

ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ ІНТЕЛЕКТУАЛЬНИХ ТЕХНОЛОГІЙ І  
ЗВ'ЯЗКУ МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

Кваліфікаційна наукова  
праця на правах рукопису

ПЕРЕДЕРКО АНАТОЛІЙ ЛЕОНТІЙОВИЧ

УДК 681.518.5:621.822.6:629.7.03

**ДИСЕРТАЦІЯ**

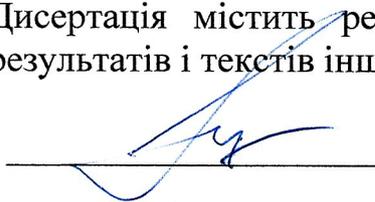
РОЗВИТОК МЕТОДОЛОГІЇ ВІБРОВИПРОБУВАНЬ ТА  
УДОСКОНАЛЕННЯ ЗАСОБІВ ВИМІРЮВАНЬ ВІБРАЦІЇ ОБ'ЄКТІВ  
СКЛАДНОЇ ТЕХНІКИ

05.11.01 – Прилади та методи вимірювання механічних величин

Технічні науки

Подається на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук

Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей, результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело.

  
\_\_\_\_\_ А.Л.Передерко

Науковий консультант

Квасніков Володимир Павлович,  
Заслужений метролог України,  
доктор технічних наук, професор

Одеса – 2021

## АНОТАЦІЯ

Передерко А.Л. Розвиток методології вібровипробувань та удосконалення засобів вимірювань вібрації об'єктів складної техніки. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук за спеціальністю 05.11.01 – «Прилади та методи вимірювання механічних величин». – Державний університет інтелектуальних технологій і зв'язку, Одеса, 2021.

Дисертаційна робота присвячена вдосконаленню методів та засобів вимірювання і реєстрації параметрів механічної вібрації, вібродіагностики та вібровипробувань в технічних системах.

Проведено аналіз сучасних методів і засобів для забезпечення динамічних випробувань і вібродіагностики машин і устаткування, первинних перетворювачів для забезпечення вимірювання параметрів вібрації та виконано аналіз перспектив їх подальшого розвитку.

Проведено математичне моделювання датчиків з п'єзоелектричними перетворювачами для вимірювання вібраційних параметрів. Розроблено математичну модель фазових спотворень при вимірюванні вібраційного прискорення датчиками з п'єзоелектричними перетворювачами. Розроблена модель похибок п'єзоелектричного акселерометра, проведено їх аналіз. Визначено залежність генерованого п'єзоелементом заряду від зовнішнього температурного впливу.

Встановлено математичні залежності п'єзоелектричних акселерометрів від впливу ударних імпульсів при проведенні динамічних випробувань. Обґрунтовано необхідність застосування фільтрів нижніх частот для виключення частотного діапазону резонансу з області вимірювання. Отримано математичні залежності коливань і вихідних сигналів п'єзоакселерометра під дією ударного прискорення при його установці на в'язкопружну прокладку шляхом моделювання.

Розширено динамічний діапазон автономних реєстраторів при вимірюванні ударних сигналів. Розроблено методику розрахунку та відтворення ударного спектру, при впливі на обладнання імпульсним вібраційним прискоренням, в основі якої лежать співвідношення для обчислення ударного спектра осцилятора.

Проведено моделювання фільтрації, за допомогою вейвлет перетворення, вібраційного сигналу від шумових завад. Проведено дослідження розподілу піків вібраційного сигналу як критерію аналізу випадкового вібраційного сигналу, з метою підвищення достовірності та глибини діагностування.

Розроблено структурну схему, проведено моделювання та симуляції роботи ланок вимірювального каналу автономного реєстратора вібраційних сигналів (дельта-сигма АЦП) в середовищі Multisim.

