсації внутрішніх шумів і наступних зовнішніх збурень: ударних збурень, вібраційних збурень, звукових імпульсів на резонансній частоті і звукових шумів, що охоплюють резонансну частоту, а також постійних та змінних магнітних полів.

Практичне значення результатів дисертаційної роботи полягає в тому, що:

– На основі отриманих рівнянь для вимірів вібраційного датчика кутової швидкості отримані умови, при яких компенсується похибка, що обумовлена перехресним демпфуванням.

– Виведені умови, коли масштабні коефіцієнти двох вимірювальних каналів є рівними між собою, що веде до збільшення ступеня компенсації зовнішніх збурень.

– Розроблена методика виставки кута хвилі θ^* , яка вирівнює масштабні коефіцієнти обох вимірювальних каналів датчика кутової швидкості диференційного типу і компенсує похибку від перехресного демпфування.

– Виведена умова початкової компенсації зміщення нуля датчика кутової швидкості диференційного типу та надано рекомендації щодо виставки кута хвилі таким, при якому компенсується зміщення нуля.

– Розроблена процедура калібрування зміщення нуля диференційного ВДКШ, що заснована на переорієнтації стоячої хвилі, яку рекомендується проводити кожний раз після включення приладу, забезпечуючи повторюваність зміщення нуля від включення до включення на рівні 0.033 град/год незалежно від орієнтації осі чутливості ВДКШ відносно вектора кутової швидкості обертання Землі.

– Розроблений алгоритм поточної компенсації зміщення нуля, шляхом модуляції різниці фаз сигналів двох вимірювальних каналів X і Y, коли період модуляції різниці фаз значно менший від часу кореляції зміни зміщення нуля від температури. Розроблена блок схема системи управління диференційного ВДКШ, що забезпечує таку модуляцію.

– Представлені виміри температурної залежності кута хвилі θ^* для дослідного зразка диференційного ВДКШ. Експериментально показано, що цей кут дуже слабо залежить від температури, маючи температурний коефіцієнт на рівні $3 \times 10^{-4} \text{ \%}/^\circ\text{C}$.

– Запропоновано алгоритм адаптованого фільтру Калмана для використання в диференційному ВДКШ, що обчислює міжканальну кореляційну матрицю в он-лайн режимі та в такий спосіб зменшує похибки вимірювань на підставі урахування змін міжканального коефіцієнта кореляції у часі.

– Була вперше побудована повна нелінійна модель ВДКШ, яка дає можливість досліджувати вплив різних зовнішніх діючих факторів на вихідний сигнал ВДКШ і оцінювати його точність. Показано, що розроблена модель дає можливість задавати внутрішні динамічні параметри ВДКШ, такі як добротність, резонансну частоту, різнодобротність, різночастотність і їх зміни в часі, а також напрямок головних осей жорсткості та демпфування. Розроблена модель реалізує усі три режими роботи ВДКШ.

– Виведена залежність між електричною напругою на виході ВДКШ і величиною вхідного удару від параметрів пьезоелектродів для двох конструкцій металевого резонатора, що дозволяє дослідити вплив удару на вихідний сигнал диференційного ВДКШ.

– Був розроблений інтелектуальний контролер для ВДКШ на основі нечіткої логіки. Результати модулювання показали, що гібридний контролер забезпечує ліпші параметри перехідних процесів при дії шуму, ніж класичні контролери.

– Вперше була побудована комп'ютерна симулінк модель трьох-режимного ВДКШ з автоматичним перемиканням з режиму на режим. Трьох-режимний ВДКШ може забезпечити високу гнучкість при виконанні суперечливих вимог багатьох важливих застосувань, наприклад, широкий частотний і динамічний діапазони при вимірюванні великих кутових

швидкостей і одночасно малі шуми при вимірюванні малих кутових швидкостей.

– Було показано, що диференційний режим роботи має більший, ніж режим ДКШ коефіцієнт придушення зовнішніх збурень та меншу чутливість до таких збурень, як: удари, вібрації, акустичні імпульси, магнітні поля.

– Експериментальні дослідження показали, що шум диференційного ВДКШ менший від шуму ВДКШ, працюючого у режимі ДКШ при наявності зовнішніх вібрацій.

– Експериментально показано, що акустичні імпульси близькі до резонансної частоти придушуються диференційним ВДКШ у 65 (36 дБ) та 76 (37.6 дБ) Дані коефіцієнти придушення є більшими, ніж аналогічні показники, які можна досягти при використанні сучасних звукоізотяційних матеріалів.

– Коефіцієнти придушення магнітного поля вздовж та перпендикулярно ОЧ диференційного ВДКШ, дорівнюють 10 та 25, відповідно.

Ключові слова: вібраційний датчик кутової швидкості; диференційний режим; інтегруючий режим; режим вимірювання кутової швидкості; зовнішні збурення; ступінь компенсації; управління стоячою хвилею; регулятор, відклик на одиничний скачок.

Список основних публікацій здобувача:

Статті у фахових виданнях України, які включені до міжнародних наукометричних баз:

1. Chikovani V. V. Vibratory gyro accuracy parameters improving by means of excitation control / V. V. Chikovani, G. V. Tsiruk. // Electronics and control systems. – NAU, Kyiv, Ukraine, 2013. – №3(37). - PP. 43-48. Індексация Crossref, Index Copernicus, Vernadsky National Library of Ukraine, EBSCOhost (Electronics & Control Systems), Simple Search Metadata (SSM), Google Scholar, ПИНЦ.

2. Chikovani V. V. Bias compensation in differential Coriolis vibratory gyro / V. V. Chikovani, G. V. Tsiruk. // Electronics and control systems. – 2013. – №4(38). - PP. 99-103. Індексация Crossref, Index Copernicus, Vernadsky National Library of Ukraine, EBSCOhost (Electronics & Control Systems), Simple Search Metadata

(SSM), Google Scholar, ПИНЦ.

3. Chikovani V. V. Shock resistance of differential type ring-like resonator vibratory gyroscope / V. V. Chikovani, H. V. Tsiruk. // *Electronics and control systems*. – 2014. – №4(42). - PP. 79-83. Індексція Crossref, Index Copernicus, Vernadsky National Library of Ukraine, EBSCOhost (Electronics & Control Systems), Simple Search Metadata (SSM), Google Scholar, ПИНЦ.

4. Chikovani V. V. Redundant information processing techniques comparison for differential vibratory gyroscope / V. V. Chikovani, O. A. Suschenko, H. V. Tsiruk. // *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. – 2016. – №4/7(82). - PP. 45-52. Індексція Scopus, Crossref, Academic search complete, Chemical abstracts plus, Index Copernicus, RINC, Google scholar, OAJI, OpenAIRE, Polska Bibliografia Naukowa, ResearchBib - Academic Resource Index, Scientific Indexing Services (SIS), WorldCat, Vernadsky National Library of Ukraine.

5. Chikovani V. V. Effective rejection of acoustic and magnetic field's disturbances by single-mass differential vibratory gyroscope / V. V. Chikovani, H. V. Tsiruk. // *Військово-Технічний Збірник. – Національна академія сухопутних військ ім. П. Сагайдачного, Львів, 2017. – №16. - СС. 31-37. Індексція Crossref, Bielefeld Academic Search Engine (BASE), CiteFactor, Google scholar, Polska Bibliografia Naukowa (PBN), ResearchBib – Academic Resource Index, WorldCat, Vernadsky National Library of Ukraine.*

6. Chikovani V. V. Triple-mode vibratory gyroscope / V. V. Chikovani, H. V. Tsiruk, O. Korolova. // *Військово-Технічний Збірник, Національна академія сухопутних військ ім. П. Сагайдачного. – Львів, 2018. – №18. - СС. 18-25. Індексція Crossref, Bielefeld Academic Search Engine (BASE), CiteFactor, Google scholar, Polska Bibliografia Naukowa (PBN), ResearchBib – Academic Resource Index, WorldCat, Vernadsky National Library of Ukraine.*

Статті у фахових виданнях:

7. Chikovani V. V. Digital rate MEMS vibratory gyroscope modeling, tuning and simulation results / V. V. Chikovani, H. V. Tsiruk. // *An International Journal of*

Computing Science and Applications (Computación y Sistemas). – 2017. – №21(1). - PP. 147-159. Индексація Scopus, Web of Science (core collection-emerging sources), CONACYT Index of Excellence of Mexican Journals, Redalyc, E-Journal, REDIB, Latindex, Biblat, Periodica, DBLP, and SciELO (part of Web of Science).

8. Chikovani V. V. External disturbances rejection by differential single-mass vibratory gyroscope / V. V. Chikovani, O. A. Sushchenko, H. V. Tsiрук. // Acta Polytechnica Hungarica. – 2017. – №14(3). - PP. 251-270. Индексація Scopus, Web of Science, E-Journal, REDIB, Latindex, Biblat, Periodica, DBLP.

Патенти України на винахід:

9. Пат. на винахід 128752 Україна, МПК G 01 C 25/00. Спосіб виставки двокоординатного датчика кута малогабаритного гіроскопа / Безвесільна О. М., Мірошник С. В., Маляров С. П., Петренко О. В., Цірук В. Г., Цірук Г. В.; заявник та власник ПАТ «НВО «Київський завод автоматики». – №u201802730; заявл. 12.05.14; опубл. 10.10.18, Бюл. №19.

10. Пат. на винахід 127341 Україна, МПК H02K 3/00. Електричний двигун постійного струму / Безвесільна О. М., Мірошник С. В., Маляров С. П., Петренко О. В., Цірук В. Г., Цірук Г. В.; заявник та власник ПАТ «НВО «Київський завод автоматики». – №u201802152; заявл. 02.03.18; опубл. 25.07.18, Бюл. №14.

Опубліковані праці апробаційного характеру:

11. Tsiрук H.V. Bias compensation in vibratory gyroscope / H.V. Tsiрук // XIV міжнародна науково-практична конференція молодих учених і студентів «Політ. Сучасні проблеми науки». – 2-3 квітня, Національний авіаційний університет, Київ, 2014. – С.171.

12. Chikovani V. V. Precise vibratory gyroscope based on resonator made of elinvar alloy / V. V. Chikovani, O. V. Petrenko, H. V. Tsiрук. // The sixth world congress “Aviation in the XXI-st century” Safety in Aviation and Space Technologies. – 23-25 Sept., NAU, Kyiv, Ukraine, 2014. – С. 3.5.34–3.5.38.

13. Chikovani V. V. Differential CVG shock damping capacity. computer

simulation results / V. V. Chikovani, H. V. Tsiruk. // IEEE Proc. Intern. Conf. on Methods and Systems of Navigation and Motion Control (MSNMC). – 14-17 Oct., NAU, Kyiv, Ukraine, 2014. - PP. 132-134.

14. Chikovani V. V. Differential mode of operation for multimode vibratory gyroscope / V. V. Chikovani, H. V. Tsiruk. // IEEE Proc. Intern. Conf. on Actual Problem of Unmanned Aerial vehicles Development (APUAVD). – 13-15 Oct., NAU, Kyiv, Ukraine, 2015. - PP. 87-90.

15. Tsiruk H.V. Damper for vibratory gyroscope that is used in rigid conditions with mechanical impact / H. V. Tsiruk, A. V. Petrenko// The seventh world congress “Aviation in the XXI-st century” Safety in Aviation and Space Technologies. – 19-21 Sept., NAU, Kyiv, Ukraine, 2016. – C. 3.3.51–3.3.55.

16. Chikovani V. V. Influence of external acoustic disturbances on differential vibratory gyroscope output signals / V. V. Chikovani, H. V. Tsiruk, A. N. Beregovoy. // Proc. 2016 IEEE 4th International Conference on Methods and Systems of Navigation and Motion Control. – 18-20 Oct., Kyiv, Ukraine, 2016. - PP. 95-97.

17. Chikovani V. V. Vibratory gyroscope response parameters improving by the use of smooth noise differentiator in the rate controller / V. V. Chikovani, H. V. Tsiruk. // 4-th Int. IEEE Conf. Proceedings on “Actual Problems of Unmanned Aerial Vehicles Development” (APUAVD). – 17-19 Oct., Kyiv, Ukraine, 2017. - PP. 237-240.

18. Chikovani V. V. Application of hybrid fuzzy logic controller to keep a standing wave angular position in MEMS rate gyroscope / V. V. Chikovani, O. A. Suschenko, H. V. Tsiruk. // IEEE Proc. Intern. Conf. on Electronics and Nanotechnology (ELNANO). – 24-26 Apr., NTUU KPI, Kyiv, Ukraine, 2018. - PP. 558-562.

19. Цірук Г.В. Балансування металевого резонатора вібраційного гіроскопа / О.В. Петренко, Г.В. Цірук // Всеукраїнська науково-технічна конференція «Проблеми розвитку глобальної системи зв'язку, навігації, спостереження та організації повітряного руху CNS/ATM». – НАУ, Київ, 2018. – С.82.

SUMMARY

Tsiruk H.V. "Compensation of Errors and External Disturbances Under Measuring of Angle Rate by Vibratory Sensor of Differential Type". - Qualifying scientific work on the rights of manuscripts.

Thesis for a candidate of sciences degree in specialty 05.11.01 "Instruments and methods for measuring mechanical quantities". National Aviation University, Kyiv, 2019.

In the thesis the following new scientific results are obtained:

1. For the first time, there were derived equations vibratory angle rate sensor (VARS) of differential type measurements taking into account different deformation into voltage coefficients of transformation that are read-out from electrodes of X and Y measurement channels and on the basis of these equations, theoretically derived conditions for compensation of resonator cross-damping, which reduces the measured angle rate error.

2. The algorithm of initial bias calibration for the VARS of differential type using the forced turns of the vibratory wave at fixed angles, as well as the two measuring channel signals phase difference modulation, was developed.

3. The information redundancy are used to reduce the angular rate measurement errors and compare different algorithms, including the adaptive Kalman filter, by magnitudes of systematic and random errors.

4. For the first time, a complete nonlinear VARS model was developed which consists of the sensitive element model, that is well-known, the control system and information processing algorithms that have been developed and linked them into a single measuring system so that it allowed the automatic switching three modes of VARS operation. Program these models in matlab simulink environment have been developed and shown by simulation its ability to operate.

5. For the first time, there were numerically determined the degree of compensation of internal noise and the following external disturbances: shocks, vibrations, sound impulses on the resonant frequency and sound noises which

spectrum is covering the resonant frequency, and as well as constant and variable magnetic fields by the experimental investigations of differential VARS.

The practical significance of thesis results are:

- On the basis of the obtained equations for measurements of differential VARS, conditions are obtained that compensate for the error due to cross-damping.

- Conditions are derived when the scale factors of the two measuring channels are equal, which leads to an increase in the degree of compensation of external disturbances.

- The technique of a standing wave angle θ^* alignment, which makes the scale factors of both measuring channels of differential VARS equal to each other and compensates the error from cross-damping, is developed.

- The condition of the initial compensation of the differential VARS bias was deduced and the recommendations for the angle of the standing wave are given that compensate for the bias.

- The procedure of differential VARS bias calibration based on the reversal of the standing wave, which is recommended to be carried out every time after the switch-on the sensor, which is provided by the bias repeatability from switch-on to at switch-on on the level of 0.033 deg/h irrespective of the orientation of the VARS sensitivity axis relative to the vector of the Earth's rotation.

- The algorithm of the current bias compensation was developed by modulating the phase difference of the signals of the two measuring channels X and Y, when the phase difference modulation period is much less than the bias correlation time. A block diagram of the differential VARS control system which is providing such modulation is developed.

- The measurements of the temperature dependence of the standing wave angle θ^* for the experimental sample of differential VARS were produced. It has been experimentally shown that this angle was very weakly dependent on temperature, with a temperature coefficient of $3 \times 10^{-4} \text{ \%}/^\circ\text{C}$.

- A modified "virtual" gyroscope algorithm for use in differential VARS was proposed, which on-line calculates the inter-channel correlation matrix and thus

reduces the measurement errors based on the changes in the inter-channel correlation coefficient.

– For the first time, a complete nonlinear differential VARS model was developed, which makes it possible to investigate the influence of various external disturbances factors on the differential VARS output signal and evaluate its accuracy. It is shown that the developed model gives the possibility to specify VARS internal dynamic parameters, such as Q-factor, resonant frequency, frequency mismatch and its change in time, as well as the direction of the principal axes of stiffness and damping. The developed model implements all three modes of VARS operation.

– The dependence between the electric voltage at the output of the VARS and the value of the input shock on the parameters of the piezoelectrodes for the two designs of the metallic resonator was theoretically determined, which allows one to investigate the shock influence on the output signal of differential VARS.

– An intelligent controller for VARS was developed based on fuzzy logic. The modeling results showed that the hybrid controller provides better parameters of transient processes under noise presence than classical controllers.

– For the first time, a computer simulink model was constructed of triple-mode VARS with automatic switching from one mode to another one. The triple-mode VARS can provide high flexibility in meeting the conflicting requirements of many important applications, for example, wide frequency and dynamic ranges when measuring large angular rates and simultaneously small noise when measuring small angular rates.

– It has been shown that the differential mode of operation has a greater coefficient of suppression of external disturbances than the rate mode, and less sensitivity to such disturbances as shocks, vibrations, acoustic impulses, magnetic fields.

– Experimental investigation have shown that the noise of the differential VARS is less than the noise of the VARS, operating in the rate mode in the presence of external vibrations. It has also been experimentally shown that components of a

higher frequency, such as white noise and random walk, are almost independent on the amplitude of sinusoidal vibration with slightly smaller noise components for the differential channel.

– It has been experimentally shown that acoustic impulses close to the resonant frequency are suppressed by differential VARS of 65 (36 dB) and 76 (37.6 dB). These suppression coefficients are greater than those that can be achieved with the use of modern sound insulating materials.

– The suppression coefficients of the magnetic field applied along and perpendicular to the differential VARS input axis are equal to 10 and 25, respectively. It was shown that the larger the magnetic field, the greater the suppression coefficient for the differential VARS.

Key words: Vibratory angle rate sensor; differential mode; integrating mode; rate mode; external disturbances; degree of compensation; standing wave control; controller.

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ І СКОРОЧЕНЬ

| | | |
|------|---|---|
| ДКШ | - | датчик кутової швидкості; |
| ВДКШ | - | вібраційний датчик кутової швидкості; |
| ВЧ | - | вісь чутливості; |
| МК | - | масштабний коефіцієнт; |
| МЕМС | - | мікроелектромеханічна система; |
| ФАПЧ | - | фазове автопідстроювання частоти; |
| ГКН | - | генератор керований напругою; |
| СКП | - | середньоквадратична похибка; |
| АЦП | - | аналого-цифровий перетворювач; |
| НК | - | нечіткий регулятор; |
| ПІ | - | пропорційно-інтегруючий; |
| ПІД | - | пропорційно-інтегрально-диференційний; |
| БІНС | - | безплатформна інерціальна навігаційна система |

ВСТУП

Обґрунтування вибору теми наукового дослідження

Вібраційний датчик кутової швидкості (ВДКШ) це одна з хронологічно останніх технологій, що з'явилася на світовому ринку в 90-х роках минулого століття. У розвиток цієї технології великий внесок зробили Дж. Г. Брайан, Д. Д. Лінч, Е. Дж. Лопер, А. Метьюз, Н. Бабур, В.Ф. Журавльов, Д.М. Клімов, Ю.К. Жбанів, А.В. Збруцкий, А.С. Сарапулов, А.М. Павловский, В.О. Апостолук, В.В. Чіковані, Ю.А. Яценко та інші. Ця технологія в продовж досить короткого часу поширилася по всьому світу, головним чином завдяки його мікромініатюрному варіанту побудованому на основі мікро-електро-механічної системи (МЕМС), так званні МЕМС ВДКШ.

Є два відомі режими роботи вібраційних ДКШ:

1. Компенсаційний режим роботи або режим датчика кутової швидкості (ДКШ), у якому первинна стояча хвиля зі стабілізованою амплітудною збуджується в вібраційній структурі на одній з її резонансних частот. Обертання ВДШК породжує силу Коріоліса, що збуджує вторинну стоячу хвилю, яка компенсується шляхом застосування сигналу від системи управління з негативним зворотнім зв'язком. Сила Коріоліса компенсується з метою утримання первинної стоячої хвилі у стабільному положенні поблизу електроду збудження первинних коливань. У цьому режимі сигнал зворотного зв'язку, що компенсує силу Коріоліса є пропорційний кутовій швидкості.

2. Режим вимірювання кута повороту, або режим інтегруючого ВДКШ, у якому сила Коріоліса не компенсується. Сигнал квадратури є єдиним, який компенсується у цьому режимі для зменшення похибок ДКШ. У результаті дії сили Коріоліса стояча хвиля обертається відносно віброуючої структури і кут її обертання є пропорційний куту обертання ДКШ відносно інерціальної системи координат. Коефіцієнт пропорційності між кутом повороту ДКШ в інерціальному просторі і кутом повороту стоячої хвилі відносно ДКШ носить назву коефіцієнт Брайана. Цей режим обертання стоячої хвилі можливо інтерпретувати так, що сили Коріоліса забезпечують перетворення енергії

вібрації від первинної до вторинної стоячої хвилі і навпаки.

Порівняно недавні дослідження, що проводилися в Україні призвели до розробки третього, диференціального режиму роботи ДКШ, який доповнює перші два режими.

3. Диференційний режим роботи ДКШ реалізується шляхом утримання стоячої хвилі між електродами за допомогою двох сигналів збудження по осях X і Y , розташованих під кутом 45° . У цьому випадку формуються два вимірювальних канали X і Y , кожний з яких забезпечує сигнал пропорційний кутовій швидкості з протилежними знаками $+\Omega$ і $-\Omega$. Результируюча кутова швидкість може бути отримана шляхом віднімання двох сигналів вимірювальних каналів, або іншим шляхом, використовуючи, наприклад, надмірність вимірювань однієї і тієї ж кутової швидкості. Диференційний режим роботи ДКШ має додаткові можливості для компенсування дії як внутрішніх, так і зовнішніх дестабілізуючих факторів при вимірюванні кутової швидкості.

Перший режим роботи, режим ДКШ, є найбільш розповсюджений через менший вплив недоліків виробництва резонатора, менший рівень шуму при вимірюванні малої кутової швидкості і для більшості застосувань має прийнятну смугу пропускання.

Другий режим роботи, режим інтегруючого ДКШ має надзвичайно високий динамічний діапазон, високу смугу пропускання та дуже стабільний масштабний коефіцієнт, але має підвищену чутливість до похибок виготовлення чутливого елемента.

Третій режим роботи, диференційний режим, як буде показано у даній роботі, має високу здатність подавляти внутрішні похибки та зовнішні збурення.

Вібраційний ДКШ відрізняється від інших технологій ДКШ, наприклад, волоконно-оптичних і лазерних, тим, що усі три режими можливо реалізувати в одному багато-режимному ДКШ з єдиним чутливим елементом і з автоматичним переключенням з режиму на режим в залежності від зовнішніх

умов та кутової швидкості, що треба вимірювати. Останнє дає незаперечні переваги перед конкуруючими технологіями по діапазону вимірювання переваги над конкуруючими технологіями.

Дійсно, при вимірюванні малих кутових швидкостей треба переключитися у режим ДКШ, бо він має мінімальні шуми і високу чутливість до кутової швидкості.

При вимірі більших кутових швидкостей треба переключитися до режиму інтегруючого ДКШ, так як похибка $\Delta\Omega$ виміру більшої кутової швидкості в основному визначається похибкою ΔK масштабного коефіцієнта $\Delta\Omega = \Delta K * \Omega$, який для інтегруючого ДКШ є стабільною константою (коефіцієнт Брауна залежить від робочої моди коливань і геометрії резонатора, які не змінюються). Як приклад можливо вказати, що навіть для дешевих ДКШ стабільність масштабного коефіцієнта в діапазоні температур $[-40 + 85]^{\circ}\text{C}$ може достигати 0.01% без використання корекції, а діапазон вимірювання $\pm 7 * 10^3$ град/с.

Коли вібраційний ДКШ працює в умовах підвищених збурень (ударів, вібрації, магнітних полів та інші), то треба переключитися до диференційного режиму, бо цей режим роботи має високу здатність подавляти зовнішні збурення.

Крім того, вібраційний ДКШ має значно більш високу надійність, ніж конкуруючі технології. Так, кільцевий лазерний інтегруючий ДКШ має середній наробіток на відмову 105 годин, волоконний ДКШ - $6 * 10^4$ годин, а дешевий вібраційний ДКШ з металевим резонатором $0.5 - 1.0 * 10^6$ годин, високоточний вібраційний ДКШ з кварцовим резонатором - $4 * 10^6$ годин.

Ні один ДКШ, що існує на сучасному ринку не має таку високу універсальність при вимірі кутової швидкості в умовах мінливого навколишнього середовища, як вібраційний ДКШ.

Дана дисертаційна робота теоретично, моделюванням і експериментально показує здатність вібраційного ДКШ, що працює в диференціальному режимі, компенсувати зовнішні збурення і внутрішні похибки приладу при вимірюванні

кутової швидкості, що є важливими властивостями ДКШ при його використанні на динамічних об'єктах різноманітного призначення.

Актуальність роботи.

Вібраційні датчики кутової швидкості мають широких спектр застосувань в сучасному технологічному світі, що стрімко розвивається. Варто зазначити, що таке розповсюдження спричинено здатністю до мініатюризації даного типу датчиків. Вони входять до складу всіх керованих рухомих об'єктів, де, зазвичай, є частиною інерційних систем навігації та управління, грають важливу роль у деяких технологічних процесах при стабілізації рухомих основ кіноапаратури, та ін. Значний вклад у розвиток технології вимірювання кутової швидкості вібраційним датчиком було внесено такими вченими, як Дж. Г. Брайан, Д. Д. Лінч, Е. Дж. Лопер, А. Метьюз, Н. Бабур, В.Ф. Журавльов, Д.М. Клімов, Ю.К. Жбанів, О.В. Збруцький, А.С. Сарапулов, М.А. Павловський, В.О. Апостолюк, В.В. Чіковані, Ю.А. Яценко та інші. При цьому, як і в будь-якому пристрої, важливо збільшувати точність для досягнення кращих результатів вимірювання.

Застосування датчиків кутової швидкості (ДКШ) на різноманітних об'єктах вимагають від них багато у чому суперечливі вимоги. До них відносяться: стійкість до вібрацій, низька чутливість до лінійного прискорення, стійкість до ударів і, в той же час, невеликий шум при вимірюванні малих кутових швидкостей. Виконання всіх зазначених вимог можливе, шляхом застосування багаторежимної структури з автоматичним перемиканням з одного режиму в інший. Як відомо вібраційний ДКШ може працювати у двох режимах - вимірювання швидкості і вимірювання кута повороту, тобто інтегруючому режимі, та може автоматичним перемиканням з одного режиму на інший забезпечувати точності при різних умовах руху та у відповідності до умов навколишнього середовища. Наприклад, при вимірюванні малих кутових швидкостей доцільно працювати у першому режимі оскільки похибки вимірювання і чутливість в основному визначаються шумом і дрейфом зміщення нуля, який є меншим, від другого режиму, який призначено для

вимірювання кута повороту. При вимірюванні більших кутових швидкостей доцільно працювати в другому режимі, оскільки похибки вимірювання в основному визначаються мультиплікативною похибкою, викликаною похибкою масштабного коефіцієнту. Для режиму вимірювання кута повороту масштабний коефіцієнт є константою, що залежить від геометрії резонатора і може досягати 0.01% без застосування температурної корекції.

Тому актуальність роботи полягає у тому, що вперше досліджується третій – диференційний режим роботи вібраційного датчика кутової швидкості (ВДКШ), який має переваги перед двома першими режимами в частині більш високої стійкості до зовнішніх і внутрішніх збурень і може бути вбудований разом з першими двома режимами в один датчик з автоматичним перемиканням з режиму на режим, забезпечуючи значно більшу пристосованість як до будь-якого динамічного об'єкту, так і до умов навколишнього середовища, зберігаючи високу точність в реальних умовах експлуатації.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.

Дисертаційну роботу виконано на кафедрі аерокосмічних систем управління Національного авіаційного університету в рамках держбюджетної науково-дослідної роботи за темою: №244-ДБ19 «Методологія проектування високоточних стабілізованих платформ для комплексів спеціальної апаратури літальних апаратів з використанням перспективних інерціальних технологій» (номер держреєстрації 0119U100654); а також відповідно до госпрозрахункової науково-дослідної роботи № 796-X13 «Розробка методик корекції та паспортизації параметрів коріолісового вібраційного гіроскопа та дослідження режимів його роботи»; держбюджетної кафедральної науково-дослідної роботи №95/22.01.08 «Розробка та впровадження методології дослідницького підходу при викладанні курсів, за профілем кафедри»; держбюджетної кафедральної науково-дослідної роботи №15/22.01.08 «Розробка методології проектування робастних систем стабілізації інформаційно-вимірювальних пристроїв визначення орієнтації рухомих об'єктів».

Мета і завдання дослідження.

Метою дисертаційної роботи є наукове обґрунтування та розробка алгоритмів компенсації внутрішніх похибок та зовнішніх збурень у вібраційному ВДКШ диференційного типу, а також обробка і удосконалення системи управління стоячою хвилею так, щоб вона дозволяла автоматично перемикатися з диференційного режиму роботи на відповідні режими датчика кутової швидкості і датчика кута (інтегруючого режиму).

Для досягнення поставленої мети в роботі необхідно вирішити такі задачі:

1. Вивести рівняння вимірювань диференційного ВДКШ з урахуванням різних коефіцієнтів перетворення деформації в напругу, що знімаються з електродів.

2. Визначити умови компенсації перехресного демпфування для диференційного ВДКШ

3. Розробити алгоритм початкового калібрування зміщення нуля шляхом вимірювання її компонентів використовуючи примусові повороти вібраційної хвилі на фіксовані кути.

4. Розробити алгоритм компенсації зміщення нуля шляхом модуляції різниці фаз сигналів двох вимірювальних каналів диференційного ВДКШ.

5. Дослідити використання інформаційної надмірності вимірювань для зменшення похибок вимірювання кутової швидкості диференційним ВДКШ та порівняти різні алгоритми з точки зору величин систематичних і динамічних похибок.

6. Розробити повну нелінійну модель ВДКШ – чутливого елемента та системи управління і обробки інформації та зв'язати їх у єдину систему, що дозволяє автоматично переключати три режими його роботи.

7. Визначити ступінь компенсації ударних збурень в диференційному ВДКШ шляхом моделювання.

8. Розробити нечіткий контролер для каналу управління кутом стоячої хвилі і порівняти якість його роботи зі стандартними ПІ та ПІД контролерами.

9. Реалізувати, з використанням розробленої моделі, у якості прикладу, три режими роботи ВДКШ при вимірюванні постійної кутової швидкості.

10. Реалізувати диференційний ВДКШ та провести експериментальні дослідження для визначення ступеня компенсації: ударних збурень, вібраційних збурень і внутрішніх шумів, звукових імпульсів на резонансній частоті і звукових шумів, зовнішніх постійних та змінних магнітних полів.

Об'єктом дослідження є процес вимірювання кутової швидкості в вібраційному ДКШ диференційного типу в умовах його експлуатації..

Предметом дослідження є методи компенсації похибок, що виникають при дії внутрішніх і зовнішніх впливів на вібраційний датчик кутової швидкості.

Методи дослідження. Розробка нелінійної математичної моделі вібраційного гіроскопа диференційного типу виконано на основі методів синтезу та аналізу систем управління; для синтезу алгоритму адаптивного фільтру Калмана для оцінки кутової швидкості і змінної кореляційної функції використано стохастичні методи математичної статистики та теорії оцінювання; вивід рівнянь вимірів диференційного ДКШ виконано на основі використання методів теорії рішень диференційних рівнянь; синтез нечіткого регулятора було виконано методами теорії інтелектуальних систем; формування моделі і моделювання режимів роботи ВДКШ виконувалося у системі Matlab-Simulink; налаштування параметрів моделі виконувалося на основі критеріїв, розроблених у теорії автоматичного управління; обробка даних вимірювань при експериментальних дослідженнях виконано в системі Matlab.

Наукова новизна отриманих результатів.

У роботі отримані такі нові наукові результати:

1. Вперше виведені рівняння вимірювань кутової швидкості вібраційним датчиком диференційного типу з урахуванням різних коефіцієнтів перетворення деформації в напругу, що знімаються з електродів і на основі цих рівнянь теоретично виведені умови автокомпенсації перехресного демпфування резонатора вібраційного датчика, що зменшує похибку вимірювання кутової

швидкості.

2. Розроблено алгоритм початкового калібрування зміщення нуля вібраційним датчиком диференційного типу, використовуючи примусові повороти вібраційної хвилі на фіксовані кути.

3. Використана інформаційна надмірність для зменшення похибок вимірювання кутової швидкості та порівняні різні алгоритми, включаючи адаптований фільтр Калмана, з точки зору величин систематичних і випадкових похибок.

4. Вперше розроблена повна нелінійна модель вібраційного датчика кутової швидкості диференційного типу, яка складається з моделі чутливого елемента, що є відома та системи управління і обробки інформації, що була розроблена та зв'язано їх у єдину вимірювальну систему так, щоб вона дозволяла автоматично переключати три режими роботи датчика. Запрограмовано цю модель в Matlab Simulink та показано моделюванням її дієвість.

5. Вперше експериментальними дослідженнями зразка вібраційного датчика кутової швидкості диференційного типу чисельно визначені ступені компенсації внутрішніх шумів і наступних зовнішніх збурень: ударних збурень, вібраційних збурень, звукових імпульсів на резонансній частоті і звукових шумів, що охоплюють резонансну частоту, а також постійних та змінних магнітних полів.

Практичне значення одержаних результатів.

– На основі отриманих рівнянь для вимірів диференційного ВДКШ отримані умови, при яких компенсується похибка, що обумовлена перехресним демпфуванням.

– Виведені умови, коли масштабні коефіцієнти двох вимірювальних каналів є рівними між собою, що веде до збільшення ступеня компенсації зовнішніх збурень.

– Розроблена методика виставки кута хвилі θ^* , яка вирівнює масштабні коефіцієнти обох вимірювальних каналів диференційного ВДКШ і компенсує похибку від перехресного демпфування.

– Виведена умова початкової компенсації зміщення нуля диференційного ВДКШ та надано рекомендації щодо виставки кута хвилі таким, при якому компенсується зміщення нуля.

– Розроблена процедура калібрування зміщення нуля диференційного ВДКШ, що заснована на переорієнтації стоячої хвилі, яку рекомендується проводити кожний раз після включення ДКШ, забезпечуючи повторюваність зміщення нуля від включення до включення на рівні 0.033 град/год незалежно від орієнтації осі чутливості ВДКШ відносно вектора кутової швидкості обертання Землі.

– Розроблений алгоритм поточної компенсації зміщення нуля, шляхом модуляції різниці фаз сигналів двох вимірювальних каналів X і Y, коли період модуляції різниці фаз значно менший від часу кореляції зміни зміщення нуля від температури. Розроблена блок схема системи управління диференційного ВДКШ, що забезпечує таку модуляцію.

– Представлені виміри температурної залежності кута хвилі θ^* для дослідного зразка диференційного ВДКШ. Експериментально показано, що цей кут дуже слабо залежить від температури, маючи температурний коефіцієнт на рівні $3 \times 10^{-4} \text{ \%}/^\circ\text{C}$.

– Запропоновано модифікований алгоритм «віртуального» ДКШ для використання в диференційному ВДКШ, що обчислює міжканальну кореляційну матрицю в он-лайн режимі та в такий спосіб зменшує похибки вимірювань на підставі урахування змін міжканального коефіцієнта кореляції у часі.

– Була вперше побудована повна нелінійна модель ВДКШ, яка дає можливість досліджувати вплив різних зовнішніх діючих факторів на вихідний сигнал ВДКШ і оцінювати його точність. Показано, що розроблена модель дає можливість задавати внутрішні динамічні параметри ВДКШ, такі як

добротність, резонансну частоту, різнодобротність, різночастотність і їх зміни в часі, а також напрямок головних осей жорсткості та демпфування. Розроблена модель реалізує усі три режими роботи ВДКШ.

– Розроблена модель дозволяє опрацювати методики і критерії налаштування параметрів алгоритмів управління стоячої хвилі, як от: фаза збудження і фаза компенсації.

– Виведена залежність між електричною напругою на виході ВДКШ і величиною вхідного удару від параметрів пьезоелектродів для двох конструкцій металевого резонатора, що дозволяє дослідити вплив удару на вихідний сигнал диференційного ВДКШ.

– Був розроблений інтелектуальний контролер для ВДКШ на основі нечіткої логіки. Результати модулювання показали, що гібридний контролер, що є нечітким контролером, послідовно з'єднаним з класичним ПД або ПІ контролерами, забезпечує ліпші параметри перехідних процесів при дії шуму, ніж тільки класичні або тільки нечіткі контролери. Наприклад, гібридний нечіткий контролер може забезпечити більш широку частотну смугу пропускання, ніж класичні.

– Вперше була побудована комп'ютерна симулінк модель трьох-режимного ВДКШ з автоматичним перемиканням з режиму на режим. Трьох-режимний ВДКШ може забезпечити високу гнучкість при виконанні суперечливих вимог багатьох важливих застосувань, наприклад, широкий частотний і динамічний діапазони при вимірюванні великих кутових швидкостей і одночасно малі шуми при вимірюванні малих кутових швидкостей.

– Було показано, що диференційний режим роботи має більший, ніж режим ДКШ коефіцієнт придушення зовнішніх збурень та меншу чутливість до таких збурень, як: удари, вібрації, акустичні імпульси, магнітні поля.

– Зміщення нуля диференційного ВДКШ протягом синусоїдальної вібрації в частотному діапазоні до 300 Гц є меншим ніж ВДКШ, працюючого у режимі ДКШ приблизно в 10 разів. Було виявлено, що зміщення нуля до

вібраційного прискорення, також залежить від частоти синусоїдальної вібрації. Ця залежність близька до лінійної та припускається, що залишиться лінійною для частотного діапазону, що далеко виходить за межі резонансної частоти.

– Експериментальні дослідження показали, що шум диференційного ВДКШ менший від шуму ВДКШ, працюючого у режимі ДКШ при наявності зовнішніх вібрацій. Було також експериментально показано, що складові компоненти більш високої частоти, такі як білий шум та випадкове блукання, майже не залежать від амплітуди синусоїдальної вібрації при трохи менших шумових компонентах для диференційного каналу.

– Експериментально показано, що акустичні імпульси близькі до резонансної частоти придушуються диференційним ВДКШ у 65 (36 дБ) та 76 (37.6 дБ) Дані коефіцієнти придушення є більшими, ніж аналогічні показники, яки можна досягти при використанні сучасних звукоізотяційних матеріалів.

– Коефіцієнти придушення магнітного поля вздовж та перпендикулярно ОЧ диференційного ВДКШ, дорівнюють 10 та 25, відповідно. Показано, що чим більше є магнітне поле, тим більшим є коефіцієнт придушення у диференційному ВДКШ.

Особистий внесок здобувача.

Особисто виконано аналіз літературних даних за темою досліджень, плануванні та проведенні експериментів, обробці експериментальних даних та апробації отриманих наукових результатів на наукових конференціях.

Виконані розробки моделей компонентів вібраційного ДКШ диференційного типу та формування його нелінійної моделі у Matlab-Simulink, яка стикає такі різномірні елементи ДКШ як резонатор з електродами, схеми знімання і оцифрування аналогового сигналу з чутливого елемента, формування аналогового вхідного сигналу кутової швидкості і зовнішніх збурень, а також цифрової реалізації алгоритму управління вібраційної хвилею. Виконано налаштування нелінійної моделі та проведенні моделювання, а також систематизації результатів моделювання.

Розроблений алгоритм визначення і корекції зміщення нуля шляхом кутового переорієнтування вібраційної хвилі при кожному включенні датчика, і тим самим значно зменшити похибку датчика, що виникає через не повторюваності показань датчику від включення до включення.

Особисто розроблено і реалізовано алгоритм адаптивного фільтру Калмана, що у реальному часі розраховує міжканальну взаємнокореляційну функцію для ДКШ диференційного типу і проведено порівняння зі стандартним алгоритмом фільтру Калмана.

Отримані аналітичні співвідношення і розроблено алгоритм, що дає можливість розрахувати параметри за якими визначаються такі похибки датчика кутової швидкості як зміщення нуля і квадратурна похибка. Цей алгоритм також дає можливість визначити співвідношення між масштабними коефіцієнтами двох вимірювальних каналів диференційного ДКШ. Знайдено співвідношення, яке дає можливість визначити кут вібраційної хвилі при якому масштабні коефіцієнти двох вимірювальних каналів диференційного ДКШ є рівними між собою. Цей результат є передумовою максимізації компенсаційних можливостей ДКШ диференційного типу. При експериментальній перевірці цього результату було підтверджено значну компенсацію різних зовнішніх збурень, що діють на датчик у реальних умовах експлуатації.

В спільних роботах автору належить наступне: у роботах [1, 4, 6, 13] виконано аналіз літературних даних за темою досліджень, проведено моделювання в середовищі Matlab-Simulink, в роботі [2] розроблено алгоритм визначення і корекції зміщення нуля шляхом кутового переорієнтування вібраційної хвилі при кожному включенні датчика, в роботах [3, 5, 16] проведено підготовка експериментальної бази, організація планування та проведення експериментів та обробка їх результатів, в роботі [7, 18] проведено алгоритмічну, розрахункову частину та аналіз результатів моделювання, в роботі [8] виконано розробку моделей компонентів вібраційного ДКШ диференційного типу та формування нелінійної моделі у Matlab-Simulink, яка сполучає різні елементи ДКШ, в роботі [17] розроблена методика

настроювання моделі і проведені розрахунки для підтвердження методики, в роботах [12, 14] проведено обробка результатів вимірювання, в роботі [19] обґрунтовано доцільність використання методики балансування.

Апробація результатів дисертації.

Основні положення та результати роботи доповідались та обговорювались на таких конференціях: the sixth world congress «Aviation in the XXI-st century» Safety in Aviation and Space Technologies (Kyiv, Ukraine, 2016); IEEE Proc. Intern. Conf. on Methods and Systems of Navigation and Motion Control (MSNMC) (Kyiv, Ukraine, 2014); XIV міжнародна науково-практична конференція молодих учених і студентів «Політ. Сучасні проблеми науки» (Київ, Україна, 2014); the seventh world congress “Aviation in the XXI-st century” Safety in Aviation and Space Technologies (Kyiv, Ukraine, 2016); IEEE Proc. Intern. Conf. on Actual Problem of Unmanned Aerial vehicles Development (APUAVD) (Kyiv, Ukraine, 2015); Proc. 2016 IEEE 4th International Conference on Methods and Systems of Navigation and Motion Control (Kyiv, Ukraine, 2016); 4-th Int. IEEE Conf. Proceedings on “Actual Problems of Unmanned Aerial Vehicles Development” (APUAVD) (Kyiv, Ukraine, 2017); IEEE Proc. Intern. Conf. on Electronics and Nanotechnology (ELNANO) (Kyiv, Ukraine, 2018); Всеукраїнська науково-технічна конференція «Проблеми розвитку глобальної системи зв’язку, навігації, спостереження та організації повітряного руху CNS/ATM» (Київ, Україна, 2018).

Також результати досліджень доповідались та обговорювались на наукових семінарах кафедри аерокосмічних систем управління Національного авіаційного університету.

Публікації. За матеріалами дисертації надруковано 19 публікацій: 8 з яких в виданнях, що входять до міжнародної наукометричної бази даних Scopus, 9 тез доповідей, 2 патенти України на винахід.

Структура та обсяг дисертації

Дисертація містить вступ, огляд стану проблеми і постановку задачі досліджень, 4 розділи, загальні висновки по роботі, список використаних джерел із 107 найменувань. Дисертаційна робота викладена на 188 сторінках, основний зміст роботи становить 151 сторінка друкованого тексту, в тому числі 99 рисунків, 9 таблиць та 3 додатки.

ЗМІСТ

| | |
|--|-----------|
| Анотація | 2 |
| Summary | 9 |
| Перелік умовних позначень і скорочень..... | 13 |
| Вступ..... | 14 |
| РОЗДІЛ 1. Кориолісовий вібраційний датчик кутової Швидкості | 30 |
| 1.1. Огляд вібраційних датчиків кутової швидкості..... | 30 |
| 1.2. Режими роботи вібраційного ДКШ..... | 33 |
| 1.3. Вплив похибок виготовлення резонатора на основні характеристики вібраційного ДКШ..... | 52 |
| 1.4. Узагальнена динамічна модель коливань резонатора. Модель двовимірного маятника..... | 56 |
| 1.5. Мета і задачі дослідження | 59 |
| Висновки до розділу 1 | 61 |
| Перелік літератури до розділу 1 | 62 |
| РОЗДІЛ 2. Компенсація внутрішніх похибок вібраційного датчика кутової швидкості, працюючого в диференційному режимі | 66 |
| 2.1. Виведення рівнянь вимірювань диференційного ВДКШ з урахуванням різних коефіцієнтів перетворення деформації в напругу | 66 |
| 2.2. Умови компенсації зміщення нуля і перехресного демпфування | 70 |
| 2.3. Вимірювання компонентів зміщення нуля примусовим поворотом вібраційної хвилі на фіксовані кути. | 72 |
| 2.4. Компенсація зміщення нуля модуляцією різниці фаз коливань двох вимірювальних каналів диференційного ВДКШ..... | 77 |
| 2.5. Використання інформаційної надмірності для зменшення похибок вимірювання кутової швидкості диференційним ВДКШ..... | 81 |

| | |
|--|-----|
| | 29 |
| Висновки до розділу 2 | 92 |
| Перелік літератури до розділу 2 | 94 |
| РОЗДІЛ 3. Моделювання режимів роботи вібраційного датчика кутової швидкості | 98 |
| 3.1. Повна нелінійна Симулінк модель вібраційного датчика кутової швидкості | 98 |
| 3.2. Компенсація ударних збурень в вібраційному датчика кутової швидкості диференційного типу | 116 |
| 3.3. Управління стоячій хвилею на основі нечіткої логіки..... | 122 |
| 3.4. Трьохрежимний вібраційний датчик кутової швидкості | 133 |
| Висновки до розділу 3 | 135 |
| Перелік літератури до розділу 3 | 137 |
| РОЗДІЛ 4. Експериментальні дослідження з визначення ступеня компенсації зовнішніх збурень вібраційного Датчика кутової швидкості диференційного типу | 142 |
| 4.1. Експериментальне визначення ступеня компенсації ударних збурень..... | 142 |
| 4.2. Експериментальне визначення чутливості до зовнішньої вібрації..... | 155 |
| 4.3. Експериментальне визначення ступеня компенсації звукових імпульсів та звукових випадкових шумів | 162 |
| 4.4. Експериментальне визначення ступеня компенсації магнітних полів..... | 169 |
| Висновки до розділу 4 | 173 |
| Перелік літератури до розділу 4 | 175 |
| Висновки | 178 |
| Додаток А..... | 180 |
| Додаток Б..... | 184 |
| Додаток В | 187 |

РОЗДІЛ 1

КОРІОЛІСОВИЙ ВІБРАЦІЙНИЙ ДАТЧИК КУТОВОЇ ШВИДКОСТІ

1.1. Огляд вібраційних датчиків кутової швидкості

Датчики кутової швидкості (ДКШ) - це прилади, які вимірюють кутову швидкість об'єкту відносно інерціальної системи координат, тобто абсолютну кутову швидкість. Унікальна властивість розглянутого у даній роботі ДКШ, полягає в тому, що він вимірює кутову швидкість без допомоги будь-якої інфраструктури, побудованої поза ДКШ. Це означає, що інерціальний відліковий об'єкт формується під корпусом ДКШ. Для вібраційного ДКШ (ВДКШ) цей відліковим об'єкт є пружна стояча хвиля. ДКШ дозволяють вимірювати кутовий рух та орієнтувати об'єкт у тримірному просторі за допомогою трьох ортогонально розташованих ДКШ та акселерометрів та роблять можливим реалізувати гірокурсовертикаль та/або автономну безплатформну інерціальну навігаційну систему (БІНС) для навігації, наведення та обчислення шляху, а також для рішення інших задач орієнтації та стабілізації рухомих об'єктів.

Всі ДКШ, включаючи вібраційні, можна розділити на дві основні категорії залежно від того, чи вимірюється кутова швидкість чи кут повороту. Однак, відмінною рисою ВДКШ є те, що вимірювання кутової швидкості та кута повороту можна реалізувати в одному ДКШ у вигляді двох режимів вимірювання: режиму датчика кутової швидкості (ДКШ) та режиму датчика кута, який також називають інтегруючим режимом, з автоматичним перемиканням з режиму на режим [1]. Серед них півсферичний кварцовий ДКШ, розроблений компанією Northrop Grumman (США), добротність резонатора зі плавленого кварцу якого досягає $Q \approx 10^7$, а діаметр резонатора 30 мм, забезпечує найкращу стабільність зміщення нуля, шуму і масштабного коефіцієнта (МК) на рівні $5 * 10^{-4}$ град/год, $6 * 10^{-5}$ град/ $\sqrt{\text{год}}$ і $10^{-4}\%$, відповідно [2, 3].

Компанія Sagem (Франція) теж розробила півсферичний ДКШ зі плавненого кварцу діаметром резонатора 20 мм, добротність якого теж на рівні $Q \approx 10^7$, що забезпечує високоточні характеристики, при стабільності зміщення нуля $2 * 10^{-4}$ град/год, випадковому шумі $10^{-4} \frac{\text{град}}{\sqrt{\text{год}}}$, і похибці МК $5 * 10^{-4}\%$ [4].

Також високоточний ВДКШ, параметри якого можливо порівняти з зазначеними вище було досягнуто в Україні вітчизняними спеціалістами (компанія Інналабс ЮА) на значно більш дешевому і технологічному металевому циліндричному резонаторі. ВДКШ діаметром резонатора 43 мм, не високої добротності $Q \approx 3.5 * 10^4$, виготовлений з елінварного сплаву. В режимі ДКШ цей ВДКШ показав стабільність зміщення нуля $5 * 10^{-3}$ град/год, а шум $5 * 10^{-4}$ град/ $\sqrt{\text{год}}$ [5]. Похибка МК ВДКШ, працюючого в режимі ДКШ була на рівні $3 * 10^{-2} \%$. Однак, як звісно [4], МК ВДКШ працюючий в режимі інтегруючого ДКШ має значно більшу стабільність МК, ніж в режимі ДКШ. Високі параметри цього ВДКШ були досягнуті, в основному, за рахунок великої віброуючої маси, яка у 25-30 разів більша ніж у вказаних кварцових резонаторів та наднизького температурного коефіцієнта частоти, який приблизно в 10 разів менше, ніж у плавненого кварцу.

Наприклад, дешевий ВДКШ з металевим резонатором у вигляді спареного камертону (чотири балки квадратного перетину на одній основі, встановленої на короткій ніжці), розробки компанії Sagem (Франція), що має назву “quarason”, зі стабільністю нуля 10 град/год і шумом $0.12 \text{ град}/\sqrt{\text{год}}$, має стабільність МК у режимі інтегруючого ВДКШ $3.5 * 10^{-3} \%$, а у режим ДКШ 0.3% [6]. Діапазон виміру кутової швидкості цього ДКШ становить 250 град/с у режим ДКШ, а у режимі інтегруючого ДКШ видає значення $7.2 * 10^3$ град/с. Таким чином, інтегруючий режим роботи має значні переваги перед режимом ДКШ по діапазону вимірювання, стабільності МК та смузі пропускання. Через те, що стояча хвиля ВДКШ не має інерції, - теоретична

смуга пропускання інтегруючого ВДКШ нескінченна. Однак, реальні ВДКШ, що працюють в інтегруючому режимі, мають обмежену смугу пропускання. Обмеження смуги може бути обумовлена, наприклад, демодулятором каналу вимірювання кута повороту.

Варто також згадати ВДКШ, що використовують п'єзокерамічні резонатори різної геометрії (циліндр, півсфера, камертон), що випускаються компанією Watson Industries (США). Це дешеві ВДКШ невисокої точності мають стабільність зміщення нуля на рівні 0.1 град/с, шуми на рівні 3 град/ $\sqrt{\text{год}}$ і стабільність МК на рівні 0.2%. Такі ВДКШ використовуються як в цивільній так і в оборонній промисловості [7].

Швидке розповсюдження технології ВДКШ по всьому світу, що широко використовується на практиці, забезпечується за рахунок того, що ВДКШ успішно мікромініатюризується. Розробкою і виробництвом ВДКШ, що побудовані на мікро-електро-механічних системах, так звані МЕМС ВДКШ, в даний час займаються всі високотехнологічні країни світу. Піонерська робота з мініатюризації інерційних датчиків та систем, зроблена Лабораторією Дрейпера (лабораторія з інерціальних систем наведення для військових та космічних застосувань), призвела до створення МЕМС ДКШ та акселерометрів.

У 1991 році вони успішно побудували монолітний МЕМС ДКШ з чутливістю 4 град/с при смузі пропускання 1 Гц. Характеристики цього ДКШ були зіпсовані високими шумами [8].

Однак у 2011 році дослідники з університету Юта (США) повідомили про створення МЕМС ДКШ на основі багато-зубцевого камертона (M2-TFG) добротністю $2.5 * 10^5$ с характеристиками: стабільність зміщення нуля 95 град/год, і шумом 6.67 град/ $\sqrt{\text{год}}$ [9].

В роботі [10], що опублікована у 2014 році, автори експериментально показали, що для МЕМС ДКШ з близькими по частоті модами збудження і вимірювання були досягнуті наступні основні характеристики: стабільність зміщення нуля є на рівні 1.1 град/год, та шум величиною 0.041 град/ $\sqrt{\text{год}}$.

В роботі [11] демонструється МЕМС ДКШ, добротність резонатора якого є невисокою $Q \sim 10^3$, стабільність зміщення нуля є 0.2 град/год, шум становить 0.05 град/ $\sqrt{\text{год}}$, а стабільність МК в інтегруючому режимі роботи є $3 * 10^{-4} \%$. На додаток до цих досить високих для МЕМС ВДКШ точносних характеристик, діапазон вимірювання цього датчика становить ± 1350 град/с. Стверджується також, що при роботі МЕМС ВДКШ в режимі ДКШ неідеальність виготовлення резонатора практично не впливають на вихідний шум, а отже, слабо впливають на нестабільність зміщення нуля. Для зменшення шумів і досягнення навігаційної точності (на рівні 0.01 град/год) слід збільшувати добротність резонатора.

В роботі [12] повідомляється про досягнення добротності МЕМС резонатора на рівні $Q \sim 2 * 10^6$, а в роботі [13] має форму тороїдної тривимірної оболонки добротністю $Q \sim 4.5 * 10^6$. В роботах [14, 15] представлені розробки півсферичних МЕМС резонаторів зі плавненого кварцу, що передбачують добротність більш ніж 10^6 .

1.2. Режими роботи вібраційного ДКШ

1.2.1. Робота вібраційного ДКШ в режимі датчика кутової швидкості

ВДКШ діляться на два класи залежно від характеру двох вібраційних мод коливань. У першому класі моди є різними. Прикладом цього класу є балочний та камертоний ДКШ, в яких мода збудження є звичайним режимом вібрації камертону - це є первинна мода коливань, а друга мода, вимірювальна мода, - це крутильні коливання камертону навколо своєї осі симетрії (вторинна мода коливань). Первинні та вторинні моди балки та камертону представлені на рис.1.

У другому класі ВДКШ ці дві моди коливань однакові, будучи двома ортогональними модами (модами тієї ж резонансної частоти) осісиметричного пружного тіла.

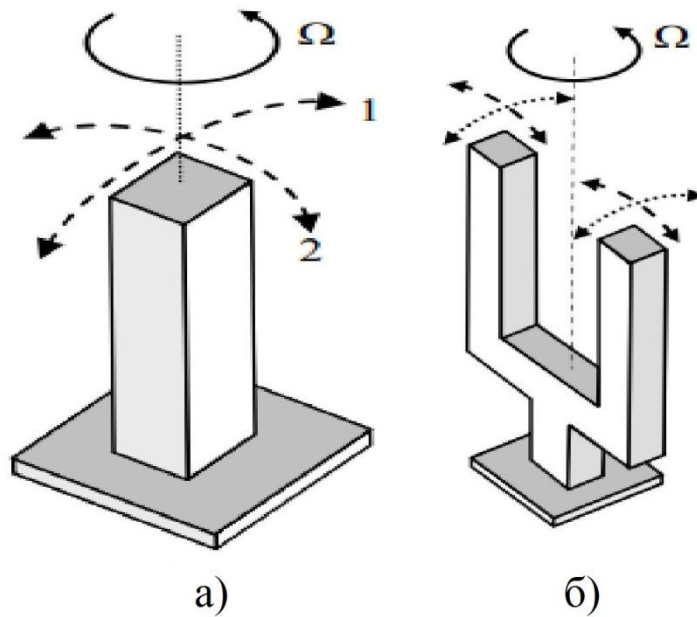


Рис.1.1. Резонатори ВДКШ першого класу: а) – балка; б) – камертон

Прикладами є вібраційні циліндричні та півсферичні оболонки та кільця, як показано на рис.1.2, і насправді будь-яка оболонка, отримана як тіло обертання.

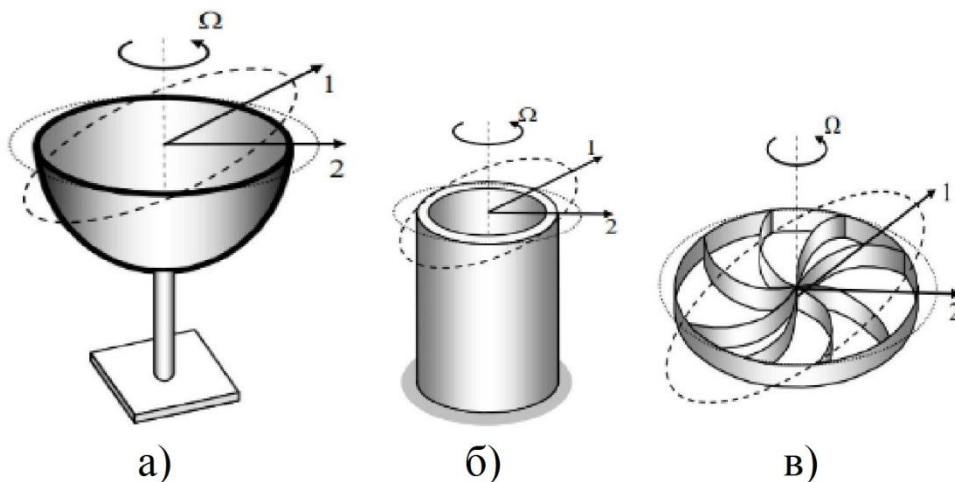


Рис.1.2. Резонатори ВДКШ другого класу: а) – напівсферична оболонка; б) – циліндрична оболонка; в) – кільце

Принцип роботи ВДКШ засновано на чутливості пружних резонансних структур до інерціального обертання. Одним з найважливіших параметрів резонаторів є добротність, яка залежить від властивостей матеріалу, з якого виробляється резонатор, а також за ступенем асиметрії його форми і визначається як:

$$Q = \frac{\omega_r \tau}{2} = \pi f_r \tau, \quad (1.1)$$

де ω_r , f_r є кругова та циклічна резонансна частота резонатора, відповідно, τ є постійна часу резонатора, яка визначається як час затухання амплітуди вільних коливань резонатора в e разів.

У дисертаційній роботі основна увага буде приділена дослідженню вібраційних ДКШ з резонаторами, що є вібруючими оболонками, тобто з резонаторами які є тілами обертання, представленими на рис.1.2, які були визначені як ВДКШ другого класу. У таких резонаторах ефективною вібруючою масою є кільце, що резонує на другій $n = 2$, еліптичній моді коливань. Друга мода коливань використовується для вимірювання кутових швидкостей тому, що ця мода має максимальну чутливість до обертання, порівняно з модами $n = 3, 4$ і так далі.

На рис.1.3 показана стояча хвиля другої резонансної моди резонатора кільцевого типу, що характеризується 4-ма пучностями (максимальна амплітуда вібрації) та 4-ма вузлами (мінімальна амплітуда вібрації) коливань, що розташовані уздовж окружної координати під кутами 45° .

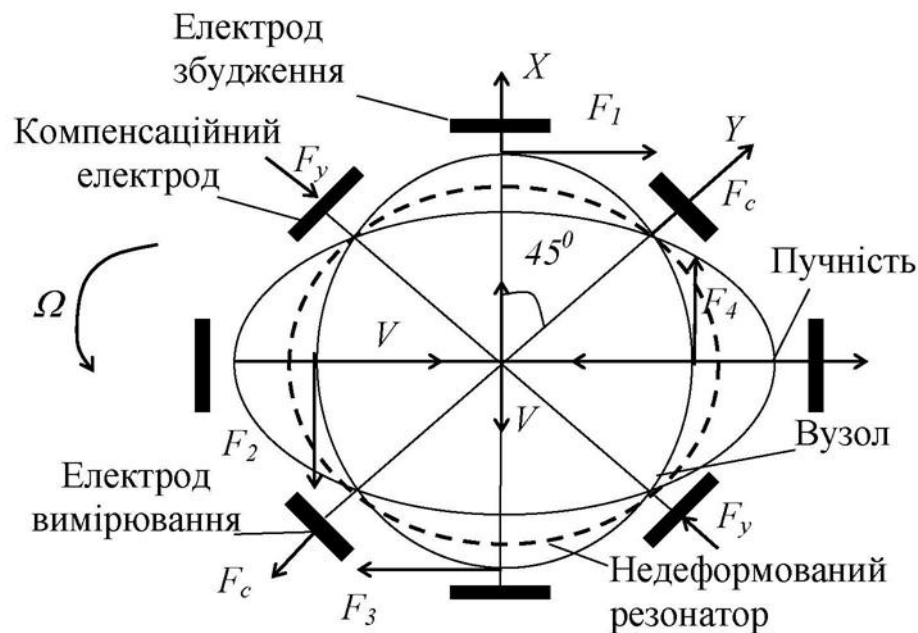


Рис.1.3. Стояча хвиля в резонаторі кільцевого типу

При обертанні резонатора з кутової швидкістю Ω виникають сили Коріоліса F_1, F_2, F_3, F_4 (рис.1.3), які генерують вторинну (коріолісову) моду коливань у напрямку результуючої сили F_c . Результуюча сила Коріоліса F_c є пропорційною кутовій швидкості Ω , що вимірюється:

$$\vec{F}_c = 2m[\vec{\Omega} \times \vec{V}]; \quad (1.2)$$

де \vec{V} - вектор лінійної швидкості радіального руху в процесі вібрації; m - ефективна вібраційна маса.

Величина (модуль) сили Коріоліса визначається наступним чином:

$$|\vec{F}_c| = 2m|\vec{V}||\vec{\Omega}|\sin\alpha_{v,\Omega}; \quad (1.3)$$

де $|\cdot|$ є позначення модуля вектора, $\alpha_{v,\Omega}$ є кут між векторами \vec{V} і $\vec{\Omega}$, який для більшості конструкції резонаторів є 90° .

Таким чином, амплітуда коливань, що сформована силою Коріоліса, пропорційна кутовій швидкості Ω .

Диференціальні рівняння, що описують поведінку двох мод коливань (моду збудження та моду Коріоліса, тобто вимірювальну моду) у режимі ДШК можуть бути представлені наступним чином [16]:

$$\begin{aligned} \ddot{x} + \frac{2}{\tau}\dot{x} + \omega_r^2 x &= B\cos(\omega_r t); \\ \ddot{y} + \frac{2}{\tau}\dot{y} + \omega_r^2 y &= 2k\Omega\dot{x} + F_y; \end{aligned} \quad (1.4)$$

де x та y є переміщеннями по осям X (мода збудження) та Y вимірювальна мода (мода Коріоліса), відповідно; τ є постійна часу резонатора; ω_r є резонансна частота резонатора; B є амплітуда сили, що збуджує первинні коливання резонатора вздовж осі X ; k є коефіцієнт Брайана, $2\Omega\dot{x}$ є сила Коріоліса F_c , що виникає коли $\Omega \neq 0$, \dot{x} є лінійна швидкість коливань резонатора у процесі його радіального руху, яка в (1.3) позначена як $|\vec{V}|$; F_y є управляюча сила, що подається на компенсаційний електрод Y для компенсації сили Коріоліса F_c , придушуючи коливання вузлів стоячої хвилі.

Рішення першого рівняння системи (1.4) дає:

$$x = \frac{B\tau}{2\omega_r} \sin\omega_r t; \rightarrow F_c = 2k\Omega\dot{x} = 2A\omega_r k\Omega \cos\omega_r t \quad (1.5)$$

де A є амплітуда коливань резонатора.

Друге рівняння системи (1.4) з урахуванням (1.5) запишеться у вигляді:

$$\ddot{y} + \frac{2}{\tau}\dot{y} + \omega_r^2 y = 2A\omega_r k\Omega\dot{x} + F_y; \quad (1.6)$$

Для компенсації коливань вторинної хвилі вздовж осі Y ($y \equiv 0$) треба щоб управляюча сила F_y , що подається на компенсаційний електрод Y була рівна:

$$F_y = -2A\omega_r k\Omega \cos\omega_r t \quad (1.7)$$

Як бачимо з (1.7) компенсаційний сигнал F_y є пропорційний кутовій швидкості Ω , а масштабний коефіцієнт є пропорційний A , ω_r і k .

Усі сигнали які знімаються з електродів, як видно з виразів (1.5), (1.6) є модульованими резонансною частотою ω_r резонатора, а амплітуда, яка огинає резонансну частоту є пропорційною кутовій швидкості Ω , що вимірюється. Для того, що отримати більш стабільні та точні вимірювання кутової швидкості слід стабілізувати амплітуду A коливань, слідкувати за зміною резонансної частоти, яка трансформується у результаті зміни температури та зовнішніх збурень. Треба, також, формувати сигнал компенсації F_y сили Коріоліса та сигнал квадратури, що виникає із за похибок виготовлення резонатора.

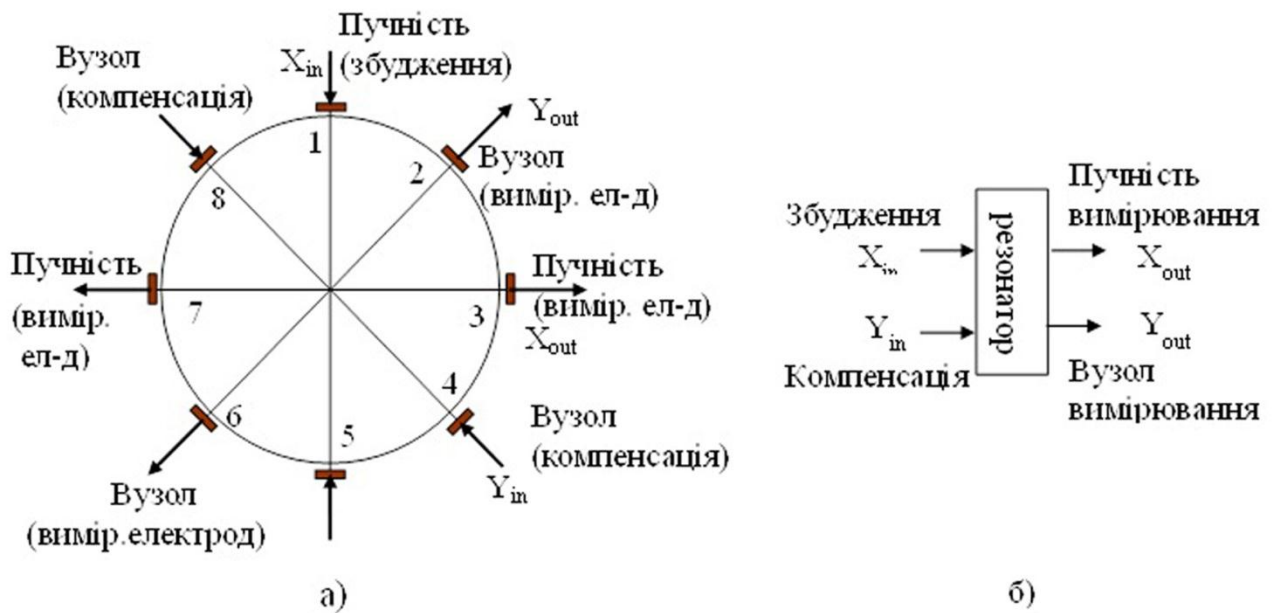


Рис.1.4. Схема розташування електродів в кільцевому резонаторі

Для організації управління параметрами стоячої хвилі у кільцевому резонаторі діаметрально протилежні електроди (1-5; 2-6; 3-7; 4-8) (див.рис.1.4а) з'єднані накоротко один з одним, так що у них однакові напруги. В результаті є два вхідні сигнали (X_{in} , Y_{in}) та два вихідні сигнали (X_{out} , Y_{out}) (див.рис.1.4b). Це означає, що резонатор, а точніше чутливий елемент ВДКШ можна розглядати як об'єкт управління з двома входами та двома виходами.

Амплітуда вторинних (коріолісових) коливань вимірюється електродом Y_{out} , розташованим у вузлі первинної стоячої хвилі, і за допомогою системи управління з негативним зворотним зв'язком компенсується, шляхом подачі компенсаційного сигналу на інший вузол стоячої хвилі, де розташовується компенсаційний електрод Y_{in} (див. рис.1.4). Сигнал зворотного зв'язку F_y , який компенсує вторинну моду коливань ($y \equiv 0$) є пропорційним кутовій швидкості, Ω . При цьому, вторинної моди коливань у резонаторі немає, а первинна мода розташована своєю пучністю поблизу електрода збудження і обертається разом з ДКШ, залишаючись в процесі обертання нерухомою щодо корпусу ДКШ.

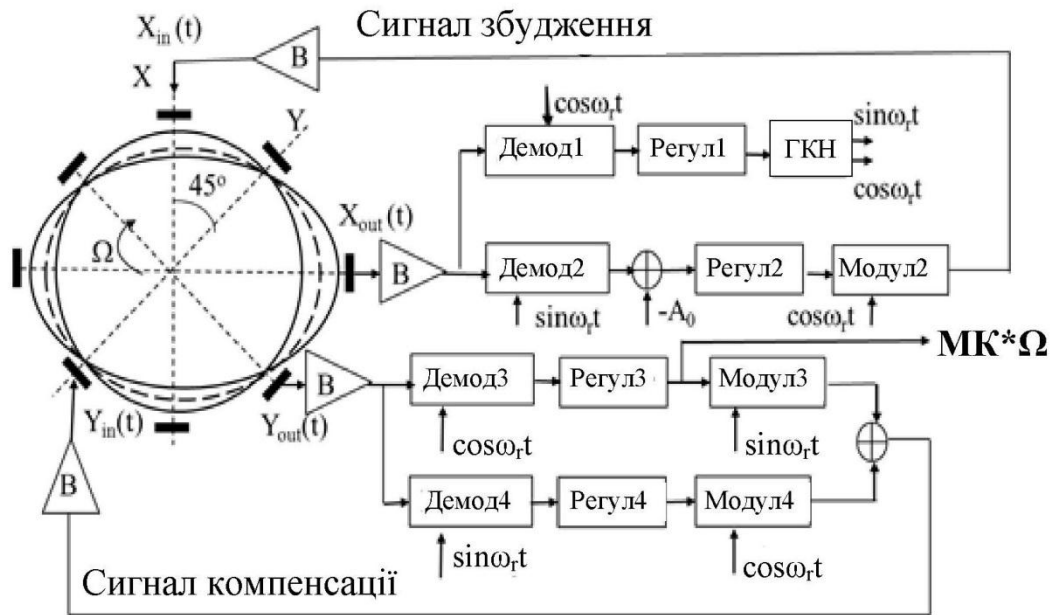


Рис.1.5. Блок схема системи управління ВДКШ в режимі ДКШ

Блок схема системи управління стоячою хвилею ДКШ працюючого в режимі виміру кутової швидкості зображена на рис. 1.5 [17, 18].

Блоки B на рис.1.5 представляють буферні перетворювачі, які перетворюють заряд або струм у напругу. Стояча хвиля збуджується на резонансній частоті ω_r . Управління збудженням базується на системі фазового автопідстроювання частоти (ФАПЧ) та системі управління посиленням. На виході демодулятора 1 формується косинусна компонента сигналу $X_{out}(t)$, що є пропорційною різниці фаз Δ між сигналами $X_{in}(t)$ та $X_{out}(t)$ і подається на вхід регулятора 1, який управляє входом генератора, що керується напругою (ГКН), який є у складі ФАПЧ. ГКН змінює частоту збудження так, щоб різниця фаз $\Delta \approx 0$. ГКН також генерує два ортогональних сигналу синус і косинус резонансної частоти для використання їх як для підтримки коливань зі змінною резонансною частотою, так і для демодуляції сигналів, що знімаються з електродів $X_{out}(t)$ і $Y_{out}(t)$.

В системі управління посиленням демодулятор виділяє синусну компоненту сигналу $X_{out}(t)$, що пропорційна амплітуді вібрацій і подається на вхід дискримінатора, на другий вхід якого подається сигнал $-A_0$, що пропорційний бажаній амплітуді вібрацій. На виході регулятора 2 формується

сигнал, який після модуляції резонансною частотою подається на електрод збудження $X_{in}(t)$, забезпечуючи стабілізацію амплітуди вібрації на бажаному рівні.

Канал вимірювання та компенсації кутової швидкості складається з демодулятора 3, регулятора 3 і модулятора 3. Демодулятор 3 виділяє косинусну компоненту (кутова швидкість, див. вираз(1.7)) сигналу вузла $Y_{out}(t)$. Вихідний сигнал демодулятора 3 подається на регулятор 3, який формує сигнал, пропорційний кутовій швидкості (вихідний сигнал ДКШ) і подає його на вихідний роз'їм ВДКШ. Цей сигнал є пропорційним кутовій швидкості з коефіцієнтом пропорційності, що є масштабним коефіцієнтом (МК) ВДКШ $MK \times \Omega$.

Канал вимірювання та компенсації квадратури, що складається з демодулятора 4, регулятора 4 і модулятора 4 є аналогічним тільки з сигналу $Y_{out}(t)$ демодулятор 4 виділяє синусну компоненту. Далі ці дві компоненти, після модуляції синусом і косинусом резонансної частоти підсумовуються і подаються на компенсаційний електрод $Y_{in}(t)$ для компенсації їх обох.

Для демонстрації ефективності і високої чутливості вимірювань кутової швидкості за допомогою ВДКШ, що реалізує систему управління, яка представлена на рис.1.5, були проведені вимірювання проекції горизонтальної компоненти кутової швидкості обертання Землі при безперервному обертанні осі чутливості (ОЧ) ДКШ в горизонтальній площині (так званої азимутальної характеристики ДКШ). Вимірювання, що проведені за допомогою ВДКШ з металевим циліндричним резонатором, в якому використовуються п'єзокерамічні електроди, графічно представлені на рис.1.6 [19]. Швидкість безперервного обертання ОЧ ВДКШ в горизонтальній площині є 0.3 град/с. Горизонтальна компонента кутової швидкості обертання Землі у лабораторії становить 9.59 град/год. Необроблені виміри показали значення ~ 10 град/год.

Таким чином, ВДКШ з резонатором порівняно невисокої добротності, що працює в режимі ДКШ, забезпечує високу чутливість до кутових швидкостей та малі шуми.

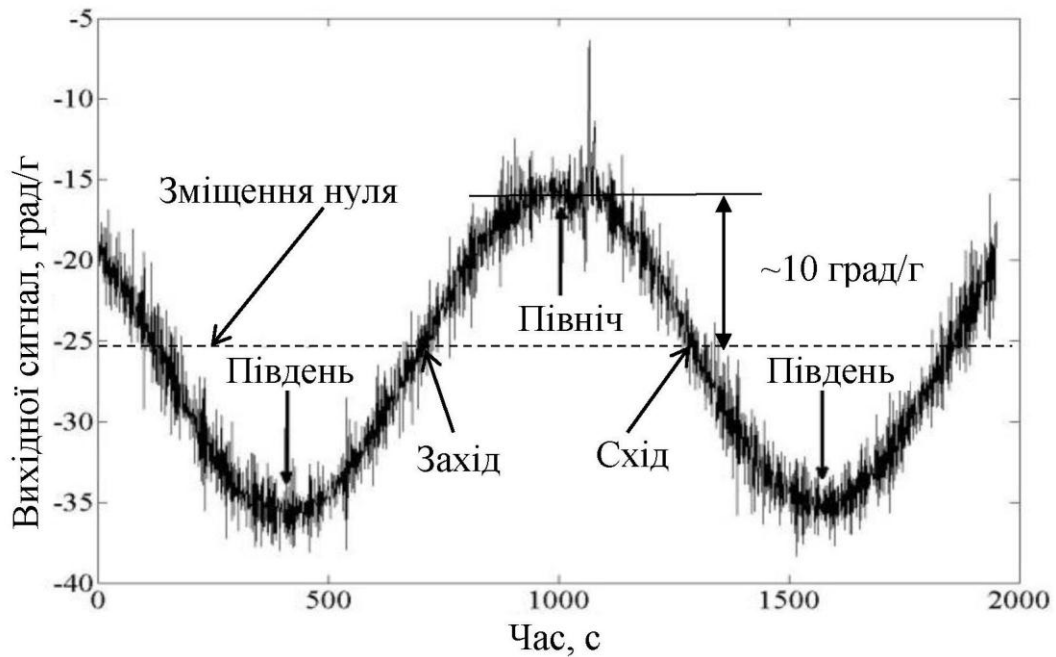


Рис.1.6. Азимутальна характеристика ВДКШ з металевим резонатором

Вимірювання кута азимута і кутової швидкості обертання Землі іншими типами ВДКШ, працюючими у режимі ДКШ, включаючи ДКШ, спроектовані на основі мікроелектромеханічних систем (МЕМС ДКШ), та інерційними блоками на їх основі представлені в роботах [21- 25].

1.2.2. Робота вібраційного датчика кутової швидкості в режимі датчика кута

В режимі датчика кута, який також називають інтегруючим режимом, сила Коріоліса не компенсується, в результаті чого стояча хвиля в резонаторах кільцевого типу обертається. Кут повороту хвилі є пропорційний куту повороту ДКШ в інерційному просторі. Коефіцієнт пропорційності між цими двома кутами обертання, тобто масштабний коефіцієнт інтегруючого ВДКШ, що носить також назву коефіцієнт Брайана k або коефіцієнт посилення кута.

$$\theta(t) = -k\alpha(t); \alpha(t) = \int_0^t \Omega(\tau) d\tau; \quad (1.8)$$

де $\theta(t)$ є кут повороту стоячої хвилі відносно ВДКШ; $\alpha(t)$ - кут повороту ВДКШ відносно інерційного простору (віддалених зірок).

При відсутності повороту траєкторії руху елементарних мас резонатора являють собою еліпс, показаний на рис.1.7.

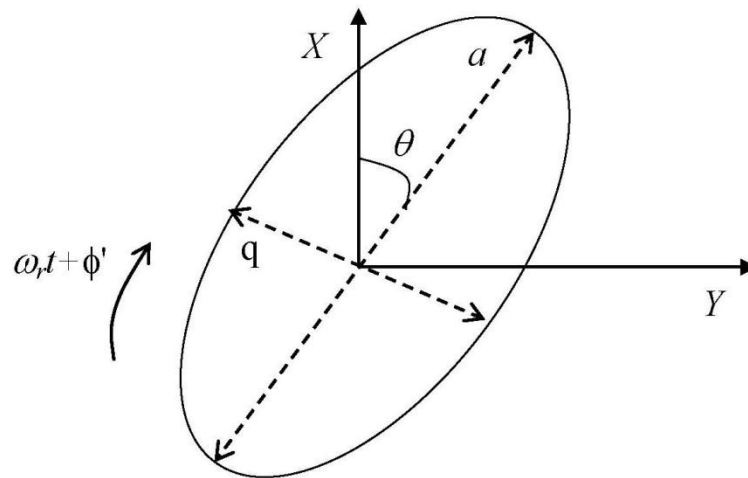


Рис.1.7. Траєкторія руху елементарних мас резонатора у процесі вібрацій

Параметри еліпсу позначаються таким чином: a - амплітуда коливань; q амплітуда квадратурної компоненти; ω_r - резонансна частота; ϕ' - фаза вібрації; θ є кут повороту стоячої хвилі відносно осі X (електроду збудження).

При повороті ДКШ еліпс повертається з коефіцієнтом затримки, що дорівнює коефіцієнту Брайана k . Для циліндричного резонатора коефіцієнт Брайана k можна розрахувати за допомогою виразу [26]:

$$k = \frac{n}{n^3 + 1 + \frac{3}{n^2} \left(\frac{r}{h}\right)^2}, \quad (1.9)$$

де n є номер моди коливань ($n = 2$); r є радіус циліндру; h є висота циліндру.

Наприклад, для розміру циліндра: $r = 12.5$ мм та $h = 20$ мм, $k = 0.366$. Так, якщо кут повороту ВДКШ щодо інерційного простору становить 90° , кут повороту стоячої хвилі відносно електроду збудження резонатора ВДКШ становить $\theta = -0,366 * 90^\circ = -32.910$. Розрахунки, що проведені в роботі [27] показали, що коефіцієнт Брайана для напівсферичного резонатора дорівнює $k = 0.277$. Для балочного резонатора, показаного на рис.1.1, коефіцієнт Брайана для першої моди коливань становить $k = 1$, [28]. Це означає, що стояча хвиля нерухома відносно інерційного простору і є

інерціальною системою відліку при вимірюванні абсолютних кутових переміщень.

Недосконалості виготовлення резонатора та дії зовнішніх сил призводять до того, що параметри α, q, ϕ' та θ змінюються з часом. Вони змінюються значно повільніше, ніж період вібрації $T = \frac{2\pi}{\omega_r}$. Для того, щоб обчислити параметри α, q, ϕ' та θ , демодуляція повинна бути використана на основі змішування сигналів $X_{out}(t)$ і $Y_{out}(t)$ з опорними сигналами $\sin\omega_r t$ і $\cos\omega_r t$ і фільтрацією низьких частот для отримання чотирьох демодульованих змінних C_x, S_x, C_y, S_y , як показано на рис.1.8.

Параметри α, q, ϕ' та θ обчислюються за такими виразами [29]:

$$\begin{aligned} \alpha &= \sqrt{\frac{1}{2} \left(E + \sqrt{E^2 - P^2} \right)}; q = \sqrt{\frac{1}{2} \left(E - \sqrt{E^2 - P^2} \right)}; \\ E &= C_x^2 + S_x^2 + C_y^2 + S_y^2; P = 2(C_x S_y - C_y S_x); \\ \theta &= \frac{1}{2} \arctg \frac{2(C_x C_y + S_x S_y)}{C_x^2 + S_x^2 - C_y^2 - S_y^2}; \\ \phi' &= \frac{1}{2} \arctg \frac{2(C_x S_x + C_y S_y)}{C_x^2 - S_x^2 + C_y^2 - S_y^2}; \end{aligned} \quad (1.10)$$

Метою системи керування ВДКШ, працюючою в інтегруючому режимі є утримання параметрів стоячої хвилі під час роботи на наступних значеннях:

$$P = 0 \rightarrow q = 0, \alpha^2 = E = const, \phi' = 0; \quad (1.11)$$

Таким чином, при роботі ВДКШ в інтегруючому режимі, сигнал квадратури q треба компенсувати до нуля, шляхом компенсації параметра P , треба також стабілізувати квадрат амплітуди коливань (тобто енергію коливань) на постійному заздалегідь обраному значенні, і компенсувати фазу вібрації ϕ' , що призводить до того, що збудження відбувається на резонансній частоті.

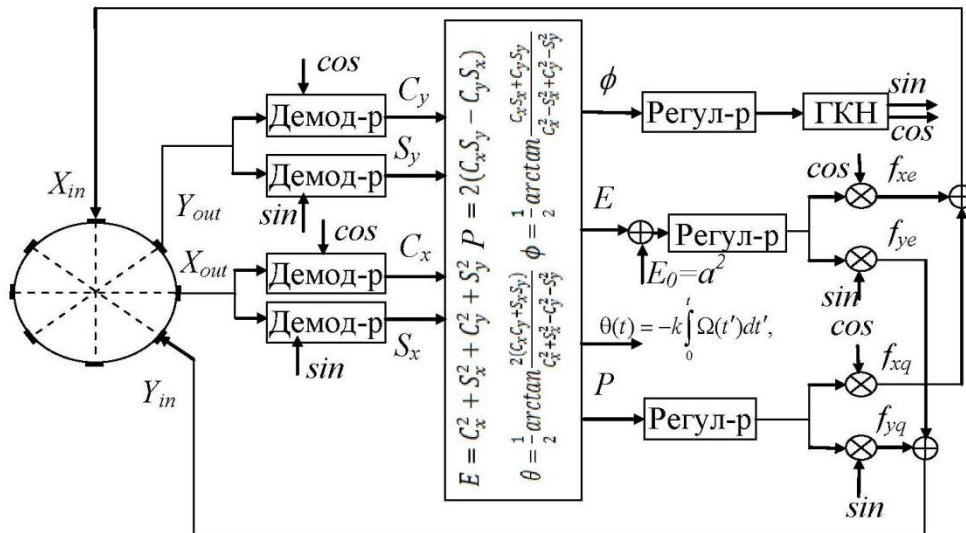


Рис.1.8. Структурна схема

Структурна схема системи управління, яка забезпечує виконання співвідношень (1.10) для параметрів стоячої хвилі, представлена на рис.1.8 [18]. Вихідним сигналом ВДКШ, працюючим в інтегруючому режимі, є кут повороту $\theta(t)$ стоячої хвилі. Для розрахунку кута повороту ВДКШ в інерціальному просторі треба вихідний сигнал $\theta(t)$ поділити на МК, тобто на коефіцієнт Брайана k . Для зменшення похибок вимірювання квадратурна компонента компенсується $q \rightarrow 0$ квадратурним каналом системи управління ВДКШ. На рис.1.9 представлені траєкторії точкової маси коли $q = 0$ і коли $q \neq 0$. Як бачимо коли $q = 0$ траєкторія є прямою лінією, що обертається, а коли $q \neq 0$, то траєкторія є еліпсом, що також обертається, вносячи похибки при вимірюванні поточного кута повороту.

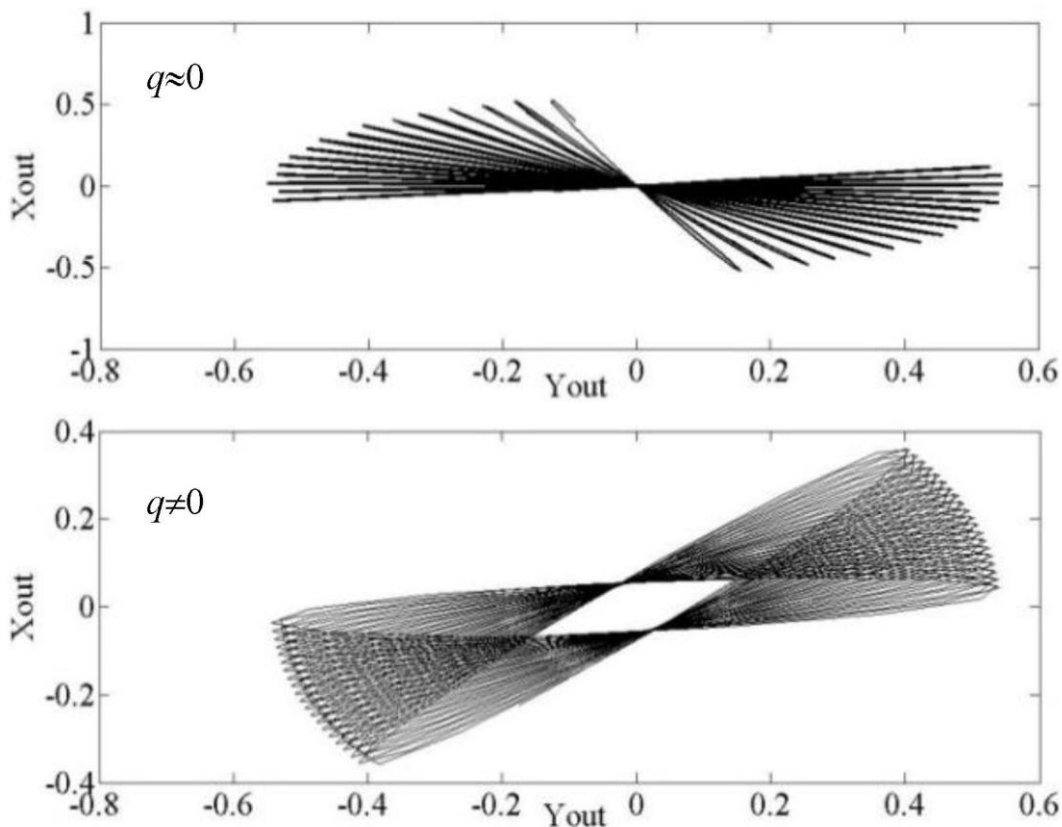


Рис.1.9. Траєкторії точкової маси коли $q = 0$ та $q \neq 0$

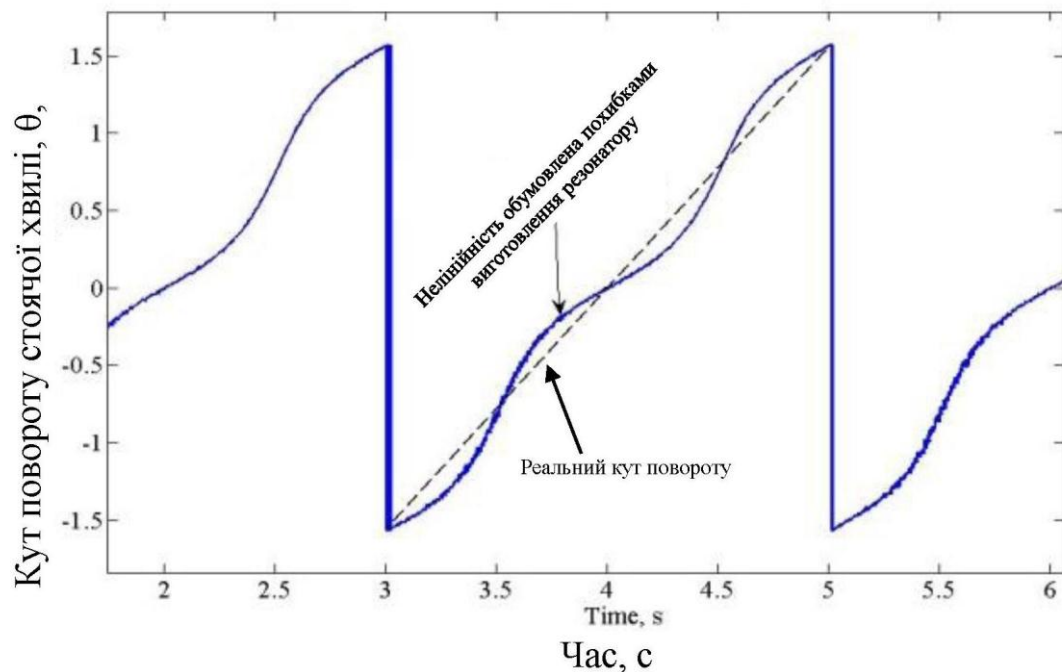


Рис.1.10. Вихідний сигнал інтегруючого ВДКШ при вимірюванні постійної кутової швидкості 90 град/с

На рис. 1.10 представлений вихідний сигнал інтегруючого ВДКШ при вимірюванні постійної кутової швидкості 90 град/с.

Періодичність вихідного сигналу обумовлена тим, що кут θ визначається функцією arctg (див. вираз для кута θ в (1.9)), яка має період $\left[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right]$.

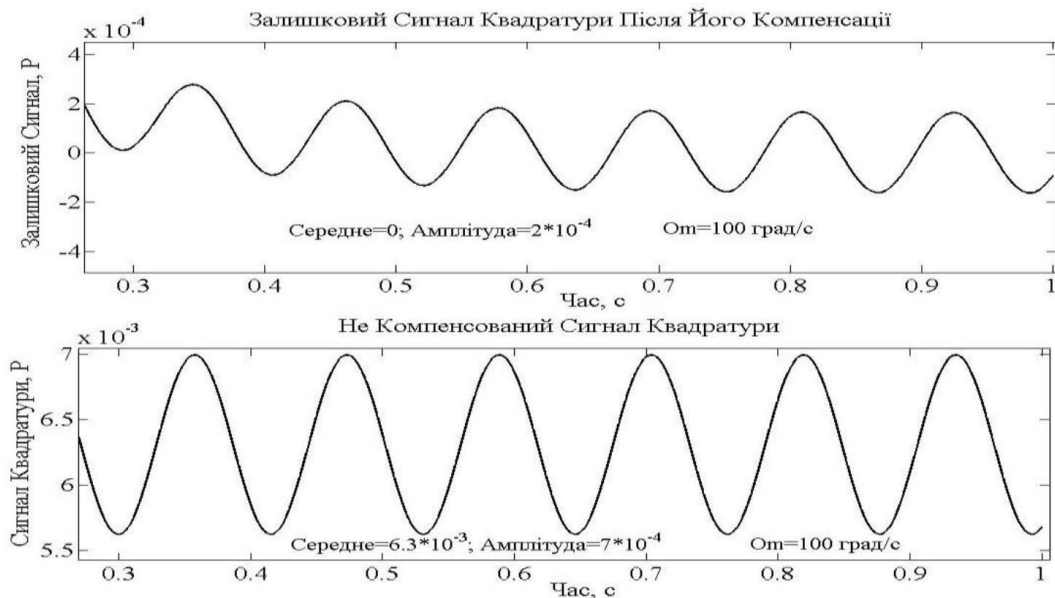


Рис.1.11. Компенсована і некомпенсована квадратурна похибка при вимірі постійної кутової швидкості інтегруючим ВДКШ

При зміні кута θ стоячої хвилі змінюється також і квадратурна похибка P , тому підсистема управління квадратурою покликана компенсувати змінну квадратурної похибки. На рис. 1.11 представлені графіки квадратурної похибки та залишкової квадратурної похибки після її компенсації.

1.2.3. Робота вібраційного датчика кутової швидкості в диференційному режимі

Як бачимо зі підрозділів 1.2.1. та 1.2.2, ВДКШ може працювати як в режимі датчика кутової швидкості, так і в інтегруючому. Порівняно недавні дослідження в Україні, як першу можна згадати роботу [30], а також ряд наступних робіт [31- 35] привели до створення третього, диференційного режиму роботи ВДКШ для резонаторів з виродженими модами коливань (для другого класу ВДКШ). Цей режим доповнив два інших режими, володіючи додатковими можливостями як для компенсації зовнішніх так і внутрішніх

впливів. Дана робота присвячена дослідженню компенсаційних можливостей диференційного режиму роботи ВДКШ. Чудовий факт, який дозволяє говорити про третій режимі роботи ВДКШ полягає в тому, що система управління стоячою хвилею, яка спочатку була розроблена в роботі [30] і представлена в цьому підрозділі дисертації, була перероблена і вдосконалена [35] так, що з'явилася можливість автоматично перемикаєти не тільки з першого режиму (ДКШ) на другий (інтегруючий) режим, як вказувалося в роботі [1], але також і на третій (диференційний) режим. Тому диференційний режим доповнює перші два режими, надаючи йому додаткові якості. Ці якості досліджуються в даній роботі.

У диференційному ВДКШ стояча хвиля розташована між електродами так, щоб кут хвилі $\theta \neq \frac{\pi m}{4}, m = 0, 1, \dots, 7$. Тобто напрямком коливання стоячої хвилі не збігається з будь-яким з 8-ми електродів, як показано на рис.1.12.

У цьому випадку рівняння двох каналів X та Y вимірювання можна записати наступним чином [35]:

$$\begin{aligned} -2k\Omega \sin 2\theta + d_{xx} \cos 2\theta + d_{xy} \sin 2\theta &= z_x; \\ 2k\Omega \cos 2\theta + d_{yy} \sin 2\theta + d_{xy} \cos 2\theta &= z_y. \end{aligned} \quad (1.12)$$

де d_{xx}, d_{yy}, d_{xy} є динамічними параметрами резонатора; z_x, z_y є вимірювальними сигналами каналів X та Y , відповідно.

Більш детально динамічні параметри резонатора і виведення рівнянь вимірювань (1.11) будуть розглянуті в наступних підрозділах.

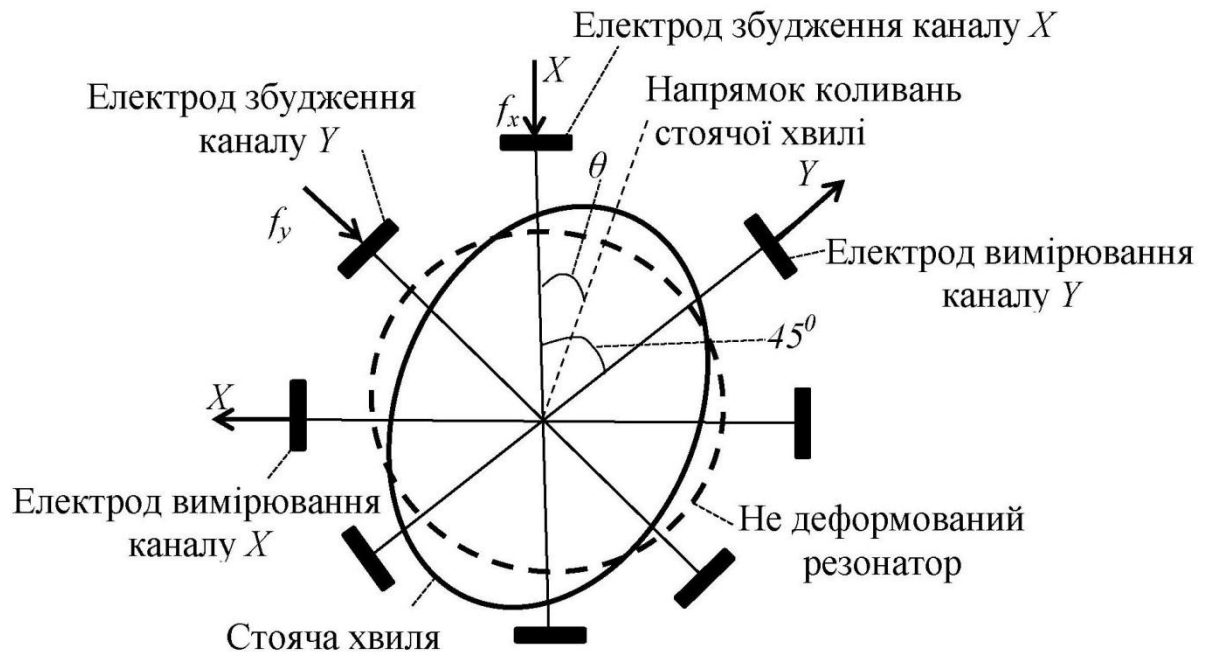


Рис.1.12. Розташування стоячої хвилі відносно електродів у диференційному ВДКШ

Як бачимо з рівнянь (1.11) по каналу X вимірюється кутова швидкість з негативним знаком, а по каналу Y вимірюється кутова швидкість з позитивним знаком. Різниця сигналів двох вимірювальних каналів подвоює кутову швидкість і компенсує похибки, що є однаковими в обох каналах.

Слід відмітити, що МК і зміщення нуля вимірювальних каналів залежать від кута θ розташування стоячої хвилі відносно електроду збудження. Тобто можна вибрати кут θ так, щоб мінімізувати зміщення нуля або компенсувати небажані похибки, обумовлені неідеальністю виготовлення резонатора. Також, при відніманні сигналів двох вимірювальних каналів можна компенсувати вплив зовнішніх збурень.

З цього короткого аналізу рівнянь (1.11) можна заключити, що диференційний ВДКШ має значно більше можливостей для компенсації як похибок викликаних внутрішніми так і зовнішніми збуреннями, ніж два інших режими, що розглянуті вище. Всі ці можливості теоретично і експериментально будуть розглянуті у наступних розділах дисертації.

Структурна схема системи управління стоячою хвилею, що реалізує диференційний режим роботи представлена на рис. 1.13 [30].

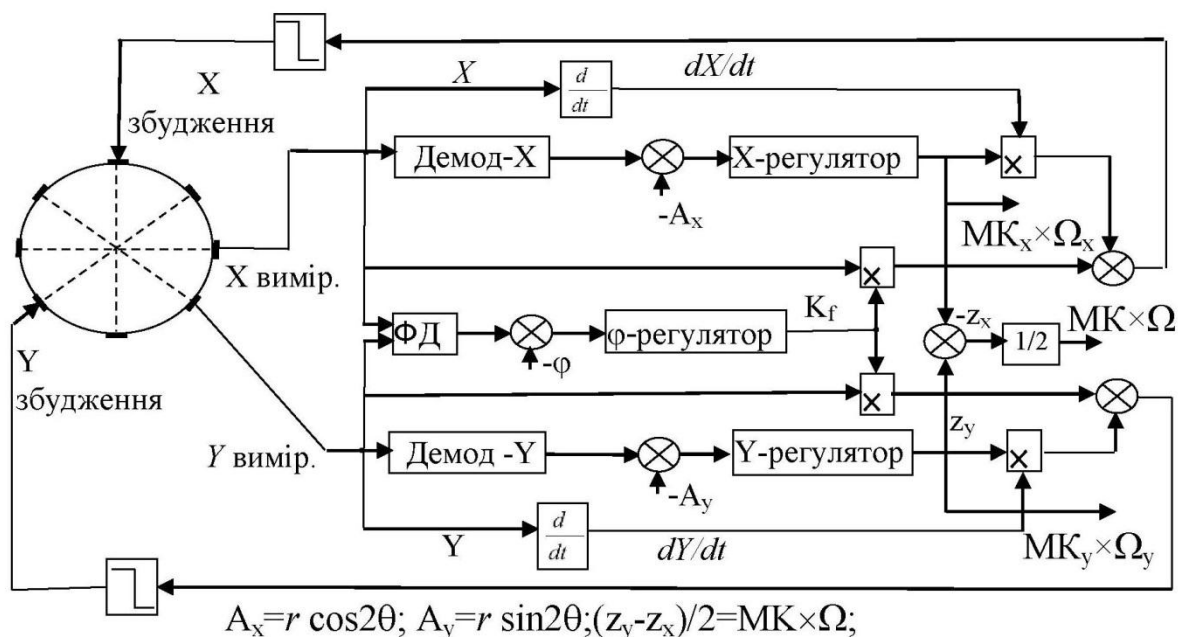


Рис.1.13. Блок схема системи управління стоячою хвилею

Ця схема збуджує резонатор подаючи сигнали збудження на два електроди збудження X і Y . Сигнали вимірювань знімаються з вимірювальних електродів каналів X , Y і віднімаються для подвоєння компонентів сигналів, що містять кутові швидкості. Подальший сигнал різниці подається на вихід у вигляді результуючого вимірювання позначеного на схемі як $MK * \Omega$.

Амплітуда вібраційної хвилі визначається як $r = \sqrt{(A_x)^2 + (A_y)^2}$. Кут хвилі відносно електроду збудження осі X визначається як $\theta = \arctg \left(\frac{A_x}{A_y} \right)$.

На рис.1.14 показані вимірювання постійної кутової швидкості ± 40 град/с диференційним ВДКШ. Як можна побачити зміщення нуля двох каналів X і Y відрізняється від нуля, а зміщення нуля піврізниці каналів близьке до нуля.

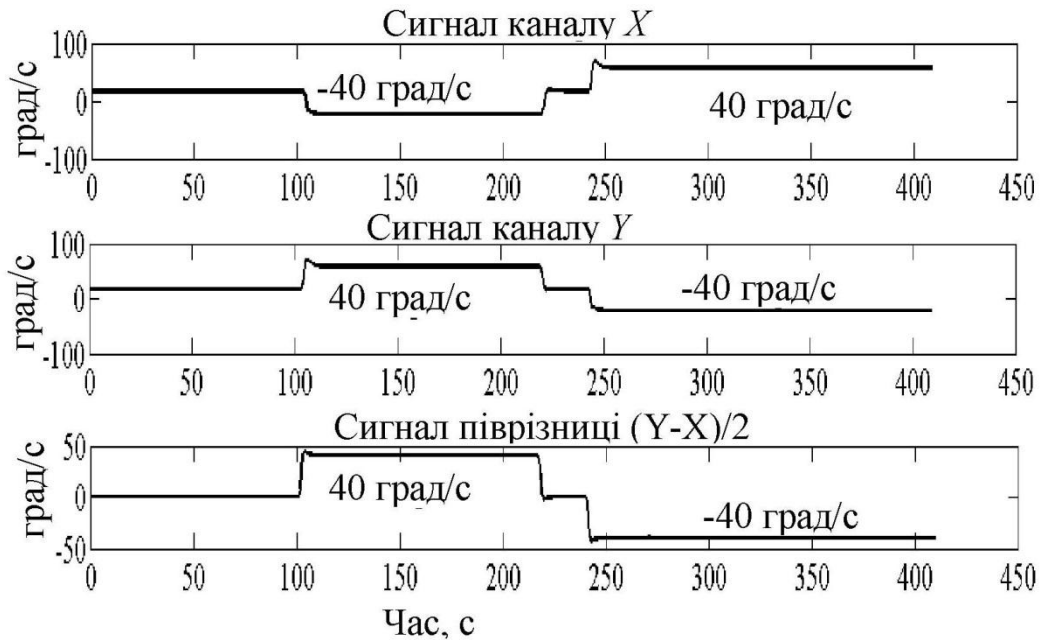


Рис.1.14. Вимірювання постійної кутової швидкості диференційним ДКШ

Одним з недоліків схеми управління, представленої на рис.1.13 є те, що вона використовує автогенератор для збудження коливань в каналах X і Y. Схема автогенератора створює неприйнятно великий шум, особливо в резонаторах з невисокою добротністю. Тому цей метод збудження не використовується в подальшому, а буде розроблено нову схему управління для диференційного ВДКШ, яка дасть можливість автоматично переключати ВДКШ з режиму на режим для усіх трьох режимів. Ця нова схема буде побудована на основі схеми управління інтегруючого ВДКШ, що представлена на рис.1.8 з перемикачем режимів.

Важливо відмітити, що в диференційному режимі кут хвилі $\theta \neq 0$ і квадратурна похибка зростає в порівнянні з режимом ДКШ, коли $\theta = 0$. Однак, як в режимі ДКШ, інтегруючому режимі, так і в диференційному режимі є підсистема управління з негативним зворотнім зв'язком яка ефективно компенсує квадратурну похибку.

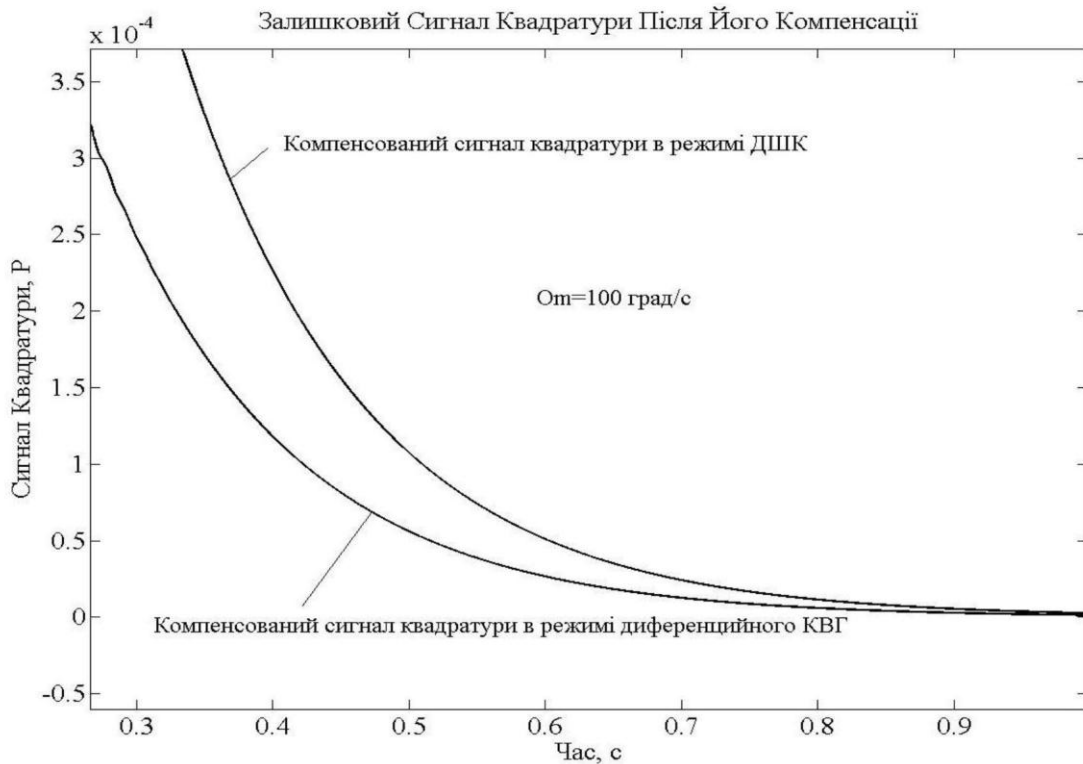


Рис.1.15. Порівняння компенсації квадратурної похибки при роботі ВДКШ в диференційному режимі і режимі ДКШ

Рис. 1.15 показує компенсовані сигнали квадратури при вимірюванні постійної кутової швидкості в режимі ДКШ і в диференційному режимі. Як бачимо квадратурна похибка при вимірюванні постійної кутової швидкості в режимі ДКШ і диференційному режимі після перехідного процесу прямує до нуля. При порівнянні залишкової квадратурної похибки після її компенсації в інтегруючому режимі роботи ВДКШ, що показана на рис. 1.11, вона стає періодичною і не прямує до нуля, навіть коли вимірюється постійна кутова швидкість. Це є наслідком того, що стояча хвиля обертається по колу резонатора при вимірюванні постійної кутової швидкості. Зрозуміло, що у системі управління компенсувати змінну похибку набагато складніше, ніж ту, що не змінюється, як це відбувається в диференційному режимі і в режимі ДКШ. Це відбувається тому, що в системі управління завжди є запізнювання подачі керуючого сигналу, що компенсує квадратурну похибку, щодо сигналу квадратури [36]. У зв'язку з цим, малі кутові швидкості зручно вимірювати в режимі ДКШ, або в диференційному режимі, а великі кутові швидкості – в

інтегруючому режимі тому, що в інтегруючому режимі МК є дуже стабільною константою [6, 37] і широкою смугою частот [36], що мінімізує динамічну похибку вимірювань, яка переважає при вимірюванні великої кутової швидкості.

1.3. Вплив похибок виготовлення резонатора на основні характеристики вібраційного ДКШ

1.3.1. Похибка, яка обумовлена різною жорсткістю резонатора

Основна причина похибок ВДКШ є технологічні похибки виробництва резонаторів і неоднорідність матеріалу. Найбільш істотний вплив на похибку ВДКШ має неоднорідність розподілу маси вздовж просторових координат резонатора. Наприклад, для резонаторів, що представляють тонкі просторові оболонки (тобто є тілами обертання), це є неоднорідністю розподілу маси по окружній координаті резонатора, що виникають в результаті різниці товщини оболонки. Як показує аналіз Фур'є, різниця в товщині напівсферичної оболонки (циліндричної оболонки або кільця) вздовж окружної координати, для другої робочої моди ($n = 2$) коливань, коли є чотири вузли та пучності вздовж периметра резонатора, максимальний вплив на похибку ВДКШ має четверта гармоніка масового дебалансу [26]. У результаті наявності таких дефектів, власна частота коливань резонатора розщеплюється на дві частоти. Четверта гармоніка розподілу маси вздовж ободу резонатора дає наступні значення розщеплення частот: $\Delta\omega = \frac{\varepsilon\omega_2}{2}$, де ε є відносною величиною дефекту ($\Delta m/m$) на четвертій гармоніці.

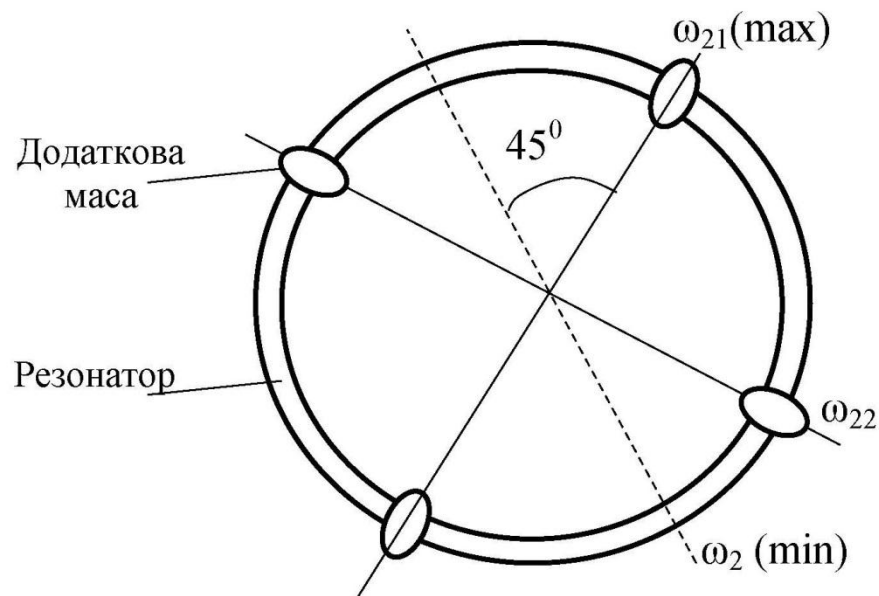


Рис.1.16. Четверта гармоніка розподілу маси

Рис. 1.16 показує простий розподіл товщини оболонки з великою компонентою на 4-й гармоніці, при якій товщина оболонки на чотирьох однаково розташованих точках більша, ніж в інших точках.

Оболонка, як правило, згладжує локальні жорсткості (або пружності), через варіації товщини. Основний внесок дається четвертою гармонікою варіації маси. Тому, якщо стояча хвиля розташована вузлами вздовж суцільної осі (див. фіг. 1.16), а резонатор розглядається як лінійна коливальна система другого порядку, що має приблизно однаковий коефіцієнт жорсткості, але трохи більше ваги, то резонансна частота коливань хвилі, пучності якої встановлюється вздовж пунктирної осі, трохи нижче, ніж частота другої моди $n = 2$, коли пучність встановлюється вздовж суцільної осі. Наявність двох різних частот нормальних мод призводить до того, що стояча хвиля розташовується пучністю десь між нормальними осями, що вказані на рис.1.16, між якими кут є 45° для $n = 2$.

Для визначення результуючого руху хвилі, при довільному розташуванні пучності стоячої хвилі, необхідно розкласти коливання хвилі на компоненти вздовж нормальних осей. Оскільки ці компоненти коливаються з різними частотами, спочатку слід відмітити, що складена стояча хвиля перестає бути стоячою хвилею, бо розвивається компонента бігучої хвилі. Це також можна

пояснити тим, що створюється квадратурна компонента вторинної хвилі, пучності якої збігаються з вузлами первинної хвилі, що коливається з квадратурною фазовою по відношенню до первинної хвилі, тобто під фазовим кутом 90° . У цьому випадку з'являється так званий дрейф стоячої хвилі, швидкість якого визначається наступним виразом [26]:

$$\dot{\theta} = \frac{1}{8} (\Delta\omega)^2 t \sin 4\varphi_0, \quad (1.13)$$

де φ_0 є кут між напрямком коливань і одним з власних осей резонатора (наприклад, осі з мінімальною частотою коливань), $\Delta\omega = \omega_{21} - \omega_{22}$ є розщеплення власної частоти резонатора. З виразу (1.12) можна бачить, що при $\varphi_0 = 0, \pi/4$, тобто коли напрямок коливань збігається з одним із власних осей резонатора, але відсутній дрейф хвилі, а коливання представлені чистою стоячою хвилею (без бігучої компоненти). Слід зазначити, що для другої гармоніки резонатора дефект щільності матеріалу визначається виразом:

$$\rho = \rho_0 (1 + \varepsilon_2 \cos 2\varphi). \quad (1.14)$$

Оцінка значення різночастотності резонатора визначається виразом [26]:

$$\Delta\omega = \frac{8}{5} \varepsilon_2^2 \omega_2 \quad (1.15)$$

Як ми бачимо з цього виразу величини частоти розщеплення є другого порядку малості щодо другої гармоніки дефекту. Виключимо, що частота розщеплення через першу і третю гармоніки дефекту також дають величину другого порядку малості. Таким чином, при виготовленні резонатора необхідно звернути особливу увагу на четверту гармоніку дефекту, тому що ця гармоніка набагато сильніше впливає на похибки ВДКШ, ніж інші.

1.3.2. Похибка, яка обумовлена неоднорідністю матеріалу резонатора

Іншим важливим джерелом дрейфу ВДКШ є нерівномірний розподіл джерел демпфування коливань в резонаторі (через неоднорідність його матеріалу). Як і у випадку варіації товщини оболонки, що призводить до розщеплення частоти, що вже говорилося раніше, ця четверта гармоніка розподілу джерел демпфування по окружній координаті, створює дефект.

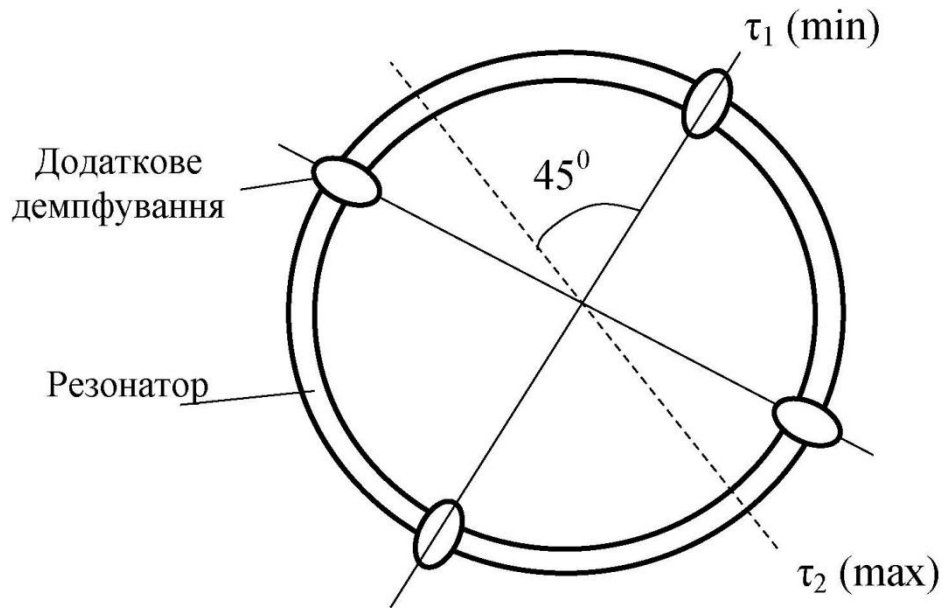


Рис.1.17. Четверта гармоніка розподілу демпфування

Рис.1.17 показує спрощений розподіл джерел демпфування з більшою четвертою гармонікою.

Демпфуючий матеріал володіє такою властивістю, що він гальмує коливання резонатора пропорційно радіальній швидкості оболонки в напрямку де є джерело демпфування, тоді стояча хвиля з її пучністю розташовано в місцях джерела демпфування буде мати нижчу добротність Q (менший час τ загасання амплітуди коливань в e разів, бо $Q = \omega\tau/2$) ніж стояча хвиля, вузли якої лежать на місцях розташування джерел демпфування. Для того щоб зрозуміти характер дрейфу стоячої хвилі, розкладемо стоячу хвилю на складові вздовж двох головних осей демпфування (суцільна і пунктирна осі на рис. 1.17). Амплітуди цих двох компонентів демпфування загасають зі швидкістю $1/\tau_1$ та $1/\tau_2$ відповідно. Так як кільцевий електрод поповнює ці втрати з тією ж швидкістю, а амплітуда контуру управління підтримує квадратний корінь з суми квадратів амплітуд двох хвиль на заданій величині (тобто $r = \sqrt{(A_x)^2 + (A_y)^2}$), то компоненти з більш низькою постійною часу демпфування повністю загасають, і стояча хвиля зрештою встановлюється по осі найменшої постійної часу τ_1 .