Проведено теоретичні розрахунки гідравлічної системи та розроблено схему побудови гідравлічного вібраційного стенду з покращеними метрологічними характеристиками

У дисертаційній роботі отримано такі нові наукові результати:

- вперше розроблено математичну модель механічного фільтра, який на відміну від відомих володіє можливістю переналаштування, що забезпечує розширення частотного діапазону вимірювального каналу, дозволяє запобігти впливу на п'єзоелектричний акселерометр високочастотних вібрацій, та унеможливує руйнування його чутливого елемента при ударних випробуваннях;

- вперше розроблено метод розширення частотного і динамічного діапазонів та підвищення точності динамічних вимірювань ударних сигналів, який на відміну від раніше відомих відрізняється тим, що дає можливість проводити вимірювання без комутації сигналу в вимірювальному каналі;

- вперше розроблена вимірювальна система п'єзоелектричного акселерометра з пристроєм компенсації і системою керування для зменшення

похибки вимірювання внесеної температурним впливом середовища, яка відрізняється від раніше відомих пристроєм автокомпенсації;

- розвинуто теорію структурних методів забезпечення динамічного процесу вимірювання і алгоритмів функціонування при розробці засобів вимірювання для дослідження вібраційних та ударних процесів в технічних об'єктах в широкому діапазоні температурного і механічного впливу на первинні перетворювачі приладів вимірювання і об'єкт дослідження, заснованих на застосуванні швидкодіючих «сигма-дельта» АЦП, алгоритмів фільтрації та відновлення сигналів за допомогою методів з застосуванням вейвлет перетворення;

- удосконалено гідравлічний вібростенд шляхом застосування п'єзоелектричних клапанів в системі управління гідравлічними потоками, що дає можливість розширити частотний діапазон відтворення механічних коливань;

- подальший розвиток отримала теорія проектування актуаторів заснованих на п'єзоелектричному ефекті для швидкодіючих приводів систем керування гідравлічних вібраційних стендів, що, в порівнянні з існуючими, забезпечує значне підвищення швидкодії.

Практичне значення одержаних результатів:

- Отримано рекомендації по побудові структури вимірювального тракту систем вібраційної діагностики, забезпечення його захищеності від завад і умови коректного вимірювання спектрів при проведенні вібраційної діагностики.

- Отримано рекомендації щодо визначення параметрів реалізації сигналу вібраційного прискорення, частоти дискретизації і розрядності АЦП, та практичної реалізації АЦП з передискретизацією.

- Розроблено новий метод забезпечення надійності і точності динамічних вимірювань, який використаний при розробці вимірювальних систем для забезпечення ударних випробувань.

- Розроблено структурну схему автономного реєстратора ударних сигналів, що забезпечує підвищену надійність реєстрації в широкому діапазоні температур і жорстких механічних впливів в процесі проведення вібраційних випробувань.

- Запропоновано, при створенні реєстраторів вібраційних сигналів, використовувати можливості АЦП сигма-дельта перетворення, що дає змогу розширити динамічний діапазон за рахунок зменшення впливу шуму квантування.

- Розроблена обчислювальна методика, яка дозволяє вирішити завдання фільтрації за допомогою вейвлет перетворення (пониження рівня шумів) стосовно до просторово-часових даних при обробці вібраційного сигналу.

- Розроблені схема та макет гідравлічного вібростенду з системою керування, в якому використовуються п'єзоелектричні клапани, що дозволяє розробляти приводи для адаптивних оптичних систем, прецизійних систем управління і віброзахисту, а також в інших мехатронних системах.

**У вступі** представлена загальна характеристика роботи, обґрунтовано актуальність проблеми досліджень, показано зв'язок обраного напрямку з науковими програмами, планами, темами, сформульовано мету та задачі дослідження. Викладено основні положення, які виносяться на захист, визначається наукова новизна і практичне значення отриманих результатів, визначено особистий внесок здобувача, наведено дані про апробацію, публікації за темою роботи та впровадження результатів дослідження.

**У першому розділі** дисертаційної роботи проведено аналіз сучасних методів і засобів для забезпечення динамічних випробувань і вібродіагностики машин і устаткування. Розглянуті спектральні методи аналізу (сигнатурний, кепстральний, вейвлет) вібраційних коливань і апаратні засоби для проведення вимірювань при вібродіагностиці машин і устаткування. Виконано огляд та аналіз різних за фізичними принципами роботи первинних перетворювачів для забезпечення вимірювання параметрів вібрації і проведений аналіз перспектив їх подальшого розвитку. Розглянуті та

проаналізовані різні типи сучасних систем для вимірювання вібраційних параметрів і моніторингу стану машин.

У **другому розділі** здійснено математичне моделювання датчиків з п'єзоелектричними перетворювачами для вимірювання вібраційних параметрів в пакеті MathCad. Отримані їх амплітудно-частотні та фазо-частотні та перехідні характеристики.

Отримана математична модель фазових спотворень при вимірюванні вібраційного прискорення датчиками з п'єзоелектричними перетворювачами.

Розглянута модель похибок п'єзоелектричного акселерометра, проведено їх аналіз, визначені їх склад і структура, звернена увага на похибки викликані неортогональністю осей чутливості і температурним впливом на чутливий елемент. Доведено, що на величину заряду, який виникає на електродах п'єзоелемента під дією сили інерції сейсмічної маси, може впливати температурна девіація п'єзомодуля, яка представляє собою реакцію доменної структури п'єзоелемента при зміні його геометричних розмірів і виникає під дією зовнішнього температурного впливу.

У **третьому розділі** розглянуто та проаналізовано вплив ударних імпульсів на п'єзоелектричні акселерометри, як найбільш вразливу ланку в вимірювальному каналі, при проведенні динамічних випробувань. Обгрунтовано необхідність застосування фільтрів нижніх частот для виключення частотного діапазону резонансу з області вимірювання, а також необхідність застосовувати механічні низькочастотні фільтри (в'язкопружні елементи), розташовані між об'єктом контролю і датчиком при вирішенні питання збереження цілості останнього. Отримані математичні залежності коливань і вихідних сигналів п'єзоакселерометра під дією ударного прискорення при його установці на в'язкопружну прокладку.

Запропоновані алгоритми для забезпечення динамічного діапазону автономних реєстраторів при вимірюванні ударних сигналів. Доведено, що застосування алгоритмів високочастотної фільтрації і подальшого відновлення сигналу дозволяє знизити ймовірність перевантаження

вимірювального каналу автономного реєстратора, що приводить до збільшення його практичного динамічного діапазону.

Показано, що застосування алгоритмів високочастотної фільтрації і подальшого відновлення сигналу дозволяє знизити ймовірність перевантаження вимірювального каналу автономного реєстратора, що приводить до збільшення його практичного динамічного діапазону.

У **четвертому розділі** розроблено методику розрахунку та відтворення ударного спектру, при впливі на обладнання імпульсним вібраційним прискоренням, в основі якої лежать співвідношення для обчислення ударного спектра осцилятора. Процедура розрахунку ударного спектру осцилятора при визначених добротності і вібраційному прискоренню наведена алгоритмом. Виконано моделювання відповіді системи на ударний імпульси в пакетах MathCad та MatLab.

Проведено моделювання фільтрації, за допомогою вейвлет перетворення, вібраційного сигналу від шумових завад.

Проведено моделювання фільтрації вібраційного сигналу від шуму з нормальним законом розподілу.

Проведено розробку, моделювання та симуляцію роботи ланок вимірювального каналу автономного реєстратора вібраційних сигналів.

У **п'ятому розділі** дисертаційної роботи проведено теоретичні розрахунки та розроблено схему і макет гідравлічного вібростенду, з системою керування в якій застосовані п'єзоелектричні приводи, що дало змогу підняти верхню межу відтворюваного частотного діапазону вібраційних коливань.

Проведено теоретичні розрахунки гідравлічної системи, розроблено схему побудови та макет електрогідравлічного вібраційного стенду, отримані експериментальні дані, які підтверджують перспективність даного напрямку досліджень.

В **загальних висновках** підсумовано основні результати досліджень, проведених у дисертаційній роботі, як теоретичних, так і експериментальних, отриманих в лабораторних умовах.

**Ключові слова:** вимірювальний канал, п'єзоелектричний акселерометр, вібраційне прискорення, вібраційна діагностика, механічний фільтр, підсилювач заряду, вібраційний стенд.

## **ABSTRACT**

A.L. Perederko "Development of vibration test methodology and improvement of vibration measurement tools for complex equipment ". - Qualifying scientific work on the rights of the manuscript.

Dissertation for acquisition of the scientific degree Doctor of Technical Sciences by specialty 05.11.01 - Devices and methods for measurement of mechanical quantities. State University of Intelligent Technologies and Communications, Odessa -2021.

The dissertation is devoted to the improvement of methods and means of measurement and registration of parameters of mechanical vibration, vibration diagnostics and vibration tests in technical systems.

The analysis of modern methods and means for providing dynamic testing and vibration diagnostics of machines and equipment, primary transducers to ensure measurement of vibration parameters is carried out and an analysis of the prospects for their further development is carried out.