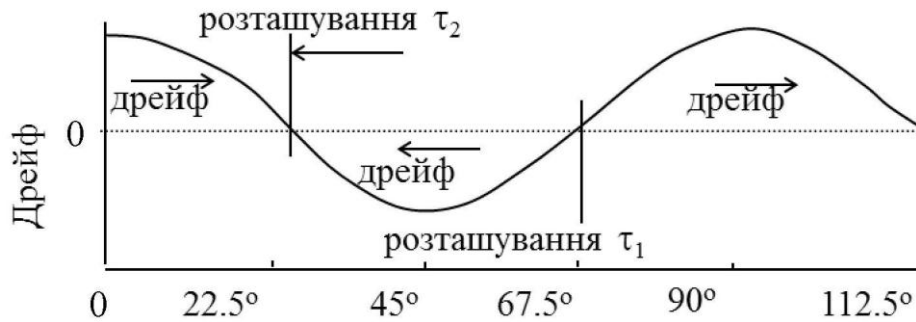


Рис.1.18. Дрейф орієнтований по корпусу

На рис. 1.18 наведено графік дрейфу стоячої хвилі в залежності від кута θ розташування хвилі. Ця синусоїдальна крива в піковому значенні пропорційна різниці: $\Delta(1/\tau) = 1/\tau_1 - 1/\tau_2$, де $\tau_1 < \tau_2$ [38].

1.4. Узагальнена динамічна модель коливань резонатора. Модель двовимірного маятника

Для того, щоб забезпечити адекватну базу для аналізу всіх ВДКШ, рівняння (1.4) повинні бути узагальнені, включено компоненти, що визначають демпфування, різні резонансні частоти та коефіцієнти демпфування двох мод коливань. Виведення таких узагальнених двовимірних рівнянь осцилятора виконується в роботі [29] для моди $n = 2$. Ці рівняння записуються наступним чином:

$$\begin{aligned}
 \ddot{x} - k(2\Omega\dot{y} + \dot{\Omega}y) + \frac{2}{\tau}\dot{x} + \Delta\left(\frac{1}{\tau}\right)(\dot{x}\cos 2\theta_\tau + \dot{y}\sin 2\theta_\tau) + (\omega^2 - k\Omega^2)x - \\
 \omega\Delta\omega(x\cos 2\theta_\omega + y\sin 2\theta_\omega) = f_x; \\
 \ddot{y} + k(2\Omega x + \dot{\Omega}x) + \frac{2}{\tau}\dot{y} + \Delta\left(\frac{1}{\tau}\right)(-\dot{x}\sin 2\theta_\tau + \dot{y}\cos 2\theta_\tau) + (\omega^2 - \\
 k\Omega^2)y - \omega\Delta\omega(x\sin 2\theta_\omega + y\cos 2\theta_\omega) = f_y;
 \end{aligned} \tag{1.16}$$

$$\omega^2 = \frac{\omega_1^2 + \omega_2^2}{2}; \quad \frac{1}{\tau} = \frac{1}{2}\left(\frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_2}\right); \quad \dots \quad \omega\Delta\omega = \frac{\omega_1^2 - \omega_2^2}{2}; \quad \frac{1}{\tau} = \frac{1}{\tau_1} - \frac{1}{\tau_2};$$

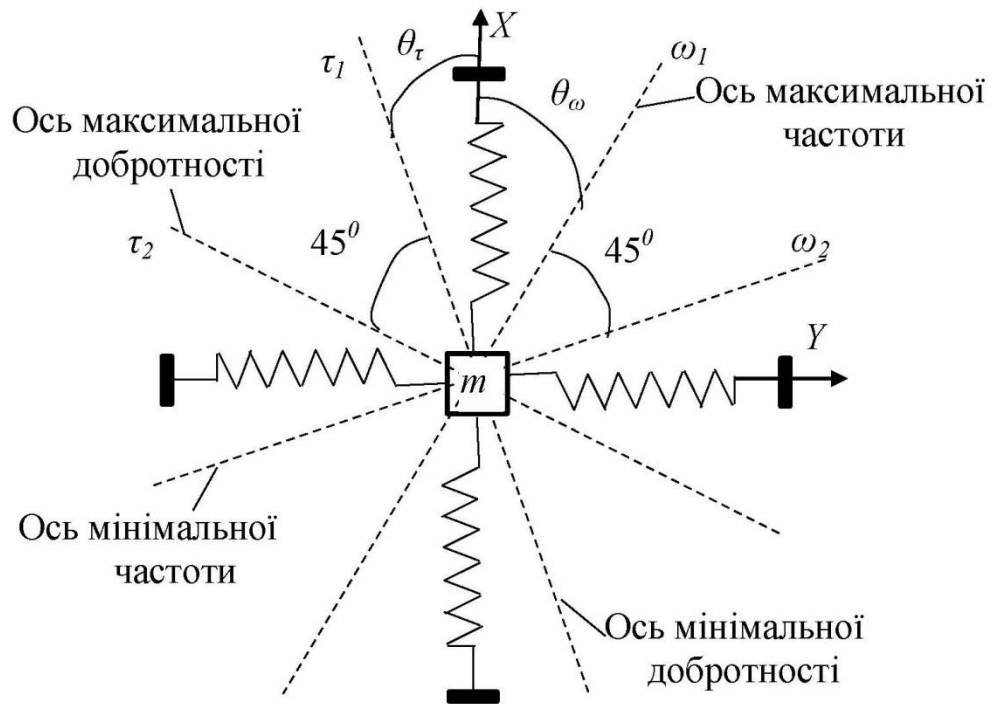


Рис.1.19. До моделі двомірного маятника

Параметри рівняння (1.15) роз'яснюються на рис.1.19.

Маса m на рис.1.19 представляє елемент маси на ободі резонатора, що коливається. Рівняння (1.15) нормовані на масу, що коливається, тому права і ліва частини рівняння мають розмірність лінійного прискорення, а сили у правих частинах є ті, які припадають на одиницю маси. Ці рівняння, які описуються коливаннями первинної моди по осі X і вторинної моди по осі Y , називаються рівняннями в швидких змінних, так як відхилення від рівноважного положення маси резонатора по обох координатах відбуваються з частотою близькою до резонансної. У цих рівняннях враховано, що в резонаторі є дві осі з максимальною ω_1 і мінімальною ω_2 резонансними частотами коливань. Також є дві осі з мінімальним τ_1 і максимальним τ_2 часом загасання вільних коливань, що еквівалентно мінімальній Q_1 і максимальній Q_2 добротності резонатора, так як $Q = \omega * \tau/2$. Причому, вісь мінімальної резонансної частоти має кут θ_ω з напрямком первинних коливань, а вісь мінімальної добротності становить кут θ_τ з напрямком первинних коливань, як показано на рис.1.19.

Крім того, враховуються члени, обумовлені наявністю кутового прискорення $\dot{\Omega}$ і доцентрового прискорення Ω^2 , які в подальшому не братимуться до уваги в зв'язку з їх не значним розміром. Дійсно, $x\dot{\Omega}$ менше, ніж $\Omega\dot{x}$ в стільки разів, у скільки резонансна частота більше максимальної частоти зміни вимірюваної кутової швидкості, це зазвичай приблизно 40 – 50 разів. Максимальне значення Ω^2 при більшості застосувань менше ω^2 приблизно в 10^4 разів.

Розглянемо рішення рівнянь (1.15) для ВДКШ, що працює в режимі ДКШ.

Нехай коливання резонатора вдовж осі X з амплітудою A_0 мають наступний вигляд:

$$x(t) = A_0 \cos \omega_x t \quad (1.17)$$

де $\omega_x^2 = \omega^2 - \omega \Delta \omega \cos 2\theta_\omega$;

Тоді рівняння для y запишеться в такий спосіб [16]:

$$\ddot{y} + \frac{2}{\tau} \dot{y} + \omega_y y = f_y - A_0 \omega_x \left[2k\Omega + \Delta \left(\frac{1}{\tau} \right) \sin 2\theta_\tau \right] \sin \omega_x t + A_0 \omega_x \Delta \omega_x \sin 2\theta_\omega \cos \omega_x t \quad (1.18)$$

де

$$\omega_y^2 = \omega^2 + \omega \Delta \omega \cos 2\theta_\omega;$$

$$\frac{1}{\tau_y} = \frac{1}{\tau} - \frac{1}{2} \Delta \left(\frac{1}{\tau} \right) \cos 2\theta_\tau$$

Зворотній зв'язок по осі Y створює силу f_y , яка компенсує коливання по осі Y , тобто силу, що зануляє праву частину рівняння (1.17):

$$f_y = A_0 \omega_x \left[2k\Omega + \Delta \left(\frac{1}{\tau} \right) \sin 2\theta_\tau \right] \sin \omega_x t + A_0 \omega_x \Delta \omega_x \sin 2\theta_\omega \cos \omega_x t \quad (1.19)$$

При цьому, вимірювана кутова швидкість Ω виходить шляхом демодуляції напруги в контурі негативного зворотного зв'язку опорним сигналом $\sin \omega_x t$. Демодуляція сигналу зворотного зв'язку опорним сигналом $\cos \omega_x t$ виділяє квадратурний сигнал, пропорційний різниці частот $\Delta \omega$, який також компенсується для мінімізації похибки вимірювання.

Амплітудна демодуляція опорним сигналом $\sin\omega_x t$ виділяє амплітуду першого доданка вираження (1.18). Кутова швидкість визначається наступним виразом:

$$\Omega = \frac{1}{MK} \text{demod}\{f_y\} \Big|_{\sin\omega_x t} + B; \quad (1.20)$$

де

$$MK = 2k\omega_x A_0; \quad B = \frac{1}{2k} \Delta \left(\frac{1}{\tau} \right) \sin 2\theta_\tau$$

Таким чином, масштабний коефіцієнт ВДКШ працюючого в режимі ДКШ є прямо пропорційний амплітуді коливань A_0 , що збуджуються по осі X і її частоті ω_x , а зміщення нуля B є пропорційним різниці добротності $\Delta(1/\tau)$ і синусу кута θ_τ між віссю коливань, тобто віссю X і головною віссю демпфування (віссю мінімальної добротності). З (1.19) випливає наступне: щоб збільшити (або зменшити) МК для конкретного ВДКШ потрібно збільшувати (або зменшувати) амплітуду збудження. Так як напруга живлення на практиці завжди обмежена, то встановлення конкретного значення МК автоматично призводить до встановлення відповідного (виходячи з максимальної напруги живлення) діапазону вимірювання кутових швидкостей: $\Omega_{\max} = \pm V_{\max} / MK$.

Так як виготовити резонатор ідеальним неможливо, то завжди вірно $\Delta \left(\frac{1}{\tau} \right) \neq 0$. Це, перш за все, означає, що за зміщення нуля відповідає різниця добротності (а не різниця в частоті $\Delta\omega$) і, якщо хвилю виставити по осі мінімальної добротності, то $\theta_\tau = 0$, а значить, зміщення нуля дорівнюватиме нулю. Однак, в рамках режиму роботи ДКШ це зробити неможливо, так як хвиля, при роботі ВДКШ в цьому режимі, повинна виставлятися строго уздовж осі X , яка збігається з головною віссю демпфування, тільки коли резонатор ідеально збалансований, інакше $\theta_\tau \neq 0$, а отже зміщення нуля $B \neq 0$.

1.5. Мета і задачі дослідження

Метою дисертаційної роботи є наукове обґрунтування та розробка алгоритмів компенсації внутрішніх похибок та зовнішніх збурень у

вібраційному ДКШ диференційного типу, а також обробка і удосконалення системи управління стоячою хвилею так, щоб вона дозволяла автоматично перемикатися з диференційного режиму роботи на відповідні режими датчика кутової швидкості і датчика кута (інтегруючого режиму).

Для досягнення поставленої мети в роботі необхідно вирішити такі задачі:

1. Виведення рівнянь вимірювань диференційного ВДКШ з урахуванням різних коефіцієнтів перетворення деформації в напругу, що знімаються з електродів.

2. Виведення умови автокомпенсації перехресного демпфування для диференційного ВДКШ.

3. Розробити алгоритм початкового калібрування зміщення нуля шляхом вимірювання її компонентів використовуючи примусові повороти вібраційної хвилі на фіксовані кути.

4. Розробити алгоритм компенсації зміщення нуля шляхом модуляції різниці фаз сигналів двох вимірювальних каналів диференційного ВДКШ.

5. Дослідити використання інформаційної надмірності вимірювань для зменшення похибок вимірювання кутової швидкості диференційним ВДКШ та порівняти різні алгоритми з точки зору величин систематичних і динамічних похибок.

6. Розробити повну нелінійну модель ВДКШ: чутливого елемента та системи управління і обробки інформації та зв'язати їх у єдину систему, що дозволяє автоматично переключати три режими його роботи.

7. Шляхом моделювання визначити ступінь компенсації ударних збурень в диференційному ВДКШ.

8. Розробити нечіткий контролер для каналу управління кутом стоячої хвилі і порівняти якість його роботи зі стандартними ПІ та ПІД контролерами.

9. На розробленій моделі, у якості прикладу, реалізувати три режими роботи ВДКШ при вимірюванні постійної кутової швидкості.

10. Провести експериментальні дослідження диференційного ВДКШ для

визначення ступеня компенсації: ударних збурень, вібраційних збурень і внутрішніх шумів, звукових імпульсів на резонансній частоті і звукових шумів, зовнішніх постійних та змінних магнітних полів.

ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 1

1. Проведено аналіз світових тенденції розвитку як макро так і мікро вібраційних ДКШ. Встановлено, що ДКШ збудовані на основі мікроелектромеханічних систем (МЕМС), розвиваються швидкими темпами і наздоганяють по точності деякі типи макро ВДКШ. Однак, ВДКШ, що побудовані на основі кварцових напівсферичних резонаторів високої добротності ($\sim 10^7$) на сьогоднішній день мають лідируючі точності. Показано, також, що ВДКШ побудовані на основі металевих циліндричних резонаторів не високою добротності ($3 - 5 * 10^4$), але такі, що володіють великою віброуючою масою (у 30-50 разів більшою ніж у кварцового) і над низьким температурним коефіцієнтом частоти (10 разів менше, ніж у кварца) можуть мати цілком конкуруючі точності.

2. Розглянуто та проаналізовано три режими роботи ВДКШ. Представлені блок схеми систем управління стоячою хвилею для кожного режиму. Представлені графіки некомпенсованої і компенсованої квадратурних похибок режимів ДКШ, інтегруючого та диференційного. Обґрунтовано, що при вимірі малих кутових швидкостей треба використовувати режим ДКШ або диференційній режим, а інтегруючий режим треба використовувати при вимірах великих і таких, що швидко змінюються.

3. Визначені основні похибки ВДКШ, що зв'язані з неідеальністю виготовлення резонатора. Графічно представлені похибки інтегруючого режиму роботи ВДКШ, що обумовлені різною жорсткістю і різною добротністю резонатора.

4. Представлені і проаналізовані рівняння динаміки коливань резонатора ВДКШ і дано їх рішення для випадку роботи ВДКШ в режимі ДШК. У результаті цього рішення визначені вирази для МК і зміщення нуля ВДКШ через параметри резонатора.

ПЕРЕЛІК ЛІТЕРАТУРИ ДО РОЗДІЛУ 1

1. Lynch D. D. Dual mode hemispherical resonator gyro operating characteristics / D. D. Lynch, A. Matthews. // 3-rd S. Petersburg Int. Conf. on Integrated Navigation Systems. – 1996. – №1. - PP. 37-44.
2. Matthews A. Comparison of hemispherical resonator gyro and optical gyros / A. Matthews, F. J. Rybak. // IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine. – 1992. – №7(5). - PP. 40-46.
3. Rozelle D. The hemispherical resonator gyro: from wineglass to the planets / D. Rozelle. // Proc. 19th AAS/AIAA Space Flight Mechanics Meeting. – 2009. - PP. 1157-1178..
4. Jeanroy A. HRG and marine applications / A. Jeanroy, A. Bouvet, G. Remillieux. // Gyroscopy and Navigation. – 2014. – №5(2). - PP. 67-74.
5. Chikovani V. V. Performance parameters comparison of ring laser, Coriolis vibratory and fiber-optic gyros based on allan variance analysis / V. V. Chikovani. // IEEE 2-nd Int. Conf. Proc. “Actual problems of unmanned air vehicles development”. – 15-17 Oct., NAU, Kyiv, Ukraine, 2013. - PP. 153-156.
6. Jeanroy A. Low-cost miniature and accurate sensors for tactical applications / A. Jeanroy, P. Featonby, J-M. Caron. // 10-th S. Petersburg Int. Conf. on Integrated Navigation Systems. – 2003. - PP. 286-293.
7. Angular rate gyro [Електронний ресурс] / // Watsons technologies. – Режим доступу до ресурсу: <http://watson-gyro.com/product/rate-gyros/triaxial-rate-gyro-ars-p342-3a/>.
8. Greiff P. Silicon monolithic micromechanical gyroscope / P. Greiff, B. Boxenhom, L. Niles. // Proceedings of the International Conference on Solid-State Sensors and Actuators. – 24–27 June, San Francisco, CA, USA, 1991. - PP. 966-968.
9. Wang R. A multiple-beam tuning-fork gyroscope with high quality factors / R. Wang, P. Cheng, Z. Hao. // Sens. Actuators A Phys.. – 2011. – №166(1). - PP. 22-33.

10. Sonmezoglu S. An automatically mode-matched MEMS gyroscope with wide and tunable bandwidth / S. Sonmezoglu, S. E. Alper, T. Akin. // Journal of Microelectromechanical Systems. – 2014. – №23(2). - PP. 284-297.
11. Trusov A. A. Non-axisymmetric Coriolis vibratory gyroscope with whole angle, force rebalance, and self-calibration / A. A. Trusov, D. M. Rozelle, G. Atikyan. // Actuators and Microsystems Workshop Hilton Head Island. – 8-12 June, South Carolina, 2014. - PP. 419-422.
12. Asadian M. H. An ultrahigh vacuum packaging process demonstrating over 2 million q-factor in MEMS vibratory gyroscopes / M. H. Asadian, S. Askari, A. M. Shkel. // IEEE Sensors Letters. – 2017. – №1(6).
13. Nagourney T. 259 second ringdown time and 4.45 million quality factor in 5.5 khz fused silica birdbath shell resonator / T. Nagourney, J. Y. Cho, B. Shiari. // Int. Conf. Solid-State Sensors Actuators Microsyst.. – Kaohsiung, Taiwan, 2017.
14. Xie J. The application of chemical foaming method in the fabrication of micro glass hemisphere resonator / J. Xie, L. Chen, H. Xie, J. Zhou, G. Liu. // Micromachines 2018. – 2018. - PP. 9,42.
15. Luo B. Hemispherical wineglass shells fabricated by a chemical foaming process / B. Luo, J. T. Shang, Y. Z. Zhang. // Proc of the 16th International Conference on Electronic Packaging Technology. – 11–14 Aug., Changsha, China, 2015. - PP. 951-954.
16. Lynch D. D. Coriolis vibratory gyros / D. D. Lynch. // Proc. Gyro Technology Symposium. – 21-23 Sep., Stuttgart, Germany, 1998. - PP. 3.1-3.14.
17. IEEE Standard Specification Format Guide and Test Procedure for Coriolis Vibratory Gyros. – IEEE std.1431TM. –2004. – Annex B. - PP. 56-66.
18. Chikovani V. V. Low-cost multi-functional metallic resonator vibratory gyroscope / V. V. Chikovani. // Матеріали XII міжнародної науково-технічної конференції, ABIA-2015. – NAU, Kyiv, 2015. - PP. 13.5-13.13.
19. Chikovani V. V. Triple-mode vibratory gyroscope / V. V. Chikovani, H. V. Tsiрук, O. Korolova. // Військово-Технічний Збірник, Національна академія сухопутних військ ім. П. Сагайдачного. – Львів, 2018. – №18. - PP. 18-25.

20. Prikhodko I. North-finding with 0.004 radian precision using a silicon MEMS quadruple mass gyroscope with q factor of 1 million / I. Prikhodko, A. Trusov, A. Shkel. // Proc. IEEE Int. Conf. Micro-Electro-Mechanical Systems 2012. – 29 Jan.- 2 Feb., Paris, France, 2012. - PP. 164-167.

21. Iozan L. I. Measuring the Earth's rotation rate using a low-cost MEMS gyroscope / L. I. Iozan, J. Collin, O. Pekkalin, J. Hautamäki, J. Takala, C. Rusu. // Symposium Gyro Technology 2010. – Karlsruhe, Germany, 2010.

22. Johnson B. R. Development of a MEMS gyroscope for north finding applications / B. R. Johnson, E. Cabuz, H. B. French, R. Supino. // IEEE/ION Position Location and Navigation Symposium. – 3-6 May, Palm Springs, CA, 2010.

23. Zhang Y. A novel MEMS gyro north finder design based on the rotation modulation technique / Y. Zhang, B. Zhou, M. Song. // Sensors 2017. – 2017. – №17(973). - PP. 1-22.

24. Renkoski B. M. The effect of carouseling on MEMS imu performance for gyrocompassing applications : Thesis / Renkoski B. M. – Massachusetts Institute of Technology, June 2008. – 97 p.

25. Chikovani V. V. Investigation of azimuth accuracy measurement with metallic resonator Coriolis vibratory gyroscope / V. V. Chikovani, Yu. A. Yatsenko. // Integrated Navigation Systems:17-th Int. conf.. – 25-27 May, 2010. - PP. 98-102.

26. Матвеев В. А. Навигационные системы на волновых твердотельных гироскопах / В. А. Матвеев, Б. С. Лунин, М. А. Басараб. // Физматлит. – 2008. – 240 с.

27. Егармин Е. Г. Динамика неидеальной оболочки и управление ее колебаниями / Е. Г. Егармин. // Изв. РАН Серия «Механика твердого тела». – 1993. – №4. - СС. 49-59.

28. Cho J. Y. High-performance micromachined vibratory rate- and rate-integrating gyroscopes : Thesis / Cho J. Y. – Michigan University, 2012. – 293 p.

29. Lynch D. D. Vibratory gyro analysis by the method of averaging / D. D. Lynch. // Proc. 2nd St. Petersburg Conf. on Gyroscopic Technology and Navigation. – 24-25 May, St.Petersburg, Russia, 1995. - PP. 26-34.

30. Chikovani V. V. The compensated differential CVG / V. V. Chikovani, E. O. Umakhanov, P. I. Marusyk. // Gyro Technology: Symposium. – 16-17 Sep., Karlsruhe university, Germany, 2008. - PP. 3.1-3.8.

31. Chikovani V. V. Differential mode of operation for ring-like resonator CVG / V. V. Chikovani, O. A. Suschenko. // IEEE Proc. Intern. Conf. on Electronics and Nanotechnology (ELNANO). – 15-18 Apr., Kyiv, Ukraine, 2014. - PP. 451-455.

32. Патент на винахід №95709 (Україна), МПК G01 C 19/02. Спосіб виміру кутової швидкості коріолісовим вібраційним гіроскопом / В. В. Чіковані. - Опубліковано в бюлетені №16/2011 від 25.08.2011.

33. Chikovani V. V. Bias compensation in differential Coriolis vibratory gyro / V. V. Chikovani, G. V. Tsiruk. // Electronics and control systems. – 2013. – №4(37). - PP. 99-103.

34. Chikovani V. V. Differential CVG shock damping capacity. computer simulation results / V. V. Chikovani, H. V. Tsiruk. // IEEE Proc. Intern. Conf. on Methods and Systems of Navigation and Motion Control (MSNMC). – 14-17 Oct., NAU, Kyiv, Ukraine, 2014. - PP. 132-134.

35. Chikovani V. V. Differential mode of operation for multimode vibratory gyroscope / V. V. Chikovani, H. V. Tsiruk. // IEEE Proc. Intern. Conf. on Actual Problem of Unmanned Aerial vehicles Development (APUAVD). – 13-15 Oct., NAU, Kyiv, Ukraine, 2015. - PP. 87-90.

36. Gregory J. A. MEMS rate and rate-integrating gyroscope control with commercial software defined radio hardware / J. A. Gregory, J. Choi, K. Najafi. // IEEE Int. Conf., Transducers. – 5-9 June, Beijing, China, 2011. - PP. 2394-2397.

37. Trusov A. 1 ppm precision self-calibration of scale factor in MEMS Coriolis vibratory gyroscopes / A. Trusov, I. Prikhodko, D. Rozelle. // Transducers 2013. – 16-20 June, Barcelona, Spain, 2013. - PP. 2531-2534.

38. Лунин Б. С. Физико-химические основы разработки полусферических резонаторов волновых твердотельных гироскопов / Б. С. Лунин. // Изд-во МАИ. – 2005. – 224 с.

РОЗДІЛ 2

КОМПЕНСАЦІЯ ВНУТРІШНІХ ПОХИБОК ВІБРАЦІЙНОГО ДАТЧИКА КУТОВОЇ ШВИДКОСТІ, ПРАЦЮЮЧОГО В ДИФЕРЕНЦІЙНОМУ РЕЖИМІ

2.1. Виведення рівнянь вимірювань диференційного ВДКШ з урахуванням різних коефіцієнтів перетворення деформації в напругу

На підставі моделі двовірного маятника, що представлена у розділі 1 (рівняння 1.15), динамічні рівняння стоячої пружної хвилі можуть бути представлені у такому вигляді [1- 3]:

$$\begin{aligned} \ddot{x} - 2k\Omega\dot{y} + d_{xx}\dot{x} + d_{xy}\dot{y} + k_{xx}x + k_{xy}y &= f_x \\ \ddot{y} + 2k\Omega\dot{x} + d_{yx}\dot{x} + d_{yy}\dot{y} + k_{yx}x + k_{yy}y &= f_y \end{aligned} \quad (2.1)$$

де

$$\begin{aligned} d_{xx} &= \frac{2}{\tau} + h\cos 2\theta_\tau, & \frac{2}{\tau} &= \frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_2}, \\ h &= \frac{1}{\tau_1} - \frac{1}{\tau_2}, & d_{yy} &= \frac{2}{\tau} - h\cos 2\theta_\tau, & d_{xy} &= h\sin 2\theta_\tau, \\ k_{xx} &= \omega_1^2 - \omega\Delta\omega\cos 2\theta_\omega, & k_{yy} &= \omega_2^2 + \omega\Delta\omega\cos 2\theta_\omega, \\ \omega\Delta\omega &= \frac{\omega_1^2 - \omega_2^2}{2}, & k_{xy} &= -\omega\Delta\omega\sin 2\theta_\omega, \end{aligned}$$

де k є коефіцієнт Брайана, d_{xx}, d_{yy} є коефіцієнти демпфування коливань по осям X і Y , відповідно; τ_1, τ_2 є мінімальна та максимальна постійні часу, відповідно; d_{xy} є перехресне демпфування, у подальшому будемо вважати $d_{yx} = d_{xy}$; k_{xx}, k_{yy} є нормовані на масу жорсткість резонатора по осям X та Y , відповідно; ω_1 та ω_2 є максимальна і мінімальна резонансні частоти резонатора, відповідно; k_{xy} є перехресна жорсткість, у подальшому будемо вважати $k_{yx} = k_{xy}$; f_x, f_y є нормовані на масу керуючі силові дії, прикладені по осях X і Y , відповідно.

Рис.2.1 презентує розташування осей максимальної частоти ω_1 та мінімального демпфування (максимальної добротності) τ_1 відносно електродів управління, вимірів та орієнтації стоячої хвилі.

Сигнали управління f_x та f_y представимо у наступному вигляді [1]:

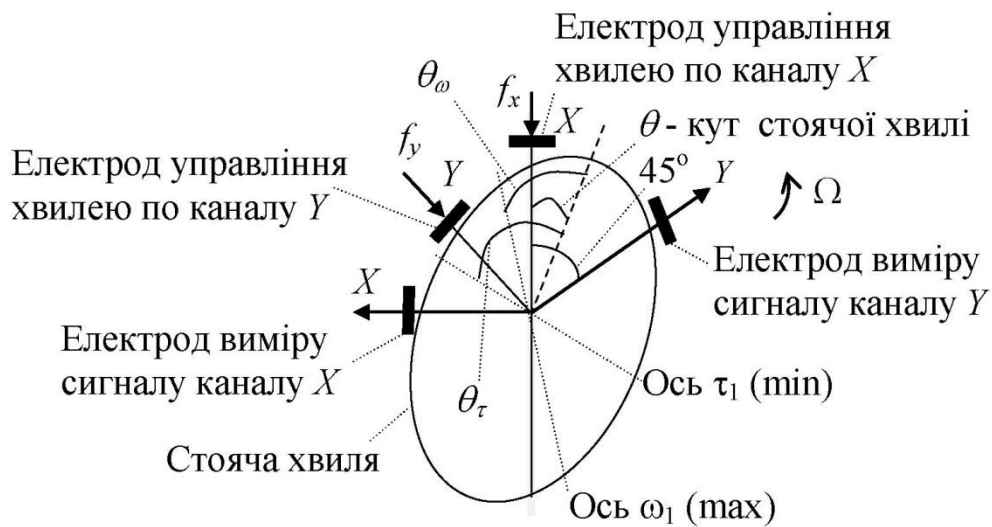


Рис.2.1. Розташування електродів і осей τ_1 та ω_1 у резонаторі ВДКШ

$$\begin{aligned} f_x &= (K_d^x \dot{x} + K_f^x x) G_x; \\ f_y &= (K_d^y \dot{y} + K_f^y y) G_y; \end{aligned} \quad (2.2)$$

де $K_d^x, K_f^x, K_d^y, K_f^y$ є компоненти сигналів управління по осях X і Y , що керують демпфуванням та жорсткістю вздовж відповідних осей; G_x, G_y є коефіцієнти перетворення електричної напруги, що подається на електроди X і Y у сили f_x і f_y , що деформує резонатор.

Слід відмітити, що пучність стоячої хвилі не співпадає з жодним із восьми електродів, які розташовуються під кутом $\pi/4$ вздовж периметру резонатора. Чотири з цих електродів показані на рис.2.1.

Підстановка (2.2) у (2.1) і групування членів рівнянь приводить до наступного результату:

$$\begin{aligned} \ddot{x} + d_{xx} \dot{x} + (k_{xx} - K_f^x G_x) x + k_{xy} y &= (2k\Omega - d_{xy}) \dot{y} + K_d^x G_x \dot{x}; \\ \ddot{y} + d_{yy} \dot{y} + (k_{yy} - K_f^y G_y) y + k_{xy} x &= (2k\Omega - d_{xy}) \dot{x} + K_d^y G_y \dot{y}; \end{aligned} \quad (2.3)$$

Члени при змінних x і y в лівій частині рівнянь (2.3) відповідають за резонансну частоту вздовж осей X і Y , відповідно. Сигнали управління K_f^x, K_f^y можуть бути сформовані таким чином, що частоти вздовж осей X і Y будуть близькі один до другого, тобто $\omega_1 \approx \omega_2 \approx \omega_r$ і, таким чином, $\Delta\omega \approx 0$. Це

виконується відповідною процедурою [4] шляхом обнуління квадратурного сигналу P :

$$P = \pi(x\dot{y} - \dot{x}y) \rightarrow \text{нуль.} \quad (2.4)$$

Реалізація цієї процедури виконується, наприклад, за допомогою пропорційного та інтегруючого (ПІ) регулятора, що веде до зближення частот коливань двох каналів X і Y до значення ω_r . Блок схема, що представлена на рис.1.8 (розділ 1), виконує цю процедуру. З математичної точки зору це означає виконання наступним співвідношень:

$$\begin{aligned} (k_{xx} - K_f^x G_x)x + k_{xy}y &\approx \omega_r^2 x, \\ (k_{yy} - K_f^y G_y)y + k_{xy}x &\approx \omega_r^2 y. \end{aligned} \quad (2.5)$$

Підстановка (2.5) у (2.3) дозволяє спростити рівняння (2.3) до наступних рівнянь:

$$\begin{aligned} \ddot{x} + d_{xx}\dot{x} + \omega_r^2 x &= (2k\Omega - d_{xy})\dot{y} + K_d^x G_x \dot{x}; \\ \ddot{y} + d_{yy}\dot{y} + \omega_r^2 y &= (2k\Omega - d_{xy})\dot{x} + K_d^y G_y \dot{y}. \end{aligned} \quad (2.6)$$

Тепер частоти коливань вздовж осей X і Y однакові і мають значення ω_r . Це означає, що сили управління вирівняли жорсткість резонатора вздовж цих осей і також компенсували перехресну жорсткість k_{xy} . Взаємозв'язок між коливаннями тепер визначається силою Коріоліса $2k\Omega\dot{x}$ та коефіцієнтом перехресного демпфування d_{xy} . Це перехресне демпфування, як бачимо з рівнянь (2.6) є похибкою, яку не можливо уникнути, бо вона не відрізняється від кутової швидкості.

Стаціонарне рішення рівнянь (2.6) будемо шукати у наступному вигляді:

$$x = r \cos 2\theta \sin(\omega_r t); \quad y = r \sin 2\theta \sin(\omega_r t + \varphi), \quad (2.7)$$

де φ є постійна різниця фаз між сигналами, що знімаються з вимірювальних електродів каналів X і Y ; r є амплітуда стоячої хвилі; θ - кут між електродом управління каналу X і напрямком (пучністю) коливань стоячої хвилі, як показано на рис.2.1.

Після підстановки (2.7) у (2.6) і перетворень отримаємо наступні рівняння:

$$\begin{aligned}
& [d_{xx}\cos 2\theta - (2k\Omega - d_{xy})\sin 2\theta \cos \varphi - K_d^x G_x \cos 2\theta] \cos \omega_r t \\
& \quad = (2k\Omega - d_{xy})\sin 2\theta \sin \varphi \sin \omega_r t; \\
& [d_{yy}\sin 2\theta + (2k\Omega + d_{xy})\cos 2\theta - K_d^y G_y \sin 2\theta \cos \varphi] \cos \omega_r t \\
& \quad = (d_{yy}\sin 2\theta \sin \varphi - K_d^y G_y \sin 2\theta \sin \varphi) \sin \omega_r t.
\end{aligned} \tag{2.8}$$

Ці рівняння будуть виконуватися для будь-якого моменту часу t тоді (і тільки тоді) коли амплітуди при функціях синус і косинус будуть рівні нулю. Тому, після перетворення механічних коливань в електричні з коефіцієнтами перетворення D_x і D_y по осям X і Y , відповідно, чотири рівняння в "повільних" (демодульованих опорними сигналами $\sin \omega_r t$ і $\cos \omega_r t$) змінних отримуємо:

$$\begin{aligned}
& -(2k\Omega - d_{xy})D_y \sin 2\theta \cos \varphi + D_x d_{xx} \cos 2\theta - K_d^x D_x G_x \cos 2\theta = 0; \\
& \quad (2k\Omega - d_{xy})D_y \sin 2\theta \sin \varphi = 0; \\
& (2k\Omega + d_{xy})D_x \cos 2\theta + D_y d_{yy} \sin 2\theta \cos \varphi - K_d^y D_y G_y \sin 2\theta \cos \varphi = 0; \\
& \quad D_y d_{yy} \sin 2\theta \sin \varphi - K_d^y D_y G_y \sin 2\theta \sin \varphi = 0.
\end{aligned} \tag{2.9}$$

З рівнянь (2.9) слідує, що коли різниця фаз $\varphi = 0$, тільки перше та третє рівняння є не нульовими. У протилежному випадку ($\varphi = \pi/2$) стабільна стояча хвиля не можлива. При $\varphi=0$ переписемо рівняння (2.9) у вигляді двох z_x і z_y електричних (напруга) вимірювальних сигналів для каналів X і Y , відповідно, диференційного ВДКШ:

$$\begin{aligned}
& -2k\Omega D_y \sin 2\theta + D_x d_{xx} \cos 2\theta + d_{xy} D_y \sin 2\theta = z_x; \\
& \quad 2k\Omega D_x \cos 2\theta + D_y d_{yy} \sin 2\theta + d_{xy} D_x \cos 2\theta = z_y.
\end{aligned} \tag{2.10}$$

З рівнянь (2.10) слідує, що диференційний ВДКШ дає інформацію про $+\Omega$ (канал Y) і $-\Omega$ (канал X). Коефіцієнти пропорційності між кутовою швидкістю і вихідним сигналом є MK . Диференційний ВДКШ має два MK , MK_x - по каналу X і MK_y - по каналу Y :

$$MK_x = 2kD_y \sin 2\theta; \quad MK_y = 2kD_x \cos 2\theta \tag{2.11}$$

Крім того, диференційний ВДКШ має два зміщення нуля B_x , по каналу X і B_y по каналу Y :

$$\begin{aligned}
& B_x = D_x d_{xx} \cos 2\theta + d_{xy} D_y \sin 2\theta; \\
& B_y = D_y d_{yy} \sin 2\theta + d_{xy} D_x \cos 2\theta.
\end{aligned} \tag{2.12}$$

З виразів (2.11) і (2.12) бачимо, що як МК, так і зміщення нуля обох каналів залежить від орієнтації θ стоячої хвилі. Цей факт може бути використаний для компенсації або суттєвого зменшення, наприклад, зміщення нуля.

2.2. Умови компенсації зміщення нуля і перехресного демпфування

Умову компенсації зміщення нуля можна забезпечити, коли кут θ_0 стоячої хвилі буде таким, що прирівнює зміщення нуля B_x і B_y двох каналів:

$$D_x d_{xx} \cos 2\theta_0 + d_{xy} D_y \sin 2\theta_0 = D_y d_{yy} \sin 2\theta_0 + d_{xy} D_x \sin 2\theta_0. \quad (2.13)$$

При отриманні різниці $z_x - z_y$ сигналів двох вимірювальних каналів диференційного ВДКШ, зміщення нуля компенсуються, а члени, що відповідають за кутову швидкість додаються (див. (2.10)). З рівняння (2.13) отримаємо кут θ_0 :

$$\theta_0 = \frac{1}{2} \operatorname{arctg} \frac{D_x d_{xx} - d_{xy}}{D_y d_{yy} - d_{xy}}. \quad (2.14)$$

Це співвідношення мало що дає для визначення кута θ_0 . Однак, для більшості резонаторів ВДКШ, як правило, виконуються наступні співвідношення:

$$D_x \approx D_y, \quad d_{xx} \approx d_{yy}, \quad \text{і} \quad d_{xy} \ll d_{xx}, \quad (2.15)$$

тоді, як слідує з (2.14) кут $\theta_0 \approx \pi/8 = 22.5^\circ$. У даному випадку кут θ_0 варто підібрати у малому діапазоні кутів, наприклад, $20^\circ \leq \theta \leq 25^\circ$, експериментально, покроково змінюючи кут θ так, щоб різниця $z_y - z_x$ зменшувалася до нуля. Цю процедуру можна автоматизувати за допомогою додатково введеного ПІ регулятора і застосовувати відразу після включення ВДКШ, коли кутова швидкість дорівнює нулю.

Існує, також кут θ^* , який прирівнює масштабні коефіцієнти обох каналів $MK_x = MK_y$. Цій кут можна визначити зі співвідношення:

$$2kD_y \sin 2\theta^* = 2kD_x \cos 2\theta^*; \quad (2.16)$$

Рішення цього рівняння дає:

$$\theta^* = \frac{1}{2} \arctg \frac{D_x}{D_y} = \frac{1}{2} \arctg \left(\frac{MK_y^\theta}{MK_x^\theta} \operatorname{tg} 2\theta \right), \quad (2.17)$$

де MK_x^θ і MK_y^θ є масштабні коефіцієнти каналів X і Y , коли кут хвилі є $\theta \neq \pi m/4, m = 0, 1 \dots 8$, тобто не співпадає з будь-яким з восьми електродів, тобто реалізує диференційний режим роботи ВДКШ.

Слід відмітити, що кут θ^* також є близький до $\pi/8$. Тому на практиці рекомендуємо виконати наступні дії для визначення та установки кута θ^* [5]:

1. Установити стоячу хвилю під кутом $\theta = \pi/8$, шляхом установки однакових амплітуд коливань каналів X і Y ($A_x = A_y$, див. рис.1.13, розділ 1).

2. Визначити $MK_x^{\pi/8}$ і $MK_y^{\pi/8}$ шляхом використання стандартної процедури калібрування MK .

3. Розрахувати кут θ^* використовуючи формулу (2.17)

4. Формувати амплітуди A_x і A_y коливань резонатора по каналам X і Y так, щоб $\operatorname{tg} \theta^* = A_x/A_y$.

Коли стояча хвиля встановлена під кутом θ^* , різниця $z_y - z_x$ і додатак $z_y + z_x$ вимірювальних сигналів двох каналів визначаються наступними виразами [5]:

$$\begin{aligned} z_y - z_x &= MK_d \Omega + (d_{yy} - d_{xx}) \frac{D_x D_y}{\sqrt{D_x^2 + D_y^2}}; \\ z_y + z_x &= \frac{D_x D_y}{\sqrt{D_x^2 + D_y^2}} (d_{yy} + d_{xx}) + \frac{D_y (D_x + D_y)}{\sqrt{D_x^2 + D_y^2}} d_{xy}; \\ MK_d &= 4k \frac{D_x D_y}{\sqrt{D_x^2 + D_y^2}}. \end{aligned} \quad (2.18)$$

Як можна побачити з (2.18) різниця $z_y - z_x$ сигналів двох каналів не має перехресного демпфування d_{xy} , воно компенсується при отриманні різниці. MK диференційного ВДКШ, коли кут хвилі є θ^* , дорівнює MK_d . Він не залежить від резонансної частоти ω_r , а також від амплітуди коливань A , як це є для ВДКШ, працюючого в режимі вимірювання кутової швидкості (див. вираз (1.7) розділ 1), а визначається параметрами електродів та коефіцієнтом Брайана.

2.3. Вимірювання компонентів зміщення нуля примусовим поворотом вібраційної хвилі на фіксовані кути.

Існують декілька складних алгоритмів, що розроблені для усунення компонентів зміщення нуля ВДКШ. Наприклад, таких як використання адаптивного управління [7, 8] або компенсація компонентів зміщення нуля через зворотний зв'язок [9, 10, 11]. Ці алгоритми компенсації вимагають точного моделювання та ідентифікації параметрів в реальному часі. Метод інструментальної змінної [12] разом з теорією збурень може забезпечити правильну ідентифікацію матриць жорсткості та демпфування. Нелінійний спостерігач пропонується в [13, 14] для оцінки параметрів для компенсації дрейфу в напівсферичному вібраційному ДКШ.

У даному підрозділі наводиться і аналізується процедура обчислення компонент зміщення нуля, що дозволяє оцінити ці компоненти за досить короткий проміжок часу після включення приладу і забезпечити високу повторюваність зміщення нуля диференційного ВДКШ від включення до включення. Приводиться чисельний експеримент, заснований на лінеаризованій моделі чутливого елемента ВДКШ [15] в «повільних» змінних [16].

Так як кут хвилі $\theta \neq m\pi/4, m = 0, 1 \dots$, у диференційному ВДКШ, тобто $\sin 2\theta \neq 0$ і $\cos 2\theta \neq 0$, то ліві і праві частини рівняння (2.10) можна розділити, перше рівняння на $\sin 2\theta$, а друге на $\cos 2\theta$. Крім того, замінимо d_{xx}, d_{yy}, d_{xy} їх виразами через τ, θ_τ , і h (див. (2.1)). Тоді рівняння (2.10) запишуться у вигляді:

$$\begin{aligned}
 & -2k\Omega D_y \operatorname{tg} 2\theta^* + D_y h \sin 2(\theta^* - \theta_\tau) \operatorname{tg} 2\theta^* + D_x \frac{2}{\tau} + D_x h \cos 2(\theta^* - \theta_\tau) \\
 & \quad = \tilde{z}_x; \\
 & 2k\Omega D_x \operatorname{ctg} 2\theta^* + D_x h \sin 2(\theta^* - \theta_\tau) \operatorname{ctg} 2\theta^* + D_y \frac{2}{\tau} + D_y h \cos 2(\theta^* - \theta_\tau) \quad (2.19) \\
 & \quad = \tilde{z}_y; \\
 & \quad \tilde{z}_x = \frac{z_x}{\cos 2\theta^*}; \quad \tilde{z}_y = \frac{z_y}{\cos 2\theta^*}.
 \end{aligned}$$

Введемо наступні позначення:

$$\begin{aligned}
x_1 &= D_y h \sin 2(\theta^* - \theta_\tau); & x_2 &= D_x \frac{2}{\tau}; \\
x_3 &= D_x h \cos 2(\theta^* - \theta_\tau); & x_4 &= D_x h \sin 2(\theta^* - \theta_\tau); \\
x_5 &= D_y \frac{2}{\tau}; & x_6 &= D_y h \cos 2(\theta^* - \theta_\tau).
\end{aligned} \tag{2.20}$$

Поставимо задачу визначення шести параметрів $x_1 \dots x_6$ по вимірам \tilde{z}_x та \tilde{z}_y . Так як не залежних параметрів в (2.20) тільки п'ять D_x, D_y, h, τ і θ_τ , то для їх визначення треба 5 рівнянь. З цією метою проведемо виміри вихідних сигналів диференційного ВДКШ у двох положеннях стоячої хвилі $\theta = \theta^*$ і $\theta = \theta^* + 90^\circ$, щоб мати чотири виміри, а п'ятим рівнянням використовуємо рівняння (2.17).

У першому положенні, коли $\theta = \theta^*$ маємо два рівняння:

$$\begin{aligned}
-2k\Omega D_y \operatorname{tg} 2\theta^* - D_y h \sin 2(\theta^* - \theta_\tau) \operatorname{tg} 2\theta^* + D_x \frac{2}{\tau} - D_x h \cos 2(\theta^* - \theta_\tau) \\
= \tilde{z}_x^1; \\
2k\Omega D_x \operatorname{ctg} 2\theta^* - D_x h \sin 2(\theta^* - \theta_\tau) \operatorname{ctg} 2\theta^* + D_y \frac{2}{\tau} + D_y h \cos 2(\theta^* - \theta_\tau) \\
= \tilde{z}_y^1;
\end{aligned} \tag{2.21}$$

К другому положенні стоячої хвилі $\theta = \theta^* + 90^\circ$ маємо наступні два рівняння:

$$\begin{aligned}
-2k\Omega D_y \operatorname{tg} 2\theta^* - D_y h \sin 2(\theta^* - \theta_\tau) \operatorname{tg} 2\theta^* + D_x \frac{2}{\tau} - D_x h \cos 2(\theta^* - \theta_\tau) \\
= \tilde{z}_x^2; \\
2k\Omega D_x \operatorname{ctg} 2\theta^* - D_x h \sin 2(\theta^* - \theta_\tau) \operatorname{ctg} 2\theta^* + D_y \frac{2}{\tau} + D_y h \cos 2(\theta^* - \theta_\tau) \\
= \tilde{z}_y^2;
\end{aligned} \tag{2.22}$$

Складаємо перші рівняння систем (2.21) і (2.22), а також і другі рівняння, отримаємо:

$$\begin{aligned}
-4k\Omega D_y \operatorname{tg} 2\theta^* + D_x \frac{4}{\tau} &= \tilde{z}_x^1 + \tilde{z}_x^2; \\
4k\Omega D_x \operatorname{ctg} 2\theta^* + D_y \frac{4}{\tau} &= \tilde{z}_y^1 + \tilde{z}_y^2.
\end{aligned} \tag{2.23}$$

З урахуванням співвідношень (2.17), отримаємо:

$$\begin{aligned} x_5 &= D_y \frac{2}{\tau} = \frac{\tilde{z}_x^1 + \tilde{z}_x^2 + \tilde{z}_y^1 + \tilde{z}_y^2}{2(1 + tg^2 2\theta^*)}; \\ x_2 &= D_x \frac{2}{\tau} = \frac{\tilde{z}_x^1 + \tilde{z}_x^2 + \tilde{z}_y^1 + \tilde{z}_y^2}{2(1 + ctg^2 2\theta^*)}. \end{aligned} \quad (2.24)$$

Тепер віднімаємо перші рівняння (2.21) і (2.22), а також і другі рівняння, отримуємо після перетворень:

$$\begin{aligned} 2D_y h \sin 2(\theta^* - \theta_\tau) tg 2\theta^* + 2D_x h \cos 2(\theta^* - \theta_\tau) &= \tilde{z}_x^1 - \tilde{z}_x^2; \\ 2D_x h \sin 2(\theta^* - \theta_\tau) ctg 2\theta^* - 2D_y h \cos 2(\theta^* - \theta_\tau) &= \tilde{z}_y^1 - \tilde{z}_y^2. \end{aligned} \quad (2.25)$$

Віднімаємо ці два рівняння, з урахуванням умови (2.17), отримуємо:

$$\begin{aligned} x_6 &= D_y h \cos 2(\theta^* - \theta_\tau) = \frac{\tilde{z}_x^1 - \tilde{z}_x^2 - \tilde{z}_y^1 + \tilde{z}_y^2}{2(1 + tg^2 2\theta^*)}; \\ x_3 &= D_x h \cos 2(\theta^* - \theta_\tau) = \frac{\tilde{z}_x^1 - \tilde{z}_x^2 - \tilde{z}_y^1 + \tilde{z}_y^2}{2(1 + ctg^2 2\theta^*)}. \end{aligned} \quad (2.26)$$

Множимо перше рівняння (2.25) на D_y , а друге на D_x і, складаючи їх, отримуємо:

$$2(D_y^2 tg 2\theta^* + D_x^2 ctg 2\theta^*) h \sin 2(\theta^* - \theta_\tau) = (\tilde{z}_x^1 - \tilde{z}_x^2) D_y + (\tilde{z}_y^1 - \tilde{z}_y^2) D_x \quad (2.27)$$

Звідки з урахуванням (2.17), маємо:

$$\begin{aligned} 2D_y^2 h \sin 2(\theta^* - \theta_\tau) (tg^2 2\theta^* + tg^4 2\theta^* ctg 2\theta^*) \\ = (\tilde{z}_x^1 - \tilde{z}_x^2) D_y + (\tilde{z}_y^1 - \tilde{z}_y^2) D_y tg^2 2\theta^*. \end{aligned} \quad (2.28)$$

Після перетворень, отримуємо:

$$x_1 = \frac{(\tilde{z}_x^1 - \tilde{z}_x^2) ctg 2\theta^* + (\tilde{z}_y^1 - \tilde{z}_y^2) tg 2\theta^*}{2(1 + tg^2 2\theta^*)}; \quad (2.29)$$

$$x_4 = \frac{(\tilde{z}_x^1 - \tilde{z}_x^2) ctg 2\theta^* + (\tilde{z}_y^1 - \tilde{z}_y^2) tg 2\theta^*}{2(1 + ctg^2 2\theta^*)} \quad (2.30)$$

Таким чином, всі 6 параметрів, які визначають зміщення нуля в двох каналах диференційного ВДКШ, можуть бути обчислені шляхом переорієнтації стоячої хвилі на 90^0 . Слід відмітити, що таке калібрування зміщення нуля можливо виконати при $\Omega = const \neq 0$, тобто при будь якій орієнтації осі чутливості відносно вектора кутової швидкості обертання Землі.

Представимо рівняння вимірювань (2.19) з використанням позначень (2.20) і після додавання шумів вимірювань ξ_x і ξ_y , отримаємо:

$$\begin{aligned} -2k\Omega D_y \operatorname{tg} 2\theta^* - x_1 \operatorname{tg} 2\theta^* + x_2 + x_3 + \xi_x &= \tilde{z}_x; \\ -2k\Omega D_x \operatorname{ctg} 2\theta^* - x_4 \operatorname{ctg} 2\theta^* + x_5 - x_6 + \xi_y &= \tilde{z}_y; \end{aligned} \quad (2.31)$$

Проведемо оцінку параметрів $x_1 \dots x_6$, шляхом проведення чисельного експерименту з використанням симулінк-моделі рівнянь диференційного ВДКШ.

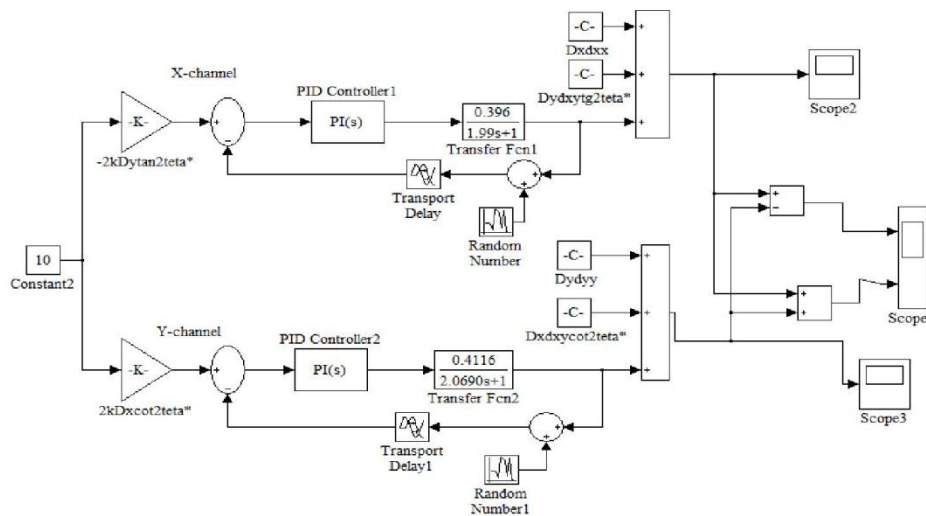


Рис.2.2. Спрощена модель диференційного ВДКШ

Блок схема моделі показана на рис. 2.2. Для моделювання прийемо наступні параметри чутливого елемента ВДКШ: $k = 0.4$, $D_x = 1 \text{ мкм/мВ}$; $D_y = 1.1 \text{ мкм/мВ}$; $h = 0.0386658 \text{ с}^{-1}$; $\theta_\tau = 4^\circ$; $\frac{2}{\tau} = 1.97195 \text{ с}^{-1}$, $\theta^* = \frac{1}{2} \operatorname{arctg} \sqrt{\frac{D_x}{D_y}}$; добротність резонатора вздовж осей X і Y є такими $Q_x = 25000$, $Q_y = 26000$, $\omega_r = 2\pi \times 4000 \text{ рад/с}$. Два канали диференційного ВДКШ реалізуються в демодульованих змінних з передатною функцією чутливого елемента в вигляді астатичної ланки і пропорційного - інтегруючого регулятора як показано на рис.2.2

Результати розрахунків відносної похибки у відсотках параметрів $x_1 \dots x_6$ для двох значень СКО шуму вимірювання при усередненні за 1 с. та представлені в таблиці 2.1 [3].

Параметри x_2 і x_5 мають значення на порядок більше, ніж інші параметри, тому саме їх похибки будуть визначати зміщення нуля після корекції. Значення параметра x_5 дорівнює $x_5 = 2D_y/\tau = 2.169$ рад/с. Похибка його обчислення має значення $4.2 \times 10^{-4}\%$. Абсолютне значення похибки є $2.169 \times 4.2 \times 10^{-6} = 9.11 \times 10^{-6}$ рад/с ≈ 1.88 град/год.

Вимірювання кутової швидкості ВДКШ, які працюють в диференційному режимі, описується системою рівнянь (2.31). Зміщення нуля визначається різницею $x_2 - x_5$, тобто величиною, пропорційною різнодобротності, яка визначається параметром $h = 0.0386658$ с $^{-1}$.

Таблиця 2.1

Відносна похибка оцінки параметрів резонатора по вимірам з шумом при усередненні 1 с

| Параметр | Похибка для $\sigma_{\xi_{1,2}} = 6$ град/год, % | Похибка для $\sigma_{\xi_{1,2}} = 20$ град/год, % |
|----------|--|---|
| x_1 | 5×10^{-12} | 1.5×10^{-11} |
| x_2 | 4.2×10^{-4} | 1.3×10^{-3} |
| x_3 | 3.5×10^{-11} | 7.4×10^{-11} |
| x_4 | 4.7×10^{-12} | 1.5×10^{-11} |
| x_5 | 4.2×10^{-4} | 1.3×10^{-3} |
| x_6 | 3.5×10^{-11} | 7.2×10^{-11} |

Тому абсолютне значення зміщення нуля диференційного ВДКШ після корекції буде визначатися значенням

$$0.0386658 \times 4.2 \times 10^{-6} \approx 0.16 \times 10^{-6} \text{ рад/с} \approx 0.033 \text{ град/год.}$$

Для збільшення точності корекції зміщення нуля необхідно зменшувати різнодобротність, а для зменшення шуму вимірювання треба збільшувати добротність резонатора і використовувати малозумні електронні компоненти.

Диференційний режим ВДКШ має можливість компенсації різниці частот резонатора системою управління в процесі вимірювання кутової швидкості. Процедура калібрування диференційного ВДКШ, заснована на переорієнтації стоячої хвилі, що проводиться протягом 2-3 с після включення приладу, може забезпечувати повторюваність зміщення нуля від включення до включення на рівні 0.033 град/год для низко добротних резонаторів.

При збільшенні часу калібрування (часу усереднення шуму), добротності резонатора, а також зменшенні його різнодобротності можна збільшити повторюваність зміщення нуля від включення до включення.

Цей результат можна використовувати для оперативного вимірювання початкової орієнтації в азимуті тому, що вимірювання кута азимуту вимагає високої повторюваності зміщення нуля ДКШ.