Mathematical modeling of sensors with piezoelectric transducers for measuring vibration parameters is carried out. A mathematical model of phase distortions in the measurement of vibration acceleration by sensors with piezoelectric transducers has been developed. A model of piezoelectric accelerometer errors was developed, their analysis was performed. The dependence of the charge generated by the piezoelectric element on the external temperature influence is determined.

Mathematical dependences of piezoelectric accelerometers on the flow of shock pulses during dynamic tests have been established. The necessity of using low-pass filters to exclude the frequency range of resonance from the measurement area is substantiated. Mathematical dependences of oscillations and output signals

of the piezoaccelerometer under the action of shock acceleration during its installation on a viscoelastic gasket by simulation are obtained.

The dynamic range of stand-alone recorders for measuring shock signals has been expanded. A method for calculating and reproducing the shock spectrum under the influence of pulsed vibration acceleration on the equipment has been developed, which is based on the relations for calculating the shock spectrum of the oscillator.

The modeling of filtration, by means of wavelet transform, of vibration signal from noise interference is carried out. The study of distribution of peaks of vibration signal as a criterion of analysis of random vibration signal is carried out, in order to increase reliability and depth of diagnosis.

The structural scheme is developed, modeling and simulations of work of links of the measuring channel of the independent recorder of vibration signals (delta-sigma ADC) in the Multisim environment are carried out.

Theoretical calculations of the hydraulic system are carried out and the scheme of construction of the hydraulic vibrating stand with the improved metrological characteristics is developed.

The following new scientific results are obtained in the dissertation:

- for the first time the mathematical model of the adaptive mechanical filter as a part of the measuring channel which unlike known possesses a possibility of readjustment providing expansion of a frequency range is developed;

- for the first time a method was developed to expand the frequency and dynamic ranges and increase the accuracy of dynamic measurements of shock signals, which in contrast to the previously known differs in that it allows to measure signal switching in the measuring channel; that prevents the impact on the piezoelectric accelerometer of high-frequency vibrations, and prevents the destruction of its sensitive element during shock tests;

- for the first time developed a measuring system of a piezoelectric accelerometer with a compensation device and a control system to reduce the measurement error introduced by the temperature influence of the environment, which differs from the previously known self-compensation device;

- developed the theory of structural methods to ensure a dynamic measurement process and algorithms in the development of measuring instruments for the study of vibration and shock processes in technical facilities in a wide range of temperature and mechanical effects on primary transducers and research object based on high-speed applications " sigma-delta "ADC, algorithms for filtering and recovering signals using methods using wavelet transform;

- the hydraulic vibrating stand is improved by application of piezoelectric drives in the control system of hydraulic flows that gives the chance to expand a frequency range of reproduction of mechanical fluctuations;

- the theory of designing actuators based on piezoelectric effect for high-speed drives of control systems of hydraulic vibrating stands was further developed, which, in comparison with the existing ones, provides a significant increase in speed.

Practical significance of the obtained results:

- Recommendations for the construction of the structure of the measuring path of vibration diagnostic systems and ensuring its protection from interference and the conditions of correct measurement of spectra during vibration diagnostics;

- Recommendations for determining the parameters of the implementation of the vibration acceleration signal, the sampling frequency and bit rate of the ADC, and practical implementation. - Developed new methods to ensure the reliability and accuracy of dynamic measurements, which is used to develop measuring systems to provide impact tests;

- Developed an autonomous recorder of shock signals, which provides increased reliability of registration in a wide range of temperatures and harsh mechanical effects during testing;

- It is proposed to use the capabilities of the sigma-delta ADC ADC when creating vibration signal recorders, which allows to expand the dynamic range by reducing noise;

- Developed a computational technique that allows you to solve the problem of filtering using wavelet transform (noise reduction) in relation to spatio-temporal data when processing the vibration signal;

- The scheme of the hydraulic vibrating stand with the control system in which piezoelectric actuators are used is developed that allows to develop drives for adaptive optical systems, precision control systems and vibration protection, and also other drives.

The introduction presents the general characteristics of the work, substantiates the relevance of the research problem, shows the relationship of the chosen direction with scientific programs, plans, topics, formulates the purpose and objectives of the study. The main provisions for the defense are stated, the scientific novelty and practical significance of the obtained results are determined, the personal contribution of the applicant is determined, the data on approbation, publications on the topic of work and implementation of research results are given.