2.4. Компенсація зміщення нуля модуляцією різниці фаз коливань двох вимірювальних каналів диференційного ВДКШ

Для того, щоб розглянути можливості компенсації зміщення нуля модуляцією різниці фаз коливань двох вимірювальних каналів диференційного ВДКШ, напишемо рівняння (2.9) зберігаючи функції різниці фаз $\sin\varphi$ і $\cos\varphi$, тоді отримаємо, наступні вирази:

$$\begin{aligned} -2k\Omega D_y \operatorname{tg} 2\theta \cos\varphi + d_{xy} D_y \operatorname{tg} 2\theta \cos\varphi + D_x d_{xx} &= \tilde{z}_x; \\ 2k\Omega D_x \operatorname{ctg} 2\theta + d_{xy} D_x \operatorname{ctg} 2\theta + D_y d_{yy} \cos\varphi &= \tilde{z}_y; \end{aligned} \quad (2.32)$$

Введемо позначення для МК каналів X і Y , коли використовуються виміри \tilde{z}_x і \tilde{z}_y (а не z_x і z_y , як у (2.11)):

$$\begin{aligned} \widetilde{MK}_x &= 2kD_y \operatorname{tg} 2\theta \cos\varphi; \\ \widetilde{MK}_y &= 2kD_x \operatorname{ctg} 2\theta. \end{aligned} \quad (2.33)$$

Нехай тепер $\varphi = 0$, тоді отримаємо наступні рівняння вимірів:

$$\begin{aligned} -\widetilde{MK}_x \Omega + d_{xy} D_y \operatorname{tg} 2\theta + D_x d_{xx} &= \tilde{z}_x^0; \\ \widetilde{MK}_y \Omega + d_{xy} D_x \operatorname{ctg} 2\theta + D_y d_{yy} &= \tilde{z}_y^0. \end{aligned} \quad (2.34)$$

Коли $\varphi = \pi$, маємо ще два рівняння вимірів:

$$\begin{aligned} \widetilde{MK}_x \Omega - d_{xy} D_y \operatorname{tg} 2\theta + D_x d_{xx} &= \tilde{z}_x^\pi; \\ \widetilde{MK}_y \Omega + d_{xy} D_x \operatorname{ctg} 2\theta - D_y d_{yy} &= \tilde{z}_y^\pi. \end{aligned} \quad (2.35)$$

Після проведення всіх розрахунків (віднімання і додавання) у лівих і правих частинах рівнянь (2.34) і (2.35) отримаємо наступні чотири рівняння:

$$\begin{aligned}
 \tilde{z}_x^\pi + \tilde{z}_x^0 &= 2D_x d_{xx}; \\
 \tilde{z}_y^0 - \tilde{z}_y^\pi &= 2D_y d_{yy}; \\
 \tilde{z}_y^0 + \tilde{z}_y^\pi &= 2\widetilde{MK}_y \Omega + 2d_{xy} D_x \operatorname{ctg} 2\theta; \\
 \tilde{z}_x^\pi - \tilde{z}_x^0 &= 2\widetilde{MK}_x \Omega - 2d_{xy} D_y \operatorname{tg} 2\theta.
 \end{aligned}
 \tag{2.36}$$

Підсумовуючи два останніх рівняння отримуємо:

$$\tilde{z}_y^0 + \tilde{z}_y^\pi + \tilde{z}_x^\pi - \tilde{z}_x^0 = 2(\widetilde{MK}_x + \widetilde{MK}_y)\Omega + 2d_{xy}(D_x \operatorname{ctg} 2\theta - D_y \operatorname{tg} 2\theta); \tag{2.37}$$

Тепер, виберемо кут θ^* так, щоб останній вираз в круглих дужках дорівнювало нулю:

$$\begin{aligned}
 D_x \operatorname{ctg} 2\theta^* - D_y \operatorname{tg} 2\theta^* &= 0; \rightarrow \frac{D_x}{D_y} = \operatorname{tg}^2 2\theta^*; \\
 \theta^* &= \frac{1}{2} \operatorname{arctg} \sqrt{\frac{D_x}{D_y}} = \frac{1}{2} \operatorname{arctg} \sqrt{\frac{\widetilde{MK}_y^{\pi/8}}{\widetilde{MK}_x^{\pi/8}}} = \frac{1}{2} \operatorname{arctg} \frac{MK_y^{\pi/8}}{MK_x^{\pi/8}}.
 \end{aligned}
 \tag{2.38}$$

Таким чином, кут θ^* , при якому масштабні коефіцієнти каналів X і Y рівні між собою забезпечує компенсацію зміщення нуля і подвоює сигнал, що містить кутову швидкість:

$$\tilde{z}_y^0 + \tilde{z}_y^\pi + \tilde{z}_x^\pi - \tilde{z}_x^0 = 2(\widetilde{MK}_x + \widetilde{MK}_y)\Omega; \tag{2.39}$$

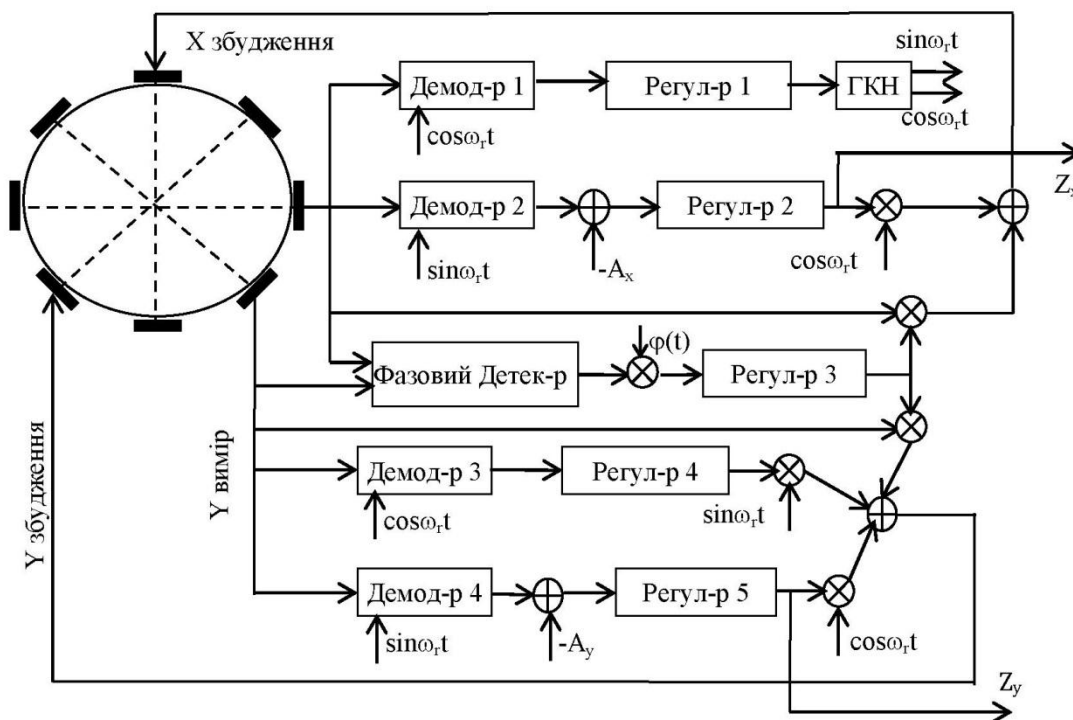


Рис.2.3. Блок схема диференційного ВДКШ

Блок-схема системи керування диференційним ВДКШ, що дозволяє маніпуляцію різницею фаз, представлена на рис.2.3.

На відміну від схеми 1.13 (розділ 1) дана схема використовує фазу автопідстроювання частоти із застосуванням генератора керованого напругою (ГКН) для стеження за резонансною частотою і збудження коливань з необхідною фазою.

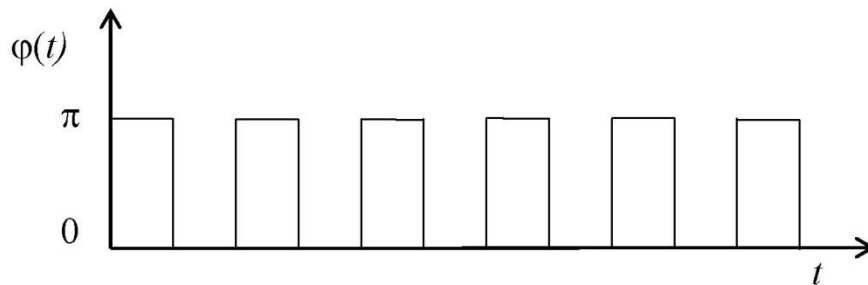
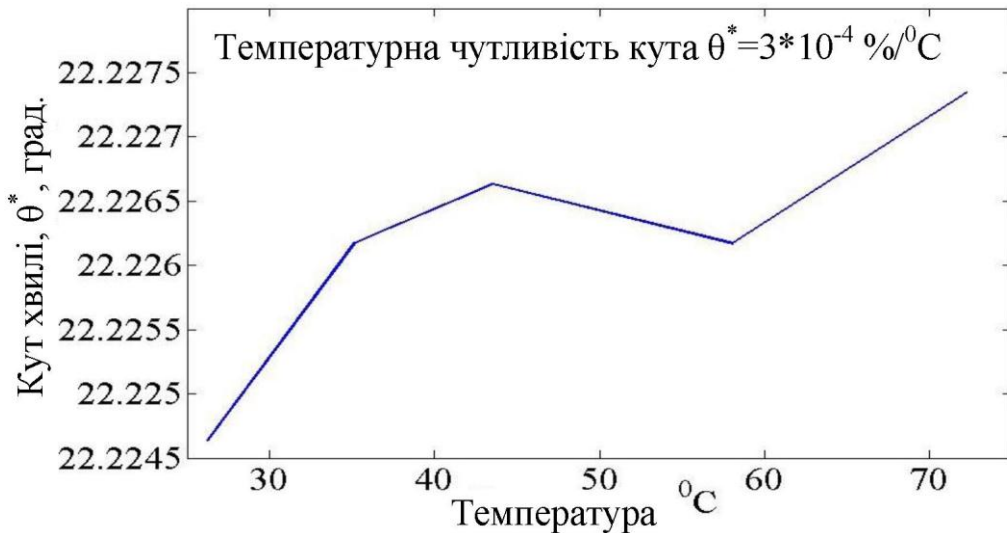


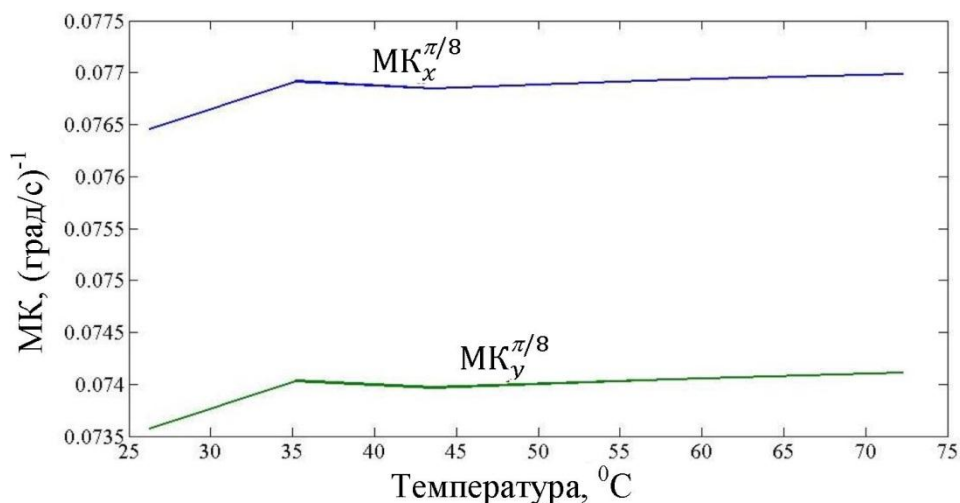
Рис.2.4. Закон модуляції різниці фаз, що компенсує зміщення нуля диференційного ВДКШ

Закон модуляції різниці фаз $\varphi(t)$ для компенсації зміщення нуля диференційного ВДКШ графічно представлений на рис.2.4.

Тому, що MK_x та MK_y можуть змінюватися від температури, що призводить до зміни кута хвилі θ^* , необхідно вивчити його температурну чутливість. На рис. 2.5 представлений графік залежності кута θ^* від температури для ВДКШ з металевим циліндричним резонатором [17]. Як бачимо з графіку температурна чутливість кута θ^* є дуже малою зі значенням $3 \times 10^{-4}\%/^{\circ}\text{C}$ [5].

Рис.2.5. Температурна залежність кута хвилі θ^*

Мала чутливість кута θ^* полягає в тому, що цей кут визначається відношенням MK_y/MK_x . Чисельник і знаменник цього відношення визначаються параметрами єдиного чутливого елемента і електронних блоків, тобто MK_y і MK_x змінюються однаково з температурою, тому їх відношення змінюється дуже мало. Дійсно, на рис. 2.6 представлені графіки температурної залежності MK_y і MK_x . З графіка бачимо, що MK_x і MK_y змінюються від температури практично однаково.

Рис.2.6. Температурна залежність MK_x і MK_y

Таким чином, незважаючи на те, що вимірювання кута хвилі проводились на ВДКШ з металевим резонатором, а як відомо метал сприйнятливий до

температури, температурна чутливість кута θ^* виявляється дуже низькою. Це говорить про перспективні компенсаційні можливості диференційного ВДКШ.

Запропоновані два алгоритми для компенсації зміщення нуля диференційного ВДКШ. Один з них може застосовуватися для початкового калібрування ВДКШ, відразу після включення приладу, коли діє постійна кутова швидкість, наприклад, кутова швидкість обертання Землі, а початкова орієнтація осі чутливості (ОЧ) ВДКШ не відома.

Другий алгоритм може застосовуватися для поточної компенсації зміщення нуля, коли період модуляції різниці фаз значно менший від часу кореляції зміни зміщення нуля від температури.

2.5. Використання інформаційної надмірності для зменшення похибок вимірювання кутової швидкості диференційним ВДКШ

Проблема підвищення точності та зменшення шумів вібраційних ДКШ, особливо тих, що мають низку добротність і/або малі габарити, наприклад, МЕМС-ДКШ, є актуальною. Ця проблема, особливо для МЕМС-ДКШ, вимагає визначення шляхів проектування мульти-резонаторного датчика або матриці датчиків з надмірною вихідною інформацією про кутову швидкість вздовж однієї осі [18]. Комплексування надмірної інформації про кутову швидкість, наприклад за допомогою фільтра Калмана [19, 20], а для складних випадків – розширеного фільтра Калмана [21], призводить до необхідності математичного моделювання кутової швидкості, що вимірюється. Так, у роботі [22] модель кутової швидкості представлена марковським процесом першого порядку, в роботі [23] вона представлена у вигляді білого шуму. В роботі [24] використовується стандартна авторегресійна модель похибок ДКШ, а в роботі [25] загальна авторегресійна умовно гетероскедастична модель кутової швидкості, що також враховує температурну модель дрейфу нуля ДКШ. Можливо також використання моделі похибок на основі варіацій Алана [25-30]. На підставі моделей кутової швидкості та похибок ДКШ за допомогою фільтра Калмана, що їх об'єднує, створюється так званий алгоритм «віртуального»

ДКШ [31]. За деяких умов, що надаються до взаємозв'язків між сигналами різних датчиків у матриці датчиків «віртуального» ДКШ, вимірювальна точність може бути значно підвищена [25]. Максимальної точності вимірювань «віртуального» ДКШ можна досягти, якщо у матриці з n датчиків однакової точності, які можуть бути виготовлені в єдиному корпусі, матимуть коефіцієнти кореляції $\rho_{opt} = -\frac{1}{n-1}$. Коефіцієнти кореляції являють собою недиагональні елементи кореляційної матриці. Проблема полягає у знаходженні способів наблизити коефіцієнти кореляції матриці датчиків до оптимальних значень ρ_{opt} та виконати кількісну оцінку підвищення точності для «віртуального» ДКШ.

Диференційний ВДКШ має два каналу виміру кутової швидкості зі значеннями $+\Omega$ та $-\Omega$ обертання. Це є надмірна інформація про кутову швидкість, у випадку мінімального n , тобто $n = 2$. Тому мало б теоретичний та практичний інтерес дослідження можливості застосування відомого алгоритму «віртуального» ДКШ до диференційного ВДКШ з метою зменшення шуму вимірювального сигналу і зростання точності вимірювання кутової швидкості за рахунок наявності у ньому надлишкової вимірювальної інформації. Також було б доцільно використати специфіку диференційного ВДКШ, який має два канали з протилежними кутовими швидкостями, з метою наближення міжканального коефіцієнта кореляції до оптимального значення при мінімальній кількості каналів ($n = 2$). Крім того, становить теоретичний та практичний інтерес створення модифікації алгоритму «віртуального» ДКШ з метою урахування змін міжканального коефіцієнта кореляції у часі при змінах умов навколишнього середовища. Зокрема, було б доцільно, щоб такий модифікований алгоритм передбачав би можливість обчислення в он-лайн режимі міжканальної кореляційної матриці з наближенням міжканального коефіцієнта кореляції до оптимального значення.

У даному підрозділі проводяться дослідження, які ставили за мету визначити шляхи оброблення надлишкової вимірювальної інформації ВДКШ диференційного типу.

Для досягнення поставленої мети вирішувались наступні задачі:

- вдосконалити алгоритм, пропонуваний у [26], на підставі обчислення кореляційної матриці в он-лайн режимі;
- порівняти запропонований вдосконалений алгоритм з відомими методами [19, 20, 26];
- визначити умову, за якою коефіцієнт міжканальної кореляції ρ наближається до оптимального значення ρ_{opt} ;
- кількісно оцінити та порівняти випадкові, систематичні похибки та величину перерегулювання під час раптової зміни кутової швидкості при застосуванні різних методів обробки надлишком інформації у диференційному ВДКШ.

Під час виконання досліджень був виконаний порівняльний аналіз чотирьох методів оброблення інформації з точки зору підвищення вимірювальної точності та зменшення шумів в умовах функціонування диференційного ВДКШ при різних температурах.

Для дослідження чотирьох методів обробки вимірювальної інформації було здійснено два типи вимірювань на дослідному зразку диференційного ВДКШ. Перший тип вимірювань було виконано у статичному положенні ДКШ. Вимірювальні дані про зміщення нуля каналів X , Y в діапазоні температур $(+26 \dots + 72)^\circ\text{C}$ показано на рис. 2.7.

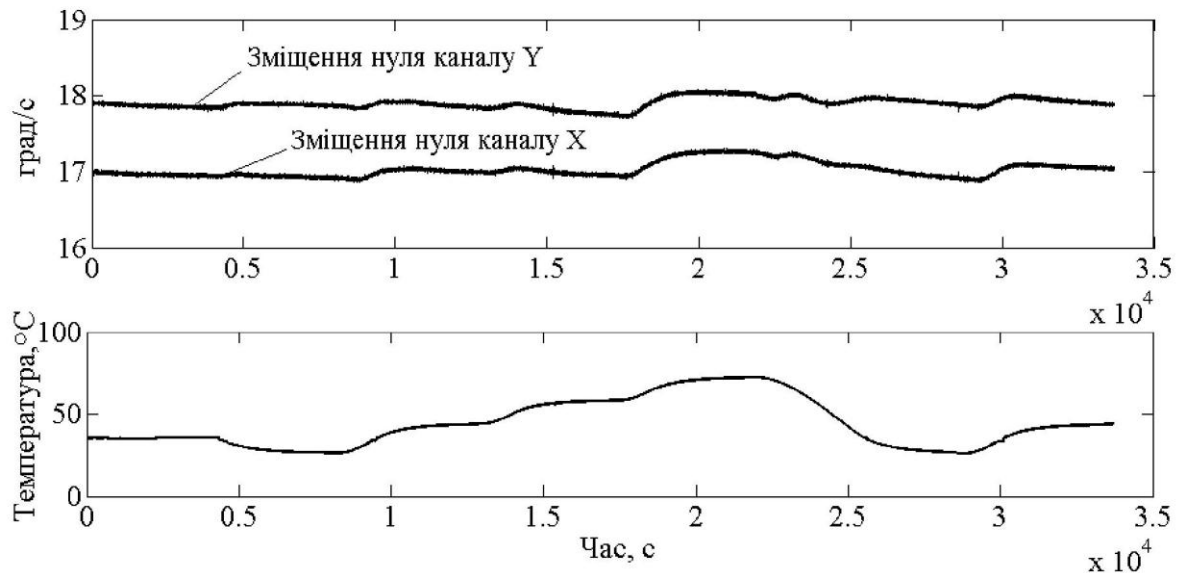


Рис.2.7. Вимірювання зміщення нуля каналів X і Y диференційного ВДКШ від температури

СКП шуму при температурі 72°C для вимірювального каналу X складає 0.019 град/с, для каналу Y є 0.023 град/с, а для диференційного каналу він є 0.009 рад/с відповідно. Кореляційна матриця каналів X і Y представляється матрицею (2.40), коефіцієнт міжканальної кореляції є $\rho = 0.769747$ є позитивним та далеким від оптимального значення, ρ_{opt} для $n = 2$ дорівнює $\rho_{opt} = -1$.

$$\text{corrcoef}(X, Y) = \begin{bmatrix} 1 & 0.769747 \\ 0.769747 & 1 \end{bmatrix}. \quad (2.40)$$

На підставі цих вимірювальних даних визначаються поліноміальні коефіцієнти температурної корекції, які у подальшому використовуються для корекції зміщень нуля другого типу вимірювань, що здійснюються під час обертання ДКШ.

На рис. 2.8 наведені результати вимірювань другого типу, тобто динамічні вимірювання, які здійснювались в умовах обертання ДКШ з кутовою швидкістю ± 50 град/с. Ці вимірювання є альтернативою статичним але виконуються при температурних змінах, що відповідають рис.2.7.

Слід зазначити, що після корекції результатів вимірювань першого типу щодо зміщень нуля у каналах X, Y (рис. 7) міжканальна кореляційна матриця набуває вигляду:

$$\text{corrcoef}(X, Y) = \begin{bmatrix} 1 & -0.999546 \\ -0.999546 & 1 \end{bmatrix}. \quad (2.41)$$

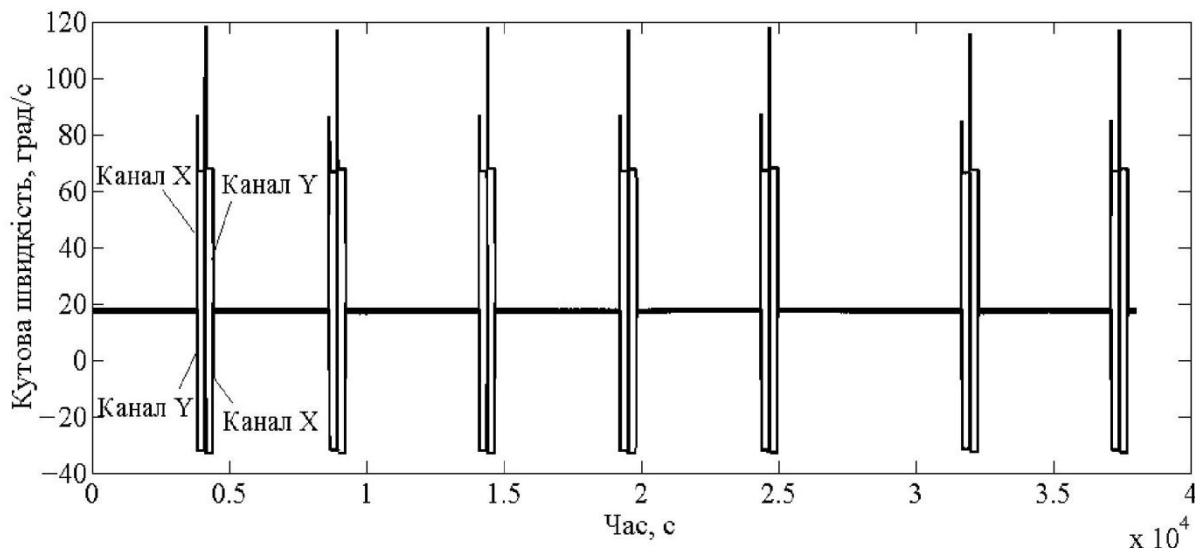


Рис.2.8. Результати вимірювань кутової швидкості по каналам X, Y диференційного ВДКШ при зміні температури як на рис.2.7.

Як виходить з виразу (2.41), після корекції зміщень нуля коефіцієнт кореляції набуває значення $\rho = -0,999546$ і стає дуже близьким до оптимального $\rho_{opt} = -1$ для $n = 2$. Ту обставину, що коефіцієнт кореляції ρ після корекції зміщень нуля наближається до оптимального значення ρ_{opt} , було підтверджено під час випробувань трьох дослідних зразків ВДКШ.

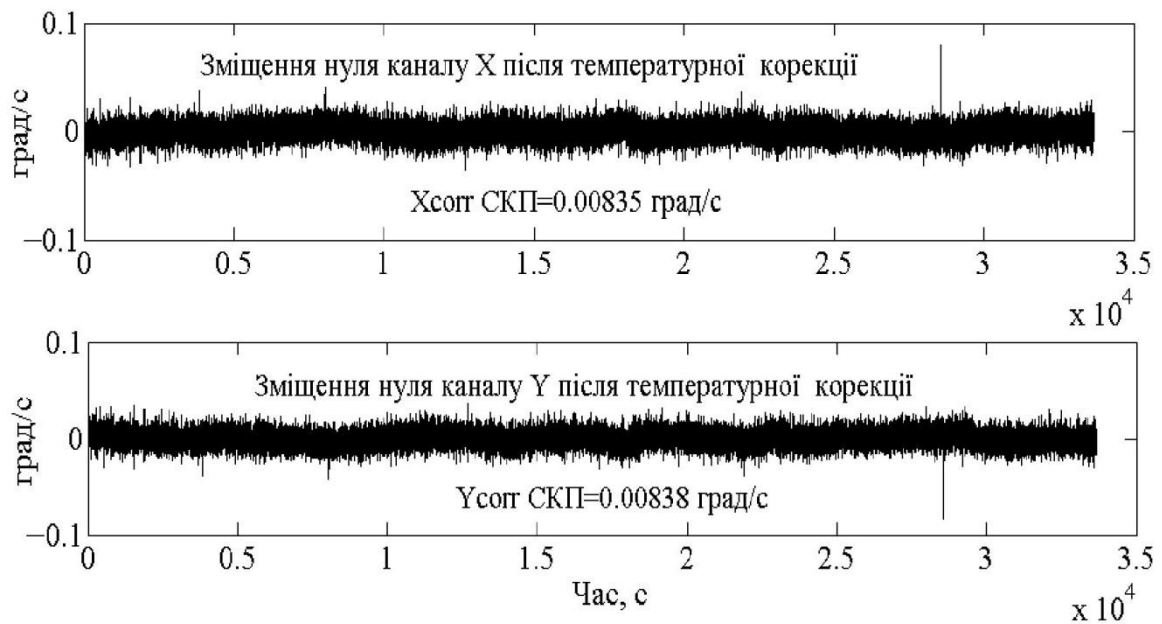


Рис.2.9. Сигнали по вимірювальним каналам X і Y диференційного ВДКШ після температурної корекції

На рис.2.9 представлені виміри зміщень нуля двох каналів X і Y диференційного ВДКШ після корекції.

Середньоквадратичні значення шумів зміщення нуля для вимірювальних каналів X та Y майже у два рази менші у порівнянні з результатами вимірювань до корекції, представленими на рис. 2.7. Це зумовлено використанням для корекції зміщення нуля як сигналів температурного датчика, так і внутрішніх сигналів управління, таких як демодульовані сигнали збудження і квадратури.

У даному підрозділі порівнюються наступні чотири варіанти обробки надмірної інформації, що поступають з диференційного ВДКШ:

Перший варіант оброблення сигналів диференційного ВДКШ полягає у тому, що коефіцієнти корекції поліноміальної моделі, отримані під час первинних випробувань, застосовуються до кожного з вимірювальних каналів X, Y окремо під час вимірювань кутової швидкості, і лише потім визначається різниця результатів вимірювань $z_y - z_x$.

Другий варіант оброблення сигналів диференційного ВДКШ подібний до першого варіанту, але корекція застосовується до різниці вимірювань $z_y - z_x$ за каналами X і Y. Тобто спочатку визначається різниця вимірювань, і лише потім

корекція застосовується до різницевого сигналу, що зменшує обчислювальні затрати.

Третій варіант оброблення сигналів диференційного ВДКШ полягає у тому, що після корекції сигналів по вимірювальним каналам X і Y (відповідно до першого варіанту) застосовується фільтр Калмана «віртуального» ДКШ з використанням марковських процесів першого порядку як моделі вимірюваної кутової швидкості, що розглянута у роботі [19] з коваріаційною матрицею, нормалізована версія якої відповідає матриці (2.41). В результаті було отримано наступні рівняння стану системи та вимірювань «віртуального ДКШ»:

$$\begin{aligned}\Omega_{i+1} &= -\frac{\Omega_i}{\tau_\Omega} + w_i; \\ \vec{z}_{i+1} &= H\Omega_{i+1} + \vec{v}_{i+1} \\ \sigma_w^2 &= 10; \quad \tau_\Omega = 10^5; \quad \Omega_0 = 0; \\ \vec{v}_i &= (v_i^1 \quad v_i^2)^T; \quad H = (1 \quad -1)^T;\end{aligned}\tag{2.42}$$

де

$$R = E[\vec{v} \quad \vec{v}^T] = 10^{-4} \begin{bmatrix} 0.697613 & -0.699464 \\ -0.699464 & 0.701958 \end{bmatrix},$$

де $\vec{z}_{i+1} = (\vec{z}_{i+1}^1 \vec{z}_{i+1}^2)^T$ є сигнали вимірювальних каналів X і Y після корекції зміщення нуля; τ_Ω є час кореляції марковського процесу першого порядку; w_i є білий шум системи; \vec{v}_i є вектор білих шумів вимірювання каналів X і Y ; H є матриця вимірювань; R є коваріаційна матриця сигналів каналів X і Y ; Ω_0 – початкове значення кутової швидкості.

Четвертий варіант оброблення сигналів диференційного ВДКШ подібний до третього варіанту, але він доповнюється обчисленням кореляційної матриці R в он-лайн режимі після віднімання значень кутової швидкості, отриманих на попередніх інтервалах оцінювання. В результаті введення кореляційної матриці було отримано такий алгоритм «віртуального ДКШ»:

$$\begin{aligned}R_{i+1} &= (1 - \alpha)R_i + \alpha(\vec{z}_{i+1} - H\hat{\Omega}_i - \vec{\mu}_i); \\ \vec{\mu}_{i+1} &= (1 - \alpha)\vec{\mu}_i + \alpha(\vec{z}_{i+1} - H\hat{\Omega}_i); \\ D_{i+1} &= H^T R_{i+1}^{-1} H; \quad K = D_{i+1}^{-1} \left(-\frac{1}{\tau_\Omega} + \sqrt{\left(\frac{1}{\tau_\Omega}\right)^2 + D\sigma_w^2} \right) H^T R_{i+1}^{-1};\end{aligned}\tag{2.43}$$

$$A = \exp\left(-\frac{1}{\tau_{\Omega}} - KHT\right);$$

$$\hat{\Omega}_{i+1} = A\hat{\Omega}_i + \left(\frac{A-1}{A}\right)K\vec{z}_{i+1};$$

$$R_0 = \begin{pmatrix} 100 & 0 \\ 0 & 100 \end{pmatrix}; \quad \vec{\mu}_0 = (0 \ 0)^T; \quad \alpha = 10^{-4}; \quad H = [1 \ -1]^T.$$

де $\vec{\mu}_i$ є вектор середнього значення сигналів каналів X та Y ; $\vec{\mu}_0$ є вектор початкових значень змінної μ ; K є коефіцієнт посилення фільтра Калмана; $\hat{\Omega}_i$ є оцінка кутової швидкості в i -й момент часу; T є час дискретизації.

Оцінки результатів вимірювання постійної кутової швидкості 50 град/с, отримані в інтервалі змінювання температур $(+26 \dots +72)^{\circ}\text{C}$, для усіх чотирьох вищезгаданих варіантів оброблення результатів вимірювань наведено у таблиці 2.2 та на рис. 2.10. В таблиці 2.2 представлено результати оцінювання кутової швидкості після віднімання вертикальної складової кутової швидкості Землі, яка дорівнює 3.22×10^{-3} град/с на широті вимірювальної лабораторії. Майже ті самі результати було отримано для оцінки вимірювань негативної кутової швидкості – 50 град/с.

Як виходить з таблиця 2.2, випадкові похибки усіх варіантів, що порівнюються, близькі між собою. Систематична похибка другого варіанта значно нижча за похибки інших. Систематична та випадкова похибки першого, третього та четвертого варіантів дуже близькі між собою протягом вимірювань в усьому діапазоні змінювання температури.

У межах проведеного дослідження вважається за доцільне порівняти шуми зміщення нуля під час вимірювань кутової швидкості та в перервах між ними, а також визначити перехідні процеси під час раптового змінювання кутової швидкості. У таблиці 2.3 представлено СКП шумів за умови наявності та відсутності кутової швидкості при постійній температурі 72°C .

Як виходить з таблиці 2.3, середньоквадратичне відхилення при використанні четвертого варіанту майже у два рази менші у порівнянні з іншими варіантами. Слід зазначити, що на підставі даних, представлених у таблиці 2.3, можна обчислити короткоперіодичну СКП, σ_{Ω} , флуктуації кутової швидкості у такий спосіб:

$$\sigma_{\Omega} = \sqrt{(0.00817)^2 - (0.00805)^2} = 0.0014 \frac{\text{град}}{\text{с}} \quad (2.44)$$

Таблиця 2.2

Порівняння результатів вимірювань на підставі чотирьох варіантів оброблення інформації

| Температура, °C | Кутова швидкість, град/с | | | |
|-------------------------|--------------------------|----------|----------|----------|
| | Спосіб 1 | Спосіб 2 | Спосіб 3 | Спосіб 4 |
| 26.3 | 50.0821 | 50.1175 | 50.0819 | 50.0813 |
| 35.2 | 50.1334 | 50.1262 | 50.1332 | 50.1325 |
| 43.6 | 50.0818 | 50.0548 | 50.0817 | 50.0812 |
| 58.1 | 49.9761 | 49.9615 | 49.9759 | 49.9756 |
| 72.3 | 49.9889 | 50.0393 | 49.9887 | 49.9884 |
| 26.3 | 49.7441 | 49.7792 | 49.7439 | 49.7437 |
| 43.6 | 49.9404 | 49.9138 | 49.9403 | 49.9401 |
| Середнє значення | 49.9924 | 49.9989 | 49.9922 | 49.9918 |
| СКП, град/с | 0.13 | 0.12 | 0.13 | 0.13 |
| Випадкова похибка, % | 0.26 | 0.24 | 0.26 | 0.26 |
| Систематична похибка, % | 0.015 | 0.002 | 0.016 | 0.016 |

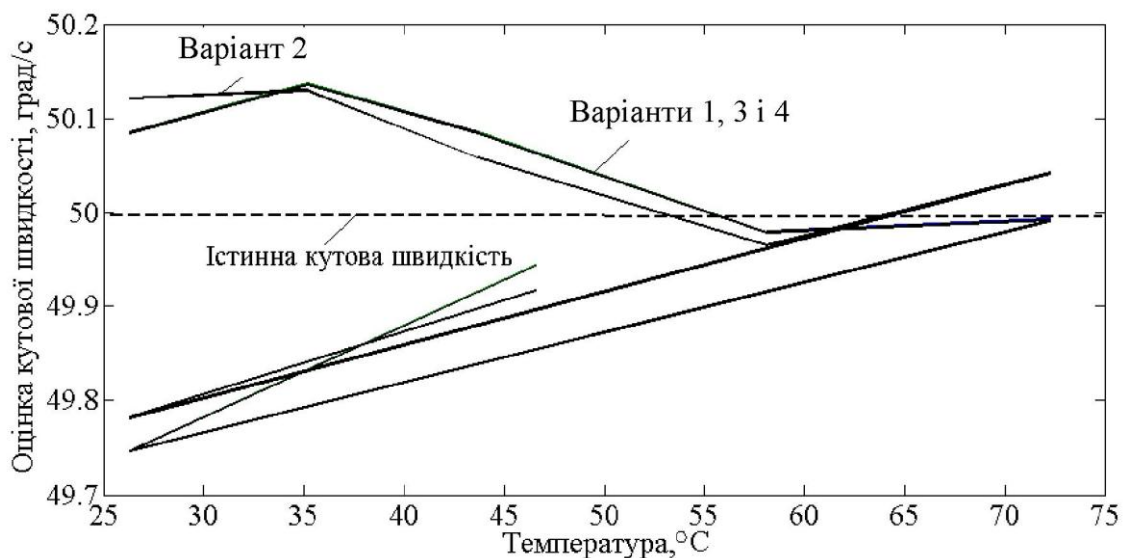


Рис.2.10. Залежність оцінки кутової швидкості від температури

Таблиця 2.3

СКП шумів при постійній температурі 72°C

| Умови експерименту | СКП, град/с | | | |
|-------------------------|-------------|----------|----------|----------|
| | Спосіб 1 | Спосіб 2 | Спосіб 3 | Спосіб 4 |
| Є кутова швидкість | 0.00817 | 0.00818 | 0.00769 | 0.00460 |
| Немає кутової швидкості | 0.00805 | 0.00806 | 0.00756 | 0.00435 |

На рис. 2.11 представлені процеси перерегулювання, коли змінювана кутова швидкість збільшується від 0 до 50 град/с менше ніж за 1 с. Перерегулювання для першого варіанту складає 4 %, а другого, третього та четвертого варіантів – 2.9 %, 2.5 % та 1.3 % відповідно. Таким чином, перерегулювання управління під час використання четвертого варіанту алгоритму обробки майже у два рази нижче у порівнянні з найкращими показниками інших трьох варіантів.

На рис. 2.12 представлено значення варіацій Алана для зміщень вимірювальних каналів X і Y між вимірюваннями кутової швидкості в умовах змінювання температури від 72°C до 26°C зі швидкістю $-0,6^\circ\text{C}/\text{хв}$.

Параметри шумів для усіх чотирьох алгоритмів під час наростання температури не мають значних відмінностей. Графіки варіації Алана для перших трьох алгоритмів не мають помітної різниці. Алгоритм 4 має шум квантування, випадкове блукання та нестабільністю зміщення нуля принаймні на 20–30 % меншим за інші.

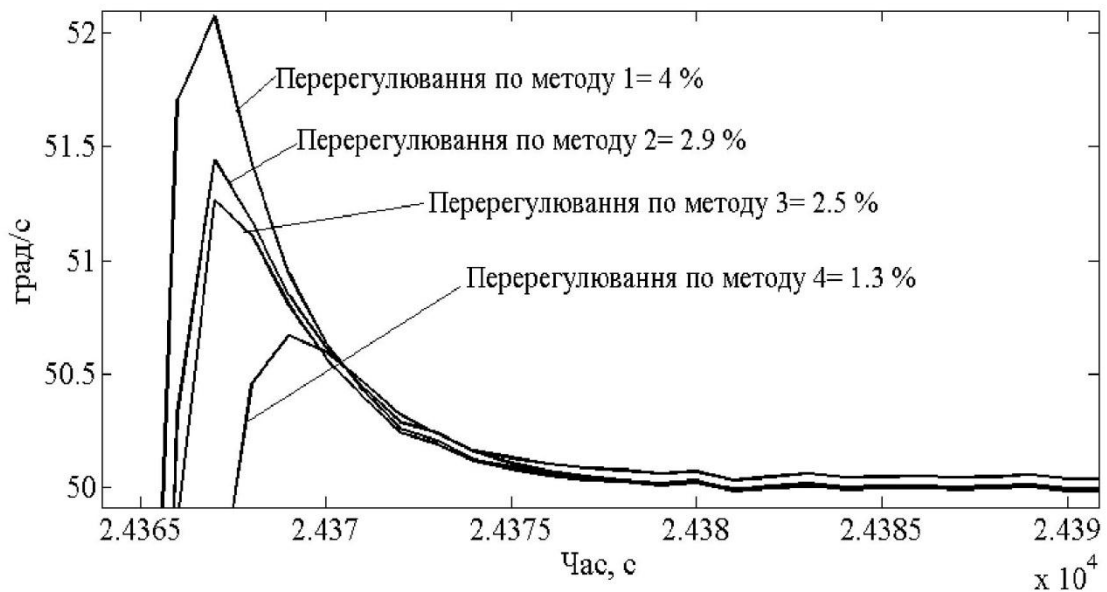


Рис.2.11. Перерегулювання при різкій зміні кутової швидкості на температурі 72°C

На підставі проведених досліджень виявлено, що до диференційного ВДКШ можна застосовувати відомий алгоритм «віртуального» ДКШ, який був обґрунтований в роботі [31] та застосований до масиву з 4-х одновісних односпрямованих ДКШ, створених на основі МЕМС технології. Показано, що при застосовуванні модифікованого алгоритму «віртуального» ДКШ до диференційного ВДКШ (алгоритму по варіанту 4), можливо забезпечити значення коефіцієнта кореляції, близькими до оптимальних, що призводить до значного зниження шуму вимірювань, а також до поліпшення реакції на раптово змінювану кутову швидкість. Проте систематична компонента похибки кутової швидкості не поліпшується, вона найменша для алгоритму 2. Крім того, шуми вимірювань для алгоритму 4 зменшуються за рахунок значно більшої кількості обчислювальних операцій, що призводить до зростання навантаження на процесор.

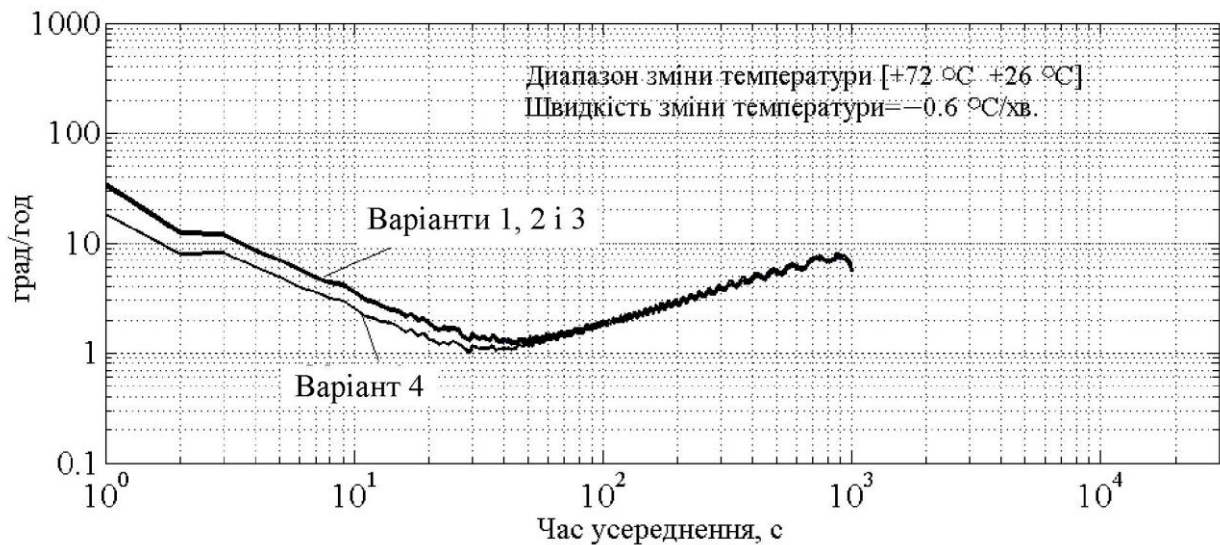


Рис.2.12. Варіацій Алана для усіх чотирьох алгоритмів обробки інформації

Таким чином, використання розглянутого алгоритму оброблення інформації диференційного ВДКШ доцільно у системах стабілізації осей візування приладів наземних рухомих об'єктів, які, як правило, чутливі до шумів, але не вимагають точного визначення кутової швидкості на відміну від навігаційних систем.

ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 2

1. В даному розділі виведені аналітичні вирази для зміщення нуля і масштабних коефіцієнтів кожного з двох вимірювальних каналів диференційного ВДКШ. Показано, що вони мають періодичну залежність від кута хвилі θ .

2. Отримані умови, при яких компенсується похибка, що обумовлена перехресним демпфуванням.

3. Розроблена методика виставки кута хвилі θ^* , яка вирівнює масштабні коефіцієнти обох вимірювальних каналів диференційного ВДКШ і компенсує похибку від перехресного демпфування.

4. Виведена умова початкової компенсації зміщення нуля диференційного ВДКШ та надано рекомендації щодо виставки кута хвилі таким, при якому компенсується зміщення нуля.

5. Отримані аналітичні вирази для масштабного коефіцієнта та зміщення

нуля диференційного ВДКШ, коли кут хвилі є θ^* і показано, що цей масштабний коефіцієнт, на відміну від режиму ДКШ, не залежить від амплітуди і частоти резонансних коливань.

6. Показано, що диференційний режим роботи ВДКШ має можливість компенсації різниці частот резонатора системою управління в процесі вимірювання кутової швидкості.

7. Розроблена процедура калібрування зміщення нуля диференційного ВДКШ, що заснована на переорієнтації стоячої хвилі, яку рекомендується проводити кожний раз після включення ДКШ, забезпечуючи повторюваність зміщення нуля від включення до включення на рівні 0.033 град/год незалежно від орієнтації осі чутливості ВДКШ відносно вектора кутової швидкості обертання Землі.

8. Розроблений алгоритм поточної компенсації зміщення нуля, шляхом модуляції різниці фаз сигналів двох вимірювальних каналів X і Y , коли період модуляції різниці фаз значно менший від часу кореляції зміни зміщення нуля від температури. Представлена блок схема системи управління диференційного ВДКШ, що забезпечує таку модуляцію.

9. Представлені виміри температурної залежності кута хвилі θ^* для дослідного зразка диференційного ВДКШ. Експериментально показано, що цей кут дуже слабо залежить від температури, маючи температурний коефіцієнт на рівні $3 \times 10^{-4}\%/^{\circ}C$.

10. Запропоновано адаптований фільтр Калмана для використання в диференційному ВДКШ, що обчислює міжканальну кореляційну матрицю в онлайн режимі та в такий спосіб зменшує похибки вимірювань на підставі урахування змін міжканального коефіцієнта кореляції у часі.

11. Виконано порівняльний аналіз розробленого алгоритму адаптованого фільтру Калмана оброблення вимірювальної інформації з іншими відомими алгоритмами

12. Визначено умови, за яких в диференційному ВДКШ міжканальний коефіцієнт кореляції наближається до оптимального значення $\rho_{opt} = -1$, якщо

кількість надмірних каналів дорівнює $n = 2$. Ці умови являють собою здійснення температурної корекції зміщення нуля та масштабного коефіцієнта диференційного ВДКШ.

13. Визначено, що систематична похибка вимірювання кутової швидкості по алгоритму 2 майже на порядок менша у порівнянні з систематичними похибками інших трьох алгоритмів, що розглядалися. Також шляхом кількісної оцінки показано, що алгоритм 4 забезпечує величину перерегулювання під час раптової зміни кутової швидкості майже у 2 рази меншу у порівнянні з іншими трьома алгоритмами.

14. Виведено, що використання запропонованого алгоритму 4 оброблення інформації диференційного ВДКШ доцільно застосовувати у системах стабілізації осей візування оптичних приладів розташованих на наземних рухомих об'єктах, які, як правило, чутливі до шумів, але не вимагають точного визначення кутової швидкості на відміну від навігаційних систем.

ПЕРЕЛІК ЛІТЕРАТУРИ ДО РОЗДІЛУ 2

1. Chikovani V. V. Differential mode of operation for ring-like resonator CVG / V. V. Chikovani, O. A. Suschenko. // IEEE Proc. Intern. Conf. on Electronics and Nanotechnology (ELNANO). – 15-18 Apr., Kyiv, Ukraine, 2014. - PP. 451-455.

2. Wang Xu Force to rebalance control of HRG and suppression of its errors on the basis of FPGA / Xu Wang, W. Wu, B. Luo. // Sensors 2011. – 2011. – №11. - PP. 11761-11773.

3. Chikovani V. V. Vibratory gyro accuracy parameters improving by means of excitation control / V. V. Chikovani, G. V. Tsiruk. // Electronics and control systems. – NAU, Kyiv, Ukraine, 2013. – №3(36). - PP. 43-48.

4. Lynch D. D. Vibratory gyro analysis by the method of averaging / D. D. Lynch. // Proc. 2nd St. Petersburg Conf. on Gyroscopic Technology and Navigation. – 24-25 May, St.Petersburg, Russia, 1995. - PP. 26-34.

5. Chikovani V. V. Bias compensation in differential Coriolis vibratory gyro / V. V. Chikovani, G. V. Tsiruk. // Electronics and control systems. – 2013. – №4(37). - PP. 99-103.

6. Chikovani V. V. Redundant information processing techniques comparison for differential vibratory gyroscope / V. V. Chikovani, O. A. Suschenko, H. V. Tsiruk. // Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. – 2016. – №4/7(82). - PP. 45-52.
7. Park S. Dynamics and control of a MEMS angle measuring gyroscope / S. Park, R. Horowitz, C. W. Tan. // Sensors and Actuator. – 2008. – №144(1). - PP. 56-63.
8. Park S. Adaptive control of a vibratory angle measuring gyroscope / S. Park. // Sensors. – 2010. – №10(9). - PP. 8478-8490.
9. Gregory J. A. Novel mismatch compensation methods for rate-integrating gyroscopes / J. A. Gregory, J. Cho, K. Najafi. // Position Location and Navigation Symposium (PLANS). – 2012.
10. Hu Z. X. Control and damping imperfection compensation for a rate integrating MEMS gyroscope / Z. X. Hu, B. J. Gallacher. // DGON Inertial Sensors and Systems. – 2015.
11. Taheri-Tehrani P. A new electronic feedback compensation method for rate integrating gyroscopes / P. Taheri-Tehrani, A. D. Challoner, O. Izyumin. // IEEE Int. Symposium on Inertial Sensors and Systems. – 22-25 Feb., Laguna Beach, CA, 2016.
12. Fritzen C-P. Identification of mass, damping and stiffness matrices of mechanical systems / C-P. Fritzen. // Journal of Vibration, Acoustics, Stress, and Reliability in Design. – 1986. – №108(1).
13. Friedland B. A nonlinear observer for estimating parameters in dynamic systems / B. Friedland. // Automatica. – 1997. – №33(8). - PP. 1525-1530.
14. Pi J. Imperfection parameter observer and drift compensation controller design of hemispherical resonator gyros / J. Pi, H. Bang. // Int. Journal of Aeronautical and Space Science. – 2013. – №14(4). - PP. 379-386.
15. Chikovani V. V. Secondary wave control system of the Coriolis vibratory gyroscope resonator / V. V. Chikovani. // Електроніка та системи управління. – 2013. – №1(35). - CC. 58-61.

16. Loveday Ph. W. Analysis and compensation of imperfection effects in piezoelectric vibratory gyroscopes : Thesis / Loveday Ph. W. – Virginia Polytechnic Institute, Blacksburg, Virginia, 2014. – 147 p.

17. Chikovani V. V. Trends of ukrainian all digital Coriolis vibratory gyroscopes development / V. V. Chikovani. // IEEE Proc. Intern. Conf. on Methods and Systems of Navigation and Motion Control (MSNMC). – 14-17 Oct., NAU, Kyiv, Ukraine, 2014. - PP. 25-28.

18. Wang W. Design of a novel MEMS gyroscope array / W. Wang, X. Lv, F. Sun. // Sensors . – 2013. – №13. - PP. 1651-1663. doi: 10.3390/s130201651.

19. Xue L. Analysis of dynamic performance of a kalman filter for combining multiple MEMS gyroscopes / L. Xue, L. Wang, T. Xiong, C. Jiang, W. Yuan. // Micromachines. – 2014. – №5. - PP. 1034-1050. doi: 10.3390/mi5041034.

20. Ting T. O. State-of-charge for battery management system via kalman filter / T. O. Ting, L. Jieyu, S. Qiang, Q. Weiwei. // Engineering Letters. – 2014. – №22(2). - PP. 75-82.

21. Chaudhuri S. S. Vision based target-tracking realized with mobile robots using extended kalman filter / S. S. Chaudhuri, L. Jieyu, S. Qiang, Q. Weiwei. // Engineering Letters. – 2007. – №14(1). - PP. 176-184.

22. Jiang C. Signal processing of MEMS gyroscope arrays to improve accuracy using a 1st order markov for rate signal modeling / C. Jiang, L. Xue, H. Chang, G. Yuan, W. Yuan. // Sensors. – 2012. – №12. - PP. 1720-1737. doi: 10.3390/s120201720

23. Liu J. L. Signal processing technique for combining numerous MEMS gyroscopes based on dynamic conditional correlation / J. L. Liu, Q. Shen, W. Qin. // Micromachines. – 2015. – №6. - PP. 684-689. doi: 10.3390/mi6060684.

24. El-Sheimy N. Modeling inertial sensor errors using autoregressive (AR) models / N. El-Sheimy, S. Nassar, K. P. Schwarz. // Navigation 2004. – 2004. – №51. - PP. 259-268.

25. Xunsheng J. Research on signal processing of MEMS gyro array [Електронний ресурс] / J. Xunsheng // Mathematical problems in engineering. –

2015. – Режим доступа до ресурсу: <http://dx.doi.org/10.1155/2015/120954>. doi: 10.1155/2015/120954.

26. El-Sheimy N. Analysis and modeling of inertial sensors using allan variance / N. El-Sheimy, H. Hou, X. Niu. // IEEE Trans. Instrum. Meas. – 2008. – №57. - PP. 140-149.

27. Vaccaro R. Statistical modeling of rate gyros / R. Vaccaro, A. Zaki. // IEEE Trans. Instrum. Meas. 2012. – 2012. – №61. - PP. 673-684.

28. Aggarwal P. MEMS-based integrated navigation / P. Aggarwal, Z. Syed, A. Noureldin, N. El-Sheimy. // GNSS Technology and Applications Series. – Artech House, Norwood, MA, USA, 2010.

29. IEEE Standard Specification Format Guide and Test Procedure for Coriolis Vibratory Gyros. – IEEE std.1431TM. –2004. – Annex B. - PP. 56-66.

30. Hou H. Modeling inertial sensors errors using Allan variance : Thesis / Hou H. – University of Calgary, Calgary, AB, Canada, 1999.

31. Skaloud J. Detection and filtering of short-term (1/f) noise in inertial sensors / J. Skaloud, A. M. Bruton, K. P. Schwarz. // Journal of Navigation. – 1999. – №46. - PP. 97-107.

РОЗДІЛ 3

МОДЕЛЮВАННЯ РЕЖИМІВ РОБОТИ ВІБРАЦІЙНОГО ДАТЧИКА КУТОВОЇ ШВИДКОСТІ

3.1. Повна нелінійна Симулінк модель вібраційного датчика кутової швидкості

У процесі дослідження або розробки ДКШ, моделювання є одним з потужних інструментів, що визначають параметри проектування та аналіз характеристик приладу. Вібраційний ДКШ, як і будь-який ДКШ, є приладом, який можна розкласти на дві компоненти, а саме: чутливий елемент та електроніку, що обробляє інформацію з чутливого елемента і подає сигнали управління на нього. Для моделювання чутливого елемента, його структуру та динаміку, зазвичай, використовують математичні моделі зі зосередженими параметрами [1, 2]. Проте чутливий елемент одночасно виступає як інерційна маса (резонатор) і електроди, які перетворюють механічну деформацію в електричну напругу (заряд) і навпаки, електричну напругу в механічну деформацію. Таким чином, аналіз усіх характеристик чутливого елемента разом з електродами як моделі системи є важливим і необхідним процесом для досягнення ефективного результату [3]. Моделювання компонентів чутливого елемента та електроніки окремо, як правило, нездатне відповідати технічним характеристикам або відмовам реальної системи, оскільки складові взаємодіють разом у процесі роботи приладу [4, 5]. Тому виникає значна потреба моделювати повну систему у складі чутливого елемента та електронної обробки інформації для швидкої та ефективної розробки приладу.

Слідє відмітити, що у випадку моделювання цифрового ДКШ блок електронної обробки інформації можна представити як апаратно-програмне забезпечення, тобто, власне цифрова або, як правило, змішана (аналого-цифрова) електронна частина і програмно-алгоритмічна частина.

В цьому розділі розглядається сумісна модель чутливого елемента, як сукупність резонатора та електродів, що перетворюють механічні зусилля в електричну напругу і навпаки, як вже розглядалося у розділі 2 і програмно-

алгоритмічна частина, яка обробляє інформацію чутливого елемента і подає сигнали управління на нього. Через наявність нелінійних операцій в обробці інформації чутливого елемента, таких як генератор керований напругою, модуляція і демодуляція, вся система - чутливий елемент і програмно-алгоритмічне забезпечення - є нелінійною системою і досить точно імітує роботу реального ДКШ.

Розглянутий далі алгоритм управління та обробки інформації враховує вібраційну структуру резонатора при низькому значенні добротності переважно кільцевого типу (а саме: кільцевий [6], напівсферичний, циліндричний [7], конусний [8], тороїдальний [9] та інші тіла обертання). Не зважаючи на це, розглянутий тут алгоритм може управляти стоячою хвилею в будь-яких вібраційних конструкціях, як мікроелектромеханічні системи (МЕМС) чи не МЕМС. Загально відомо, що існує два режими роботи ВДКШ – режим датчика швидкості та інтегруючий режим [10- 13]. Як зазначалося в розділі 2, робота приладу при використанні диференційного алгоритму може ефективно придушувати зовнішні збурення, що дає підстави відокремити його в окремий режим. В результаті, усі три режими роботи можуть бути об'єднані в одному ДКШ, для реалізації пристрою з трьома режимами роботи в одному приладі [14, 15, 16] на відміну від розробленого дворежимного ДКШ [17].

З метою реалізації три- чи дво-режимного ДКШ, алгоритм має бути представленим у формі, яка б забезпечила перемикання з одного режиму на інший без перезавантаження програми керування. Більшість вібраційних ДКШ, особливо МЕМС–ДКШ, працюють у режимі датчика кутової швидкості. Алгоритм режиму ДКШ є найпростішим з трьох вище перелічених, натомість інтегруючий є найскладнішим. У цій роботі режими ДКШ буде представлено таким чином, щоб за допомогою звичайної команди перемикання почати з ними працювати. Таким чином, виконання режиму датчика швидкості буде займати без сумніву більше часу на виконання однієї ітерації, аніж мінімально затрачений, але у цьому випадку може використовуватися перемикач для швидкого переходу до другого режиму без перезавантаження всієї програми.

Загалом, для моделювання чутливого елемента спочатку у динамічних рівняннях, що його описують, приймаються реальні похибки, що з'являються через дефекти при його виготовленні. При дослідженні враховано динамічні рівняння (2.1) (у розділі 2) двомірного маятника, що узгоджуються з нашою метою. На додачу, необхідно ввести у модель коефіцієнти перетворення деформації D_x , D_y , G_x та G_y у напругу та напругу у деформацію, відповідно. Ці коефіцієнти перетворення використовувалися для виведення аналітичних виразів сигналів диференційного ВДКШ у розділі 2.

Як зазначено вище, алгоритм управління стоячою хвилею представлено у такій модифікації, що дозволяє ВДКШ змінювати режим шляхом звичайного перемикання без перезавантаження програми. В інтегруючому режимі роботи кут θ стоячої хвилі змінюється. Цей кут θ упродовж моделювання має бути розрахований та відправлений на модель чутливого елемента, для зміни положення стоячої хвилі так, як це відбувається у реальному резонаторі.

Модель в середовищі Simulink, що описує роботу резонатора використовуючи рівняння 2.1 представлена на рис. 3.1-3.4 [9].

У цій моделі можна встановлювати кути осей максимальною і мінімальною частоти (жорсткості) і добротності (демпфування), а також величини різночастотності і різнодобротності. Можна задавати закони зміни їх з часом, як видно з рис.3.1.

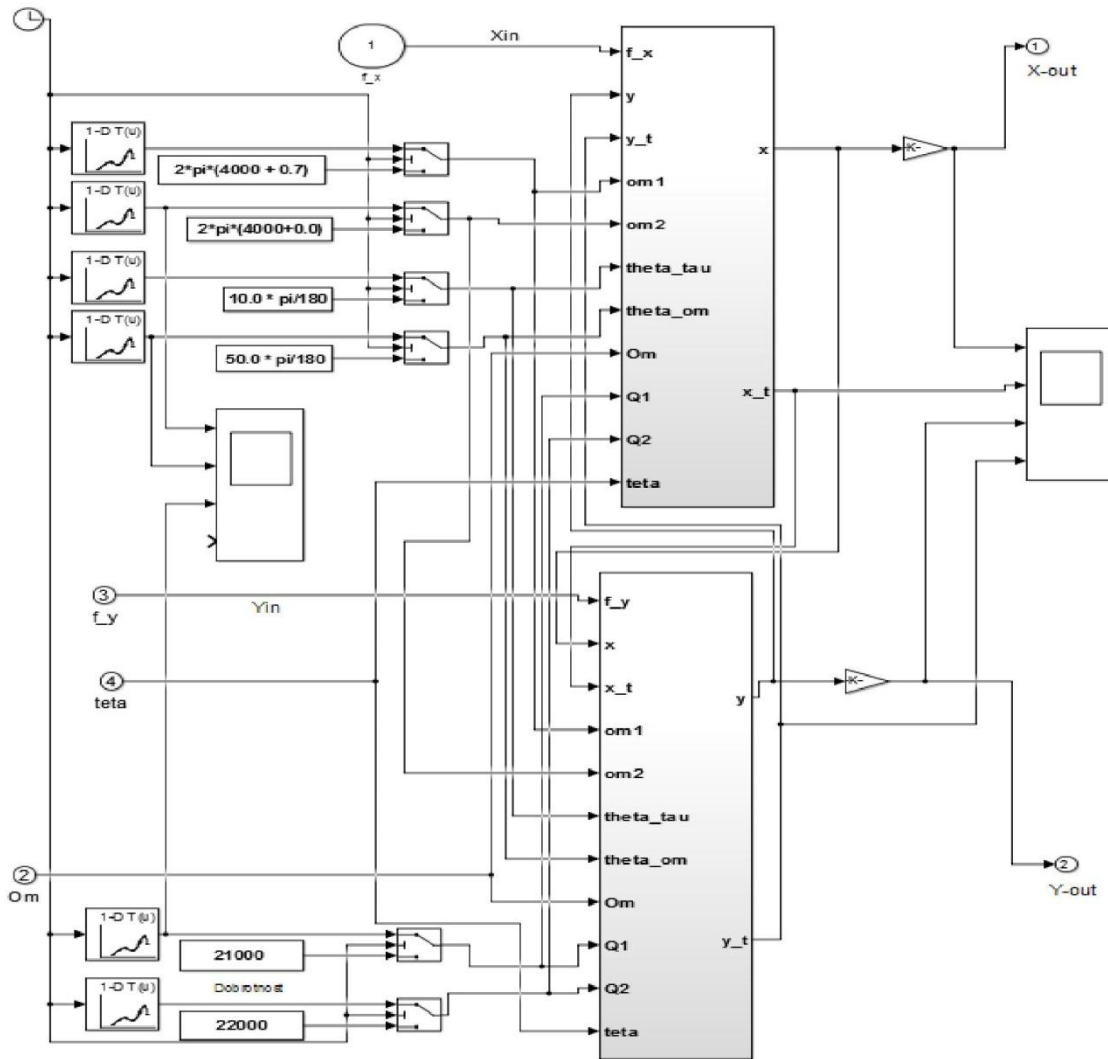


Рис.3.1. Симулінк модель резонатора ВДКШ, що основана на рівняннях двомірного маятника

На рис.3.2 представлений блок, що моделює коливання вздовж осі X, тобто перше диференціальне рівняння системи 2.1 (див. розділ 2).

На рис.3.3 представлений блок, що моделює коливання вздовж осі Y, тобто друге диференціальне рівняння системи 2.1.

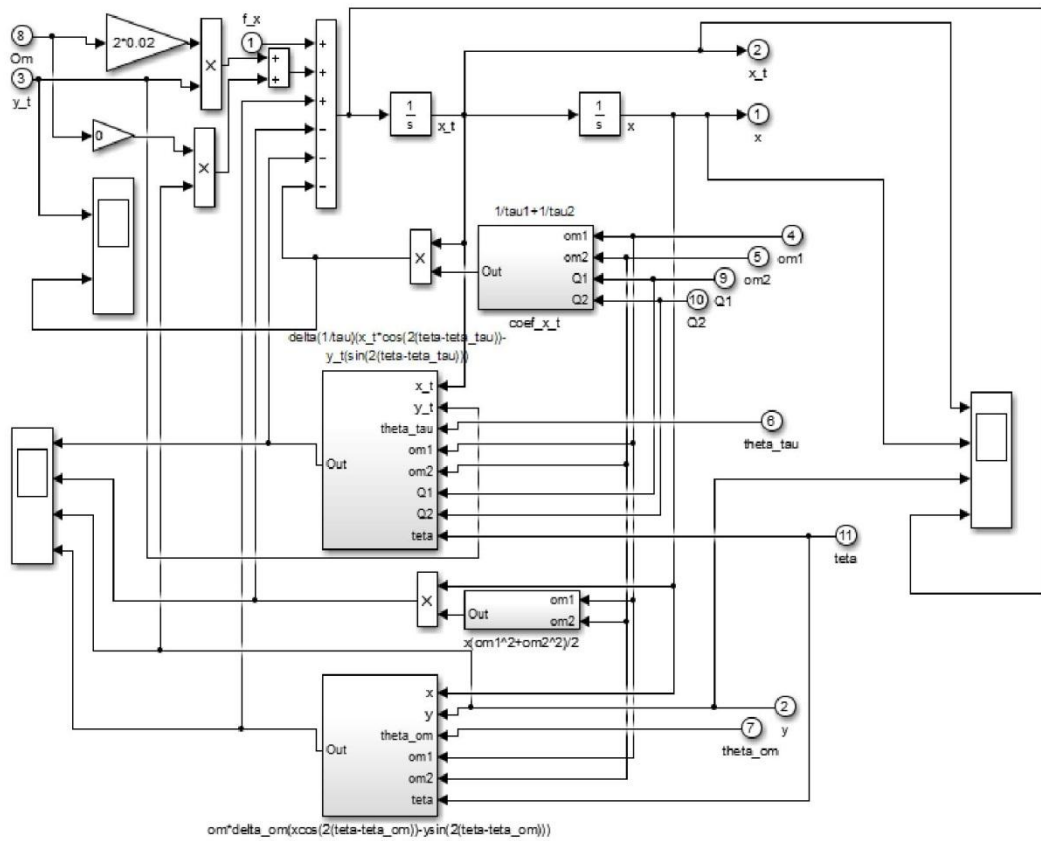


Рис.3.2. Блок, що описує коливання вздовж осі X

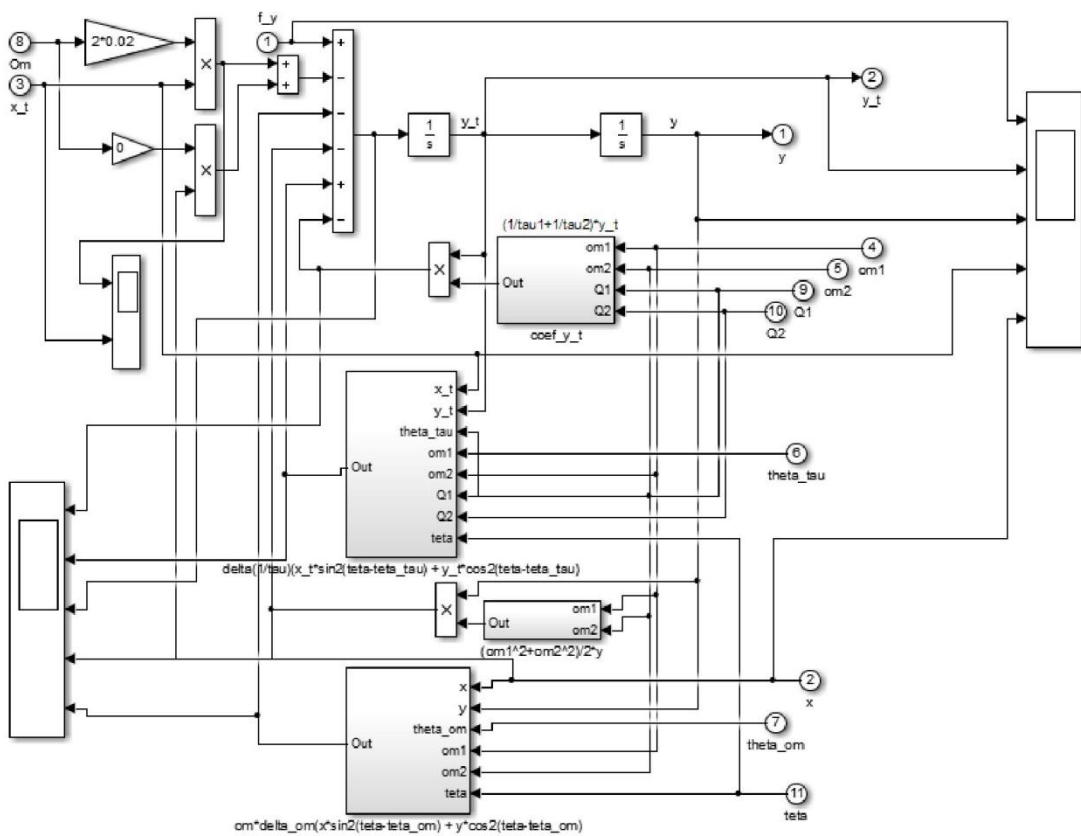


Рис.3.3. Блок, що описує коливання вздовж осі Y

Блок демодуляторів представлений на рис. 3.5. Блок складається зі смугових фільтрів і стандартної операції демодуляції.

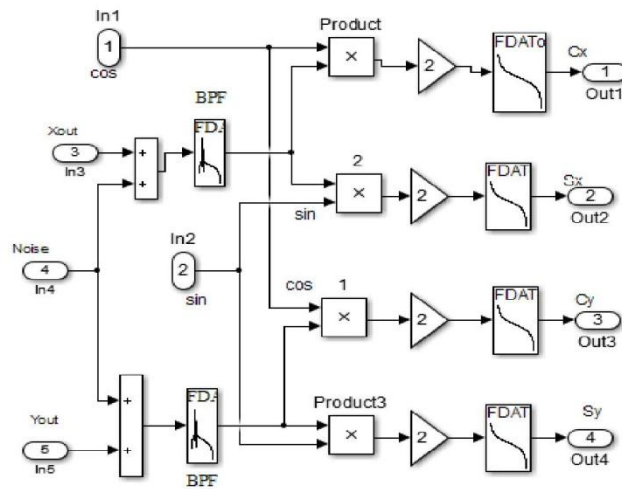


Рис.3.5. Блок демодуляторів

Блок формування параметрів хвилі представлений на рис. 3.6.

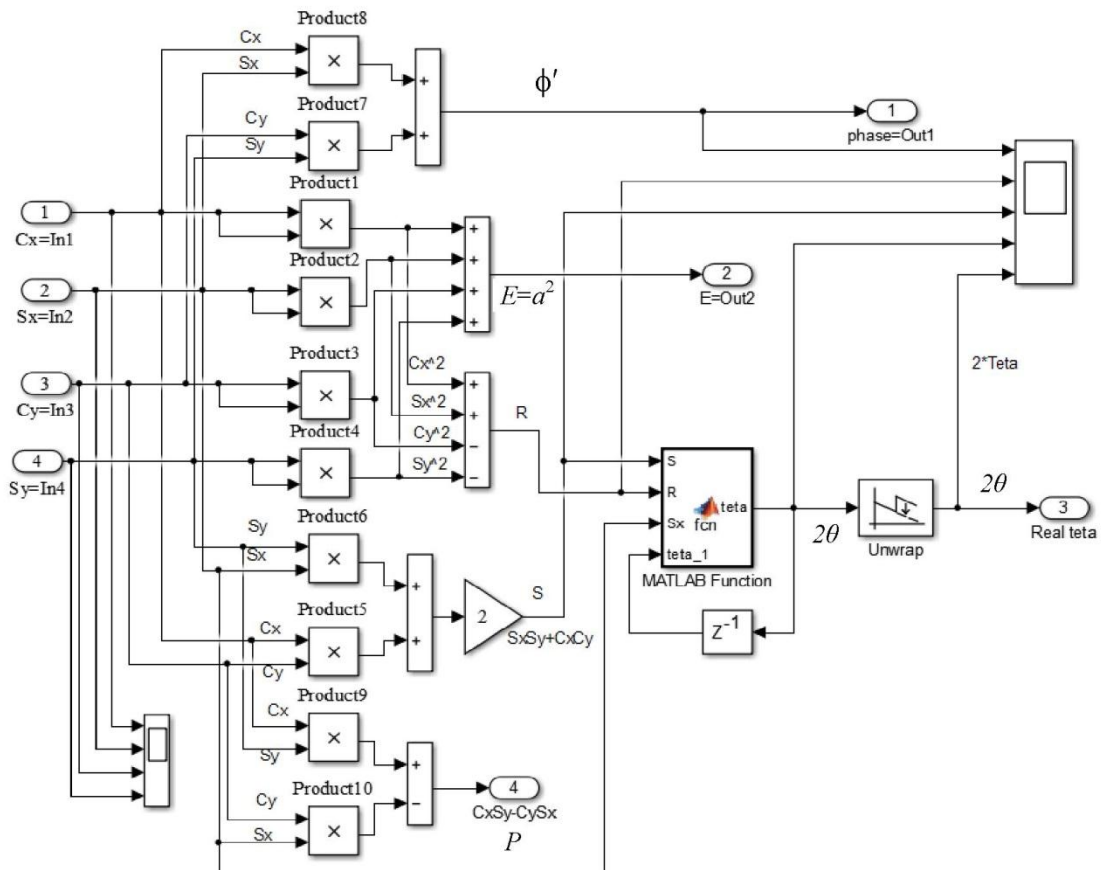


Рис.3.6. Блок розрахування параметрів хвилі

Блок управління реалізує блок схему системи управління пружної хвилею, що позначено штрих-пунктирним прямокутником на загальній блок

схемі ВДКШ, яка представлена на рис.3.7. Ця блок схема реалізує трьох-режимний ВДКШ з можливістю автоматичного перемикання з режиму на режим.

Коли перемикач 1 знаходиться у позиції, що зображено на рис. 3.7 і кут θ_{comm} зафіксовано у одному з наступних значень $\theta_{comm} = \frac{m\pi}{4}, m = 0, 1, 2 \dots$, пристрій працює у режимі ДКШ. Коли ж кут θ_{comm} зафіксовано на значенні, що відповідає $\theta_{comm} \neq \frac{m\pi}{4}$, він працює в диференційному режимі, а коли перемикач знаходиться у положенні «відкритий» (пунктирна лінія на рис.3.7) то ВДКШ працює у інтегральному режимі.

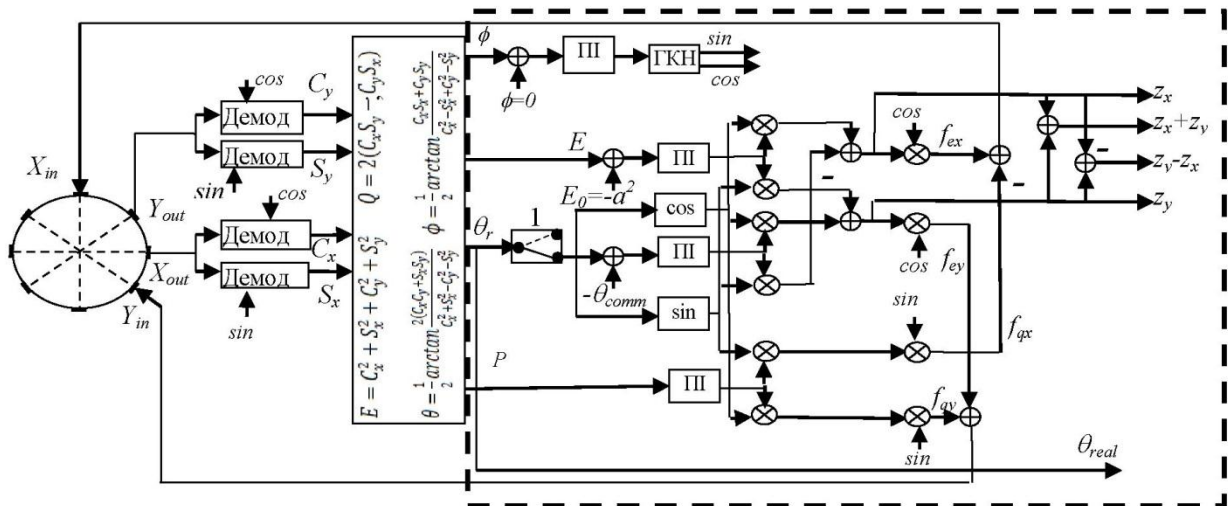


Рис.3.7. Блок схема трьох-режимного ВДКШ з автоматичним перемиканням з режиму на режим

Опишемо роботу підсистем блок схеми, представленої на рис.3.7.

3.1.1. Демодулятор

У блоці демодуляторів використовуються чотири ідентичні синхронні демодулятори для відокремлення огинаючої від амплітудно-модульованих сигналів X_{out} та Y_{out} за допомогою двох опорних сигналів $\sin \omega_r t$ та $\cos \omega_r t$, що створені ГКН (Генератор керований напругою). Кожен демодулятор, що застосовано для отримання огинаючої, складається з блоку множення, низькочастотного фільтру, основним завданням якого є відокремлення низькочастотної оболонки шляхом придушення високочастотної компоненти,

що виникає після множення та елементу, що подвоює сигнал, як зображено на рис.3.8.

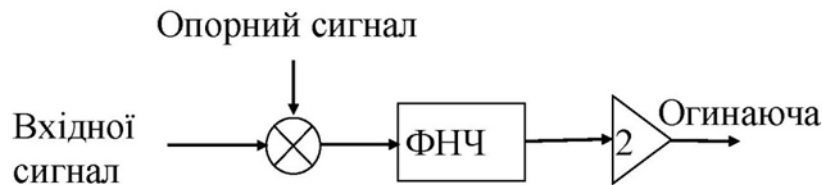


Рис.3.8. Синхронний демодулятор

Наприклад, розглянемо амплітудно-модульований сигнал, наступного виду:

$$x(t) = A \sin(\omega t) \sin(\omega_r t); \omega_r \gg \omega \quad (3.1)$$

де $A \sin(\omega t)$ є огибаючою, і $\sin(\omega_r t)$ є несучою. Графік функції, для $f_r = 2\pi\omega_r = 4$ кГц, $f = 2\pi\omega = 100$ Гц і $A = 1$, представлено на рис. 3.9. Після множення на опорний сигнал $\sin \omega_r t$ і фільтру низьких частот та збільшення вдвічі, відповідно до структурної схеми наведеної на рис. 3.8 отримано наступний вихідний сигнал:

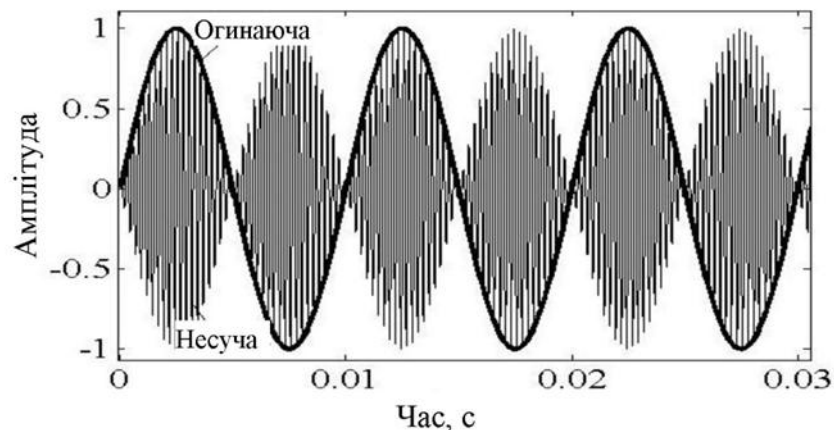


Рис.3.9. Амплітудно-модульований сигнал

$$\begin{aligned} A \sin(\omega t) \sin^2(\omega_r t) &= 0.5 A \sin(\omega t) (1 - \cos 2\omega_r t) \\ &= 0.5 A \sin(\omega t) - A \sin[(2\omega_r + \omega)t] - \sin[(2\omega_r - \omega)t] \quad (3.2) \\ &\rightarrow LPF \rightarrow \times 2 \rightarrow A \sin(\omega t) = \text{огинаюча} \end{aligned}$$

3.1.2. Система стеження за частотою

Ідея відстеження резонансної частоти ґрунтується на тому, що несучий сигнал (X_{in}) і сигнал відповіді (X_{out}) у резонаторі мають різницю фаз на рівні $\frac{\pi}{2}$

коли частота несучого сигналу дорівнює резонансній. Коли частоти відрізняються, з'являються додаткові $\pm\phi$ до $\frac{\pi}{2}$ як позначено на рис.3.10. Це означає, що сигнал X_{out} має квадратурний компонент, амплітуда якого пропорційна значенню ϕ , а знак ϕ вказує чи є частота сигналу збудження більше або менше резонансній частоті. Базовий компонент сигналу X_{out} використовується для управління (стабілізації) амплітуди вібрації, а компонент квадратури використовується для слідування за резонансною частотою.

Розглянемо нормалізовані амплітудно-частотну та фазово-частотну характеристики типового резонатора. З рис.3.10 слідує що коли фаза несучої частоти не дорівнює резонансній – фаза сигналу X_{out} отримує додаткову $\pm\phi$ компоненту. Розглянемо приклад, в якому частота сигналу збудження не є резонансною $X_{in} = B\cos((\omega_r + \Delta\omega)t)$, в такому випадку фаза сигналу X_{out} згідно з рис.3.10, визначається як $X_{out} = A_0\sin(\omega_r t - \phi)$.

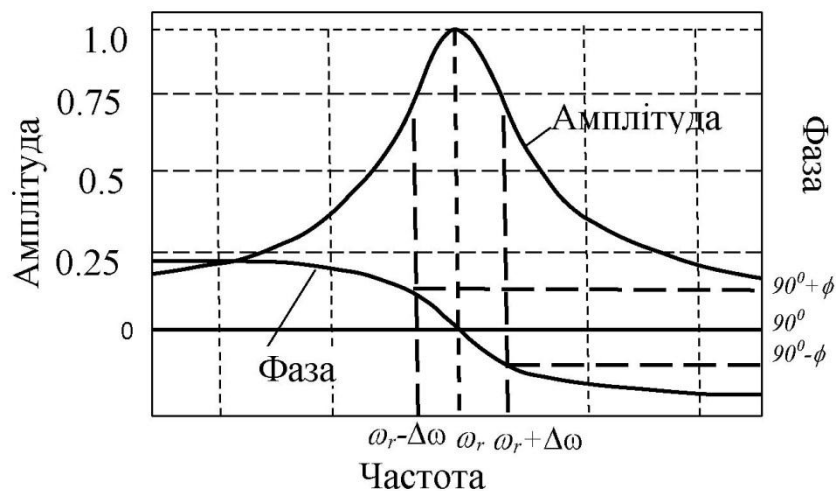


Рис.3.10. Амплітудно-частотна характеристика резонатора

Це означає, що до синусної складової сигналу X_{out} додається косинусна складова. Косинусний компонент сигналу X_{out} виокремлено блоком демодуляторів (згідно рис. 3.7) та є пропорційним фазовій різниці ϕ між опорним сигналом $\cos(\omega_r t)$ та сигналом X_{out} .

$$A\sin(\omega_r t \pm \phi) \cos(\omega_r t) = A\sin(\omega_r t \pm \phi + \omega_r t) + A\sin(\omega_r t \pm \phi - \omega_r t) = A\sin(2\omega_r t \pm \phi) - A\sin(\pm\phi) \rightarrow LPF \rightarrow \pm A\sin(\phi) = \pm A \cdot \phi; \phi \ll 1. \quad (3.3)$$

Сигнал, що пропорційний різниці фаз ϕ , який розраховується з використанням виразу (1.9) зазначеного в розділі 1, в якості сигналу помилки, що надається пропорційно-інтегральному ПІ регулятору і в подальшому після множення на період дискретизації T_0 та підсилення у K_ϕ разів змінює вихідну частоту генератора з числовим програмним управлінням таким чином, щоб звести до нуля сигнал помилки ϕ як показано на рис.3.11.

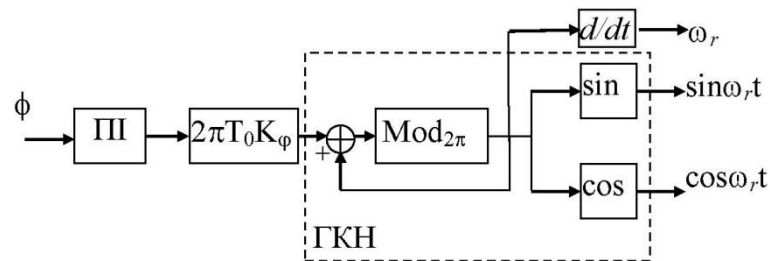


Рис.3.11. Блок схема системи стеження за частотою

Для режиму ДКШ вираз $\phi = 0$ еквівалентний $C_x = 0$.

3.1.3. Стабілізація енергії коливань

Блок схема на рис.3.7 демонструє стабілізацію вібраційної енергії E (див. (1.9), розділ 1). В режимі ДКШ $E = (S_x)^2 = (A_x)^2$ є амплітудою вібрації, що зведено до квадрату для каналу X , а C_x, S_y , та C_y прямують до нуля. Таким чином, синусна компонента каналу X , тобто сигнал S_x добутий за допомогою відповідного демодулятора, зведено в квадрат і відправлено до дискримінатора (рис.3.7). Сигнал помилки, який є різницею між реальною амплітудою вібрації, що зведено до квадрату та бажаною $(A_0)^2$ надається регулятору PI_E , який власне подає сигнал на свій вихід, таким чином, щоб зменшити сигнал помилки до нуля, тобто $[(A_0)^2 - (A_x)^2] \rightarrow 0$. Відповідно до цього, стабілізація енергії вібрації призводить до стабілізації амплітуди вібрації при бажаному значенні A_0 . Вихід регулятора є сигналом постійного струму, що слід знову модулювати шляхом множення на опорний сигнал $\cos(\omega_r t)$, щоб в подальшому після проходження ЦАП вже в аналоговій формі (напруга) потрапити на управляючі електроди.

3.1.4. Управління кутом стоячої хвилі

Коли $\theta_{comm} = 0$, ПІ контролер в ланцюзі стабілізації кута θ (рис. 3.7) утворює такий вихідний сигнал, при якому значення різниці прямує до нуля $(\theta_r - \theta_{comm}) \rightarrow 0$, де θ_r є фактичним кутом стоячої хвилі, а θ_{comm} є значенням заданого кута стоячої хвилі. При $\theta_r = 0$, сигнали збудження X_{in} та компенсації Y_{in} матимуть наступний вигляд:

$$\begin{aligned} X_{in} &= f_{ex} = A_0 \cos(\omega_r t); f_{qx} = 0; \\ Y_{in} &= f_{qy} + f_{ey} = Q_{out} \sin(\omega_r t) + Z_y \cos(\omega_r t); \end{aligned} \quad (3.4)$$

де Q_{out} є вихідним сигналом ПІ регуляторам квадратури, а Z_y є сигналом, що пропорційний до вимірюваної кутової швидкості. Таким чином, X є каналом управління, а Y є каналом вимірювання.

Коли $\theta_{comm} = \theta_0 = const \neq 0, \pi k/4, k = 1, 2, \dots$, і т.д. кутове положення стоячої хвилі не співпадає з будь-яким з восьми електродів з'являються два X та Y вимірювальних канали з протилежними кутовими швидкостями. Зміщення нуля та масштабні коефіцієнти цих двох каналів залежать від кута θ_0 . Можна обрати кут θ_0 таким чином, щоб зміщення нуля X та Y каналів були однаковими між собою, тоді різниця двох каналів збільшує кутову швидкість та компенсує зміщення нуля диференційного каналу. Існує альтернатива вибору кута θ_0 так, щоб масштабні коефіцієнти обох каналів були однаковими між собою. У цьому випадку зовнішні збурення, що діють на ДКШ можуть бути ефективно компенсовані за допомогою різниці каналів [16, 19]. Існують також і інші переваги диференційного режиму [19].

Коли зв'язок між сигналом та ПІ контролером розімкнуто, ВДКШ працює у інтегруючому режимі. У цьому випадку стояча хвиля вільно обертається під дією сили Кориоліса та θ_r , що є вихідним сигналом пропорційна куту повороту ДКШ.

3.1.5. Налаштування фаз сигналів збудження і компенсації

Як у моделі, так як і у реальному ДКШ важливо налаштувати фази несучого сигналу та компенсації. Критерії налаштування можуть бути різними. У даній роботі для налаштування фази збудження обрано критерій мінімуму

амплітуди сигналу збудження, що забезпечує бажану величину амплітуди вібрації A_0 .

На рисунку 3.12 зображено залежність величини несучого сигналу від фази.

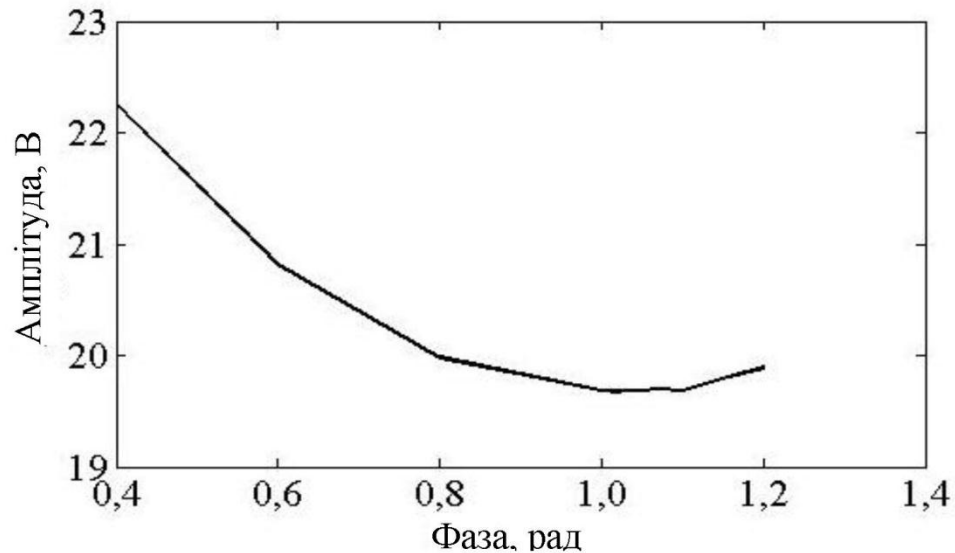


Рис.3.12. Настроювання фази сигналу

На рисунку видно, що цей мінімум не є різким і дозволяє змінювати фазу поблизу точки мінімуму без значних змін амплітуди. Таким чином, мінімум амплітуди досягне в фазовому діапазоні [1-1.1] радіан.

Не зважаючи на те, що вихідний сигнал моделі є безрозмірною величиною, та тому факту, що у реальному цифровому ВДКШ вихідний сигнал представлено у вигляді цифрового коду, доцільно нормалізувати вихідний сигнал АЦП таким чином, щоб вихідний код був чисельно рівним напрузі на його вході. Таким чином дуже зручно аналізувати такий цифровий сигнал. Внаслідок цього вихідний сигнал моделі ДКШ буде представлено у вольтах.

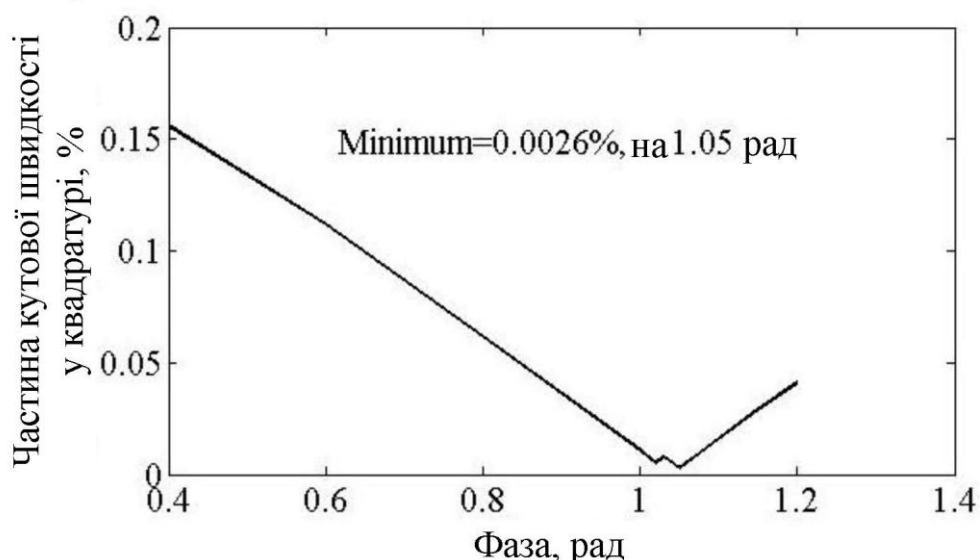


Рис.3.13. Налаштування фази сигналу компенсації

У якості критерію налаштування фази сигналу компенсації обрано модуль мінімуму кутової швидкості у відсотках, який проявляється у квадратурному сигналі.

На рисунку 3.13 зображено залежність частини кутової швидкості у відсотковому співвідношенні, видимої на квадратурному сигналі від сигналу фази компенсації.

Як видно з рисунку, мінімум досягнуто при значенні фази на рівні 1,05 рад, що входить в діапазон мінімуму фази несучого сигналу. Цікаво те, що у реальному ДКШ фази сигналів управління та компенсації є також близькими один до одного значеннями. Коли фаза сигналу компенсації більша 1.2 рад чи менша 0.2 рад – не стабільною стає підсистема управління зворотнім зв'язком, що забезпечує компенсацію для коріолісового та квадратурного сигналів. Коли ці налаштування здійснено не належним чином, більша частина кутової швидкості буде видимою на сигналах управління та квадратури, що призводить до зменшення точності, чи навіть нестабільності.

3.1.6. Комп'ютерне моделювання

До початку моделювання, у модель вводиться шум, щоб зробити її близькою до справжнього ДКШ. Шум може бути подано на вихід АЦП з стандартним відхиленням такої величини, щоб шум сигналу вихідної кутової

швидкості був близьким до будь-якого відомого ДКШ, як-от ДКШ з блоку датчиків ADIS16367 (Analog Devices, USA).

Модель ДКШ працює на частоті 50 кГц, а вихідний фільтр низьких частот має частоту зрізу 300 Гц. Окрім того, калібрування масштабного коефіцієнта моделі ДКШ повинно бути виконане перед початком моделювання, як це відбувається в реальному ДКШ. Далі вихідний сигнал, що пропорційний вимірюваній кутовій швидкості має бути поділений на масштабний коефіцієнт для отримання кутової швидкості в град/с.

Зазвичай, калібрування масштабного коефіцієнта (МК) проводиться для деяких різних кутових швидкостей з діапазону вимірювання ДКШ і в подальшому значення цих масштабних коефіцієнтів усереднюється для зменшення похибок від не лінійності масштабного коефіцієнта. Ми спростили цю операцію та проводимо калібрування масштабного коефіцієнта моделі ДКШ при кутовій швидкості значенням 100 град/с. З цією метою, відповідно до міжнародного стандарту IEEE [20], необхідно повернути ДКШ за часовою стрілкою та проти часової стрілки з однаковими кутовими швидкостями $\Omega_r = \pm 100$ град/с, тоді, середні арифметичні значення вимірювань N_p та N_m розраховуються для кожного напрямку обертання, і таким чином, масштабний коефіцієнт розраховується за формулою:

$$MK = \frac{N_p - N_m}{2\Omega_r}; \quad (3.5)$$

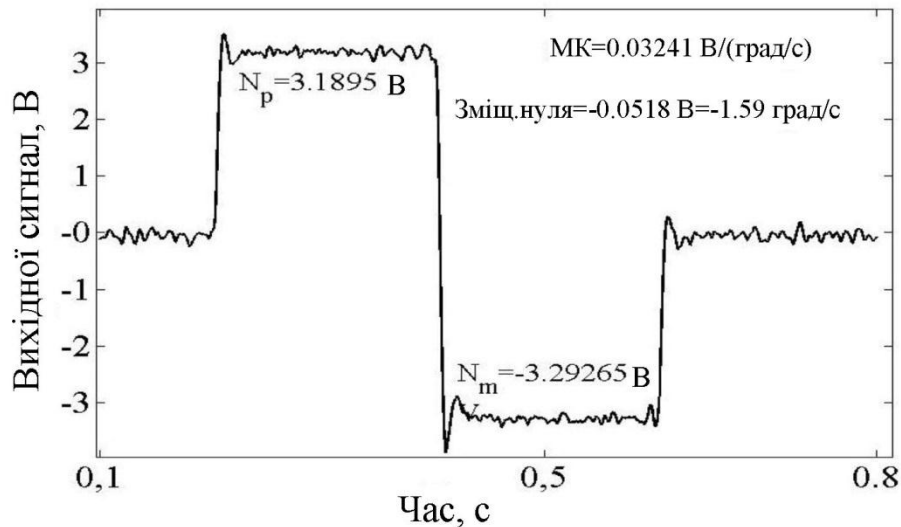


Рис.3.14. Вимірювання МК і зміщення нуля моделі

На рис. 3.14 зображено вихідний сигнал моделі ДКШ з шумом під час обертання за часовою та проти часової стрілки з кутовою швидкістю $\Omega_r = \pm 100$ град/с з зазначенням середніх значень N_p та N_m . Розрахунок показує що масштабний коефіцієнт $SF=0.03241$ В/(град/с).

Оскільки вихідний сигнал моделі ДКШ (і реального цифрового ДКШ) представлено у вигляді цифрового коду, що чисельно дорівнює напрузі на вході АЦП, як зазначалося раніше, розмірність масштабного коефіцієнта може бути представлено в 1/(град/с). Використовуючи аналогічні вимірювання, N_p та N_m , зміщення нуля ДКШ, B , протягом обертання може бути розраховано наступним чином:

$$B = \frac{N_p + N_m}{2}; \quad (3.6)$$

Розрахунки, основані на вимірах, що представлено на рис.3.14 дають наступне значення $B = -0.0518$ В = -1.59 град/с. Після визначення масштабного коефіцієнта вихідний сигнал моделі, що працює у режимі ДКШ, буде у вигляді град/с.

Варто зазначити, що зміщення нуля приладу в режимі ДКШ залежить від параметрів недосконалої резонатора, а масштабний коефіцієнт лінійно залежить від частоти резонатора та амплітуди вібрації (див. розділ 1). Зміщення

нуля та масштабний коефіцієнт були отримані за такими параметрами резонатора:

$$\begin{aligned} f_r &= 4\text{кГц}; \frac{\Delta f_r}{f_r} = 0.1\%; Q = 2 \times 10^4; k = 0.2; \\ \frac{\Delta Q}{Q} &= 5\%; \theta_\omega = 50 \text{ град}; \theta_\tau = 10 \text{ град}; A_0 = 0.3\text{В}; \end{aligned} \quad (3.7)$$

На рисунку 3.15 представлено залежність зміщення нуля від кута θ_ω .

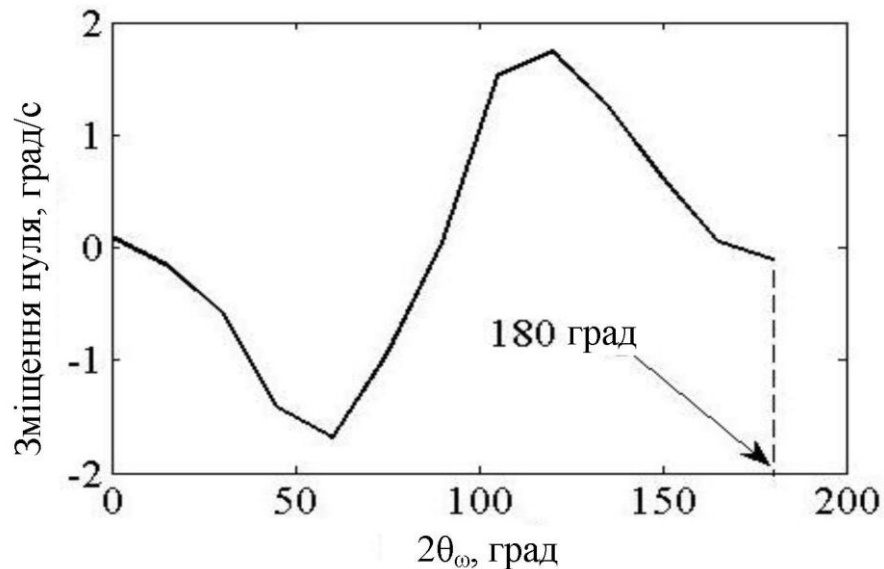


Рис.3.15. Залежність зміщення нуля від кута θ_ω

Описана залежність дуже близька до другої гармоніки з двома періодами на одне повне обертання хвилі.

Найближче до першої гармоніки є залежність зміщення нуля від кута θ_τ , що представлено на рис.3.16. Даний рисунок демонструє, що чутливість зміщення нуля до кута θ_τ значно нижча з максимальним значенням близько 1.4×10^{-3} (град/с)/град, на противагу чутливості зміщення нуля до θ_ω з максимальним значенням близько 3×10^{-2} (град/с)/град.

З результатів представлених на рис.3.15 та 3.16 слідує, що шляхом вимушеного обертання стоячої хвилі через кут 90 град, може бути компенсована зміна зміщення нуля ДКШ, що викликана різночастотністю та різнодобротністю.

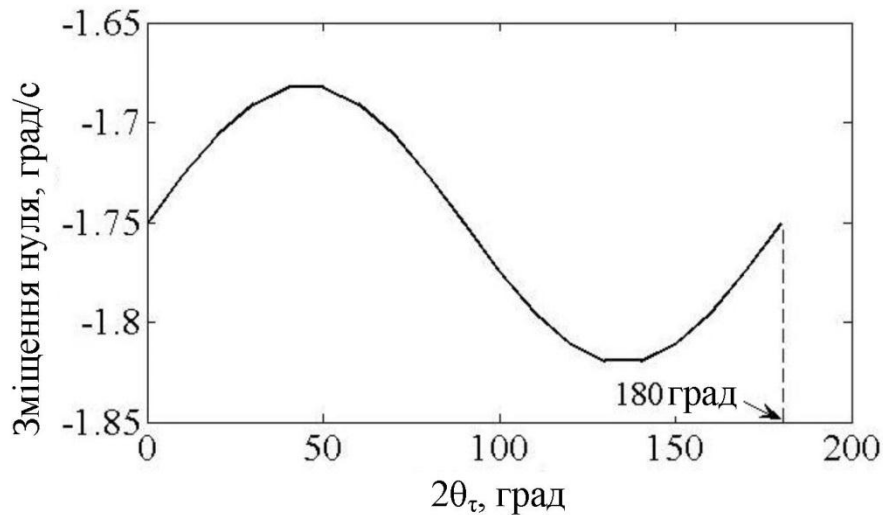


Рис.3.16. Залежність зміщення нуля від кута θ_τ

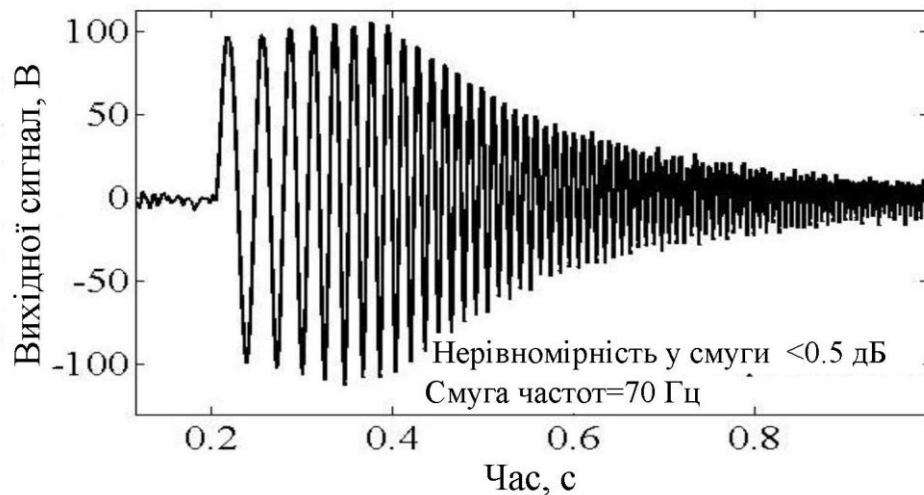


Рис.3.17. Смуга частот моделі ВДКШ

На рисунку 3.17 зображено вихідний сигнал моделі ДКШ при зміні частоти вхідної кутової швидкості від значення близького до нуля; до 200 Гц. Даний рисунок демонструє смугу пропускання моделі ДКШ на рівні 70 Гц, та нерівномірність смуги пропускання до 5%.

У цьому підпункті була розроблена модель ДКШ, що основана на «універсальному» алгоритмі. Це дає можливість здійснювати будь-який з трьох режимів роботи ВДКШ: режим датчика кутової швидкості, інтегруючий та диференційний режими. Також, ця модель ДКШ дає можливість здійснювати новий трьох-режимний ВДКШ.

Беручи за основу цю модель ДКШ було представлено процедуру налаштування. Одержано залежність зміщення нуля від кута головної осі жорсткості θ_ω та кута головної осі демпфування θ_τ . На підставі цих відношень було визначено взаємозв'язок між максимальним значенням чутливості зміщення нуля та неідеальностей резонатора, таких як різночастотність, різнодобротність, кути θ_ω та θ_τ . Було виявлено, що зміщення нуля приладу може бути компенсовано за допомогою примусового обертання стоячої хвилі на кут 90 град.

Модель ДКШ із даного підрозділу може допомогти розробнику в реалізації інтегруючого та диференційного режимів роботи ВДКШ, дослідити їх чутливість до різних типів зовнішніх та внутрішніх збурень.

3.2. Компенсація ударних збурень в вібраційному датчика кутової швидкості диференційного типу

Датчики кутової швидкості, що працюють на рухомих об'єктах як правило зазнають поштовхів під час вимірювання кутової швидкості, що призводить до виникнення помилок. У цьому підрозділі буде розглянуто вплив ударів на ДКШ з металевим циліндричним резонатором до дна якого приклеєні п'єзоелектричні пластини, що використовуються в якості електродів. Протягом зовнішніх механічних ударів уздовж осі чутливості, відповідно до циліндричної конструкції резонатора, усі електроди управління та зчитування одночасно зазнають деформації, що призводить до імпульсу напруги в усіх чотирьох ланцюгах управління і в результаті виникає помилкова кутова швидкість у кожному з двох каналів вимірювання диференційного ВДКШ. Ці помилкові кутові швидкості є майже однаковими для двох каналів і їх різниця сигналів зменшує помилку кутової швидкості, що була спричинена механічними ударами.

Амплітуда імпульса напруги спричинена механічними ударами розраховується для двох конструкцій датчика. Сумарна помилка величини кута, що з'являється на виході диференційного каналу розраховується з

використанням комп'ютерної симуляції на базі Simulink моделі ДКШ, що було описано у підрозділі 3.1 і порівняно з ВДКШ для виміру кутової швидкості (не диференційного типу).

3.2.1. Опис конструкції чутливого елементу

Циліндричні чутливі елементи двох типів розглядаються у цьому розділі для визначення амплітуди імпульсів напруги спричинених зовнішніми механічними поштовхами. Першим типом є циліндр зроблений із сплаву нікелю з ободом, що тонший від решти циліндра.

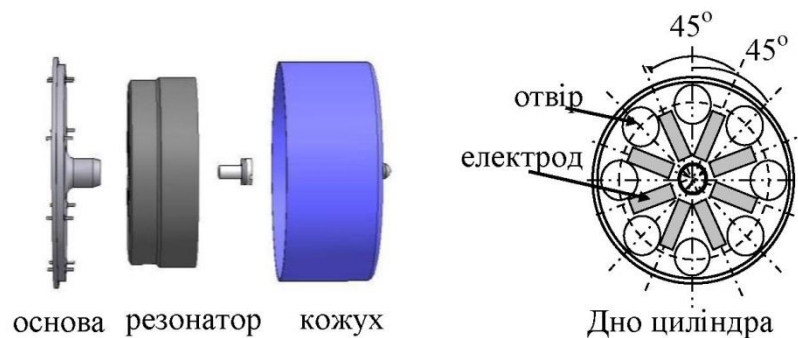


Рис.3.18. Конструкція першого варіанту чутливого елементу

В чутливому елементі другого типу електроди приклеєні до нижньої частини циліндра як зображено на рис.3.19 [24], натомість усі інші частини чутливого елементу залишаються незмінними.

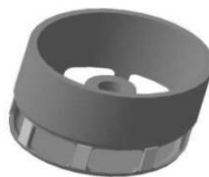


Рис.3.19. Конструкція другого варіанту чутливого елементу

3.2.2. Оцінка відклику у вольтах на зовнішній ударний імпульс

Припустімо, що зовнішні механічні удари мають квадратну форму (найгірший сценарій), діють вздовж осі чутливості ВДКШ, мають амплітуду 100 g, тривають 2 мс під час роботи приладу. Під дією таких ударів дно резонатора першого типу разом з п'єзoeлектродами зазнає деформації, тому напруга знімається з усіх восьми п'єзoeлектродів у вигляді ударних пульсацій. Дно резонатора закріплене в центрі деформується відповідно до сили, що діє зі

сторони масивного ободу (див. рис.3.18). Маса ободу розрахована як добуток його об'єму до густини, відповідно:

$$m = 2\pi r h t_r \rho \quad (3.8)$$

де r, g, t_r, ρ є радіусом ободу, висотою, товщиною та густиною матеріалу відповідно. Під дією удару розміром в 100 g вага ободу збільшується та дно зазнає вплив сумарної сили, що дорівнює:

$$F = 100mg = 200\pi r h t_r \rho g \quad (3.9)$$

Кожен з восьми електродів приклеєно до спиці, що утворена між отворами (див. рис.3.18) піддається дії сили, що дорівнює $F_p = \frac{F}{8} = 25\pi r h t_r \rho g$ і деформується по товщині. Розподіл деформації спиці $\varepsilon(x)$ вздовж її повздовжньої координати x дорівнює [24]:

$$\varepsilon(x) = \frac{6F_p(L_s - x)}{E_s w_s t_s^2}, \quad (3.10)$$

де L_s, E_s, w_s , та t_s є довжиною спиці, модулем Юнга, ширина та товщина, відповідно. В результаті цих деформацій, разом з п'єзoeлектродом, що має довжину та ширину спиці та ємністю C_p , напруга V_1 , що формується [25]:

$$V_1 = \frac{d_{31} E_p w_p}{C_p} \int_0^{L_s} \varepsilon(x) dx, \quad (3.11)$$

де d_{31} є п'єзoeлектрична зарядова постійна.

Підставивши рівняння (3.10) в (3.11) внаслідок об'єднання призведе до:

$$V_1 = \frac{75d_{31}\pi r h t_r \rho g E_p L_s^2}{C_p E_s t_s^2} F_p. \quad (3.12)$$

Для реального датчика значення наступних параметрів можуть бути такими: $d_{31} = 1.09 * 10^{-10} \frac{C}{N}$, $r = 12.5 \text{ mm}$, $h = 10 \text{ mm}$, $t_r = 1 \text{ mm}$, $\rho = 7.8 * 10^3 \frac{kg}{m^3}$, $L_s = 4 \text{ mm}$, $C_p = 800 \text{ pf}$, $t_s = 0.4 \text{ mm}$, $E_p = 4 * 10^{10} \frac{N}{m^2}$, $E_s = 20 * 10^{10} \frac{N}{m^2}$. В результаті обчислень, вихідні імпульси в вигляді напруги, що спричинено зовнішніми механічними ударами для датчика першого типу

представлено на рис.3.18. і чисельно дорівнює $V_1 \approx 4.5\text{В}$. Оскільки діаметрально протилежні електроди об'єднані один з одним, дані імпульсів в вигляді напруги вдвічі збільшуються та сягають значення $V_{1\Sigma} \approx 9\text{В}$.

Для датчика другого типу сила F_p , що виникла за допомогою удару стисне спицю вздовж її довжини. У цьому випадку деформація буде розраховуватися як:

$$\varepsilon = \frac{F_p}{k_s^l L_s}; k_s^l = \frac{E_s w_s t_s}{L_s}, \quad (3.13)$$

де k_s^l є повздовжньою жорсткістю спиці.

В результаті стиснення спиці з пьезоелектродом імпульс напруги V_2 є:

$$V_2 = \frac{d_{31} E_p w_p}{C_p} \varepsilon L_s = \frac{25 d_{31} \pi r h t_r \rho g E_p L_s}{C_p E_s t_s} \quad (3.14)$$

Розрахунки з тими ж параметрами дають для чутливого елемента другого типу зображеного на рис.3.19, імпульс ударної напруги, що дорівнює $V_2 \approx 0.2\text{В}$, отже чутливий елемент надішле на систему управління стоячою хвилею імпульс напруги, що дорівнює $V_{2\Sigma} \approx 0.4\text{В}$. Як видно з датчика другого типу імпульс напруги, що викликаний зовнішніми механічними ударами вздовж осі чутливості приблизно в 20 разів менший ніж аналогічний показник в датчика першого типу.

Стосовно бічних ударів, то датчики обох типів мають рівну здатність їх придушувати. І дійсно, діаметрально протилежні електроди, які короткозамкнуті, при деформації генерують заряди різної полярності і в першому наближенні компенсують один одного пригнічуючи наслідки механічного удару.

3.2.3. Результати комп'ютерного моделювання

На рисунку 3.20 зображено перехідний процес після механічного удару розміром 100 г, тривалістю 2 мс вздовж осі чутливості для ВДКШ першого типу, що створює імпульс напруги розміром 9 В на всі 4 канали зняття та управління в ВДКШ. Крива 1 на рис.3.20 описує імпульс напруги перетворений на кутову швидкість за допомогою використання масштабного коефіцієнта

ВДКШ, криві 2 та 3 описують перехідні процеси не диференційного, та диференційного ВДКШ, відповідно. Як видно з рисунку, диференційний ВДКШ придушує удари приблизно у 5 разів більше в порівнянні з не диференційним ВДКШ.

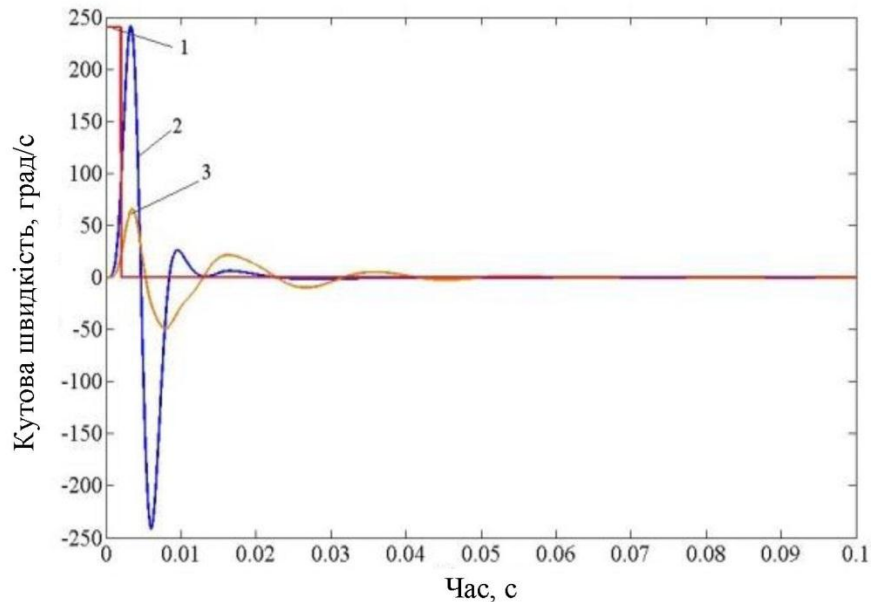


Рис.3.20. Перехідний процес диференційного і не диференційного ВДКШ після удару 100 г, 2 мс для першого варіанта конструкції резонатора

Рис. 3.21 демонструє перехідні процеси коли тривалість удару дорівнює 5мс.

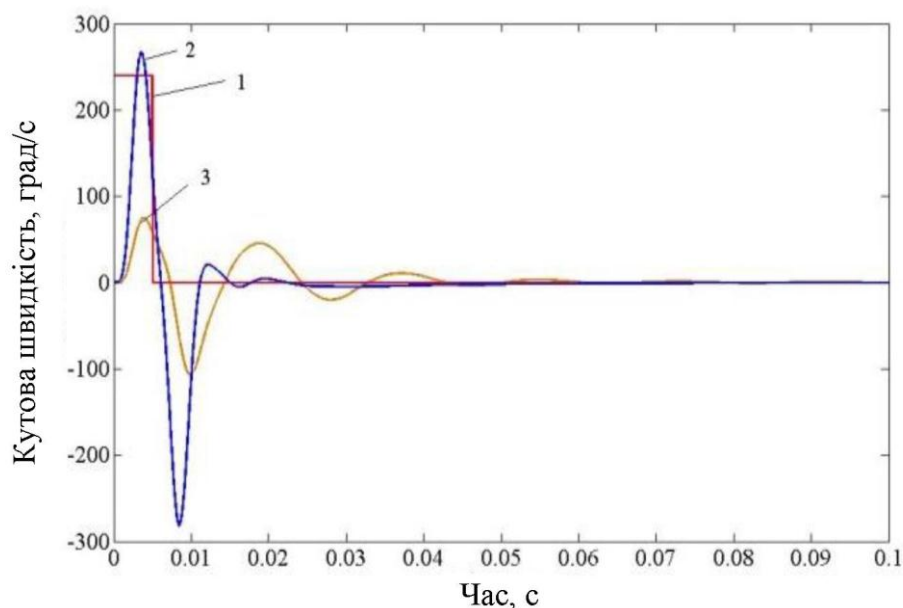


Рис.3.21. Перехідний процес диференційного і не диференційного ВДКШ після удару 100 г, 5 мс для першого варіанта конструкції резонатора

Як видно з рис. 3.21 зростання тривалості імпульсу удару призводить до збільшення обох відкликів ВДКШ. Тривалість перехідного процесу диференційного ВДКШ зображено на рис.3.21 та більша ніж у не диференційного ВДКШ. Це може бути поясненим за допомогою різних параметрів налаштування у X, Y та диференційному каналах ВДКШ, таких як пропускна здатність та різниця фаз та інші. Тим не менш, диференційний ВДКШ придушує удари приблизно у 4 рази більше, ніж не диференційний ВДКШ.

Рис.3.22 демонструє перехідний процес не диференційного та диференційного ВДКШ для датчика другого типу, зображеного на рис.3.19, при механічних ударах в 100 g амплітудою, та тривалістю 5мс вздовж осі чутливості. Дана схема представляє поведінку перехідного процесу для другого типу датчиків аналогічних першому типу датчиків, але для датчиків другого типу амплітуда приблизно в 20 разів менша ніж аналогічний показник для першого типу датчиків. Амплітуда відклика диференційного ВДКШ приблизно в 3.5 рази менша ніж аналогічний показник для не диференційного ВДКШ для датчиків другого типу.

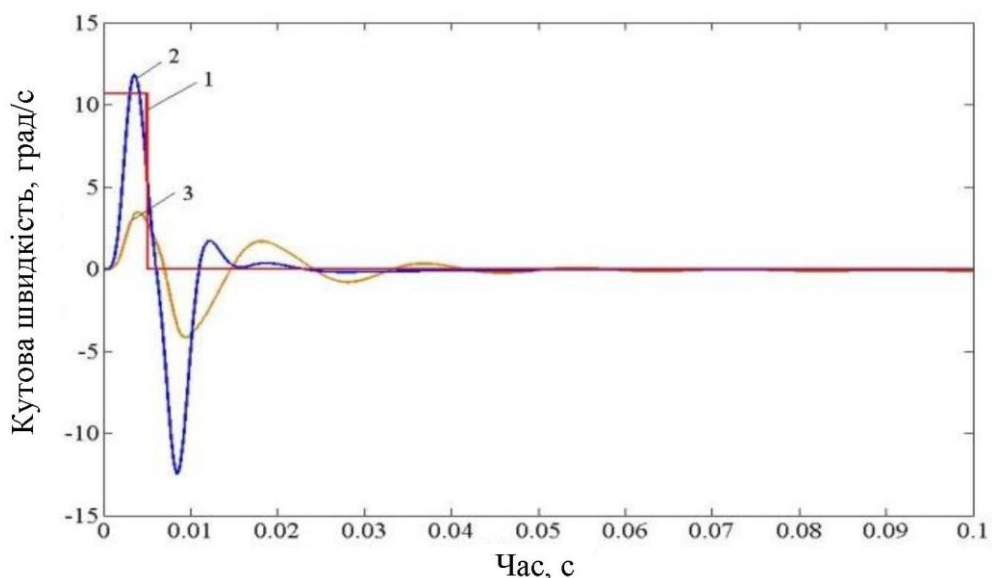


Рис.3.22. Перехідний процес диференційного і не диференційного ВДКШ після удару 100 g, 5 мс для другого варіанта конструкції резонатора

Диференційний ВДКШ має в три рази більшу здатність придушувати більші механічні удари в порівнюючи з не диференційним ВДКШ для датчиків обох типів.

Другий тип датчиків, що зображено на рис.3.19 з електродами та отворами, що розташовані на стінці циліндра має в 20 разів більшу здатність придушувати удари вздовж осі чутливості порівнюючи з датчиком першого типу.

3.3. Управління стоячій хвилею на основі нечіткої логіки

МЕМС-ДКШ низької вартості мають широкий спектр військового застосування. Одним із найбільш важливих застосувань є стабілізація кута бортової зброї при стрільбі. Щоб зменшити ефект рикошету, ДКШ повинні вимірювати накопичений кут під час зовнішніх ударів. Дані розрахунки вимагають швидкої реакції на вхідний ступінчатий сигнал і утримують стоячу хвилю у фіксованому положенні під дією ударних імпульсів. Крім того, удари спричиняють зміну кутового положення стоячої хвилі, що в результаті призводить до зміни зміщення нуля та масштабного коефіцієнту, який зменшує точність вимірювань

Існує дуже багато досліджень присвячених синтезу нечіткого контролера (НК) для МЕМС ВДКШ, декілька з них є [26-28]. У [26] пропонується режим управління вібраційною хвилею МЕМС ВДКШ на основі гібридного адаптивного НК - ковзного режиму (КР) управління з пропорційною та інтегральною площинами ковзання. За допомогою алгоритму управління режимом адаптивного ковзання, зазначеного в [27], можна оцінити кутову швидкість, коефіцієнти затухання і жорсткості в режимі онлайн. У роботі [28] для об'єднання резонансних частот та для компенсації небажаних механічних з'єднань створено додатковий інтервал другого типу нечіткого режиму ковзання. Нечіткий гібридний ПІД регулятор, в якому коефіцієнти налаштування ПІД регулятора підбиралися з використанням методів нечіткої логіки, було досліджено в [29]. Гібридний нечіткий ПІ регулятор для синхронного керування швидкістю двигуна було досліджено в [30, 31].