**In the first section** of the dissertation the analysis of modern methods and means for providing dynamic tests and vibration diagnostics of machines and equipment is carried out. Spectral methods of analysis (signature, cepstral, wavelet) of vibration oscillations and hardware for measurements at vibrodiagnostics of machines and equipment are considered. A review and analysis of the primary physical transducers of different physical principles to ensure the measurement of vibration parameters and an analysis of the prospects for their further development. Different types of modern systems for measuring vibration parameters and monitoring the condition of machines are considered and analyzed.

**In the second section**, mathematical modeling of sensors with piezoelectric transducers for measuring vibration parameters in the MathCad package is performed. Their amplitude-frequency and phase-frequency and transient characteristics are obtained.

A mathematical model of phase distortions in the measurement of vibrational acceleration by sensors with piezoelectric transducers is obtained.

The model of piezoelectric accelerometer errors is considered, their analysis is carried out, their composition and structure are determined, attention is paid to errors caused by non-orthogonality of axes of sensitivity and temperature influence on a sensitive element. It is proved that the generated charge, which arises on the

electrodes of the piezoelectric element under the action of the force of inertia of the seismic mass, can be affected by the temperature deviation of the piezomodule, which is a reaction of the domain structure of the piezoelectric element. .

**In the third section**, the flow of shock pulses on piezoelectric accelerometers, as the most vulnerable link in the measuring channel, during dynamic tests, is considered and analyzed. The need to use low-pass filters to exclude the frequency range of resonance from the measurement area, as well as the need to use mechanical low-pass filters (viscoelastic elements) located between the object of control and the sensor in solving the problem of maintaining the integrity of the latter. Mathematical dependences of oscillations and output signals of the piezoaccelerometer under the action of shock acceleration at its installation on a viscoelastic lining are received.

Algorithms for providing a dynamic range of stand-alone recorders when measuring shock signals are proposed. It is proved that the application of algorithms of high-frequency filtering and subsequent signal recovery reduces the probability of overloading the measuring channel of the stand-alone recorder, which leads to an increase in its practical dynamic range.

It is shown that the application of algorithms of high-frequency filtering and subsequent signal recovery allows to reduce the probability of overloading the measuring channel of the autonomous recorder, which leads to an increase in its practical dynamic range.

**In the fourth** section the technique of calculation and reproduction of a shock spectrum at influence on the equipment by pulse vibration acceleration which basis is based on relations for calculation of a shock spectrum of the oscillator is developed. The procedure for calculating the shock spectrum of the oscillator at a certain quality factor and vibration acceleration is given by the algorithm. The system response to shock pulses was simulated in the MathCad and MatLab packages.

The simulation of vibration signal filtering from noise with the normal distribution law in the MathCad package is performed.

The development, modeling and simulation of the units of the measuring channel of the autonomous recorder of vibration signals are carried out.

Theoretical calculations, development of the scheme of construction and modeling of work of the stand for carrying out vibration tests are carried out.

**In the fifth section** of the dissertation, a model of a hydraulic vibrating stand was calculated and developed, with a control system in which piezoelectric actuators were used, which made it possible to raise the upper limit of the reproducible frequency range of vibrational oscillations.

A stand for metrological certification of a hydraulic vibrating stand has been developed. The obtained experimental data confirmed the reliability of the developed theory and principles of construction of devices. The developed models and current samples of the vibrating installation meet the requirements for vibration measuring and reproducing devices in terms of accuracy and speed.

**The general conclusions** summarize the main results of research conducted in the dissertation, both theoretical and experimental, obtained in the laboratory.

**Key words:** measuring channel, piezoelectric accelerometer, vibration acceleration, vibration diagnostics, mechanical filter, charge amplifier, vibrating stand.

Список публікацій:

I. В яких опубліковані основні наукові результати дисертації:

1. Передерко А.Л. Наукові основи розробки методів та засобів вимірювання вібрації і вібровипробувань в технічних системах/А.Л.Передерко, В.П. Квасніков// Монографія. ТОВ «НВП Інтерсервіс», Київ-2019.

2. Вишневська Н.С. Метрологическая атестация координатных измерительных машин и ее измерительных каналов / Н.С. Вишневська, А.Л.Передерко// Вісник Інженерної академії України. – 2016. – Вип. 1. – С.101–104.