Порівняльне дослідження гібридних НК-ПІ, НК-ПІД та класичних ПІ та ПІД контролерів для ВДКШ будь-якого типу в тому числі ВДКШ типу МЕМС представлено у цьому підрозділі. Метою є знаходження переваг перелічених контролерів під впливом вимірювання накопиченого кута протягом ударів і параметрів перехідної характеристики під впливом шуму.

3.3.1. Проектування гібридного нечіткого контролера

Контролер нечіткої логіки складається з чотирьох частин:

- Блок фазифікації, який перетворює вхідні дані контролера у функцію приналежності для лінгвістичних змінних нечіткої множини;
- База правил (набір правил «якщо-то»), що містить в нечіткому вигляді кількісне визначення лінгвістичного опису експерта, про те, як досягти хорошого управління складаються з знаходження кількості фазово-логічної квантифікації;
- Механізм логічних виводів (також називається «модулем логічного висновку» чи «нечітким висновком»), який імітує процес прийняття рішення експертом при тлумаченні та застосуванні знань про те, як краще контролювати об'єкт;
- Блок дефазифікації, що перетворює результати, отримані від механізму логічних висновків до фактичних вхідних даних для системи управління.

Загальна блок – схема нечіткого логічного регулятора представлено на рис. 3.23. Для контролю стоячої хвилі ВДКШ структуру, що було обрано для нечіткого регулятора представлено на рис.3.24. Для того, щоб фазифікувати чіткий вхід кута стоячої хвилі $\theta(t)$ та його похідну $d\theta(t)/dt$ наступні вхідні функції приналежності представлені на рис. 3.25 та 3.26.

Для реалізації логічного «та» використовується операція мінімум. Для реалізації імплікації також використовується операція мінімум.

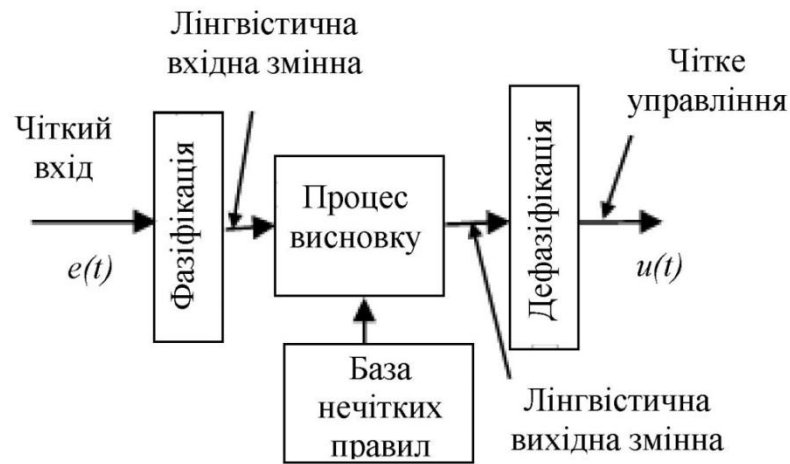
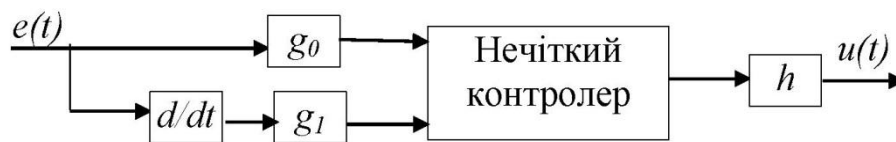
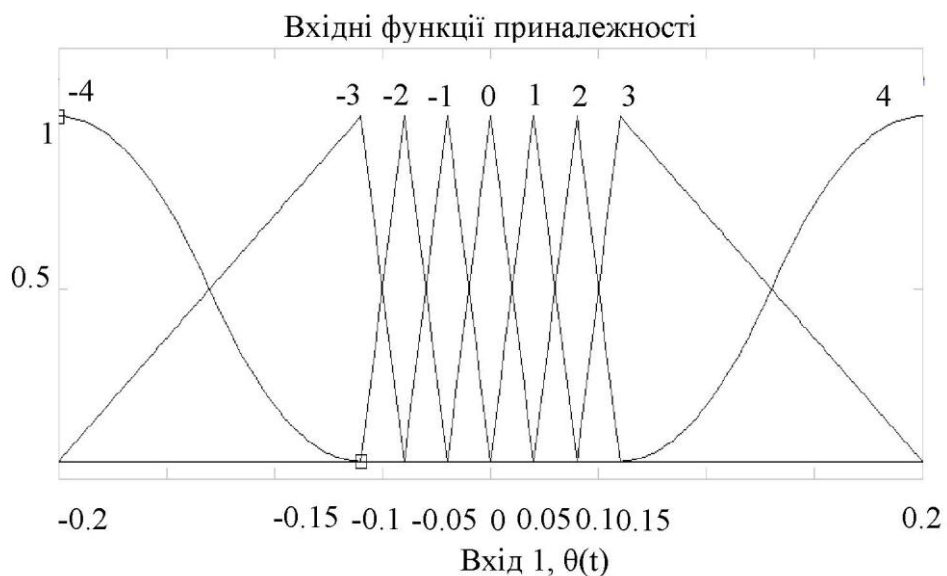


Рис.3.23. Структура нечіткого контролера

Для отримання результатів агрегації використовується операція максимум. Центр мас (або центроїд) був обраний, як метод дефазифікації.

Рис.3.24. Нечіткий контролер для ВДКШ з масштабуючими коефіцієнтами g_0 , g_1 , і h Рис.3.25. Функція приналежності для кута хвилі $\theta(t)$

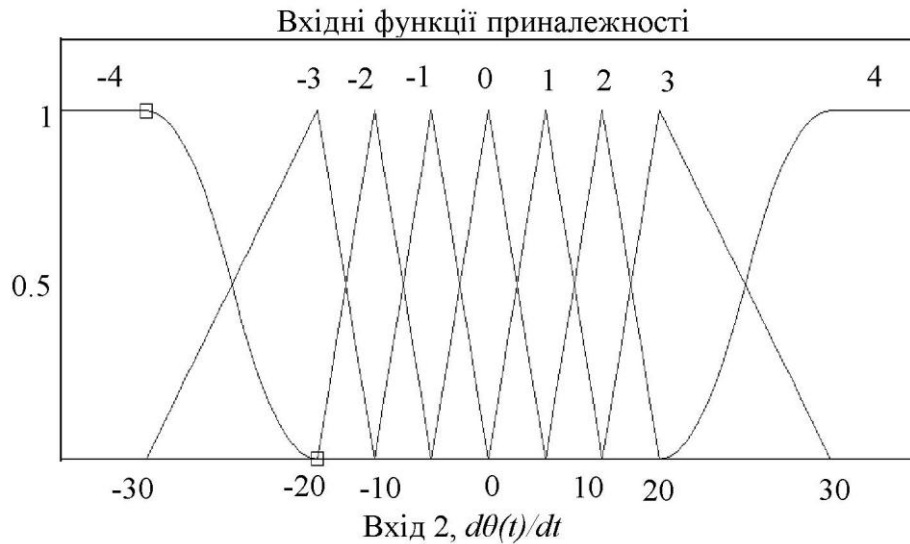


Рис.3.26. Функція приналежності для похідної кута хвилі $d\theta(t)/dt$

Вихідну функцію приналежності, що породжує вихідний сигнал $u(t)$ представлено на рис. 3.27

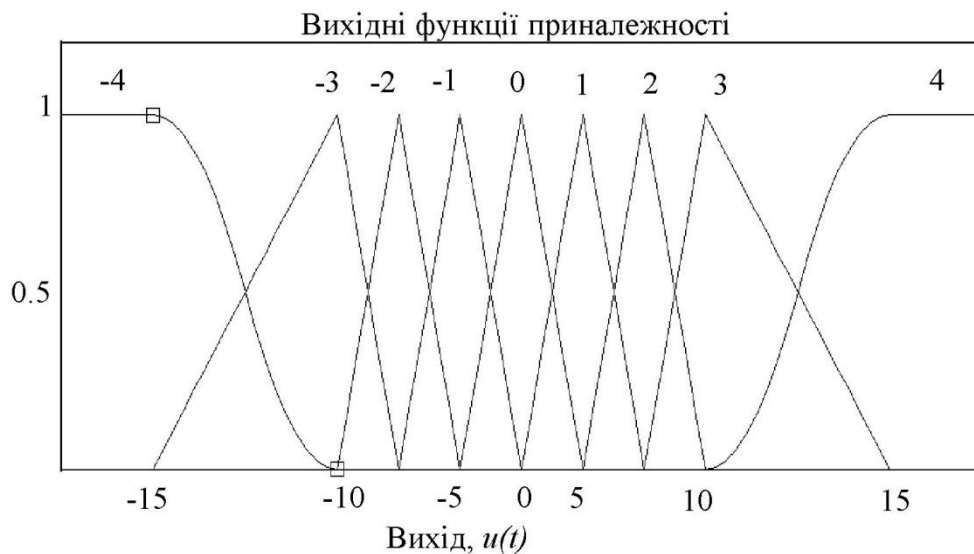


Рис.3.27. Вихідні функції приналежності

Гібридний НР-ПД та НР-ПІ регулятори реалізовано тут шляхом послідовного з'єднання нечіткого регулятора та класичних ПД та ПІ регуляторів, відповідно. Гібридні контролери вводяться в блок-схему системи керування ВДКШ, представлену на рисунку 3.7, замість ПІ-контролера після перемикача.

Для завершення розробки НР необхідно запровадити правила «якщо-то», що дає інформацію про те, як формувати керуючі сигнали в залежності від

вхідних сигналів. Прийняті в цій роботі правила «якщо-то» представлено у таблиці 3.1.

Таблиця 3.1

Правила нечіткої логіки

| | | Вхідний сигнал 2, $d\theta/dt$ | | | | | | | | |
|----------------------------|----|--------------------------------|----|----|----|----|----|----|----|----|
| | | -4 | -3 | -2 | -1 | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 |
| Вхідний сигнал 1, θ | -4 | 4 | 4 | 4 | 4 | 4 | 3 | 2 | 1 | 0 |
| | -3 | 4 | 3 | 3 | 3 | 3 | 2 | 1 | 0 | -1 |
| | -2 | 4 | 3 | 2 | 2 | 2 | 1 | 0 | -1 | -2 |
| | -1 | 4 | 3 | 2 | 1 | 1 | 0 | -1 | -1 | -2 |
| | 0 | 3 | 2 | 2 | 1 | 0 | -1 | -2 | -2 | -3 |
| | 1 | 2 | 1 | 1 | 0 | -1 | -1 | -2 | -3 | -4 |
| | 2 | 2 | 1 | 0 | -1 | -2 | -2 | -2 | -3 | -4 |
| | 3 | 1 | 0 | -1 | -2 | -3 | -3 | -3 | -3 | -4 |
| | 4 | 0 | -1 | -2 | -3 | -4 | -4 | -4 | -4 | -4 |

У таблиці 3.1 цифри -4, -3, -2, -1, 0 можуть бути представлено як “дуже великі негативні” (ДВН), “великі негативні”(ВН), “середні негативні” (СН), “малі негативні” (МН), та “нуль” (Н). У такий же спосіб сформовано лінгвістичні змінні для позитивних цифр. Зміст таблиці відповідає вихідному сигналу управління $u(t)$. Прикладом закону “якщо-тоді” у таблиці є:

Якщо θ є “-4” та $d\theta/dt$ є “-4” тоді u є “4”

або

Якщо θ є “ДВН” та $d\theta/dt$ є “ДВН” тоді u є “ДВП”

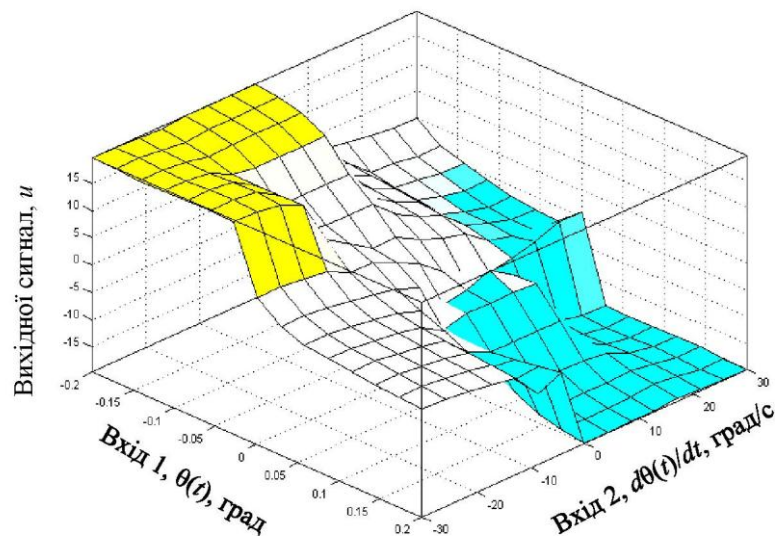


Рис.3.28. Поверхня управління

В результаті отримаємо нелінійну поверхню управління. Цю поверхню управління зображено на рис.3.28.

3.3.2. Результати моделювання

Гібридні НР-ПІ та НР-ПІД регулятори створено за допомогою послідовного з'єднання розроблених в підрозділі 3.2.1 регуляторів нечіткої логіки та ПІ, ПІД. Паралельне підключення цих регуляторів було відхилено, оскільки таке підключення дає значно гірші результати. Коефіцієнтами підстроювання для НР, що позначені на рис.3.24 є $g_0 = 1$, $g_1 = 0.2$, $h = 0.5$.

Рис.3.29 демонструє перехідну характеристику ВДКШ на вхідну кутову швидкість величиною 100 град/с використовуючи НР-ПІ, НР-ПІД, ПІ та ПІД регулятори.

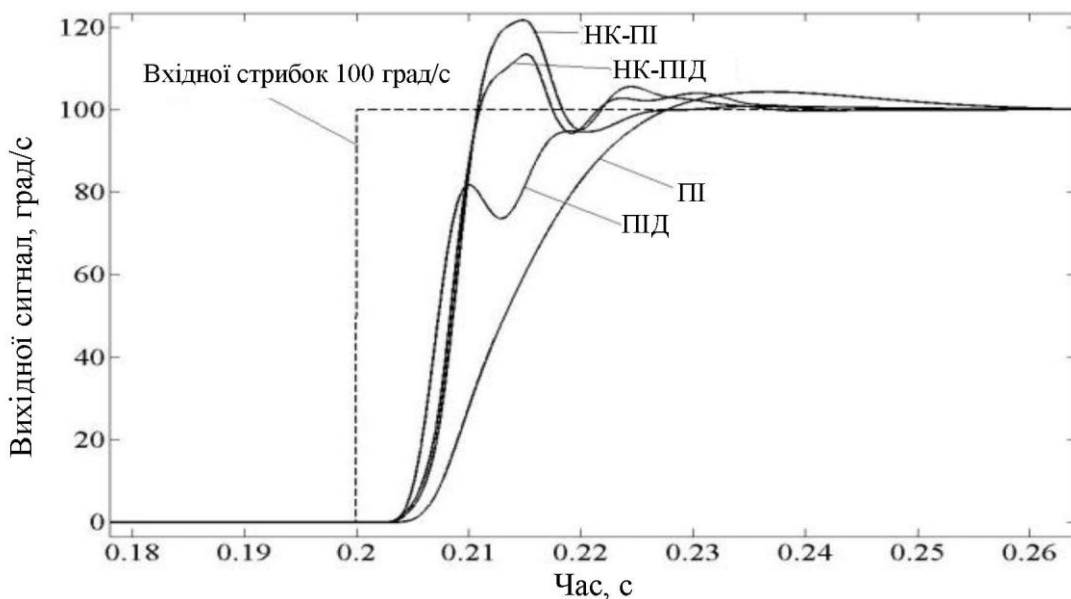


Рис.3.29. Відклик ВДКШ на стрибок вхідної кутової швидкості 100 град/с при використанні різних контролерів

У таблиці 3.2 представлено параметри відклику на стрибок для кожного, з описаних вище регуляторів.

Таблиця 3.2

Параметри відклику на стрибок

| Тип регулятора | Час зростання, с | Час виходу на стабільний стан, с | Перерегулювання % | Час затримки, с |
|----------------|------------------|----------------------------------|-------------------|-----------------|
| НК-ПД | 0.0102 | 0.0372 | 13.4 | 0.0038 |
| НК-ПІ | 0.0102 | 0.0334 | 21.6 | 0.004 |
| ПД | 0.0165 | 0.0252 | 0.5 | 0.0037 |
| ПІ | 0.023 | 0.055 | 4.4 | 0.0052 |

Варто зазначити, що час зростання розраховується перетином на рівні 90% від усталеного значення перехідного процесу, а час усталеного значення розраховується на рівні 1% від усталеного значення перехідного процесу, аналогічно зі значенням часу затримки, що також знаходиться при перетині 1% усталеного значення перехідного процесу.

Як видно з таблиці 3.2 гібридні регулятори мають менший час наростання, але при цьому збільшилися значення максимального перерегулювання та час установлення перехідного процесу, в порівнянні з регулятором ПД. Тому ПД регулятор буде мати більшу полосу пропускання в порівнянні з трьома іншими регуляторами. Тим не менш перехідна характеристика під дією шуму, що представлена на рис.3.30 демонструє, що гібридні регулятори мають кращі параметри перехідної характеристики ніж ПІ та ПД регулятори.

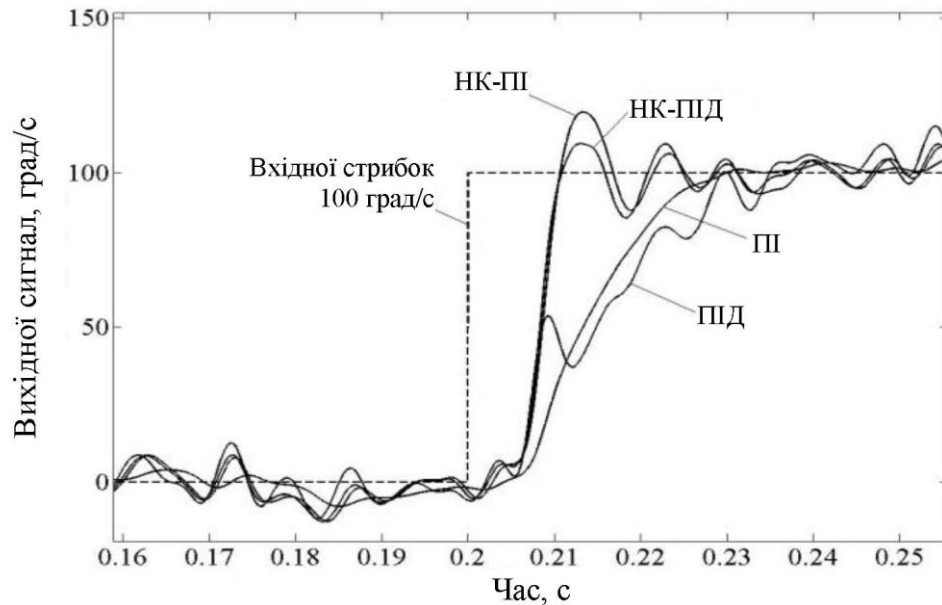


Рис.3.30. Відклик ВДКШ на стрибок вхідний кутової швидкості 100 град/с у присутності шуму при використанні різних контролерів

На рис.3.31 представлено відклик МЕМС ДКШ на удар тривалістю 5мс, що призводить до стрибка вхідної кутової швидкості напівсинусоїдальної форми з амплітудою 100 град/с. Подібні стрибки кутової швидкості можуть бути викликані ударами в 100g при використанні ДКШ без демпферів для придушення ударів. Як видно, ПІД, НК-ПІД, та НК-ПІ регулятори мають майже однакові значення піків, та час усталення перехідного процесу.

Протягом ударів кутове положення θ стоячої хвилі змінюється. Зміна величини залежить від параметрів регулятора.

Зміна кутового положення стоячої хвилі викликає зміну масштабного коефіцієнта (МК) ДКШ та значення зміщення нуля (B) у відповідності з наступними співвідношеннями [19]:

$$\begin{aligned} B(\theta) &= d_{xy}\cos 2\theta + d_{yy}\sin 2\theta; \\ \text{МК}(\theta) &= \text{МК}(0)\cos 2\theta; \end{aligned} \quad (3.15)$$

Порівнюючи відклик різних регуляторів на удар з точки зору накопичених кутових похибок a_B та a_{SF} , що отримані шляхом взяття інтегралу зі значень похибки зміщення нуля та похибки масштабного коефіцієнту, спричинених зміною кута θ :

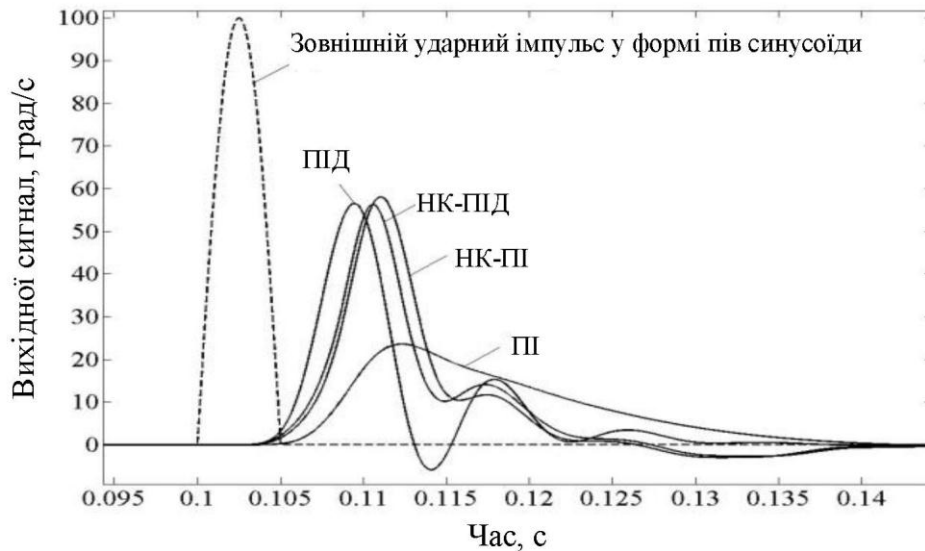


Рис.3.31. Відклики ВДКШ на удар при використанні різних контролерів

$$\alpha_B = \int_{t_s}^{t_f} (B(\theta) + B(0)) dt; \quad (3.16)$$

$$\alpha_{SF} = \int_{t_s}^{t_f} (SF(\theta) - SF(0)) \Omega_{shock} dt;$$

де t_s та t_f є початковим часом та кінцевим часом перехідного процесу при ударі.

Зміну кутового положення стоячої хвилі протягом удару представлено на рис.3.32.

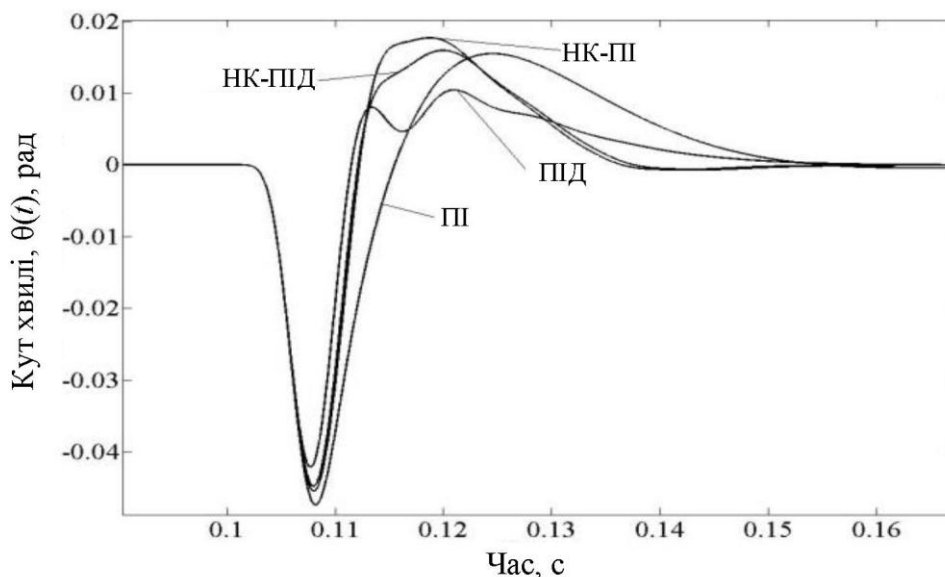


Рис.3.32. Зміна кута θ орієнтації стоячої хвилі протягом удару

Максимальне кутове відхилення від нульового (початкового) положення, яке збігається з електродом управління має значення що не перевищує 0.05 рад (~2.86 град). Завдяки близькості до нуля кута θ та його невеликому відхиленню, вклад МК у зміну похибки вимірювання може бути незначним, але велика кутова швидкість Ω_{shock} , що виникла в результаті удару не дозволяє знехтувати ним. Зміщення нуля є додатковою помилкою, незалежною від кутової швидкості. Як правило, величина d_{xy} на порядок менша від d_{yy} , але для кута 0.05 рад, $\sin 2\theta$ менший від $\cos 2\theta$ приблизно в 10 разів. Тому, вклад у похибку вимірювання кутової швидкості першого та другого доданків у виразі (3.15) для зміщення нуля може бути однаковим.

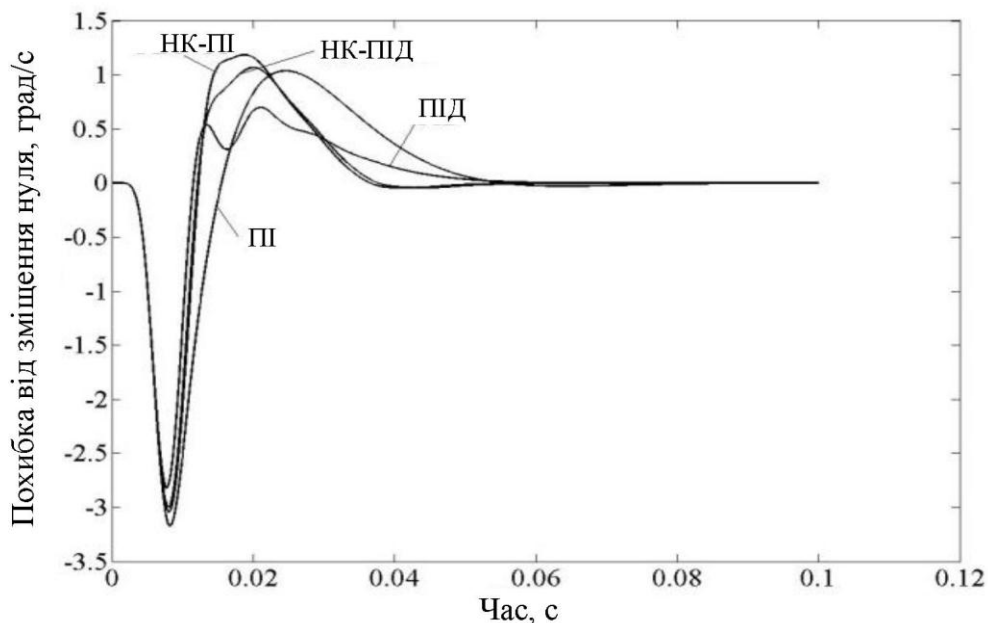


Рис.3.33. Похибка від зміщення, що викликана зміною кута хвилі θ під час удару

Зміна зміщення нуля протягом удару відповідно до кутового положення стоячої хвилі представлено на рис.3.33. Перший від'ємний пік серед показань зміщень нуля є практично однаковий для всіх проаналізованих регуляторів, проте наступний позитивний пік – є найменшим при використанні ПІД регулятора. Тим не менш, НК-ПІ та НК-ПІД регулятори мають менший час установленого значення, і, внаслідок цього, більшу полосу пропускання. Таким

чином, гібридні регулятори роблять найменший вклад у помилку вимірювання швидкості [32].

Що стосується внеску до накопиченої похибки кута, що також є важливим параметром помилки, то для його отримання потрібно інтегрувати вимірювання представлені на рис.3.33.

У таблиці 3.3 представлено накопичену кутову похибку через зміну протягом удару значень зміщення нуля та масштабного коефіцієнту. Як видно з таблиці, найменшим з усіх, є внесок до накопиченої кутової похибки зміна зміщення нуля використовуючи ПІД регулятор, натомість, найбільшу кутову похибку створено зміною зміщення нуля після використання НК-ПІ регулятора. Найбільша сумарна кутова похибка ($\sum a$) досягається з використанням регулятора НК-ПІ, відповідно до великого вкладу похибки зміщення нуля. Слід зазначити, що найбільша сумарна кутова помилка приблизно дорівнює 0.0007 град (~ 2.5 кут. с). Це відповідає вимогам при різноманітному застосуванні.

Таблиця 3.3

Похибка кута, що викликана зміною кутового положення стоячої хвилі при ударі

| Град. | НК-ПІ | НК-ПІД | ПІ | ПІД |
|----------|------------------|------------------|-------------------|------------------|
| a_B | $6.5 * 10^{-4}$ | $1.5 * 10^{-4}$ | $-1.06 * 10^{-5}$ | $1.8 * 10^{-6}$ |
| a_{SF} | $1.02 * 10^{-4}$ | $1.06 * 10^{-4}$ | $6.514 * 10^{-5}$ | $1.06 * 10^{-4}$ |
| $\sum a$ | $7.05 * 10^{-4}$ | $2.56 * 10^{-4}$ | $5.454 * 10^{-5}$ | $1.08 * 10^{-4}$ |

В цьому підрозділі було розроблено регулятор нечіткої логіки для ВДКШ. Порівняльне дослідження гібридних НК-ПІ та НК-ПІД регуляторів з класичними ПІ та ПІД регуляторами показало, що під дією шуму відклики на одиничний стрибок гібридних контролерів показують кращі результати. Однак, значних переваг гібридних контролерів в порівнянні з класичними під дією ударів не виявлено. Можна зробити висновок, під час вимірювання кутової швидкості доцільніше використовувати гібридні регулятори, тому що вони забезпечують більшу пропускну здатність. Тим не менш, коли важливим є накопичення кутової помилки, викликаної ударами, краще використовувати класичний ПІД регулятор. Слід зазначити, що в ПІД регуляторах

використовувався вирівнюючий шум диференціатор, що працює на основі методу режиму ковзання, описаного в [33], і за рахунок цього результати отримані з PID регулятора покращувалися. Зміна масштабного коефіцієнта та зміщення нуля протягом ударів, спричинених зміною кутового положення стоячої хвилі, коли застосування будь-якого з розглянутих тут регуляторів є достатньо малим і максимально досягнуте серед них значення серед них дорівнює $7.05 * 10^{-4}$ град. Подальші дослідження можуть бути спрямовані на використанні гібридних регуляторів у інтегруючому та диференційному режимах роботи ВДКШ.

3.4. Трьохрежимний вібраційний датчик кутової швидкості

Блок схема, що представлено на рис.3.7 була спроектована таким чином, щоб управляти і контролювати положенням стоячої хвилі, використовуючи параметри металевого циліндричного резонатора, що описано в [34] з 10% різницею між коефіцієнтами D_x та D_y . Зміщення нуля та масштабні коефіцієнти каналів X та Y від іншого фіксованого кута нахилу θ в режимі замкнутого циклу (перемикач 1 в замкненому положенні) представлено на рис.3.34 та рис.3.35. Як видно, зміщення нуля та масштабні коефіцієнти двох вимірювальних каналів X та Y періодично змінюються з різницею фаз, близькою до $\frac{\pi}{2}$. Зміщення нуля однакові між собою, якщо кут $\theta_0 = 22.4$ град.

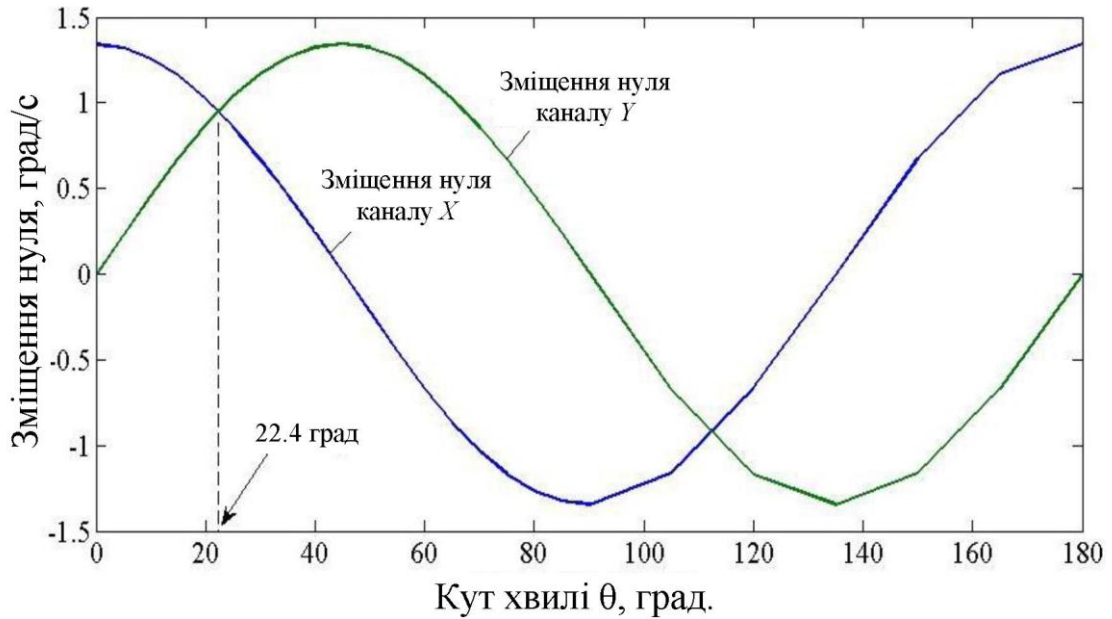


Рис.3.34. Зміщення нуля каналів X і Y в залежності від кута хвилі θ

Таким чином, коли кут стоячої хвилі дорівнює $\theta_0 = 22.4$ град – зміщення нуля диференційного каналу буде дорівнювати нулю [35].

Рис.3.35 представляє негативні значення масштабного коефіцієнту, що відповідно говорить про те, що значення кутової швидкості є теж негативним. Стоячу хвилю з кутом θ^* можна досягти при $SF_x = -SF_y$. Значення цього кута дорівнює $\theta^* = 22.23$ град.

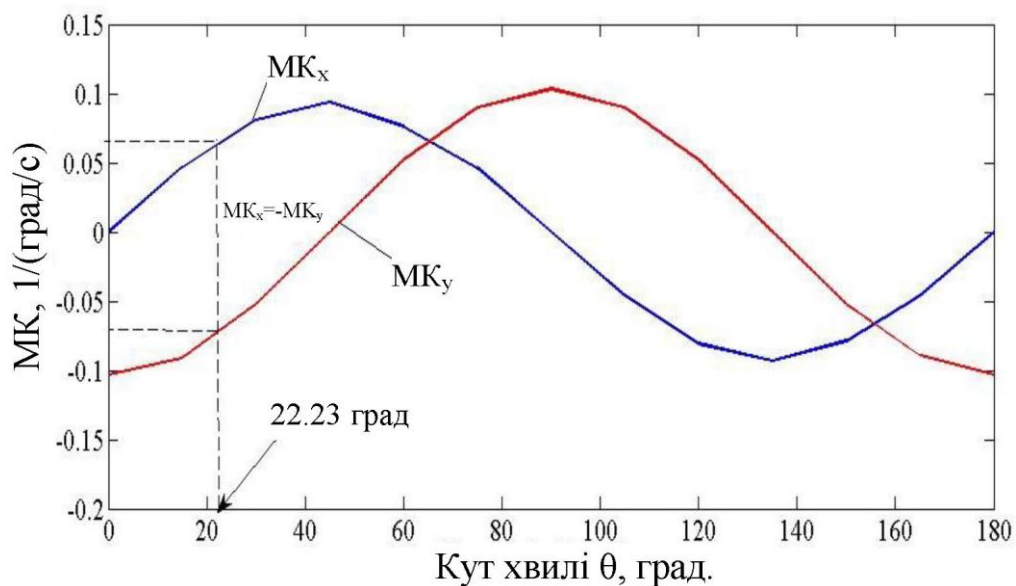


Рис.3.35. МК каналів X і Y в залежності від кута хвилі θ

На рис.3.36 продемонстровано три режими роботи ВДКШ з автоматичним перемиканням з одного режиму на інший.

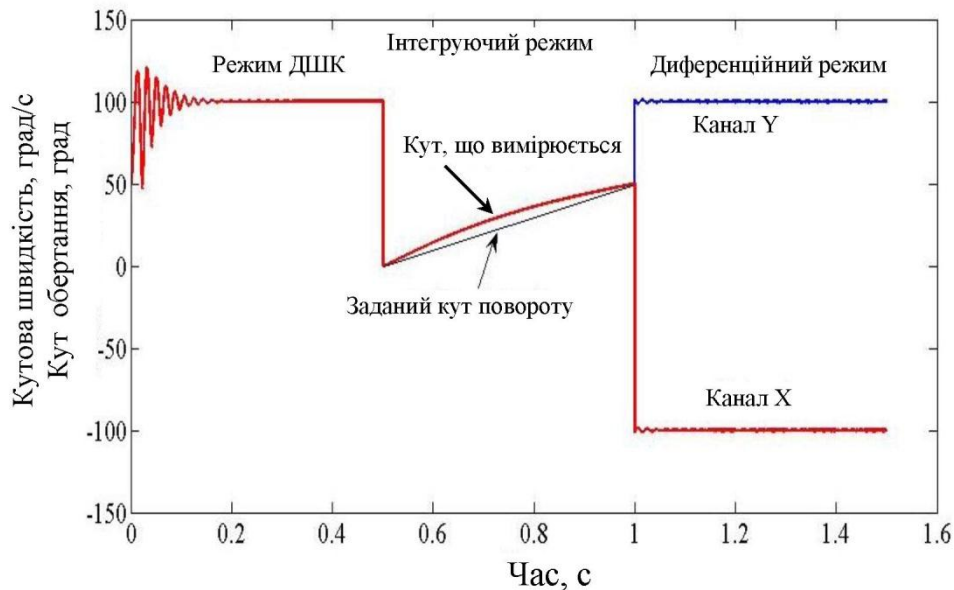


Рис.3.36. Вихідний сигнал трьохрежимного ВДКШ

Першим, є режим датчика кутової швидкості, що вимірює до 100 град/с, потім відбулося перемикання на інтегруючий режим вимірювання, без зміни кутової швидкості. Відхилення показань від прямої лінії у цьому режимі виникає через неідеальність виготовлення резонатора. Потім відбувається перемикання на диференційний режим, з двома вихідними сигналами обсягом 100 град/с та -100 град/с. Значення суми та різниці цих сигналів також може бути використане, для показано на рис.3.7. Головною перевагою використання диференційного режиму над іншими режимами роботи є висока опірність до зовнішніх збурень таких як удари, вібрація, постійні та змінні магнітні поля та інші, що діють на X та Y вимірювані канали однаково. У наступному, 4 розділі буде розглянуто більш детально здатність придушувати зовнішні збурення.

ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 3

1. У даному розділі була вперше побудована повна нелінійна модель ВДКШ, яка дає можливість досліджувати вплив різних зовнішніх діючих факторів на вихідний сигнал ВДКШ і оцінювати його точність. Показано, що розроблена модель дає можливість задавати внутрішні динамічні параметри ВДКШ, такі як добротність, резонансну частоту, різнодобротність,

різночастотність і їх зміни в часі, а також напрямок головних осей жорсткості та демпфування. Розроблена модель реалізує усі три режими роботи ВДКШ.

2. На розробленій моделі були опрацюванні методики і критерії настроювання параметрів алгоритмів управління стоячою хвилею: фаза збудження і фаза компенсації.

3. Отримана залежність зміщення нуля ВДКШ від кута орієнтації стоячої хвилі. На основі отриманої залежності розроблено методику компенсації зміщення нуля ВДКШ, шляхом повороту стоячої хвилі на кут 90 град.

4. Виведена залежність між електричною напругою на виході ВДКШ і величиною вхідного удару від параметрів пьезоелектродів для двох конструкцій металевого резонатора, що дозволяє дослідити вплив удару на вихідний сигнал диференційного ВДКШ.

5. Результати моделювання показали, що для резонатора першої з розглянутих конструкцій, диференційний ВДКШ пригнічує зовнішній удар у 3 рази для параметрів удару 100 g, 2 мс вздовж осі чутливості і у 4 рази для удару 100 g, 5 мс. Для резонатора другої з розглянутих конструкцій, диференційний ВДКШ пригнічує зовнішній удар у 20 разів для ударів вздовж осі чутливості порівняно з ВДКШ працюючого у режимі ДКШ.

6. Був розроблений інтелектуальний контролер для ВДКШ на основі нечіткої логіки. Результати модулювання показали, що гібридний контролер, що є нечітким контролером послідовно з'єднаним з класичним ПД або ПІ контролерами, забезпечує ліпші параметри перехідних процесів при дії шуму, ніж тільки класичні або тільки нечіткі контролери. Наприклад, гібридний нечіткий контролер може забезпечити більш широку частотну смугу пропускання, ніж класичні.

7. Моделювання впливу удару на ВДКШ, що використовує гібридний нечіткий контролер, показало, що зміна зміщення нуля і масштабного коефіцієнта як результат зміни кута хвилі θ у процесі удару дає малий внесок, на рівні $7 * 10^{-4}$ град, у сумарну похибку кута, що накопичується в процесі удару. Однак, коли похибка кута, що накопичується в процесі удару є

важливим, краще використовувати класичний ПД контролер з блоком цифрового диференціювання, побудованому на основі методу ковзаючого режиму [31].

8. Вперше була побудована комп'ютерна симулінк модель трьох-режимного ВДКШ з автоматичним перемиканням з режиму на режим. Трьох-режимний ВДКШ може забезпечити високу гнучкість при виконанні суперечливих вимог багатьох важливих застосувань, наприклад, широкий частотний і динамічний діапазони при вимірюванні великих кутових швидкостей і одночасно малі шуми при вимірюванні малих кутових швидкостей.

ПЕРЕЛІК ЛІТУРАТУРИ ДО РОЗДІЛУ 3

1. Патент на винахід №6882964 (U.S.A.), A61N 1/36. High accuracy inertial sensors from inexpensive components / D. S. Bayard, S. R. Ploen. - від 19.04.2005.

2. Rashed R. System modeling of MEMS gyroscopes / R. Rashed, H. Momeni. // Proc. of Mediterranean Conf. on Control & Automation. – Athens, Greece, 2007. - PP. 1-6.

3. Patel C. Modeling and simulation of the MEMS vibratory gyroscope / C. Patel, P. McCluskey. // In Proceedings of the IEEE 13th InterSociety Conference on Thermal and Thermomechanical Phenomena in Electronic Systems. – 30 May - 1 June, San Diego, CA, USA, 2012. - PP. 928-933.

4. Kwon H. J. System modeling of a MEMS vibratory gyroscope and integration to circuit simulation / H. J. Kwon, S. Seok, G. Lim. // Sensors 2017. – 2017. – №17(2663). - PP. 1-13. doi:10.3390/s17112663.

5. Mukherjee T. Hierarchical mixed-domain circuit simulation, synthesis and extraction methodology for MEMS / T. Mukherjee, G. K. Fedder. // Journal of VLSI Signal Processing. – 1999. – №21. - PP. 233-249.

6. Fedder G. K. Top-down design of MEMS. in proc. of the int. conf. on modeling and simulation of microsystems semiconductors, sensors and actuators / G. K. Fedder. // Proc. of the Int. Conf. on Modeling and Simulation of Microsystems

Semiconductors, Sensors and Actuators. – 27-29 March, San Diego, CA, USA, 2000. – №10. - PP. 7-10.

7. Ayazi F. Design and fabrication of high performance polysilicon vibrating ring gyroscope / F. Ayazi, K. Najafi. // IEEE MEMS Conf.. – 1998. - PP. 621-626.

8. Cho J. Single-crystal-silicon vibratory cylindrical rate integrating gyroscope (CING) / J. Cho, J. Gregory, K. Najafi. // Transducers. – 2011. - PP. 2813-2816..

9. Su Zh. Research on the signal process of a bell-shaped vibratory angular rate gyro / Zh. Su, N. Liu, Q. Li. // Sensors. – 2014. – №14. - PP. 5254-5277. doi:10.3390/s140305254.

10. Senkal D. 100k Q-factor toroidal ring gyroscope implemented in wafer-level epitaxial silicon encapsulation process / D. Senkal, S. Askari, M. J. Ahamed. // IEEE MEMS Conf.. – 26 - 30 Jan., San Francisco, CA, USA, 2014. - PP. 24-27.

11. Bowles S. R. Design and implementation of a control scheme for a MEMS rate integrating gyroscope : Thesis / Bowles S. R. – Newcastle university, 2015. – 148 p.

12. Gregory J. Characterization and control of a high-q MEMS inertial sensor using low-cost hardware / J. Gregory, J. Cho, K. Najafi. // IEEE Conf. Proc.. – Myrtle Beach, 2012. - PP. 239-247. doi: 10.1109/plans.2012.6236886.

13. Hui L. Research of ring MEMS rate integrating gyroscopes / L. Hui, H. Quan. // World Academy of Science, Engineering and Technology. – 2013. – №7..

14. Chikovani V. V. Low-cost multi-functional metallic resonator vibratory gyroscope / V. V. Chikovani. // Матеріали XII міжнародної науково-технічної конференції, ABIA-2015. – NAU, Kyiv, 2015. - PP. 13.5-13.13.

15. Chikovani V. V. Triple-mode vibratory gyroscope / V. V. Chikovani, H. V. Tsiрук, O. Korolova. // Військово-Технічний Збірник, Національна академія сухопутних військ ім. П. Сагайдачного. – Львів, 2018. – №18. - PP. 18-25.

16. Chikovani V. V. Differential mode of operation for multimode vibratory gyroscope / V. V. Chikovani, H. V. Tsiрук. // IEEE Proc. Intern. Conf. on Actual Problem of Unmanned Aerial vehicles Development (APUAVD). – 13-15 Oct., NAU, Kyiv, Ukraine, 2015. - PP. 87-90.

17. Lynch D. D. Dual mode hemispherical resonator gyro operating characteristics / D. D. Lynch, A. Matthews. // 3-rd S. Petersburg Int. Conf. on Integrated Navigation Systems. – 1996. – №1. - PP. 37-44.

18. Chikovani V. V. Differential mode of operation for ring-like resonator CVG / V. V. Chikovani, O. A. Suschenko. // IEEE Proc. Intern. Conf. on Electronics and Nanotechnology (ELNANO). – 15-18 Apr., Kyiv, Ukraine, 2014. - PP. 451-455.

19. Chikovani V. V. Digital rate MEMS vibratory gyroscope modeling, tuning and simulation results / V. V. Chikovani, H. V. Tsiрук. // An International Journal of Computing Science and Applications (Computación y Sistemas). – 2017. – №21(1). - PP. 147-159. doi: 10.13053/CyS-21-1-2497.

20. Chikovani V. V. Redundant information processing techniques comparison for differential vibratory gyroscope / V. V. Chikovani, O. A. Suschenko, H. V. Tsiрук. // Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. – 2016. – №4/7(82). - PP. 45-52.

21. Nagourney T. 259 second ringdown time and 4.45 million quality factor in 5.5 khz fused silica birdbath shell resonator / T. Nagourney, J. Y. Cho, B. Shiari. // Int. Conf. Solid-State Sensors Actuators Microsyst.. – Kaohsiung, Taiwan, 2017.

22. Chikovani V. V. Shock resistance of differential type ring-like resonator vibratory gyroscope / V. V. Chikovani, H. V. Tsiрук. // Electronics and control systems. – 2014. – №4(42). - PP. 79-83..

23. IEEE Standard Specification Format Guide and Test Procedure for Coriolis Vibratory Gyros. – IEEE std.1431TM. –2004. – Coriolis vibratory gyroscope. - P.79.

24. Патент на винахід №79166 (України), G01C 19/56. Циліндричний чутливий елемент вібраційного гіроскопа / Ю. О. Яценко, В. В. Чіковані, В. А. Коваленко. - Опубліковано в бюлетені №7 від 15.12.2006.

25. Petrenko O. V. Design analysis and parameters choice of metallic cylindrical resonator sensor for Coriolis vibratory gyroscope / O. V. Petrenko. // Electronics and control systems. – NAU, Kyiv, Ukraine, 2014. – №3(41). - PP. 101-105.

26. Reza Moheimani S. O. Piezoelectric transducers for vibration control and damping / S. O. Reza Moheimani, A. J. Fleming. // Springer. – 2006. – 256p.

27. Olyaei M. Fuzzy adaptive sliding mode controller for MEMS vibratory rate gyroscope / M. Olyaei, J. Keighobadi, A. Ghanbari. // 18th IFAC World Congress. – 28 Aug. - 2 Sep., Milano, Italy, 2011. - PP. 4192-4197.

28. Fei J. A novel adaptive sliding mode control with application to MEMS gyroscope / J. Fei, J. Batur. // ISA Transactions. – 2009. - PP. 73-78.

29. Fazlyab M. Parameter estimation and interval type-2 fuzzy sliding mode control of a z-axis MEMS gyroscope / M. Fazlyab, M. Z. Pedram, H. Salarieh, A. Alasty. // ISA Transactions. – 2013. – №52. - PP. 900-911.

30. Abbasi E. Development and implementation of an adaptive fuzzy control system for a VTOL vehicle in hovering mode / E. Abbasi. // Int. Journal of Control Theory and Computer Modeling. – 2017. – №7(1/2).

31. Vignesh T. Hybrid fuzzy-pi controller and novel switching functions using speed control technology of surface mounted permanent magnet synchronous motor / T. Vignesh, V. Thangarasu, K. Prasanth, R. K. Selvan. // Int. Journal of Emerging Technology and Innovative Engineering. – 2015. – №1(3). - PP. 13-18.

32. Chikovani V. V. Application of hybrid fuzzy logic controller to keep a standing wave angular position in MEMS rate gyroscope / V. V. Chikovani, O. A. Suschenko, H. V. Tsiрук. // IEEE Proc. Intern. Conf. on Electronics and Nanotechnology (ELNANO). – 24-26 Apr., NTUU KPI, Kyiv, Ukraine, 2018. - PP. 558-562.

33. Chikovani V. V. Vibratory gyroscope response parameters improving by the use of smooth noise differentiator in the rate controller / V. V. Chikovani, H. V. Tsiрук. // 4-th Int. IEEE Conf. Proceedings on “Actual Problems of Unmanned Aerial Vehicles Development” (APUAVD). – 17-19 Oct., Kyiv, Ukraine, 2017. - PP. 237-240.

34. Патент на винахід №97783 (України), G01C 19/56. Чутливий елемент коріолісового вібраційного гіроскопа / С. П. Маляров, В. Г. Цірук, А. В. Ніколаєнко. - Опубліковано в бюлетені №23 від 12.12.2011.

35. Chikovani V. V. Differential mode of operation for multimode vibratory gyroscope / V. V. Chikovani, H. V. Tsiрук. // IEEE Proc. Intern. Conf. on Actual Problem of Unmanned Aerial vehicles Development (APUAVD). – 13-15 Oct., NAU, Kyiv, Ukraine, 2015. - PP. 87-90.

36. Chikovani V. V. External disturbances rejection by differential single-mass vibratory gyroscope / V. V. Chikovani, O. A. Sushchenko, H. V. Tsiрук. // Acta Polytechnica Hungarica. – 2017. – №14(3). - PP. 251-270.

РОЗДІЛ 4

ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ З ВИЗНАЧЕННЯ СТУПЕНЯ КОМПЕНСАЦІЇ ЗОВНІШНІХ ЗБУРЕНЬ ВІБРАЦІЙНОГО ДАТЧИКА КУТОВОЇ ШВИДКОСТІ ДИФЕРЕНЦІЙНОГО ТИПУ

У цьому розділі представлено результати досліджень, що демонструють чудові властивості придушення перешкод диференційного режиму роботи у порівнянні з режимом ДКШ під дією зовнішніх механічних ударів, вібрації, акустичних імпульсів з частотою близькою до резонансної частоти, незмінних і змінних магнітних полів.

4.1. Експериментальне визначення ступеня компенсації ударних збурень

Тестування проводилося з експериментальним зразком ВДКШ, резонатор якого представлений на рис.3.18 (розділ 3). Цей ВДКШ має просту конструкцію. Чутливий елемент (ЧЕ) складається з всього лиш трьох компонентів – основа, резонатор і кожух, збірка яких проста і не вимагає високої кваліфікації складальних робіт, великих часових і фінансових витрат [1- 3]. Тому ВДКШ з металевим резонатором є дешевим у виробництві. Компоненти чутливого елемента, резонатор якого має діаметр 25 мм представлений на рис.4.1.

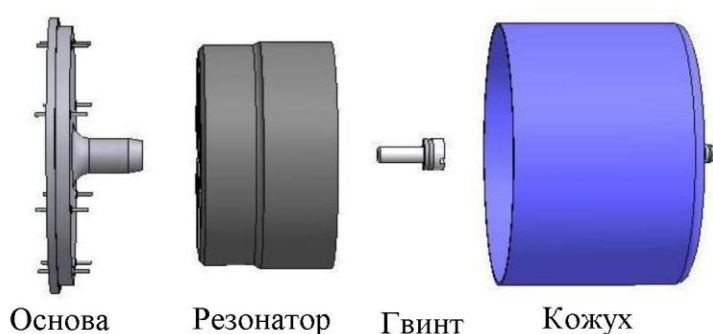


Рис.4.1. Компоненти чутливого елемента

На рис. 4.2 представлені ЧЕ у збірці, електронні плати, що забезпечують його роботу і власне ВДКШ з металевим циліндричним резонатором, результати тестування якого представлені у даному розділі дисертації.

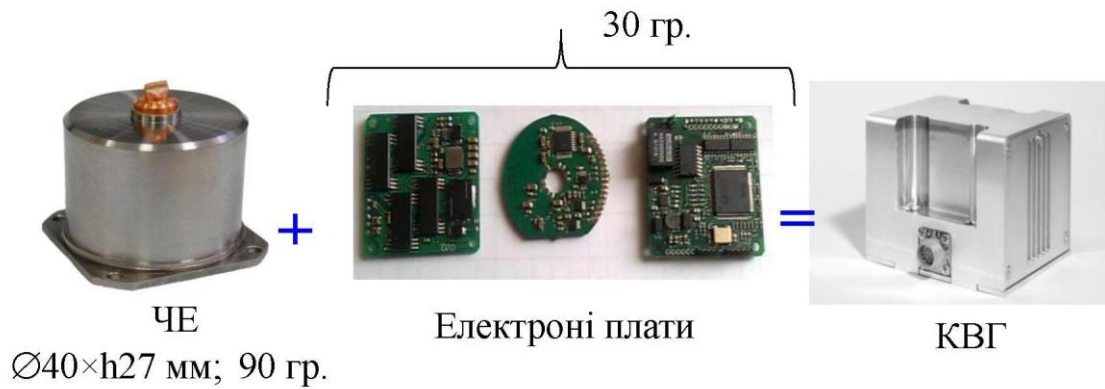


Рис.4.2. Компоненти ВДКШ, що тестується

4.1.1. Розрахунок коефіцієнта придушення ударних збурень

Оскільки кожен з двох вимірювальних каналів X та Y працює фактично в режимі вимірювання кутової швидкості, а їхня різниця утворює сигнал диференційного режиму, тоді відношення сигналу одного з X чи Y каналів до половинної різниці $(X - Y)/2$ визначатиме коефіцієнт придушення збурень R_s ВДКШ в режимі ДКШ порівнюючи з диференціальним режимом. Відношення буде розраховуватися після вилучення значення зміщення нуля з обох каналів. Таким чином, коефіцієнт придушення зовнішніх механічних ударів буде розраховано наступним чином [4]:

$$R_s = \min \left\{ \frac{\text{mean}(\text{abs}(X_i))}{\text{mean}[\text{abs}((X_i - Y_i)/2)]}, \frac{\text{mean}(\text{abs}(Y_i))}{\text{mean}[\text{abs}((X_i - Y_i)/2)]} \right\}, \quad i = 1 \dots 5 \quad (4.1)$$

де, X_i та Y_i є піковими значеннями каналів X та Y у відповідь на i -тий удар.

Коефіцієнт чутливості зміщення нуля S_g ударного або вібраційного прискорення A_g буде розраховуватися як співвідношення:

$$S_g = \frac{\text{mean}[\text{abs}(X_i - Y_i/2)]}{A_g}, \quad i = 1 \dots 5 \quad (4.2)$$

4.1.2. Удар вздовж ОЧ ВДКШ

На рис. 4.3 представлено накладені один поверх іншого сигнали з каналів X та Y диференційного ВДКШ після механічного удару невеликої амплітуди (менше $5g$, де g – є прискоренням вільного падіння) вздовж осі чутливості (ОЧ) приладу. Як видно з рис.4.3 відповіді каналів X та Y є майже ідентичними, тому

значення, що отримане з диференційного каналу є близьким до нуля. Останнє означає, що коефіцієнт придушення є великим для механічних ударів незначної величини, що також було представлено у роботі [5] для камертонного МЕМС ДКШ. Існує не помітна кутова швидкість, яку, як правило, видно при ударах із значним g , і, як наслідок, пікові значення майже збігаються. Ідентичний результат може бути отримано для бокових ударів невеликої амплітуди (перпендикулярних ОЧ).

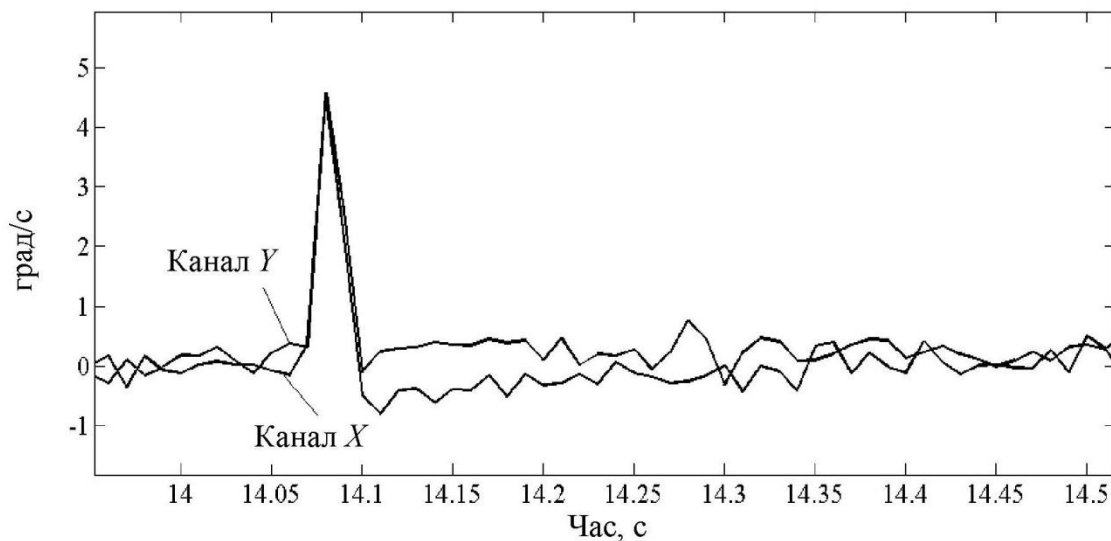


Рис.4.3. Відклики каналів X і Y накладені один на інший при ударі менше 5g

При збільшенні амплітуди удару до 20g тривалістю 2 мс, коефіцієнт придушення зменшується та з'являється кутова швидкість під час удару. На рис.4.4 представлено реакцію трьох каналів (X, Y та диференційного) у диференційному ВДКШ на вплив 5 ударів вздовж ОЧ. Як видно зі значень піків позначених на рис.4.4 коефіцієнт придушення розрахований за формулою (4.1) близький до $R_{sp} = 2$.

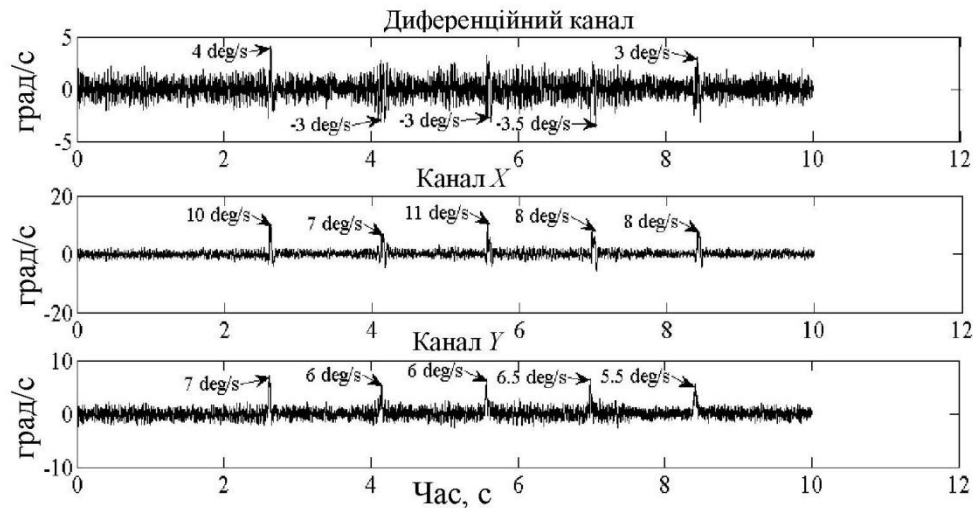


Рис.4.4. Відклики на удар амплітудою 20 g тривалістю 2 мс вздовж ОЧ

Проаналізуємо деталі відкликів на удари. Рисунок 4.5 демонструє чотири сигнали відклику на перший з п'яти ударів уздовж осі чутливості. Оскільки під час удару присутня кутова швидкість, канали X та Y мають різні амплітуди. До рівних сигналів помилок викликаних ударами додається кутова швидкість до сигналу каналу X та віднімається від сигналу каналу Y . Канал різниці, $(X - Y)/2$, демонструє кутову швидкість, що діє під час удару і четвертий сигнал $(X + Y)/2$ у відповідності з (2.18) (див. розділ 2) не включає кутову швидкість та представляє сигнал похибки викликаний ударом. З рис.4.5 можна побачити, що значення піку сигналу помилки приблизно у два рази більше від кутової швидкості. Отже якщо ми проінтегруємо сигнали X або Y для того, щоб розрахувати кутову помилку накопичену впродовж удару, це дуже важливий параметр для застосування ДКШ в системах стабілізації, що працюють в суворих умовах тому більші помилки кутів можуть бути отримані у порівнянні з інтегруванням диференційного сигналу.

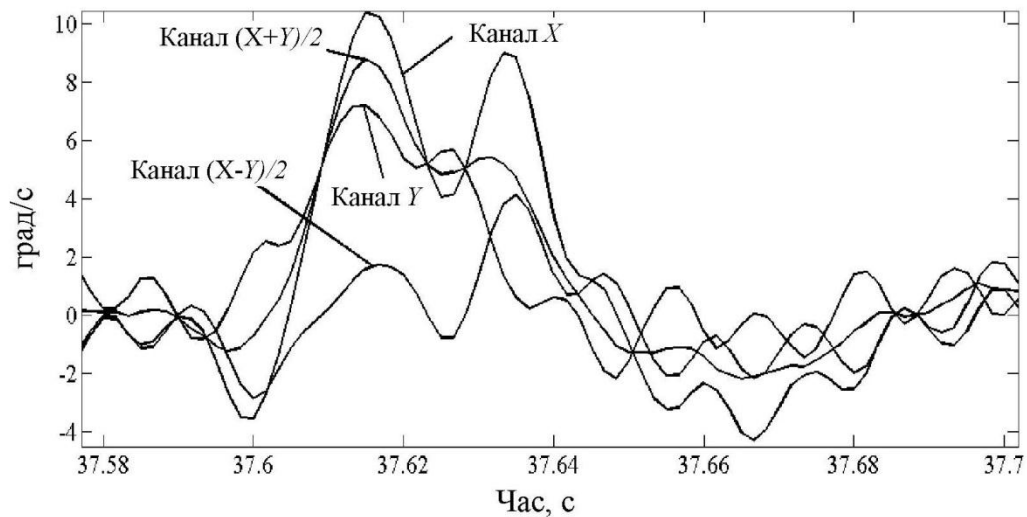


Рис.4.5. Відклики 4-х сигналів на удар амплітудою 20 g, 2 мс вздовж ОЧ

На рис. 4.6 представлено помилки кута розраховані інтегруванням X, Y і сигналом диференційного каналу під час удару вздовж осі чутливості. Для диференційного каналу, $(X - Y)/2$, похибка кута приблизно в 5 разів менша, ніж для каналу Y , і не перевищує 2 кутові хвилини. Таким чином, коефіцієнт придушення удару з точки зору накопичення кутової похибки для диференційного ВДКШ збільшується до $R_{sa} = 5$ у порівнянні з режимом ДКШ для удару 20 g уздовж осі чутливості.

Важливий компонент помилки, що виникає під впливом удару є зміна зміщення нуля до та після удару. Рис.4.7 демонструє зміну зміщення нуля до і після кожного з п'яти ударів 20 g уздовж осі чутливості приладу. Коефіцієнт придушення удару з точки зору зміни зміщення нуля може бути розраховано з використанням (4.2), де X_i та Y_i є змінами зміщення нуля для відповідних каналів до та після i -того удару. Середнє значення зміни зміщення нуля для 5-тих ударів дорівнює 0.0097 град/с для диференційного каналу і дорівнює 0.03 град/с для мінімуму каналів X та Y , звідси, $R_{sb} = 0.03/0.0097 \approx 3$. Використовуючи інформацію, що представлена на рис. 4.7 чутливість зміщення нуля до ударного прискорення для диференційного каналу приблизно є $S_{dg} = 4.8 \cdot 10^{-4}$ град/с/g, і для мінімуму з двох (канал Y) є приблизно $S_{yg} = 1.5 \cdot 10^{-3}$ град/с/g. Таким чином, чутливість прискорення удару, що діє вздовж осі

чутливості для диференційного ВДКШ є приблизно в три рази меншим, чим ВДКШ, що працює у режимі ДКШ.

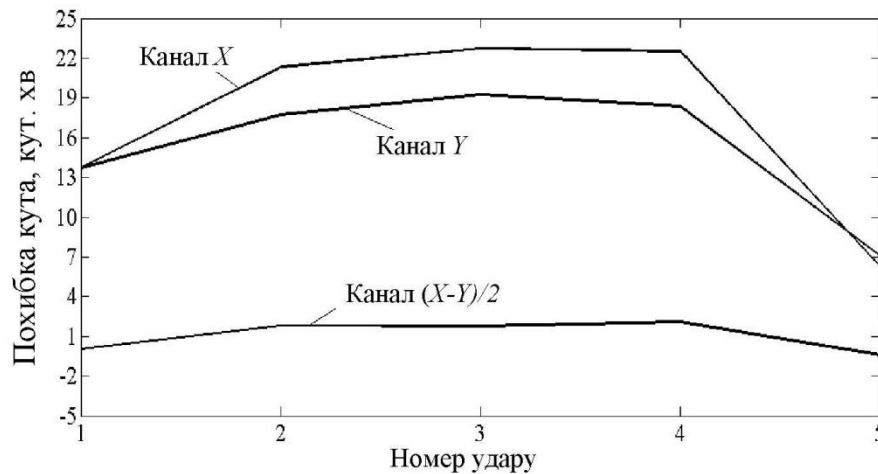


Рис.4.6. Кутова похибка, яка накопичується протягом 5-ти ударів амплітудою 20 g вздовж ОЧ

Очікується, що більший удар амплітудою 100 g і тривалістю 2 мілі секунди буде сильніше впливати на диференційний канал ВДКШ. Рис. 4.8 показує, накладені один на одного, всі чотири вудклики для першого з п'яти ударів величиною 100 g уздовж осі чутливості. Як можна побачити відповідь каналу X виходить за межі діапазону вимірювання (з'являється насичення сигналу). Такі ж результати будуть отримані для інших чотирьох послідовних ударів. Канал напів суми показує, що деформація, що викликана результатами удару 100 g призводить до еквівалентної похибки кутової швидкості більше чим 100 град/с. Диференційний канал показує, що кутова швидкість впродовж удару більше як 50 град/с у порівнянні з 4 град/с для удару величиною 20 g. Беручи до уваги, що величина сигналу з каналу Y значно нижча, чим аналогічна у каналі X, можемо прийти до висновку, що асиметрія в конструкції чутливого елементу та його кріплення до корпусу приладу призвело внаслідок ударного навантаження до деформації зони резонатора, що розташована ближче до X електроду зчитування ніж до Y електроду. Не зважаючи на те, що проектувальники намагалися спроектувати датчик максимально симетричним (кільцевим, напівсферичним, циліндричним), залишкова асиметрія у приладах невеликої вартості все ж залишається занадто великою щоб задовольняти

необхідну точність вимірювання протягом сильних ударів. Цю проблему можна розв'язати використанням демпферів, чи шляхом покращення конструкції датчика, при цьому лишивши його в категорії низько вартісних. Якщо говорити про удари з піковими значеннями в 100 g вздовж осі чутливості, то для них не доцільно розраховувати коефіцієнт придушення R_s через насичення сигналу в каналі X.

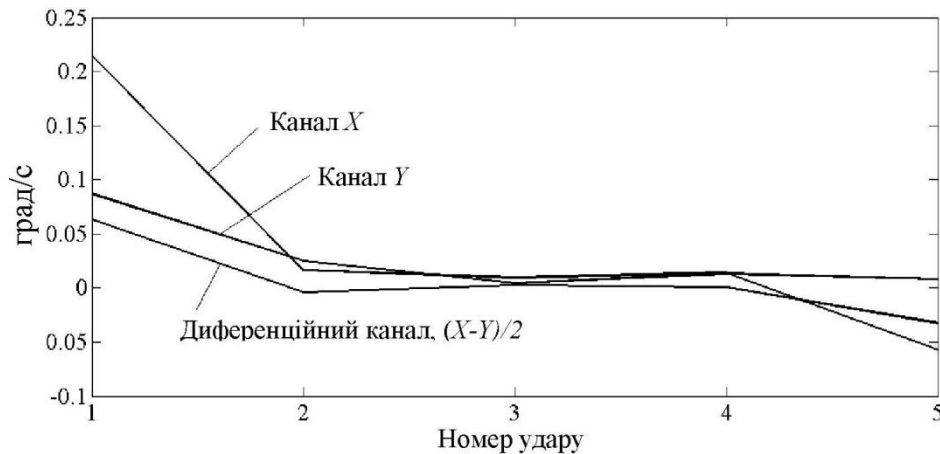


Рис.4.7. Зміна зміщень нуля трьох каналів диференційного ВДКШ протягом 5-ти ударів амплітудою 20 g вздовж ОЧ

На рис.4.9. показано кутові похибки для каналів X, Y та диференційного протягом кожного з п'яти ударів. Кутові похибки диференційного каналу для всіх ударів є приблизно сталою величиною на рівні 5 кутових хвилин. Очевидно, що частково ці помилки виникають через насичення сигналу в каналі X. Тим не менш, з точки зору кутової похибки коефіцієнт придушення ударів може бути визначеним на рівні $R_{sa} \approx 5$.

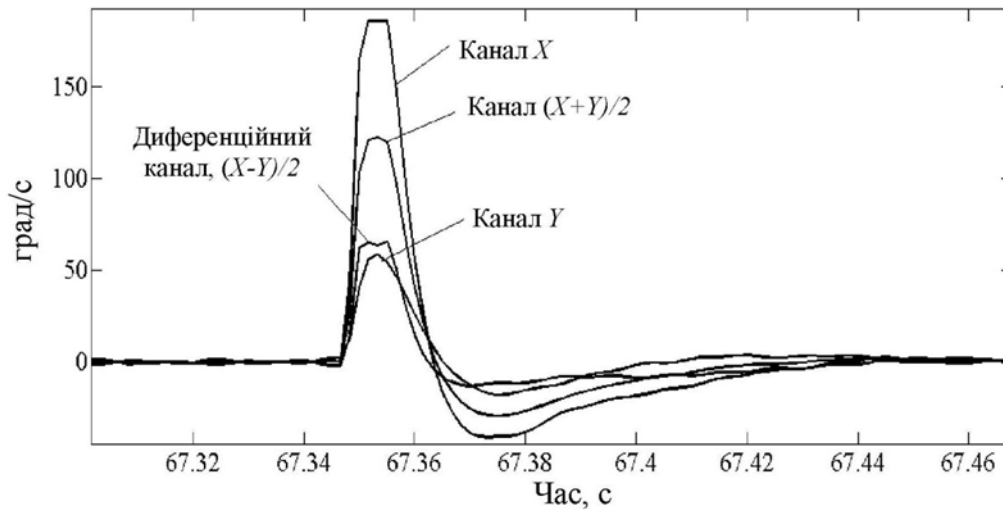


Рис.4.8. Відклики 4-х сигналів на удар амплітудою 100 g, 2 мс вздовж ОЧ

Що стосується зміни значення зміщення нуля та чутливості зміщення нуля диференційного ВДКШ до ударного прискорення вздовж ОЧ, то коефіцієнт придушення ударів може бути розрахованим згідно з (4.1) та (4.2), відповідно представлених даних на рис.4.10.

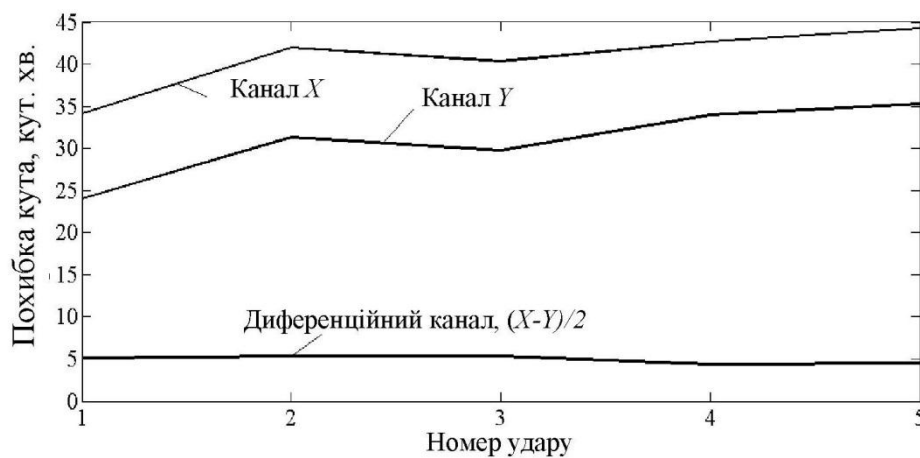


Рис.4.9. Кутова похибка протягом 5-ти ударів амплітудою 100g вздовж ОЧ

Усреднюючи значення п'яти ударів розраховане абсолютне значення зміни зміщення нуля для каналу X рівне 0.171 град/с, для каналу Y 0.111град/с та для диференційного каналу 0.033 град/с, отже, $R_{sb} = 0.111/0.033 \approx 3.4$. Чутливість зміщення нуля до ударів з прискоренням вздовж ОЧ диференційного ВДКШ дорівнює $\frac{0.033}{100} = 3.3 \cdot 10^{-4}$ град/с/g. Ідентичний параметр при ударах в 20 g, що розраховано вище дорівнює $4.8 \cdot 10^{-4}$ град/с/g,

ця різниця, мабуть, пов'язана з насиченістю сигналу в каналі X при ударах в 100 g.

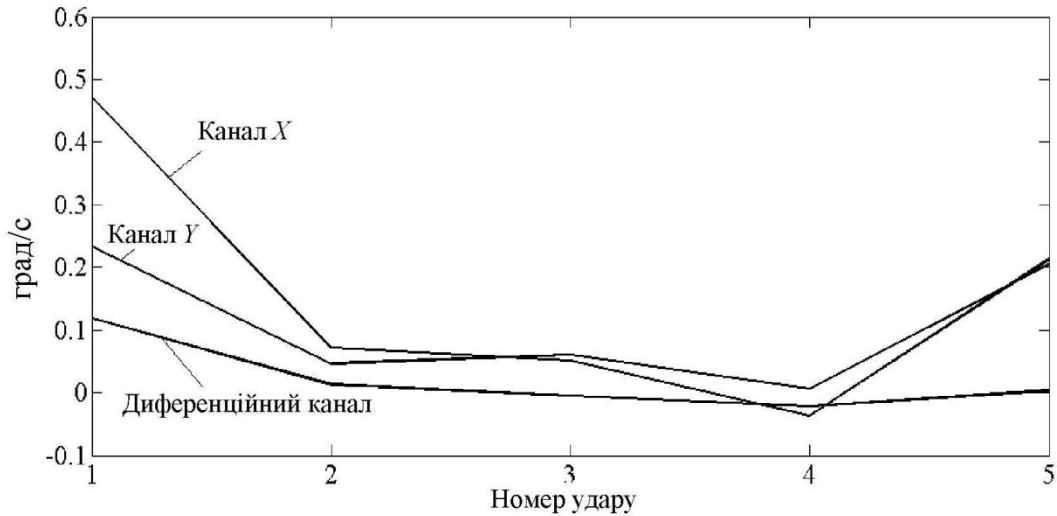


Рис.4.10. Зміна зміщень нуля трьох каналів диференційного ВДКШ протягом 5-ти ударів амплітудою 100 g вздовж ОЧ

4.1.3. Удари, що діють перпендикулярно ОЧ ВДКШ

На рис.4.12 показано отримані результати для каналів X, Y та диференційного при впливі п'ятих бічних ударів, амплітудою 20 g, та тривалістю 2мс. Розрахувавши за формулою (4.1) коефіцієнт придушення з точки зору значення піків для п'яти ударів отримаємо $R_{sp} \approx 2$. Таким чином, значення коефіцієнта придушення для бічних та ударів уздовж ОЧ, величиною 20 g є однаковими між собою.

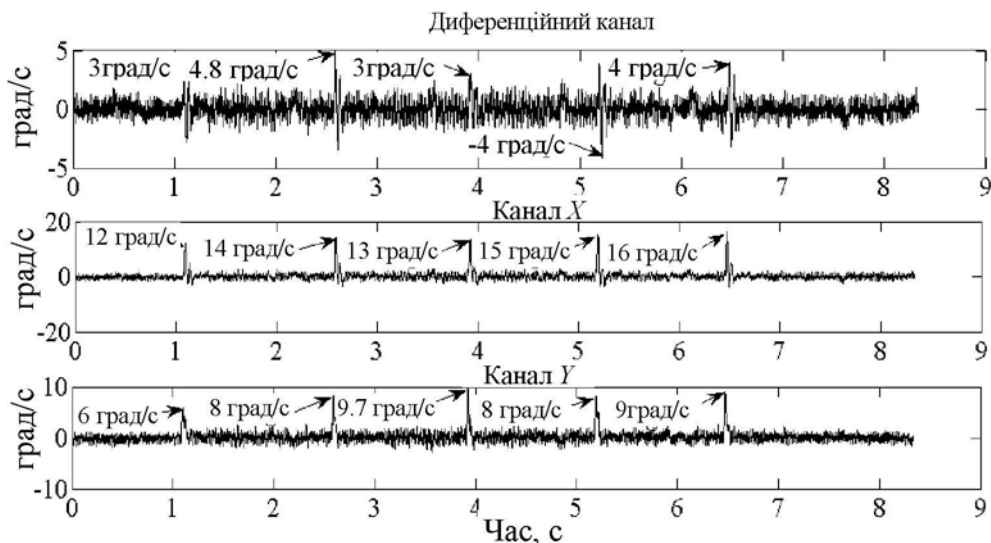


Рис.4.11. Відклики на 5 ударів амплітудою 20g

Приблизно аналогічною є поведінка кутової помилки для диференційного каналу протягом бічних ударів, амплітудою 20 g, що представлено на рис.4.12, але у цьому випадку коефіцієнт придушення ударів з точки зору кутової похибки для диференційного режиму роботи збільшується до $R_{sa} = 9/1.5 = 6$ у порівнянні з режимом ДКШ, з кутовою похибкою, що не перевищує 2 кутових хвилин. У реальному приладі кут повороту після удару дорівнює нулю. Цей кут повороту контролюється використовуючи оптичний метод.

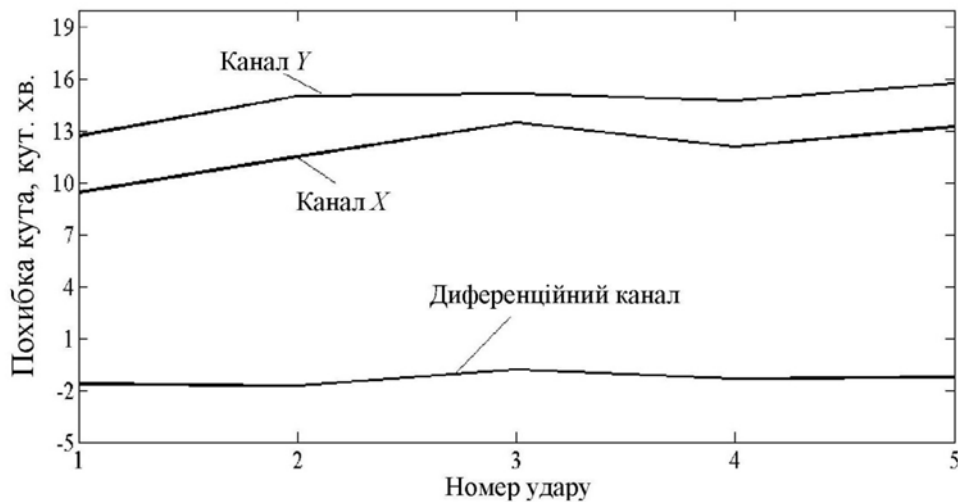


Рис.4.12. Кутова похибка протягом 5-ти ударів амплітудою 20g перпендикулярно ОЧ

На рис.4.13 можна побачити зміни зміщень нуля ВДКШ після бічних ударів. У цьому випадку коефіцієнт придушення з точки зору зміни кутової швидкості більший, ніж аналогічний параметр при ударі вздовж осі чутливості, та визначений за інформацією з рис.4.13, що дає значення $R_{sb} \approx 8$. Тут значення чутливості зміщення нуля до прискорення бічних ударів диференційного каналу рівне $S_{gd} = 10^{-3}$ град/с/g, у порівнянні з чутливістю каналу Y, що за розрахунком дорівнює $S_{gy} = 8 * 10^{-3}$ град/с/g.

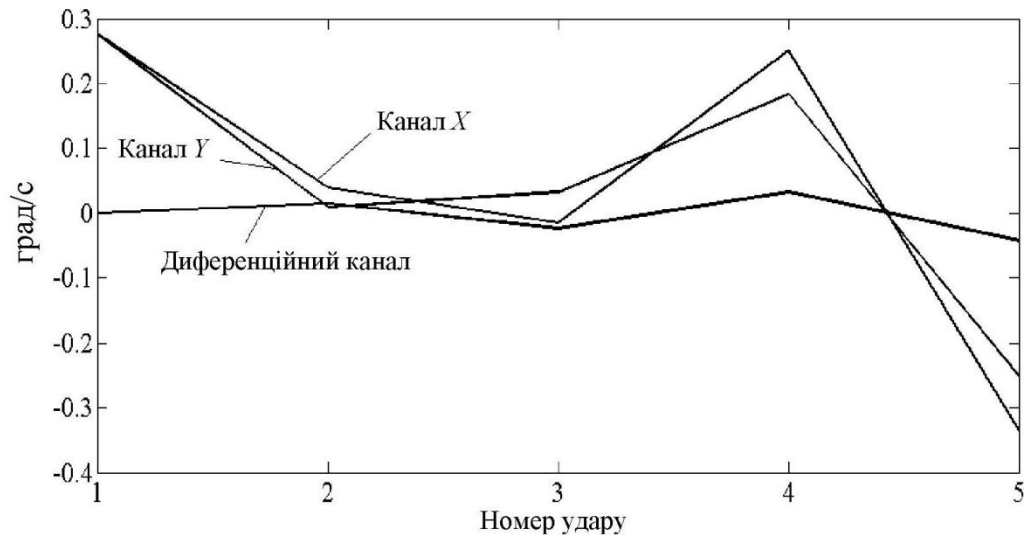


Рис.4.13. Зміна зміщення нуля після кожного з 5-ти ударів амплітудою 20g перпендикулярно ОЧ

Накладання сигналів реакцій усіх чотирьох каналів до першого з п'яти бічного удару величиною 100 g показано на рис.4.14. Значення піку сигналу помилки представлено у каналі $(X + Y)/2$ є у 3,5 рази вищим, ніж сигнал кутової швидкості, що представлено диференційним каналом. Варто зазначити, що у цьому випадку відсутнє насичення вимірюваних сигналів.

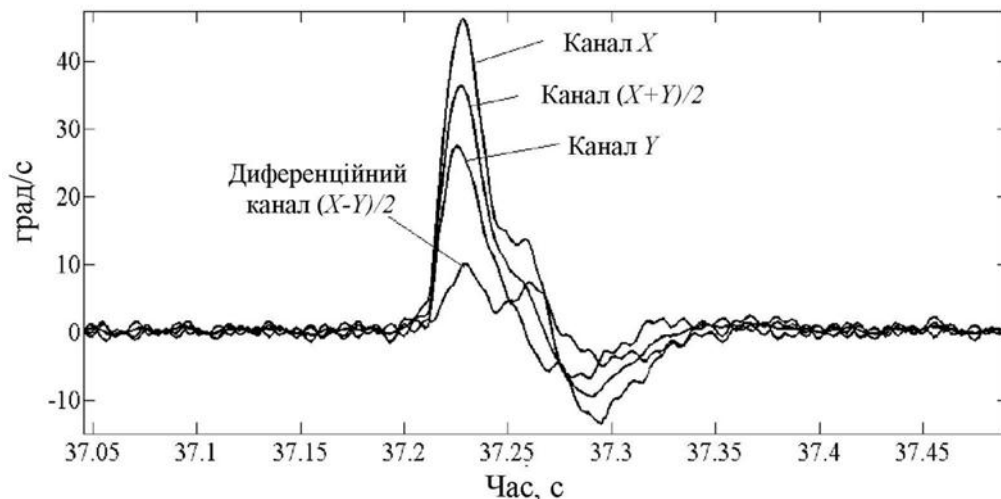


Рис.4.14. Відклики 4-х сигналів на удар амплітудою 100g перпендикулярно ОЧ

З рис.4.15 видно реакцію на 5 бічних ударів, амплітудою 100 g для кожного з трьох сигналів диференційного ВДКШ з зазначенням пікових значень для кожного з них. Пікові значення каналів X та Y не завжди співпадають з піком диференційного каналу, оскільки пікові значення не

завжди співпадають у часі. Обчислення за формулою (4.1) дають, в результаті коефіцієнт придушення величиною, приблизно, $R_{sp} \approx 3$, для бічних ударів амплітудою 100 g.

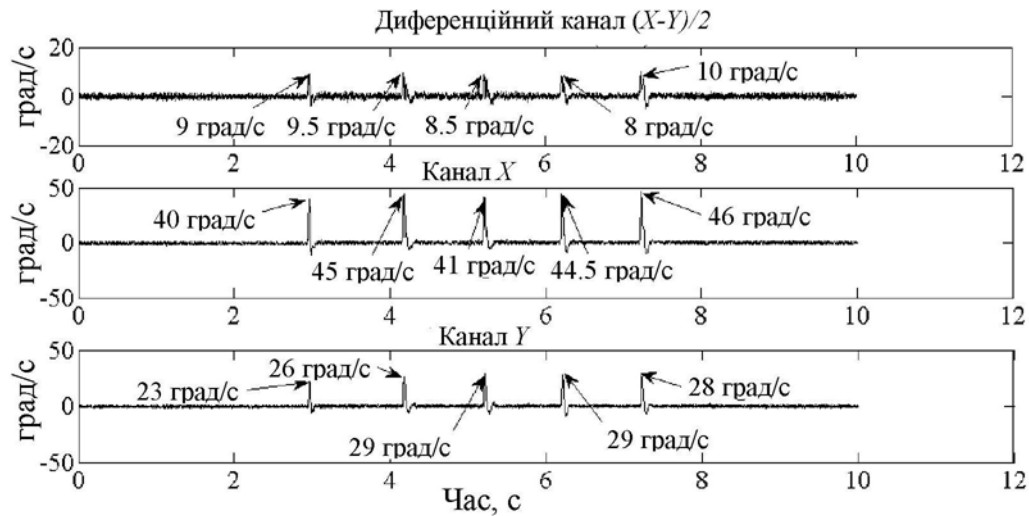


Рис.4.15. Відклики на 5 ударів амплітудою 100g перпендикулярно ОЧ

Кутові помилки X , Y та диференційного каналів протягом кожного з п'яти бічних ударів показано на рис.4.16. Максимальна похибка кута у диференційному каналі досягає 18 кутових хвилин, а коефіцієнт придушення для бічних ударів величиною 100 g сягає $R_{sa} \approx 2.5$.

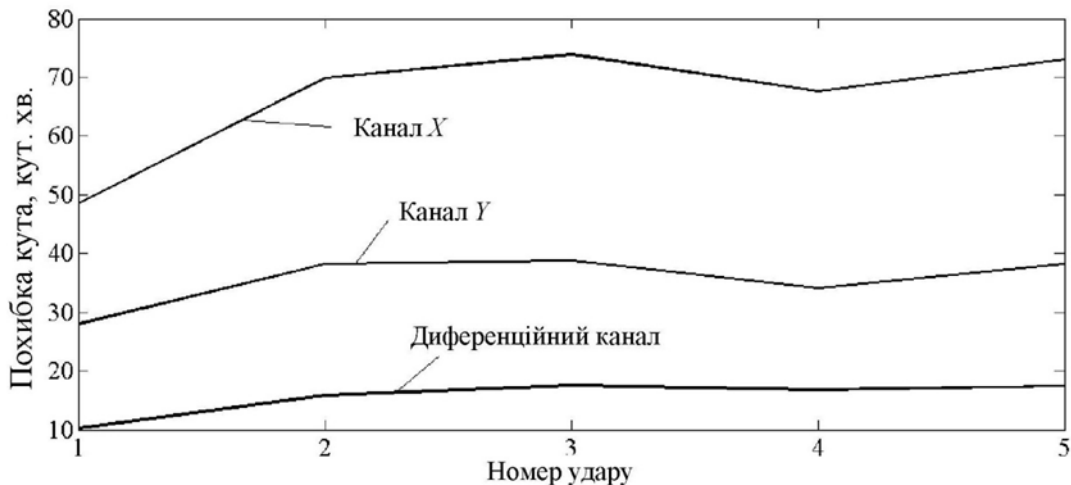


Рис.4.16. Кутова похибка після кожного з 5-ти ударів амплітудою 100 g перпендикулярно ОЧ

На рис.4.17 представлено зміни зміщення нуля після кожного з п'яти бічних ударів, амплітудою 100 g та тривалістю 2мс. Коефіцієнт придушення з точки зору зміни зміщення нуля та чутливість зміщення нуля диференційного

ВДКШ до прискорення бічних ударів дорівнюють $R_{sb} \approx 4$ та $3 \cdot 10^{-4}$ град/с/g відповідно.

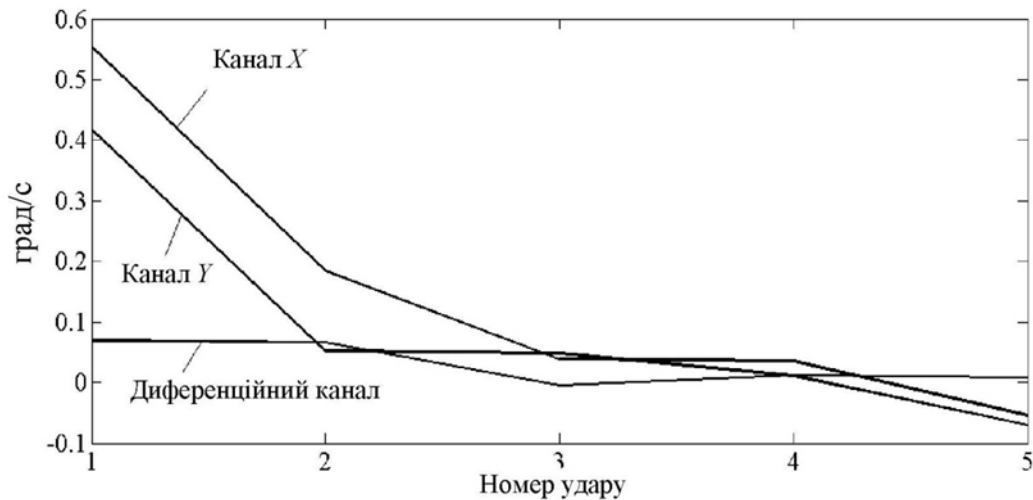


Рис.4.17. Зміна зміщення нуля після кожного з 5-ти ударів амплітудою 100g перпендикулярно ОЧ

Підсумки дослідження ударостійкості представлені в таблиці 4.1.

Таблиця 4.1

Резюмуюча інформація за результатами дослідження ударостійкості

| Коефіцієнт придушення ударів по піковому R_p | | Коефіцієнт придушення ударів по похибці кута R_a , макс. похибка (кут. хв.) | | Коефіцієнт придушення ударів по зміщ. нуля R_b Макс.зміщ.нуля (град/с) | | Коефіцієнт чутливості диференц. ВДКШ до ударного прискорення град/с/g | |
|--|-------------|---|-------------|---|-------------|---|-------------------|
| Амплітуда 20 g, тривалість 2 мс | | | | | | | |
| Вздовж ОЧ | Перпенд. ОЧ | Вздовж ОЧ | Перпенд. ОЧ | Вздовж ОЧ | Перпенд. ОЧ | Вздовж ОЧ | Перпенд. ОЧ |
| 2 | 2 | 5 2 | 6 2 | 3 0.06 | 8 0.03 | 4.8 $\cdot 10^{-4}$ | 10^{-3} |
| Амплітуда 100 g, тривалість 2 мс | | | | | | | |
| насичення | 3 | 5 5 | 2.5 18 | 3.4 0.12 | 4 0.07 | 3.3 $\cdot 10^{-4}$ | $3 \cdot 10^{-4}$ |

Відповідно до даних таблиці 4.1, коефіцієнт придушення ударів диференційного ВДКШ є мінімум у два рази більшим від аналогічний показник ВДКШ, працюючого в режимі ДКШ з точки зору пікових значень. При розгляді кутової помилки видно, що коефіцієнт придушення для диференційного ВДКШ є у 2,5 рази більшим для бічних ударів у 100 g та у 6 разів більший для ударів у

20 g, ніж аналогічний показник у ВДКШ, працюючого у режимі ДКШ. Стосовно ударів уздовж осі чутливості, то коефіцієнт придушення кутової помилки диференційного ВДКШ в 5 разів більший для ударів у 20 g та 100 g, ніж аналогічний параметр у ВДКШ, що працює в режимі ДКШ. Коефіцієнт придушення ударів з точки зору зміни зміщення нуля до та після ударів є мінімум у 3 рази більшим для ударів у 20 g та 100 g вздовж осі чутливості, та у 4 рази більший для бічних ударів, ніж аналогічний параметр для ВДКШ, працюючого в режимі ДКШ.

4.2. Експериментальне визначення чутливості до зовнішньої вібрації

В більшості ДКШ працюють в рухомих транспортних засобах, де зазнають впливу вібрації протягом руху та під час зупинок, як наслідок роботи двигуна. ДКШ змінюють свої параметри, такі як, наприклад, зміщення нуля при дії на них вібрації. До причин цього можна включити і асиметричності у конструкції, що були розглянуті в попередньому розділі. У багатьох ДКШ низької вартості, зміна зміщення нуля при дії вібрації транспортного засобу зменшує точність вимірювання сильніше, ніж при відсутності вібрації. Таким чином, чутливість ДКШ до величини лінійної вібрації, що виражена в одиницях вимірювання g є не менш важливим параметром з практичної точки зору ніж стабільність зміщення нуля при відсутності вібрації, яке є паспортизованим параметром.

У цьому підрозділі представлено результати випробувань диференційного ВДКШ на вібростійкість стосовно зміни параметра зміщення нуля від амплітуди лінійної, синусоїдальної вібрації, їх порівняння з каналами X та Y, чутливість зміщення нуля до амплітуди вібрації для різних вібраційних частот, його порівняння з каналами, що працюють в режимі ДКШ, та деякими параметрами шуму, що можуть бути розраховані шляхом використання варіацій Аллана. Дослідження, проводилися на

4.2.1. Вібрації вздовж ОЧ ВДКШ

4.2.1.1. Залежність зміщення нуля ВДКШ від вібраційного прискорення

На рис.4.18 представлено зміну зміщення нуля в каналах X, Y та диференційному каналі від амплітуди синусоїдальної вібрації з наступними частотами: 50, 100 та 300 Гц. Зміна зміщення нуля розраховується як різниця між показаннями зміщення нуля відповідного каналу отриманими при вібрації та зміщенням нуля того ж каналу без вібрації. Як видно на рисунку, чим більша частота вібрації, тим більша зміна зміщення нуля, особливо для високих показань амплітуди вібрації. При амплітуді вібрацій 3 g та частоті 300 Гц відбувається зміна зміщення нуля у каналах X та Y з майже однаковими значеннями між собою, що чисельно дорівнює 1.2 град/с, при цьому для диференційного каналу зміна зміщення нуля є приблизно 0.1 град/с. Отже, зміна зміщення нуля для диференційного каналу у 12 разів менша, ніж аналогічний параметр для каналів вимірювання кутової швидкості. По рис.4.18 можна візуально оцінити як на кожній частоті та амплітуді вібрації, у діапазонах, що розглядаються, зміна зміщення нуля у диференційному каналі є меншою приблизно в 10 разів ніж у каналах X та Y .

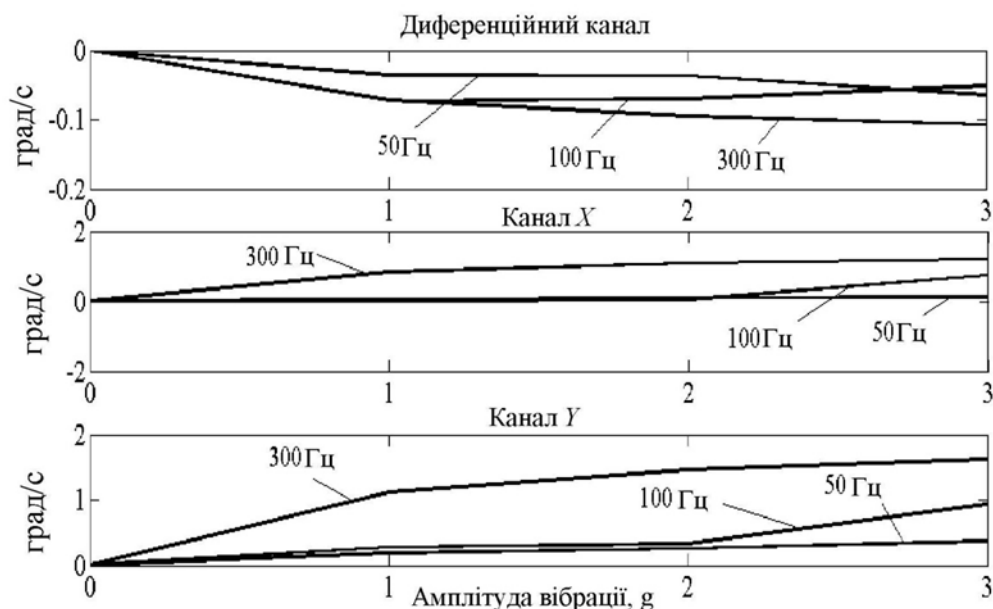


Рис.4.18. Зміна зміщення нуля при синусоїдальній вібрації вздовж ОЧ ВДКШ з різними амплітудами і частотами

На рис.4.19 докладно висвітлено чутливість зміщення нуля каналів X, Y та диференційного каналу до амплітуди вібрації від частоти. Цю чутливість було розраховано, як тангенс кутів нахилу між лінією, що проведено методом найменших квадратів за допомогою інформації представленої на рис. 4.18. Як результат чутливість зміщення нуля до амплітуди вібрації (одиниця виміру град/с/г) в діапазоні від 1 до 3 г для кожної з трьох частот вібрацій розраховано та зображено на рис. 4.19. Як видно з цього графіку чутливість зміщення нуля до амплітуди вібрації залежить від частоти. Саме тому, процедура калібрування цих параметрів з використанням даних з акселерометра є складною, оскільки він зазвичай виготовлений з недорогих інерційних вимірюваних блоків [6], що зазначалося в [7]. Чутливість диференційного каналу до вібрації при 300 Гц дорівнює $S_{dg,300} = 0.034$ град/с/г, при цьому для каналів X та Y аналогічний показник дорівнює $S_{xg,300} = 0.38$ град/с/г та $S_{yg,300} = 0.52$ град/с/г, відповідно. Це приблизно на порядок більше, ніж для диференційного каналу. Крім того, використовуючи дані, представлені на рис.4.19, чутливість зміщення до амплітуди та частоти вібрації може бути обчислена за тією ж методикою, тобто за допомогою прямої лінії, що проводиться з використанням методу найменших квадратів. Для диференційного ВДКШ чутливість зміщення нуля до амплітуди і частоти дорівнює $S_{d,g,f} = 1.3 * 10^{-4}$ град/с/г/Гц. В діапазоні частот, що далекі від резонансної частоти цілком логічно було б припустити, що параметр ВДКШ $S_{d,g}$ буде змінювати майже лінійно відносно частоти, оскільки він знаходиться в діапазоні до 300 Гц, отже, можна зробити прогноз про лінійність зміни зміщення нуля диференційного ВДКШ. Наприклад, під впливом амплітуди вібрації в 3 г з частотою 1 кГц зміна зміщення нуля диференційного каналу буде на рівні $B_{3g,1000} = 3g * 1000 \text{ Гц} * S_{d,g,f} = 0.39$ град/с.

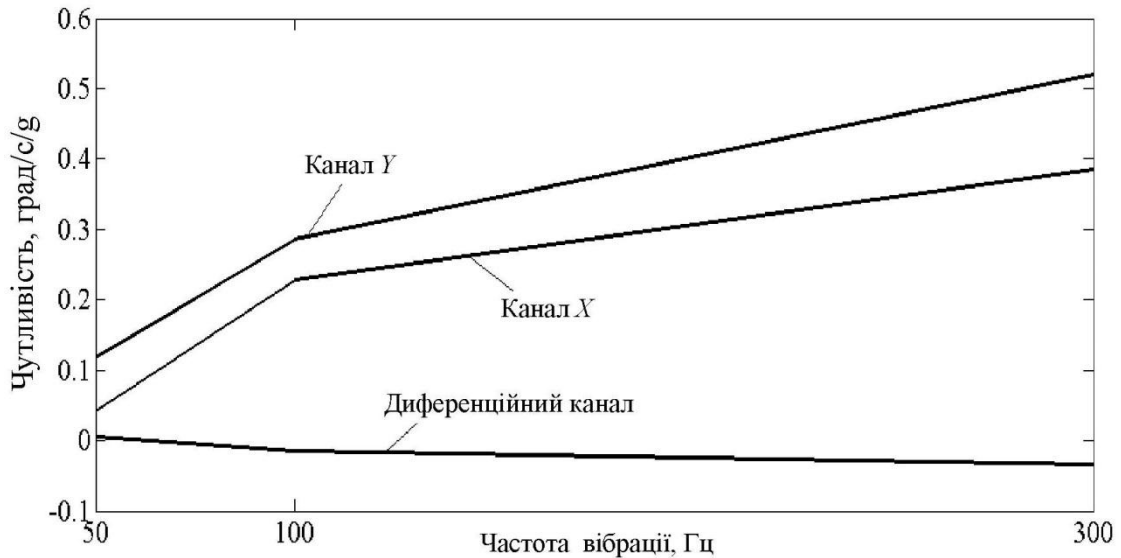


Рис.4.19. Залежність коефіцієнта чутливості зміщення нуля диференційного ВДКШ до вібраційного прискорення від частоти синусоїдальної вібрації

4.2.1.2. Залежність вихідного шуму від амплітуди синусоїдальної вібрації

На рис.4.20 представлені корені варіацій Аллана диференційного (зліва), X та Y (справа) каналів для різних амплітуд вібрацій при частоті в 100Гц. Тут яскраво видно, що компоненти цього шуму, як от білий шум та випадкове блукання в цілому майже не залежать від амплітуди вібрації, тоді як нестабільність зміщення нуля та кутове випадкове блукання залежить від амплітуди вібраційного прикорення. Через те, що нестабільність зміщення нуля є найбільш важливим параметром ДКШ, було вирішено сфокусуватися на чутливості цього параметра до амплітуди вібраційного прискорення. Однак, спершу варто розглянути залежність між середньоквадратичними значеннями сумарного шуму каналів X , Y та диференційного каналу.

Усі компоненти шуму (білий шум, випадкове блукання, нестабільність зміщення нуля, швидкісне випадкове блукання) у диференційному каналі значно менші аналогічних шумів у каналах X та Y . Тотожні результати отримано для частоти вібрації 50 та 300 Гц. Це означає, що середнє квадратичне значення сумарного шуму для сигналу диференційного каналу менше за величиною, ніж у каналах X та Y . Загальновідомим є відношення між

стандартним відхиленням розглянутих каналів, що слідує з виразу $d = (X - Y)/2$, де d є сигналом диференційного каналу:

$$\sigma_d = \frac{1}{2} \sqrt{\sigma_x^2 + \sigma_y^2 - 2cov(X, Y)} \quad (4.3)$$

де σ_d , σ_x , σ_y є середньоквадратичними значеннями шуму диференційного, X та Y каналів відповідно; $cov(X, Y)$ є X та Y міжканальною коваріацією. Якщо міжканальна коваріація є позитивною та $\sigma_x \approx \sigma_y$, тоді σ_d буде меншим ніж σ_x , та σ_y . Міжканальна коваріація диференційного ВДКШ залежить від способу управління стоячою хвилею, а значення коваріації змінюються від впливу зовнішніх збурень.

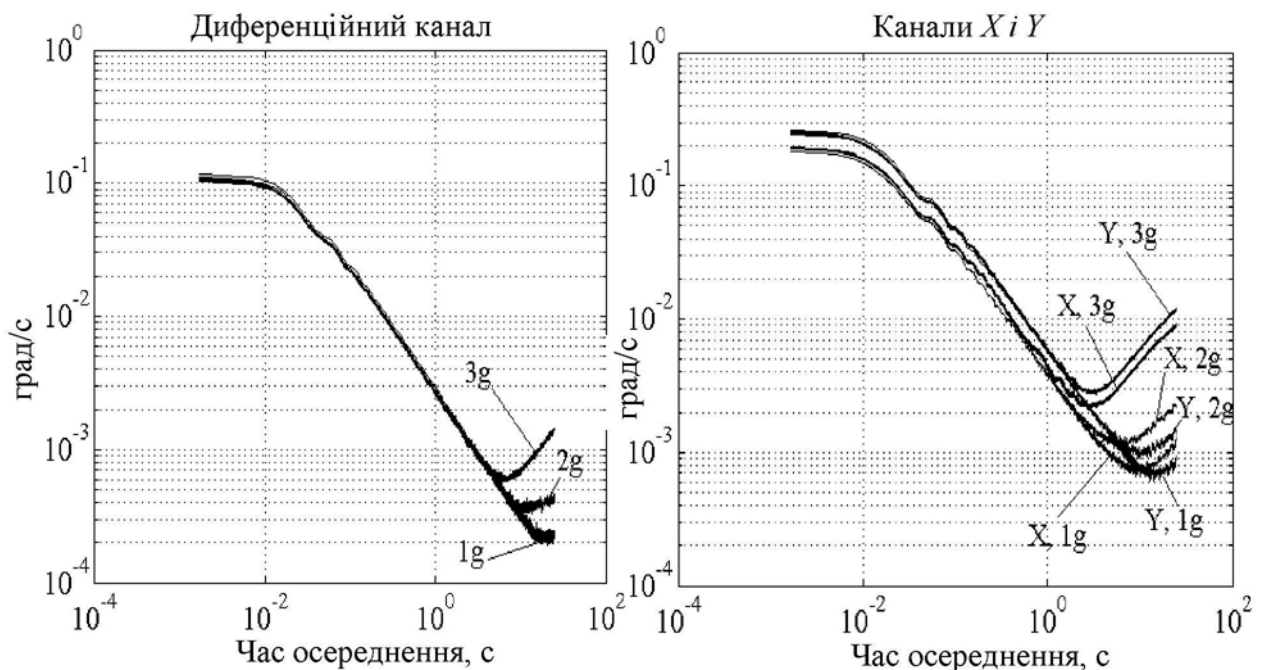


Рис.4.20. Корінь квадратний з варіації Аллана сигналів диференційного ВДКШ при дії синусоїдальної вібрації частотою 100Гц

Міжканальні коефіцієнти кореляції (коваріація, нормалізована за σ_x та σ_y) показані на рис.4.21 при наявності та відсутності зовнішньої вібрації з різними параметрами. Усі значення коефіцієнтів кореляції позитивні та достатньо великі. Як наслідок, σ_d менше мінімуму із σ_x та σ_y до 2,8 разів.

Визначимо чутливість нестабільності зміщення нуля до амплітуди вібрації. Залежність між нестабільністю зміщення нуля та амплітудою вібрації

представлено на рис.4.22. Чутливість нестабільності зміщення нуля до амплітуди вібрації може бути обчислена як тангенс кута нахилу між лінією, що проведена методом найменших квадратів за величинами з рис. 4.22 для кожної з трьох вібраційних частот. Результати розрахунків наведено в таблиці 4.2.

Середнє значення чутливості нестабільності зміщення нуля, до амплітуди вібрації для диференційного каналу у 2,6 рази меншим ніж для каналів X та Y.

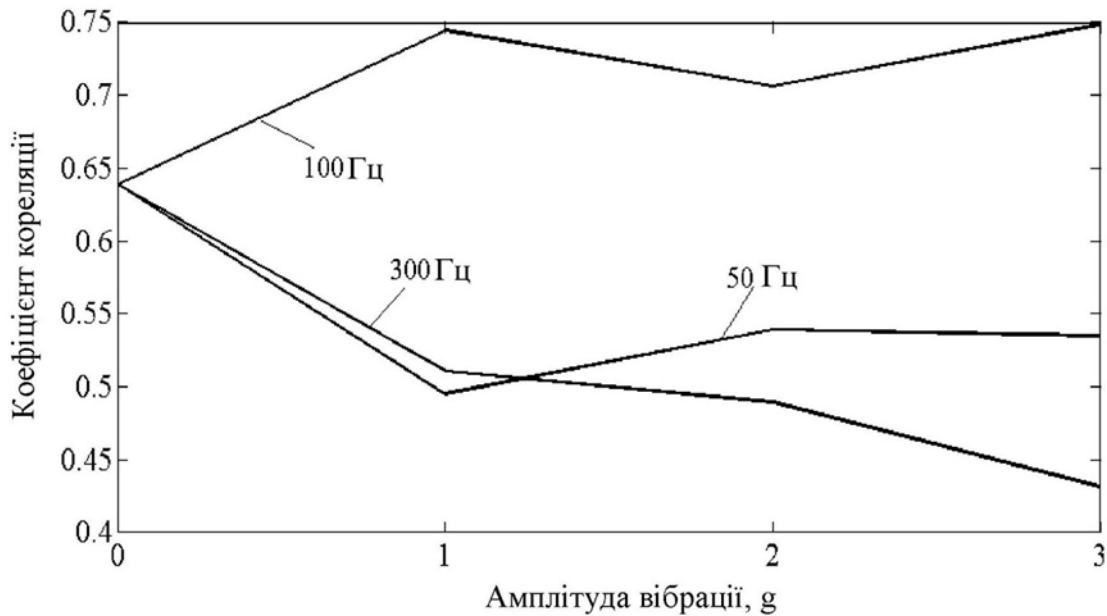


Рис.4.21. Міжканальний X і Y, коефіцієнт сигналів диференційного ВДКШ при дії синусоїдальної вібрації різних частот і амплітуд



Рис.4.22. Нестабільність зміщення нуля диференційного ВДКШ при дії синусоїдальної вібрації різних частот і амплітуд

Таблиця 4.2

Чутливість зміщення нуля до вібраційного прискорення вздовж осі чутливості
ВДКШ

| Частота вібрації, Гц | Чутлив. зміщення нуля диференційного каналу град/с/g | Чутлив. зміщення нуля каналу X град/с/g | Чутлив. зміщення нуля каналу Y град/с/g |
|-------------------------|---|---|---|
| 50 | $9.2 * 10^{-3}$ | $2.4 * 10^{-4}$ | $9 * 10^{-5}$ |
| 100 | $1.16 * 10^{-4}$ | $4.35 * 10^{-4}$ | $5.4 * 10^{-4}$ |
| 300 | $6.7 * 10^{-5}$ | $2.9 * 10^{-4}$ | 10^{-4} |
| Середнє | $9.2 * 10^{-5}$ | $3.2 * 10^{-4}$ | $2.4 * 10^{-4}$ |

4.2.2. Вібрації перпендикулярні ОЧ ВДКШ

Поведінка компонент шуму протягом бічних вібрацій знаходиться у тому самому діапазоні вібраційних параметрів, що і при впливі вздовж осі чутливості. Тому результати тесту з бічною вібрацією представлено у наступній таблиці 4.3.

Таблиця 4.3

Чутливість зміщення нуля до вібраційного прискорення перпендикулярного ОЧ
ВДКШ

| Частота вібрації, Гц | Чутлив. зміщення нуля диференційного каналу град/с/g | Чутлив. зміщення нуля каналу X град/с/g | Чутлив. зміщення нуля каналу Y град/с/g |
|-------------------------|---|---|---|
| 50 | $8.5 * 10^{-5}$ | $3.75 * 10^{-4}$ | $2.95 * 10^{-4}$ |
| 100 | $5.4 * 10^{-4}$ | $1.75 * 10^{-3}$ | $9.3 * 10^{-4}$ |
| 300 | $5.25 * 10^{-4}$ | $2.04 * 10^{-3}$ | $7.1 * 10^{-4}$ |
| Середнє | $3.8 * 10^{-4}$ | $1.4 * 10^{-3}$ | $6.5 * 10^{-4}$ |

Для бічних вібрацій середнє значення чутливості нестабільності зміщення нуля до вібраційного прискорення для диференційного каналу є у 1.7 разів меншим ніж мінімум його параметру каналів X та Y. Коефіцієнт міжканальної кореляції для бічних вібрацій є також позитивним і досягає свого максимуму 0.7 для параметрів вібрації: 300 Гц з амплітудами 2 g та 3 g. Для цих вібраційних параметрів середньоквадратичне відхилення σ_d сумарного шуму у 2.2 рази менше, ніж мінімум серед значень σ_x and σ_y .

4.3. Експериментальне визначення ступеня компенсації звукових імпульсів та звукових випадкових шумів

Загально відомо, що резонансні ДКШ, включаючи МЕМС ДКШ, знижують свою точність, коли зовнішні збурення діють на частотах близьких до вібраційної структури резонансної частоти [8]. Акустичні сигнали можуть знаходити шлях до резонатора ВДКШ викликаючи механічні коливання корпусу приладу, та анкерів до яких резонатор прикріплено до корпусу приладу. Акустичні імпульси на резонансній частоті спричиняють резонансну реакцію в вібраційній структурі. Сигнал даної реакції, проходячи через систему управління без придушення, з'являється на виході ДКШ як хибна кутова швидкість. Чим більшою є добротність резонатора, тим більшою буде величина помилкової кутової швидкості, тому що резонатор у Q разів підсилює похибки на його резонансній частоті. Також, чим більший рівень звукового тиску акустичних імпульсів, тим більшим є кут похибки кутової швидкості, що з'являється на виході. Резонатор з високим показником добротності може ефективно придушувати акустичні імпульси, де частота відрізняється від резонансної, тому що резонатор є механічним смуговим фільтром з половою пропускання обернено пропорційною до добротності. Інакше кажучи, низька добротність резонатора в меншій мірі підсилює акустичні збурювання, але при цьому і менше придушує збурення, що відрізняються від резонансної частоти. Отже, в обох варіантах резонансна частота має бути захищеною від зовнішніх акустичних імпульсів чи шумів з частотою, що близька до робочої резонансної частоти. Тому, в обох варіантах резонансна частота має бути захищеною від зовнішніх акустичних імпульсів, чи шуму з частотою, що близька до робочої частоти резонатора. Багато дослідників намагалися полегшити вплив акустичного шуму на МЕМС ВДКШ за допомогою різних типів піно- [8] чи інших акустичних матеріалів [9]. Вони також використовували конструкцію, що обумовлювала використання декількох резонаторів для досягнення диференційних вимірювань [10]. Матеріал, що містить мікро резонатори

Гельмгольца також був спроектований та виготовлений [9] для досягнення затухання акустичного шуму на рівні до 18 Дб.

У підрозділі представлено результати досліджень по впливу акустичних імпульсів з частотою, що близька до значення резонансної частоти, низькодобротного резонатора, що використовується в диференційному ДКШ який досліджується. Під час проведення випробувань монотонні акустичні імпульси впливають на резонатор через збудження верхньої частини корпусу досліджуваного ВДКШ, при цьому джерело акустичних хвиль має прямий механічний контакт з металевим корпусом приладу. Рівень інтенсивності звуку акустичних імпульсів був близько 60Дб.

Результати випробувань про вплив періодичних та шумових акустичних збурювань, що діють на звукових частотах на металевий резонатор диференційного ВДКШ, резонансна частота якого близька до частоти періодичних акустичних збурень інтенсивністю 100 Дб. Вплив акустичних шумних збурень з частотним діапазоном, що охоплює резонансну частоту диференційного ВДКШ також представлено у цьому підпункті.

4.3.1. Ступінь компенсації звукових імпульсів

Рис.4.23 демонструє сигнали відклику ВДКШ на три акустичних імпульси. Коефіцієнти придушення звукових імпульсів з точки зору значень піків R_{sp} , розраховуються з використанням (4.1) і мають наступні результати: $R_{sp1} = 69.7/0.6 \approx 116$, $R_{sp2} = 45.6/0.7 \approx 65$ та $R_{sp3} = 82.2/0.8 \approx 103$. Найменшим з трьох є $R_{sp} = 65$, що приблизно дорівнює 36 дБ.

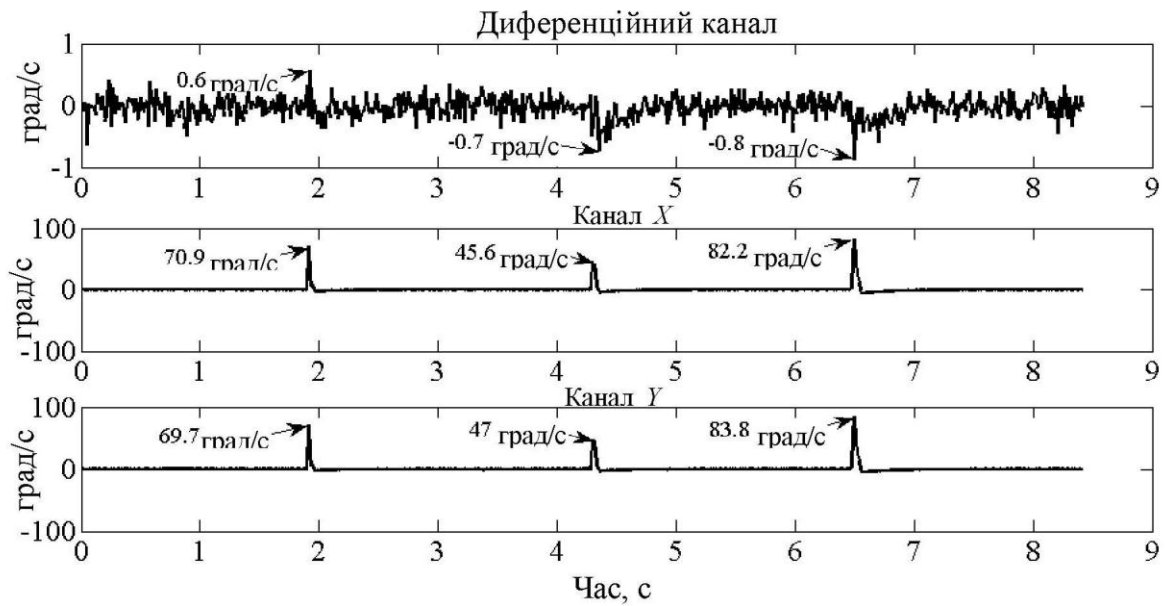


Рис.4.23. Відклик диференційного ВДКШ на звукові імпульси резонансної частоти

На рис.4.24 представлено вихідні сигнали диференційного ВДКШ після впливу акустичних імпульсів приблизно однакового рівня інтенсивності, де частота відстає від резонансної на близько 100 Гц.

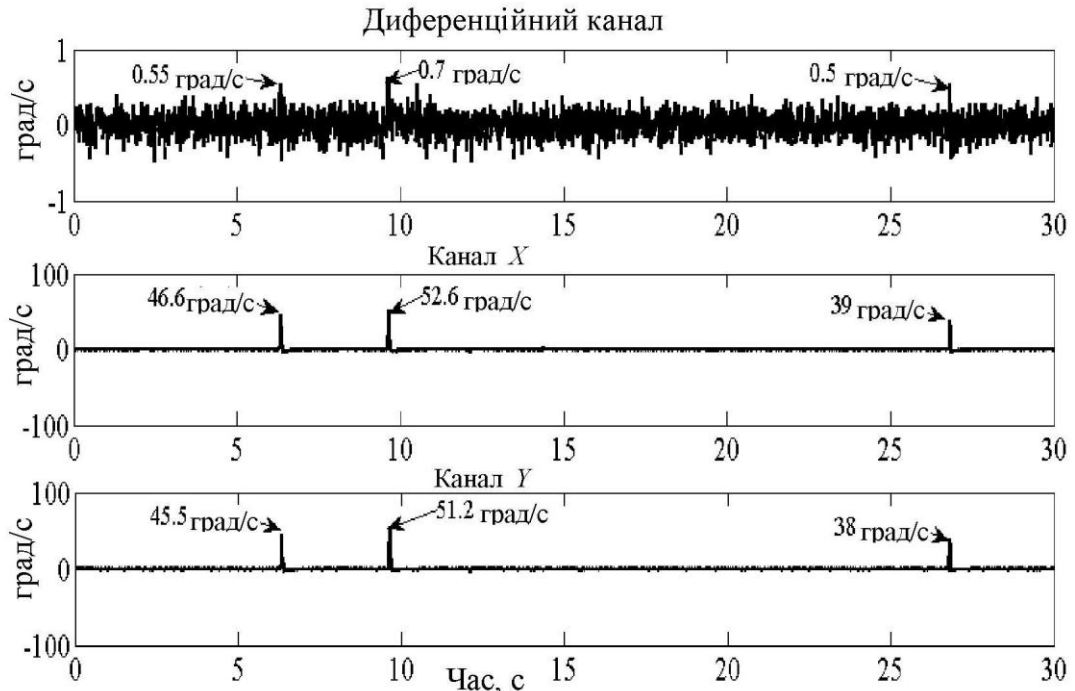


Рис.4.24. Відклик диференційного ВДКШ на звукові імпульси, що на 100Гц віддалені від резонансної частоти

Коефіцієнти придушення акустичного імпульсу для цього випадку дорівнюють $R_{sp1} = 45.5/0.55 \approx 83$, $R_{sp2} = 51.2/0.7 \approx 73$ та $R_{sp3} = 38/0.5 \approx 76$. Найменшим з трьох є $R_s = 76$, що приблизно дорівнює 38.6 дБ.

Таким чином, диференційний ВДКШ придушує акустичні імпульси більш ефективно, ніж ВДКШ, працюючий у режимі ДКШ та ВДКШ з акустичним екраном з матеріалу, що містить мікрорезонатори Гельмгольца. [10].

4.3.2. Ступінь впливу звукових шумів і синусоїдальних звукових збурень

В ревербераційному приміщенні акустичної дослідницької лабораторії Національного авіаційного університету було проведено два типи випробувань. Перше випробування проведено на визначення чутливості вихідних сигналів диференційного ВДКШ до випадкового звукового шуму в діапазоні частот, який покриває резонансну частоту резонатора ВДКШ. Друге випробування проведено на визначення чутливості вихідних сигналів диференційного ВДКШ до синусоїдального звукового впливу з дискретними частотами, одне з яких збігається з резонансною частотою резонатора ВДКШ. Під час випробувань ДКШ було закріплено у ревербераційному приміщенні на відстані більше метра від стін та підлоги кімнати. За рахунок цього, вплив акустичних хвиль на ДКШ був однакової інтенсивності в усіх напрямках. Виконуючи перше дослідження були використано хвилі шуму в діапазоні частот від 1-10 кГц з інтенсивністю в 100дБ. Тривалість впливу був близько 150 с. Сигнали трьох вихідних каналів, а саме: X , Y та диференційного ($z_y - z_x$) представлено на рис.4.25 [11]:

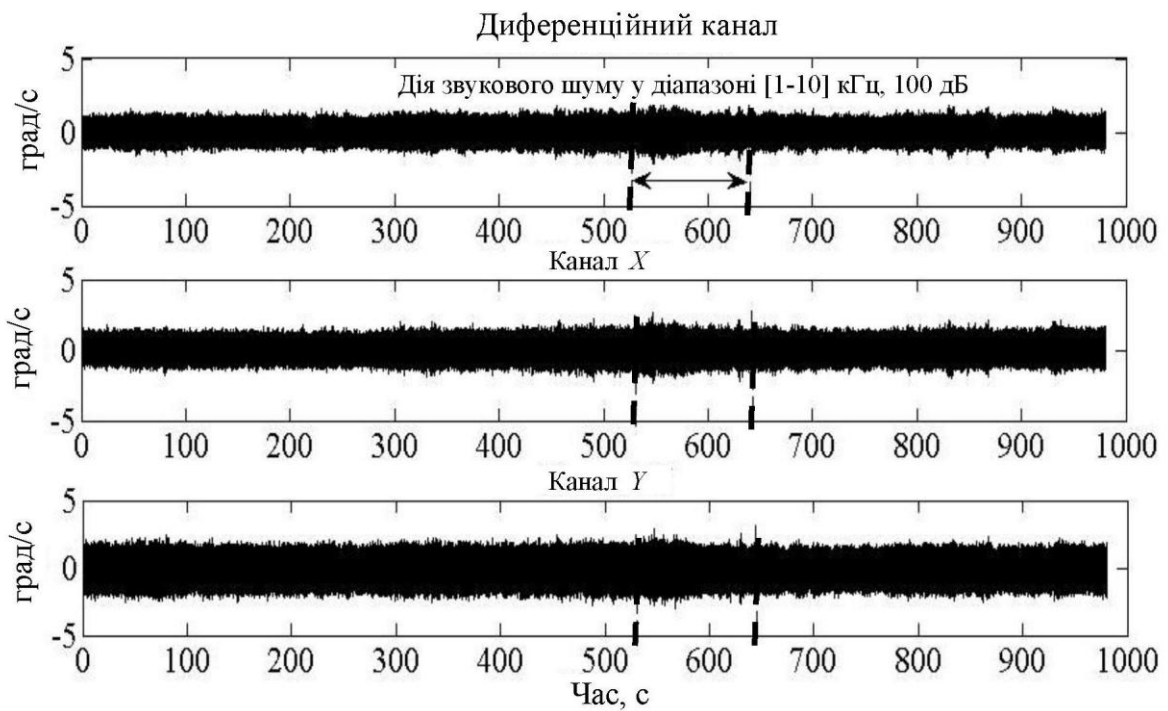


Рис.4.25. Відклики трьох вихідних сигналів диференційного ВДКШ на звукові шуми, частотний діапазон яких покриває резонансну частоту

Вертикальні пунктирні лінії показують часовий інтервал дії акустичного шуму. Як можна побачити, всі три канали однаково реагують на акустичних шум з невеликим збільшенням шуму на виході приладу.

Рис. 4.26 демонструє зміщення нуля для всіх трьох каналів. Представлений графік демонструє відсутність змін в каналах X , Y та диференційному каналі при впливі акустичних шумів на ВДКШ.

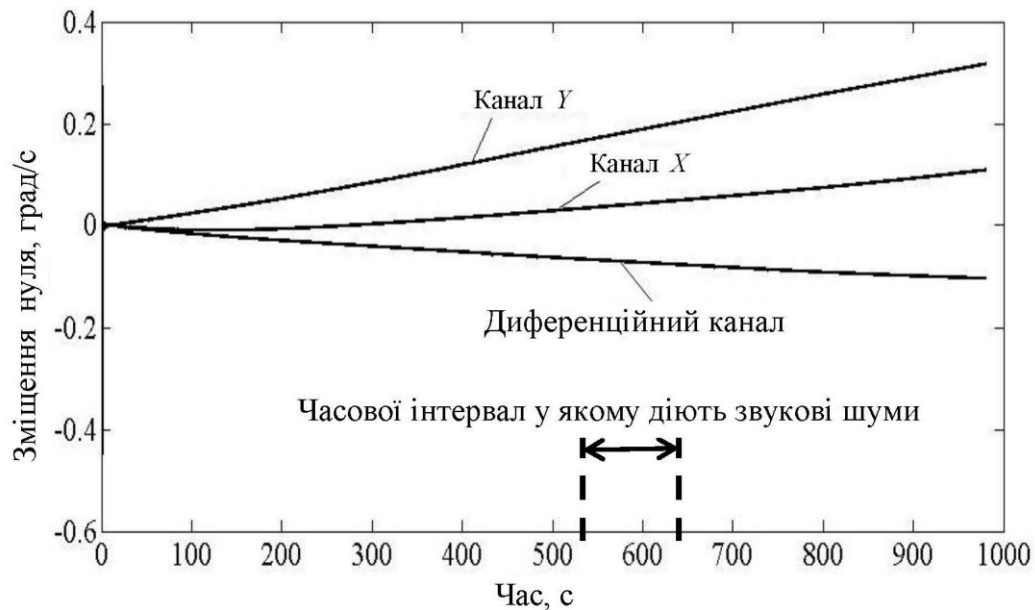


Рис.4.26. Зміна зміщення нуля трьох вихідних сигналів диференційного ВДКШ при дії звукових шумів, частотний діапазон яких покриває резонансну частоту

На рис.4.27 представлено середньоквадратичні значення вихідних сигналів диференційного ВДКШ. Вертикальною пунктирною лінією на рисунку позначено часовий інтервал акустичних збурень шуму, що діють на ДКШ. Усі три канали демонструють приблизно однакове зростання середньоквадратичного значення шуму зі значенням 0.1 град/с.

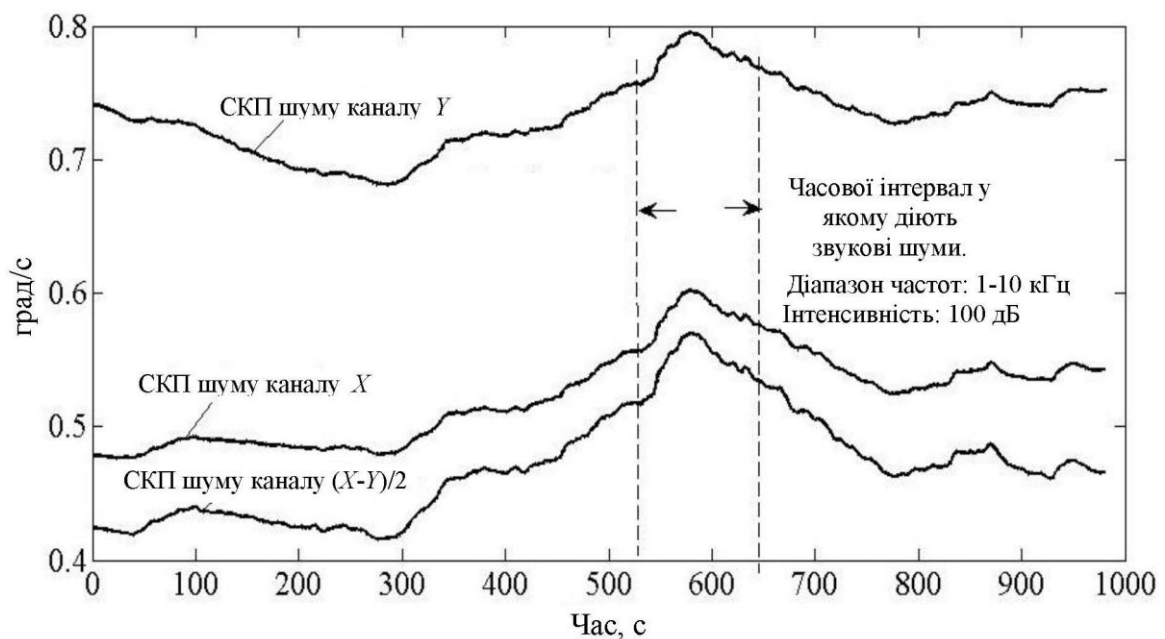


Рис.4.27. Шуми трьох вихідних сигналів диференційного ВДКШ при дії звукових шумів, частотний діапазон яких покриває резонансну частоту

Таким чином, канали вимірювання кутової швидкості та диференційний канал мають однакову чутливість до акустичних шумів з частотним діапазоном, що охоплює резонансну частоту. Ця чутливість збільшується на 10% в вихідних шумах при інтенсивності шуму зовнішнього джерела звуку в 100 дБ. Отже, для диференціального каналу ця чутливість має значення приблизно 0.1%/дБ. Абсолютне значення цієї чутливості дорівнює 10^{-4} град/с/дБ, та проявляється в вихідному каналі, шляхом збільшення середньоквадратичного значення шуму у вихідному сигналі ВДКШ.

Рис.4.28 показує вихідні сигнали, каналів X, Y та диференційного каналу під впливом періодичних акустичних збурень з дискретними частотами 4, 4.5, 5, 5.42 (резонансна частота), 6, 7, 8, 9, 10 кГц, що діють наступним чином: на початку відсутні будь-які акустичні збурення протягом 1000с, потім з'являються періодичні акустичні збурення з частотою 4кГц протягом приблизно 60 с з інтенсивністю 90 дБ, потім відсутні будь-які акустичні збурення протягом 60 с після цього періодичні збурення повторюються з частотою 4,5 кГц тієї ж інтенсивності протягом 60 с і т.д. до 10кГц.

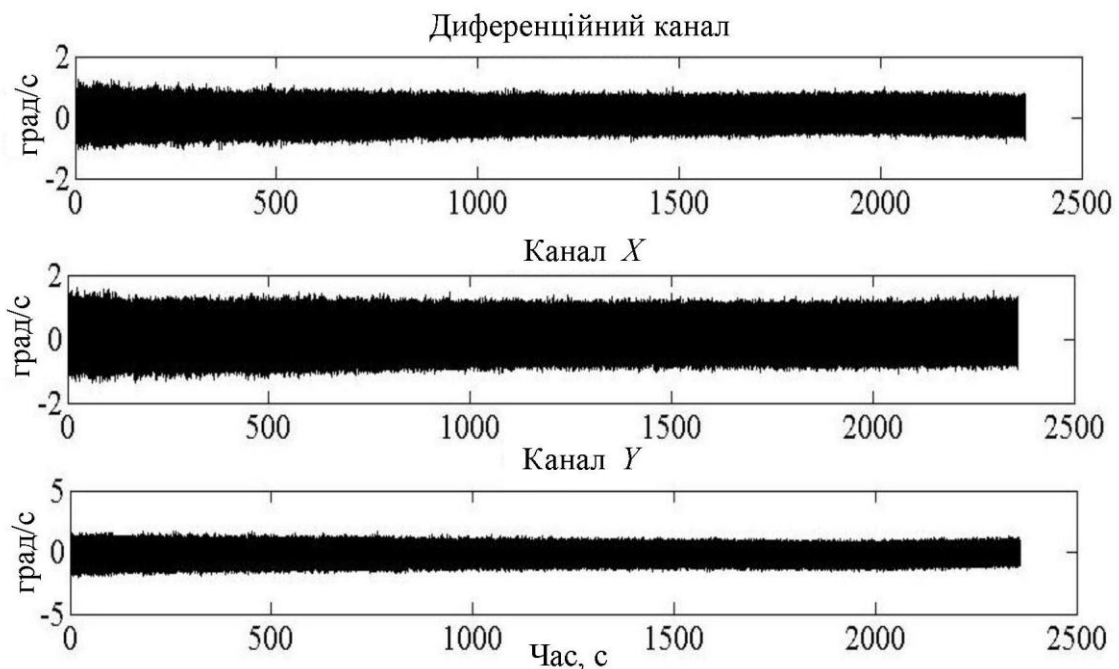


Рис.4.28. Вихідні сигнали диференційного ВДКШ при дії синусоїдального звуку на частотах 4, 4.5, 5, 5.42 (це резонансна частота), 6, 7, 8, 9, 10 кГц

На рис. 4.28 представлено графік, що показує відсутність чутливості до періодичних акустичних шумів з частотами близькими і далекими від резонансної частоти. Ані зміщення нуля, ні середньоквадратичні значення шумів для всіх трьох каналів не проявляють залежності до застосованих акустичних збурень.

Усі три канали диференційного ВДКШ з металевим циліндричним резонатором в однаковій мірі чутливі до зовнішніх акустичних шумових збурювань, якщо діапазон частот охоплює резонансну частоту. Для диференційного каналу показник чутливості знаходиться на рівні 0.1 %/дБ. Абсолютне значення чутливості до звукових збурень знаходиться на рівні 10^{-4} град/с/дБ та його можна побачити у зростаючому значенні СКП шумів на виході ВДКШ. Зміщення нуля металевого резонатора ВДКШ не проявляє чутливість до періодичних зовнішніх акустичних збурень. Ані зміщення нуля для ВДКШ, працюючого в режимі ДКШ чи у диференційному режимі, ані їх середньоквадратичні значення вихідних шумів не проявляють чутливість до звукових збурень синусоїдальної форми з інтенсивністю близько 90 дБ для частот близьких та далеких до резонансної частоти резонатора ВДКШ.

4.4. Експериментальне визначення ступеня компенсації магнітних полів

Датчики кутової швидкості, зазвичай, працюють в рухомих об'єктах, в оточенні інших пристроїв, двигунів, електрогенераторів та інших приладів, що створюють магнітні поля різного напрямку. Постійні та/або змінні магнітні поля впливають на зміщення нуля приладу через взаємодію з електронними компонентами та резонатором. Величина взаємодії з резонатором залежить від матеріалу, з якого виготовлено резонатор та величини магнітного поля, що застосовано. Ця взаємодія призводить до варіації зміщення нуля приладу, що пропорційно до застосованого зовнішнього магнітного поля. Тому дуже важливо захистити прилад від зовнішніх магнітних полів. У цьому розділі представлено результати досліджень, що демонструють великий коефіцієнт

придушення магнітного поля диференційним ВДКШ і значно меншу магнітну чутливість порівнюючи з ВДКШ, що працює у режимі ДКШ.

4.4.1. Магнітне поле, що діє перпендикулярно ОЧ ВДКШ

Зміщення нуля у вихідному сигналі ВДКШ диференційного типу під впливом застосованих магнітних полів різної величини (одиниці вимірювання мТл(мілітесла)) представлені на рис.4.29. Візуально, диференційний канал не проявляє залежності від магнітного поля, тоді як, у каналах X та Y видно значні зміни у значеннях зміщення нуля.

Властивість диференційного сигналу чудово придушувати збурення обумовлено практично однаковими значеннями відкликів на магнітне поле у каналах X та Y . Це відбувається тому, що сигнали з каналів X та Y генеруються симетричним резонатором до якого застосовано магнітне поле.

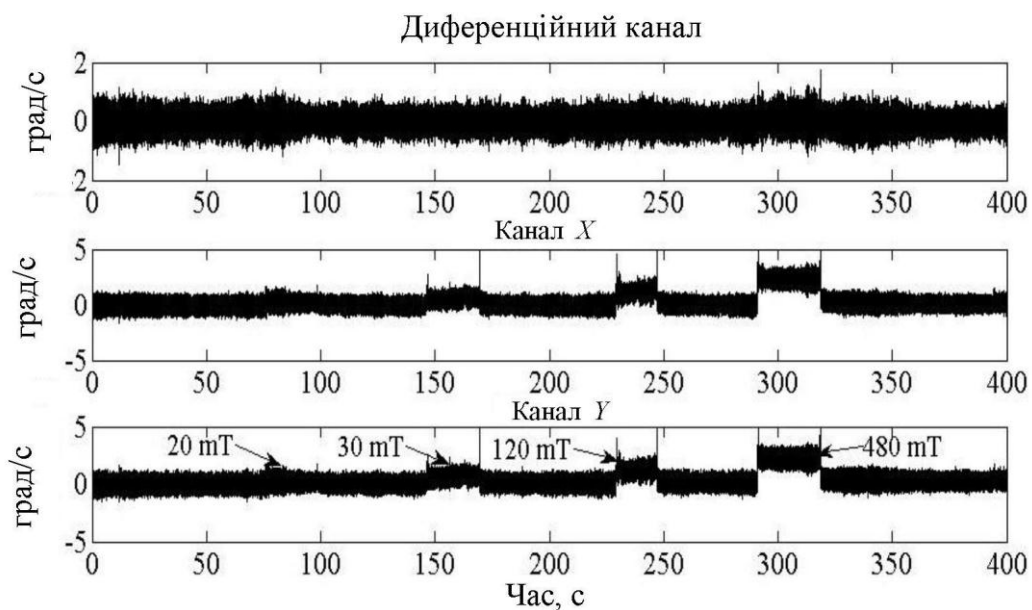


Рис.4.29. Відклик диференційного ВДКШ на застосування магнітного поля

Зміна зміщення нуля для кожного з трьох каналів X , Y , та диференційного каналу від інтенсивності магнітного поля наведено на рис 4.30. Цей рисунок візуально демонструє, що чутливість до магнітного поля диференційного ВДКШ є значно нижчою ніж у каналах X та Y , що працюють у режимі ДКШ. Коефіцієнти чутливості магнітного поля для кожного з трьох каналів можуть бути чисельно розраховані як тангенс кута нахилу між лінією, що проведено методом найменших квадратів за вимірами, що представлені на рис.4.30.

Результати є наступними: чутливість каналу X до магнітних поля дорівнює $S_{m,x} \approx 4.6 \cdot 10^{-3}$ град/s/мТл; для Y каналу $S_{m,y} \approx 4.2 \cdot 10^{-3}$ град/s/мТл та для диференційного каналу $S_{m,d} \approx 1.7 \cdot 10^{-4}$ град/с/мТл. Відношення мінімуму у каналах X та Y до диференційного каналу можуть бути визначені, як коефіцієнт придушення магнітного поля, що діє перпендикулярно до осі чутливості диференційного ВДКШ у порівнянні до ВДКШ, що працює у першому режимі. Він дорівнює $R_{mp} = S_{m,y}/S_{m,d} \approx 25$ [12].

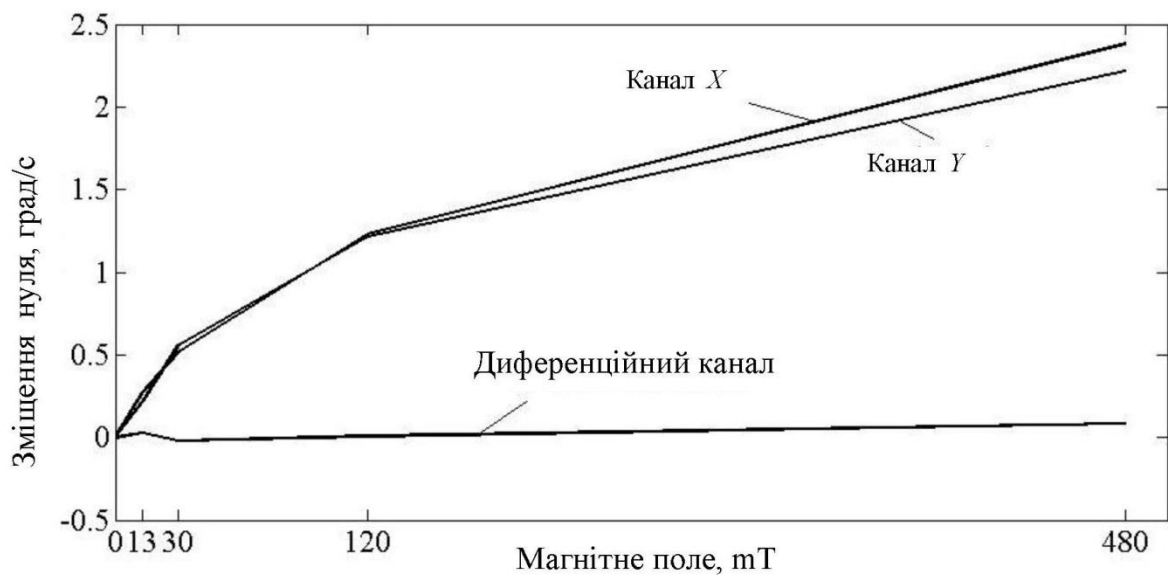


Рис.4.30. Чутливість каналів диференційного ВДКШ до магнітного поля прикладеного перпендикулярно ОЧ

Рис.4.31 демонструє сигнали відкликів ВДКШ на змінне магнітне поле з амплітудою 10 мТл. Диференційний канал показує відсутність змін у значенні зміщення нуля, оскільки шум не дозволяє поглянути на зміну зміщення нуля при магнітному полі в 10 мТл.

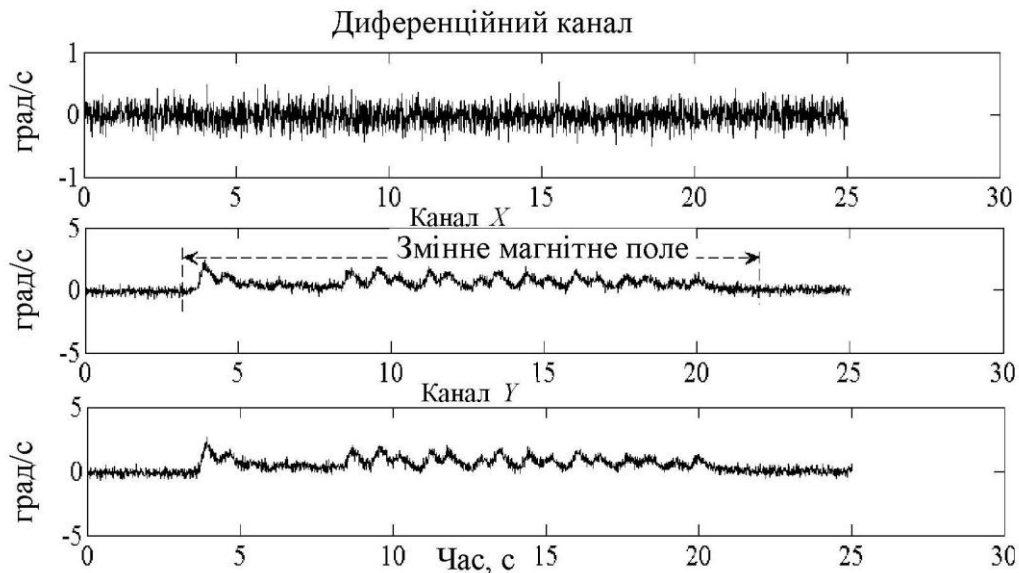


Рис.4.31. Чутливість каналів диференційного ВДКШ до магнітного поля прикладеного перпендикулярно ОЧ

4.4.2. Магнітне поле, що діє вздовж ОЧ ВДКШ

На рис.4.32 продемонстрована зміна зміщення нуля для кожного з трьох каналів, а саме: X , Y , та диференційного каналу під впливом магнітного поля з наростаючою інтенсивністю, застосованого вздовж осі чутливості. Характеристики поведінки змін зміщення нуля, представлені на рис.4.30 та 4.32 для обох напрямків магнітного поля, тобто вздовж та перпендикулярно осі чутливості, є подібними. Чутливість магнітного поля вздовж осі чутливості для каналів диференційного ВДКШ дорівнює для X каналу $S_{m,x} = 1.3 \cdot 10^{-2}$ град/s/мТл, для Y каналу $S_{m,y} = 1.2 \cdot 10^{-2}$ град/s/мТл та для диференційного каналу $S_{m,d} = 1.3 \cdot 10^{-3}$ град/s/мТл [12].

Коефіцієнт придушення магнітного поля вздовж осі чутливості приладу дорівнює $R_{ma} = S_{m,y}/S_{m,d} \approx 10$. Значна різниця в коефіцієнтах придушення для магнітних полів різного напрямку спричинена, найвірогідніше, через різницю в діапазонах магнітних полів, які застосовуються, ніж через зміну в напрямку поля.

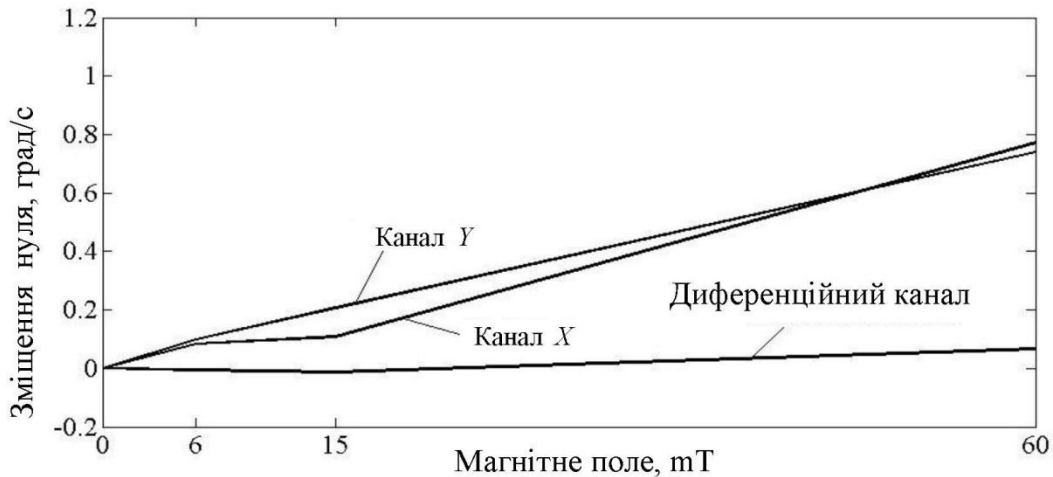


Рис.4.32. Чутливість каналів диференційного ВДКШ до магнітного поля прикладеного вздовж ОЧ

Як видно з рис.4.30, не залежно від того, що відклик на магнітне поле обох X та Y каналів зростає, диференційний канал лишився в області малої чутливості. Основуючись на цьому факті можна припустити, що чим більше магнітне поле, тим більшим буде коефіцієнт придушення диференційного ВДКШ в порівнянні з приладом, що працює в режимі виміру кутової швидкості.

ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 4

1. Диференційний режим роботи має більший, ніж режим ДКШ коефіцієнт придушення зовнішніх збурень та меншу чутливість до таких збурень, як: удари, вібрації, акустичні імпульси, магнітні поля. Таким чином, для коефіцієнта придушення ударів з точки зору пікових значень мінімумом є 2, а з точки зору кутової помилки, накопиченої протягом ударів - мінімумом є 2,5; з точки зору зміни зміщення нуля до та після ударів мінімумом є 3, порівнюючи з ДКШ. Значення чутливості зміщення нуля до ударного прискорення для диференційного ВДКШ досягає максимального значення на рівні 10^{-3} град/с/г, тоді як мінімальне значення для ДКШ є $8 \cdot 10^{-3}$ град/с/г.

2. Зміщення нуля диференційного ВДКШ протягом синусоїдальної вібрації в частотному діапазоні до 300 Гц є меншим ніж ДКШ приблизно в 10 разів. Було виявлено, що зміщення нуля до вібраційного прискорення, також

залежить від частоти синусоїдальної вібрації. Ця залежність близька до лінійної та припускається, що залишиться лінійною для частотного діапазону, що далеко виходить за межі резонансної частоти. Для диференційного ВДКШ це значення дорівнює $1.3 * 10^{-4}$ град/с/г/Гц.

3. Сумарний шум диференційного ВДКШ менший від ДКШ при наявності та відсутності зовнішніх вібрацій. Отже, СКП сумарного шуму для ВДКШ диференційного типу є меншим у 2,8 рази від аналогічного значення у ДКШ при вібрації вздовж осі чутливості, та у 2.2 рази меншим для бічної вібрації. Було також показано, що складові компоненти більш високої частоти, такі як білий шум та випадкове блукання, майже не залежать від амплітуди синусоїдальної вібрації при трохи менших шумових компонентах для диференційного каналу. Тим не менш, низькочастотні компоненти шуму, чутливі до вібраційного прискорення, такі як: нестабільність зміщення нуля та швидкість випадкового блукання можна спостерігати візуально по кореням на графіках кривих варіацій Алана. Цим нестабільність зміщення нуля вібраційного прискорення під дією вібрації вздовж осі входу для диференційного ВДКШ є, приблизно, в 2.6 разів менша, з середнім значенням $9.2 * 10^{-4}$ град/с/г, ніж аналогічний для зміщення нуля ДКШ, та в 1.7 разів менше, з середнім значенням $3.8 * 10^{-4}$ град/с/г, для бічної вібрації.

4. Варто зазначити, що слід продовжити дослідження залежних від вібрації похибок диференційного ВДКШ для випадкових та синусоїдальних вібрацій в частотному діапазоні до резонансної частоти.

5. Акустичні імпульси близькі до резонансної частоти стають причиною створення пікових значень у трьох інформативних каналах диференційного ВДКШ. Тим не менш, коефіцієнти придушення у диференційному ВДКШ є у 65(36 дБ) та 76(37.6 дБ) разів меншими від аналогічних показників для ДКШ, при частотах звукових імпульсів, що приблизно розташовані на 100 Гц далі від резонансної частоти, ніж інші частоти, відповідно. Останнє призводить до висновку, що чим далі монотонна частота від резонансної, тим більшим є коефіцієнт придушення диференційного ВДКШ. Дані коефіцієнти придушення

є значно більшими, ніж аналогічні показними, яких можна досягти при використанні мікро резонаторів Гельмгольца.

6. Диференційний ВДКШ з металевим циліндричним резонатором однаково чутливий до зовнішніх акустичних шумів, де діапазон частот охоплює резонансну частоту. Для диференційного каналу ця чутливість дорівнює 0.1 %/дБ. Абсолютне значення цієї чутливості дорівнює 10^{-4} град/с/дБ та проявляє себе при збільшенні шуму вихідних сигналів.

7. Ні показання зміщення нуля, ні СКП вихідних шумів як у ДКШ, так і у диференційному ВДКШ з металевим резонатором, не показали чутливості до прикладених синусоїдальних звукових збурень з інтенсивністю 90 дБ при частотах близьких і далеких від резонансної частоти, а також тих, що дорівнюють їй.

8. Чутливість магнітного поля диференційного ВДКШ значно менша від ДКШ як уздовж так і перпендикулярно напрямку осі чутливості магнітного поля. Магнітна чутливість вздовж ОЧ диференційного ВДКШ дорівнює $1.3 \cdot 10^{-3}$ град/с/мТл, а при положенні перпендикулярно до ОЧ дорівнює $1.7 \cdot 10^{-4}$ град/с/мТл.

9. Коефіцієнти придушення з точки зору магнітної чутливості вздовж та перпендикулярно ОЧ, дорівнюють 10 та 25, відповідно. Чим більшим є магнітне поле, тим більшим є коефіцієнт придушення у диференційному ВДКШ у порівнянні з ДКШ. Реакція диференційного ВДКШ на змінні магнітні поля, що не перевищують його амплітуди є невидимим на фоні вихідного шуму ВДКШ низької вартості.

10. Це дослідження було проведено для кута θ^* стоячої хвилі, що зрівнює масштабні коефіцієнти у каналах X та Y . Було б цікаво провести дослідження чутливості до збурень для кута θ_0 стоячої хвилі, що зрівнює зміщення нуля у каналах X та Y .

ПЕРЕЛІК ЛІТЕРАТУРИ ДО РОЗДІЛУ 4

1. Chikovani V. V. Trends of ukrainian all digital Coriolis vibratory gyroscopes development / V. V. Chikovani. // IEEE Proc. Intern. Conf. on

Methods and Systems of Navigation and Motion Control (MSNMC). – 14-17 Oct., NAU, Kyiv, Ukraine, 2014. - PP. 25-28.

2. Chikovani V. V. Shock resistance of differential type ring-like resonator vibratory gyroscope / V. V. Chikovani, H. V. Tsiрук. // Electronics and control systems. – 2014. – №4(42). - PP. 79-83.

3. Petrenko O. V. Design analysis and parameters choice of metallic cylindrical resonator sensor for Coriolis vibratory gyroscope / O. V. Petrenko. // Electronics and control systems. – NAU, Kyiv, Ukraine, 2014. – №3(41). - PP. 101-105.

4. Chikovani V. V. External disturbances rejection by differential single-mass vibratory gyroscope / V. V. Chikovani, O. A. Sushchenko, H. V. Tsiрук. // Acta Polytechnica Hungarica. – 2017. – №14(3). - PP. 251-270.

5. Schofield R. Multi-degree of freedom tuning fork gyroscope demonstrating shock rejection / R. Schofield, A. A. Trusov. // IEEE Conf. on Sensors. – 2007. - PP. 120-123.

6. Bancroft J. B. Estimating MEMS gyroscope g-sensitivity errors in foot mounted navigation / J. B. Bancroft, G. Lachapelle. // 2nd Int. Conf. on Ubiquitous Positioning, Indoor Navigation and Location-Based Service. – Helsinki, Finland, 2012. - PP. 1-6.

7. Weinberg H. Gyro mechanical performance: the most important parameter / H. Weinberg. // Analog Devices Inc., Technical article MS-2158. – 2011. - PP. 1-5.

8. Son Y. Rocking drones with intentional sound noise on gyroscopic sensors / Y. Son, H. Shin, D. Kim, Y. Park, J. Noh, K. Choi, J. Choi, Y. Kim. // Proc. of the 24th USENIX Security Symposium. – 12-14 Aug., Washington, 2015.

9. Roth G. Simulation of the effects of acoustic noise on MEMS gyroscope : Thesis / Roth G. – Auburn university, 2009. – 101 p.

10. Yunker W. N. Sound attenuation using microelectromechanical systems fabricated acoustic metamaterials / W. N. Yunker, C. B. Stevens, T. F. George, R. N. Dean. // Journal of Applied Physics. – 2013. – №113.

11. Chikovani V. V. Influence of external acoustic disturbances on differential vibratory gyroscope output signals / V. V. Chikovani, H. V. Tsiruk, A. N. Beregovoy. // Proc. 2016 IEEE 4th International Conference on Methods and Systems of Navigation and Motion Control. – 18-20 Oct., Kyiv, Ukraine, 2016. - PP. 95-97.

12. Chikovani V. V. Effective rejection of acoustic and magnetic field's disturbances by single-mass differential vibratory gyroscope / V. V. Chikovani, H. V. Tsiruk. // Військово -Технічний Збірник. – Національна академія сухопутних військ ім. П. Сагайдачного, Львів, 2017. – №16. - СС. 31-37.

ВИСНОВКИ

Розглянуто та проаналізовано три режими роботи ВДКШ. Обґрунтовано, що при виміру малих кутових швидкостей треба використовувати режим ДКШ або диференційний режим, а інтегруючий режим треба використовувати при вимірюванні великих і таких, що швидко змінюються.

Виставка кута хвилі, яка вирівнює масштабні коефіцієнти обох вимірювальних каналів диференційного датчика, зменшує похибку вимірювання кутової швидкості, що обумовлена перехресним демпфуванням.

Розроблена процедура калібрування зміщення нуля диференційного ВДКШ, що заснована на переорієнтації стоячої хвилі, яку рекомендується проводити кожний раз після включення приладу, забезпечуючи повторюваність зміщення нуля від включення до включення на рівні 0.033 град/год незалежно від орієнтації осі чутливості ВДКШ відносно вектора кутової швидкості обертання Землі.

Розроблений алгоритм поточної компенсації зміщення нуля, шляхом модуляції різниці фаз сигналів двох вимірювальних каналів X і Y, коли період модуляції різниці фаз значно менший від часу кореляції зміни зміщення нуля від температури. Представлена блок схема системи управління диференційного ВДКШ, що забезпечує таку модуляцію.

Запропоновано адаптований фільтр Калмана для використання в диференційному ВДКШ, що обчислює міжканальну кореляційну матрицю в он-лайн режимі. Виконано порівняльний аналіз розробленого алгоритму адаптованого фільтру Калмана оброблення вимірювальної інформації з іншими відомими алгоритмами.

Удосконалення нелінійної моделі диференційного датчика вперше забезпечила реалізацію трьохрежимного датчика з автоматичним переключенням з режиму на режим, що забезпечує найкращі умови для вимірювання кутової швидкості в різноманітних застосуваннях приладу.

Розроблено інтелектуальний контролер для ВДКШ на основі нечіткої логіки. Результати модулювання показали, що гібридний контролер забезпечує кращі параметри перехідних процесів при дії шуму, ніж класичні.

Диференційний режим роботи має більший, ніж режим ДКШ коефіцієнт придушення зовнішніх збурень та значно меншу чутливість до таких збурень, як: удари, вібрації, акустичні імпульси, магнітні поля. Саме диференційний режим роботи має мінімум 2 рази і максимум у 8 разів більшу точність, ніж режим кутової швидкості при дії ударних зовнішніх збурень; диференційний режим роботи має в 12 разів більшу точність, ніж режим кутової швидкості при дії зовнішніх вібрацій; диференційний режим роботи має в 65 разів більшу точність, ніж режим кутової швидкості при дії звукових імпульсів на резонансній частоті; диференційний режим роботи має в 25 разів більшу точність, ніж режим кутової швидкості при дії зовнішніх магнітних полів.

Акти впровадження дисертаційної роботи


ПОГОДЖЕНО

ЗАТВЕРДЖУЮ

Проректора з наукової роботи
НАУ

Ректора НАУ

 В.П. Харченко

 В.М. Ісаєнко



впровадження результатів дисертаційної роботи

Комісія у складі: голова комісії – завідувач кафедри аерокосмічних систем управління, д.т.н, професор Азарсков В.М. та членів комісії: професор кафедри аерокосмічних систем управління, д.т.н., доцент Чіковані В.В., професор кафедри аерокосмічних систем управління, д.т.н., доцент Сущенко О.А. констатує, що результати дисертаційної роботи аспірантки кафедри аерокосмічних систем управління, Національного авіаційного університету Цірук Ганни Вікторівни впроваджені у навчальний процес Національного авіаційного університету на кафедрі аерокосмічних систем управління, а саме:

| Найменування впровадженого результату НДР (прилад, технологічний процес, речовина, метод, методика, рекомендації, алгоритми, програми, ДСТ, технологічні вимоги, інше) | Досягнутий фактичний ефект (соціальний, технічний, організаційний, інший) |
|--|--|
| 1 | 2 |
| 1. Повна нелінійна модель КВГ | 1. Дає можливість досліджувати вплив різних зовнішніх діючих факторів на вихідний сигнал КВГ і оцінювати його точність. Також, розроблена модель дає можливість задавати внутрішні динамічні параметри КВГ, такі як добротність, резонансну частоту, різнодобротність, різночастотність і їх зміни в часі. |
| 2. Методика виставки кута хвилі θ^* | 2. Дана методика дозволяє вирівнювати масштабні коефіцієнти обох вимірювальних каналів диференційного КВГ і компенсує похибки від перехресного демпфування. |

| 1 | 2 |
|--|---|
| 3. Модифікований алгоритм «віртуального» гіроскопа для використання в диференційному КВГ | 3. Обчислює міжканальну кореляційну матрицю в он-лайн режимі та в такий спосіб зменшує похибки вимірювань на підставі урахування змін міжканального коефіцієнта кореляції у часі. |

Результати дисертаційної роботи Цірук Г.В. за темою «Компенсація похибок та зовнішніх збурень при вимірюванні кутової швидкості вібраційним датчиком диференційного типу» впроваджені у навчальний процес кафедри аерокосмічних систем управління:

- використовуються у курсі лекцій з дисципліни «Основи технологій виготовлення пристроїв БСУ» у галузі 15. «Автоматизація та приладобудування» зі спеціальністю 151. «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології».
- застосовуються в процесі дипломного та курсового проектування зі спеціальності 151. «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології».

Голова комісії:



В.М. Азарук

Члени комісії:



В.В. Чіковані



О.А. Сущенко

ДЕРЖАВНИЙ КОНЦЕРН «УКРОБОРОНПРОМ»
The State Concern UKROBORONPROM

ПУБЛІЧНЕ АКЦІОНЕРНЕ ТОВАРИСТВО
“НАУКОВО-ВИРОБНИЧЕ
ОБ’ЄДНАННЯ
“КИЇВСЬКИЙ ЗАВОД АВТОМАТИКИ”



PUBLIC JOINT STOCK COMPANY
“RESEARCH-AND-PRODUCTION
ASSOCIATION
“KYIV AUTOMATICS PLANT”

вул. Старокиївська, 10, м. Київ, 04116 Україна
Тел./факс: +38044-236-62-75
http://www.kza.com.ua E-mail: kza@kza.com.ua

10 Starokyivska str., Kyiv, 04116, Ukraine
Tel/fax: +38044-236-62-75
http://www.kza.com.ua E-mail: kza@kza.com.ua



АКТ ВПРОВАДЖЕННЯ

результатів дисертаційної роботи

Ми, що нижче підписалися, головний метролог Малахов В.В., начальник конструкторсько-технічного управління Возняковський А.О., секретар науково-технічної ради Мірошник С.В. склали дійсний акт про те, що результати дисертаційної роботи здобувача Цірук Ганни Вікторівни впроваджені у практику контролю, метрологічної атестації та виробництва вібраційних датчиків кутової швидкості диференційного типу на ПАТ «НВО «Київський завод автоматики».

У роботі вирішені питання зменшення впливу дестабілізуючих факторів, що діють на датчики кутової швидкості під час роботи в складі стабілізатора озброєння. Запропоновано методику виставлення кута хвилі θ^* , яка вирівнює масштабні коефіцієнти двох вимірювальних каналів диференційного вібраційного датчика кутової швидкості і компенсує похибку від перехресного демпфування.

Розроблена процедура визначення зміщення нуля у датчику, що заснована на переорієнтації стоячої хвилі, яку рекомендується проводити кожний раз після включення датчика, забезпечуючи повторюваність зміщення нуля на рівні 0.033 град/год незалежно від орієнтації осі чутливості вібраційного датчика кутової швидкості відносно вектору кутової швидкості обертання Землі.

Використання результатів кандидатської роботи Цірук Г.В. дало змогу збільшити точність вимірювання кутової швидкості та покращити параметри датчика, що виготовляється підприємством та входить до складу складних вимірювальних комплексів та систем стабілізації; знизити трудомісткість виготовлення складних частин датчика за рахунок впровадження математичних моделей з покращеними алгоритмами зменшення похибок, які виникають під впливом ударних та вібраційних збурень, звукових шумів, а також зовнішніх постійних та змінних магнітних полів.

Комісія підтверджує значний теоретичний та практичний внесок Цірук Г.В. у розробку методу підвищення точності датчиків кутової швидкості та підтверджує практичний інтерес результатів роботи для фахівців ПАТ «НВО «Київський завод автоматики».

Взаємних фінансових претензій організації не мають.

Головний метролог
Начальник КТУ
Секретар НТР



В.В. Малахов
А.О. Возняковський
С.В. Мірошник

Патенти України



(11) 128752

(19) UA (51) МПК (2018.01)
G01C 25/00

(21) Номер заявки: u 2018 02730 (72) Винахідник:
Маларов Сергій Прокопович,
UA,
Мірошник Сергій
Володимирович, UA,
Петренко Олексій
Володимирович, UA,
Цірук Віктор Григорович, UA,
Цірук Ганна Вікторівна, UA

(22) Дата подання заявки: 19.03.2018

(24) Дата, з якої є чинними права на корисну модель: 10.10.2018

(46) Дата публікації відомостей про видану патенту та номер бюлетеня: 10.10.2018, Бюл. № 19

(73) Власник:
ПУБЛІЧНЕ АКЦІОНЕРНЕ ТОВАРИСТВО "НАУКОВО-ВИРОБНИЧЕ ОБ'ЄДНАННЯ "КИЇВСЬКИЙ ЗАВОД АВТОМАТИКИ",
вул. Старокиївська, 10, м. Київ, 04116, UA

(54) Назва корисної моделі:
СПОСІБ ВИСТАВКИ ДВОКООРДИНАТНОГО ДАТЧИКА КУТА МАЛОГАБАРИТНОГО ПРОСКОПА

(57) Формула корисної моделі:
Спосіб виставки двохкоординатних датчиків кута малогабаритного проскопа, який полягає у електричному аретуванні шляхом подчії напруги керування на датчик моменту до досягнення мінімальної вихідної напруги датчика кута (нульове положення датчика кута), який відрізняється тим, що попередньо перед встановленням датчика другого каналу виконують суміщення механічним шляхом положення датчика кута з робочими осями проскопа для забезпечення мінімальної вихідної напруги датчика кута.

Сторінка 3 із 4

(11) 128752

Державне підприємство
«Український інститут інтелектуальної власності»
(Укрпатент)

Оригіналом цього документа є електронний документ з відповідними реквізитами, у тому числі з накладеним електронним цифровим підписом уповноваженої особи Міністерства економічного розвитку і торгівлі України та сформованою позначкою часу.

Ідентифікатор електронного документа 1702051018.

Для отримання оригіналу документа необхідно:

- Зайти до ЦДС «Стан діловодства за заявами на винаходи та корисні моделі», яка розташована на сторінці <http://base.uipr.org/search/InvStat/>.
- Виконати пошук за номером заявки.
- У розділі «Документи Укрпатенту» поруч з реєстраційним номером документа натиснути кнопку «Завантажити оригінал» та ввести ідентифікатор електронного документа.

Ідентичний за документарною інформацією та реквізитами паперовий примірник цього документа містить 2 арк., які пронумеровані та прошиті металевими люверсами.

Уповноважена особа Укрпатенту І.С. Матусевич

10.10.2018

Сторінка 4 із 4



УКРАЇНА (19) UA (11) 128752 (13) U
(51) МПК (2018.01)
G01C 25/00

(12) ОПИС ДО ПАТЕНТУ НА КОРИСНУ МОДЕЛЬ

(21) Номер заявки: u 2018 02730 (73) Власник:
ПУБЛІЧНЕ АКЦІОНЕРНЕ ТОВАРИСТВО
"НАУКОВО-ВИРОБНИЧЕ ОБ'ЄДНАННЯ
"КИЇВСЬКИЙ ЗАВОД АВТОМАТИКИ",
вул. Старокиївська, 10, м. Київ, 04116 (UA)

(22) Дата подання заявки: 19.03.2018

(24) Дата, з якої є чинними права на корисну модель: 10.10.2018

(46) Публікація відомостей про видану патенту: 10.10.2018, Бюл. № 19

(54) СПОСІБ ВИСТАВКИ ДВОКООРДИНАТНОГО ДАТЧИКА КУТА МАЛОГАБАРИТНОГО ПРОСКОПА

(57) Реферат:
Спосіб виставки двохкоординатних датчиків кута малогабаритного проскопа, який полягає у електричному аретуванні шляхом подчії напруги керування на датчик моменту до досягнення мінімальної вихідної напруги датчика кута (нульове положення датчика кута). Попередньо перед встановленням датчика другого каналу виконують суміщення механічним шляхом положення датчика кута з робочими осями проскопа для забезпечення мінімальної вихідної напруги датчика кута.

UA 128752 U



UA 127341 U

Корисна модель належить до машинобудування, а саме до електричних машин постійного струму з незалежним збудженням, що використовуються в різних схемах (системах) керування або в силових електродвигових дистанційного керування.

Відомий електричний двигун постійного струму з незалежним збудженням, що має явнопольосний індуктор з обмоткою збудження, якор з хвилювою обмоткою, колектор та щитковий вузол. [див.: Вольдек А. И. Электрические машины. - М. - Л. издательство Энергия, 1969. - С. 23-35, 73-80].

При необхідності збільшення активних провідників обмотки якоря виникає необхідність збільшення колекторних пластин, що призводить до збільшення габаритів колектора для забезпечення технологічності виготовлення пакета колекторних пластин.

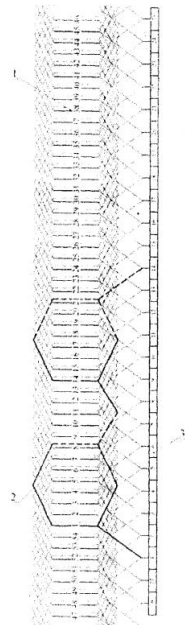
Поставлена задача збільшення активних провідників обмотки якоря при збереженні габаритних розмірів та технологічності виготовлення електричного двигуна досягається збільшенням удвічі кількості пазів якоря. На кресленні зображено схему укладання обмотки якоря у пазі поз. 1. При цьому відбувається збільшення кількості секцій поз. 2 хвилювої обмотки. Одна секція поз. 2 обмотки виконується як дві послідовно з'єднані секції, вкладаєні з розрахунковим кроком обмотки. При цьому кількість колекторних пластин поз. 3 розраховується для вдвічі меншого числа витків у кожній секції обмотки.

Більша кількість активних провідників обмотки якоря при дії магнітного поля полюсів індуктора дозволить створити збільшену результуючу ЕРС, напрям якої визначається за правилом правої руки. На кожен провідник діє електромагнітна сила, сукупність яких призводить до виникнення збільшеного результуючого електромагнітного моменту двигуна.

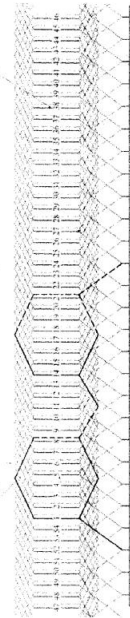
ФОРМУЛА КОРИСНОЇ МОДЕЛІ

Електричний двигун постійного струму з незалежним збудженням, який складається з явнопольосного індуктора, колектора та якоря з хвилювою обмоткою, який відізняється тим, що обмотка виконується із збільшеною удвічі кількістю секцій при приєднанні кожної другої секції послідовно безпосередньо до першої і далі на колекторну пластину, що збільшує число активних провідників обмотки якоря при збереженні кількості колекторних пластин та числа паралельних глук обмотки.

UA 127341 U



UA 127341 U



Кваліфікація верстка А. Крижанівська

Міністерство економічного розвитку і торгівлі України, вул. М. Грушевського, 10/2, м. Київ, 01008, Україна

ДП "Український інститут інтелектуальної власності", вул. Глазунова, 1, м. Київ - 42, 01601



УКРАЇНА

(19) UA (11) 127341 (13) U
 (51) МПК (2018.01)
 H02K 3/00

МІНІСТЕРСТВО
 ЕКОНОМІЧНОГО
 РОЗВИТКУ І ТОРГІВЛІ
 УКРАЇНИ

(12) ОПИС ДО ПАТЕНТУ НА КОРИСНУ МОДЕЛЬ

| | |
|--|---|
| (21) Номер заявки: u 2018 02152 | (73) Власник(и): ПУБЛІЧНЕ АКЦІОНЕРНЕ ТОВАРИСТВО "НАУКОВО-ВИРОБНИЧЕ ОБ'ЄДНАННЯ "КИЇВСЬКИЙ ЗАВОД АВТОМАТИКИ", вул. Старокіївська, 10, м. Київ, 04116 (UA) |
| (22) Дата подання заявки: 02.03.2018 | |
| (24) Дата, з якої є чинними права на корисну модель: 25.07.2018 | |
| (46) Публікація відомостей про видачу патенту: 25.07.2018, Бюл.№ 14 | |

(54) ЕЛЕКТРИЧНИЙ ДВИГУН ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

(57) Реферат:

Електричний двигун постійного струму з незалежним збудженням складається з яєнополосного індуктора, колектора та якоря з хвилювою обмоткою. Обмотка виконується із збільшеною відносно кількості секцій при приєднанні кожної другої секції послідовно безпосередньо до першої і далі на колекторну пластину.

UA 127341 U

(11) 127341

(19) UA

(51) МПК (2018.01)
 H02K 3/00

| | |
|--|---|
| (21) Номер заявки: u 2018 02152 | (72) Винахідники: Безвесільна Олена Миколаївна, UA, Мірошник Сергій Володимирович, UA, Маляров Сергій Прокопович, UA, Петренко Олексій Володимирович, UA, Цірук Віктор Григорович, UA, Цірук Ганна Вікторівна, UA |
| (22) Дата подання заявки: 02.03.2018 | |
| (24) Дата, з якої є чинними права на корисну модель: 25.07.2018 | |
| (46) Дата публікації відомостей про видачу патенту та номер бюлетеня: 25.07.2018, Бюл. № 14 | |

(73) Власник:
ПУБЛІЧНЕ АКЦІОНЕРНЕ
ТОВАРИСТВО "НАУКОВО-
ВИРОБНИЧЕ ОБ'ЄДНАННЯ
"КИЇВСЬКИЙ ЗАВОД
АВТОМАТИКИ",
вул. Старокіївська, 10, м. Київ,
04116, UA

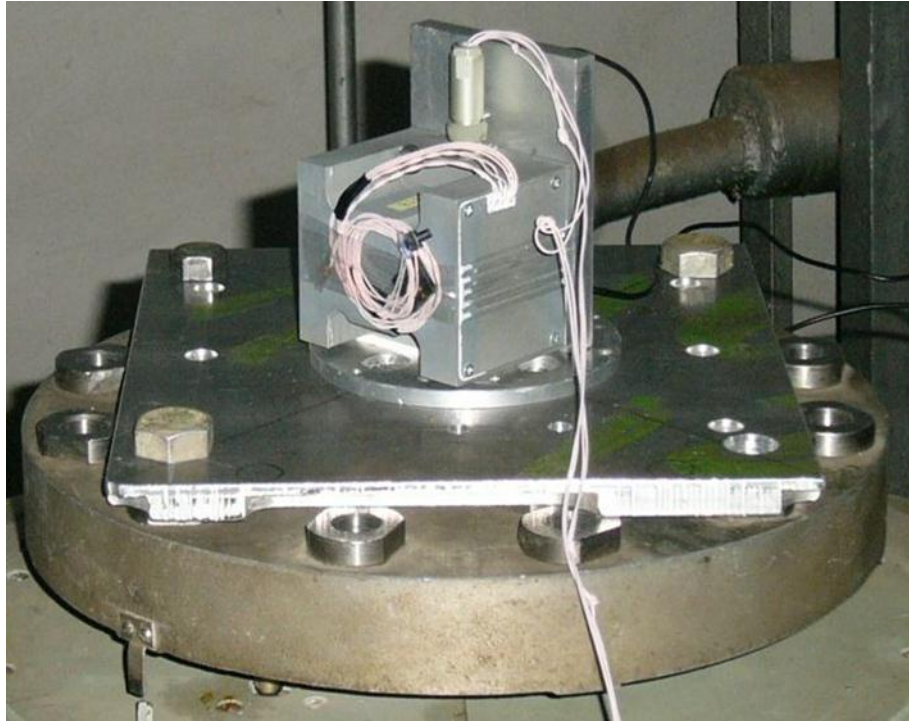
(54) Назва корисної моделі:

ЕЛЕКТРИЧНИЙ ДВИГУН ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

(57) Формула корисної моделі:

Електричний двигун постійного струму з незалежним збудженням, який складається з яєнополосного індуктора, колектора та якоря з хвилювою обмоткою, який відрізняється тим, що обмотка виконується із збільшеною відносно кількості секцій при приєднанні кожної другої секції послідовно безпосередньо до першої і далі на колекторну пластину, що збільшує число активних провідників обмотки якоря при збереженні кількості колекторних пластин та числа паралельних блоків обмотки.

Вібраційний датчик кутової швидкості,
встановлений на платформі ударного стенду



Вібраційний датчик кутової швидкості,
встановлений на платформі вібраційного стенду