3. Передерко А.Л. Теоретичний аналіз дії вібраційних впливів середовища на координатно-вимірювальні машини/ А.Л.Передерко// Вісник Інженерної академії України. – 2017. – Вип. 3. – С.194–197.

4. Передерко А.Л. Підвищення лінійності інтеграторів на операційних підсилювачах/ А.Л.Передерко// Вісник Інженерної академії України. – 2018. – Вип. 3. – С.117–120.
5. Передерко А.Л. Корекція температурного впливу на п'єзоелектричний акселерометр/ А.Л.Передерко// Вісник Черкаського державного технологічного університету. – 2019. – Вип. 1. – С.83–86.
6. Передерко А.Л. Метод обробки сигналу датчика/ А.Л.Передерко// Вісник Інженерної академії України. – 2019 – Вип. 1. – С. 129-132.
7. Perederko A.L. Correction of temperature influence on piezoelectric accelerometers/ A.L.Perederko// The scientific heritage (Budapest, Hungary). – 2019–No.34. –Pg. 55-56.
8. Kvasnikov V. Development of methods of processing sensor signal/ V.Kvasnikov, A.Perederko// Technology audit and production reserves. –2019– №2/1(46).– Pg. 31-33.
9. Передерко А.Л. Прецизійний контактний вимірювач переміщення/ А.Л.Передерко// Вісник Житомирського державного технологічного університету. – 2019 – № 1(83). – С. 176-180.
10. Perederko A.L. Chapter 11. Correction of the Temperature Component of Error of Piezoelectric Acceleration Sensor/ A.L. Perederko// Handbook of Research on Artificial Intelligence Applications in the Aviation and Aerospace Industries.–2019– Pg. 263-278.
11. Квасніков В. Опрацювання результатів вимірювання механічних величин інтелектуальними приладовими системами (за умов невизначеності)/ В. Квасніков, А. Передерко та ін.// Метрологія та прилади.– 2019– №4(78).– С. 34-38.
12. Передерко А.Л. Кепстральний аналіз вібраційного сигналу при діагностиці стану машин та обладнання/А.Л.Передерко, М.О. Катаєва// Вісник Інженерної академії України. – 2019 – №3(78). – С. 153-157.
13. Передерко А.Л. Методика розрахунку ударного спектру при впливі на обладнання імпульсним віброприскоренням/ А.Л.Передерко// Вісник Інженерної академії України. – 2019 – № 4. – С. 154-158.
14. Передерко А.Л. Математичні моделі п'єзоелектричних датчиків для

вимірювання вібраційних параметрів/ А.Л.Передерко// Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2019 – № 2. – С. 27-33.

15. Kvasnikov V. Removal of temperature drift of zero of piezoelectric accelerometr/ V.Kvasnikov, A.Perederko// Technology audit and production reserves. – 2020 – 1/1(51). – С. 41-44.

16. Perederko A.L. Development of a high sensitive inductive movement sensor/ A.L. Perederko// Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. – 2020 – 2/9 (104). – Pg. 22-28.

17. Передерко А.Л. Аналіз розподілу ймовірностей піків у випадковому вібраційному сигналі/ А.Л.Передерко// Вісник Хмельницького державного технологічного університету. – 2020 – № 2(283). – С. 190-195.

18. Perederko A.L. Signal phase shifts during the measurement of vibration parameters/ A.L. Perederko// "Перспективні технології та прилади" Збірник наукових праць. Випуск 16 –Луцький НТУ, 2020.- С. 100-105.

19. Передерко А.Л. Метод компенсації зміщення нуля в п'єзоелектричних вібраційних гіроскопах/ А.Л.Передерко//Вісник Хмельницького державного технологічного університету. – 2020 – №1 (281). – С. 210-214.

20. A. Perederko. The use of a wavelet transformation for removal of the noise component from the vibro signal / A. Perederko// «Перспективні технології та прилади» // Збірник наукових праць. Випуск 18 –Луцький НТУ, 2021.- С. 106-112.

21. Передерко А.Л. Засоби забезпечення динамічного діапазону вимірювального каналу/ А.Л.Передерко // Вісник Черкаського державного технологічного університету. – 2021. – Вип. 1. – С.42–49.

22. Передерко А.Л. Адаптивний механічний фільтр для п'єзоелектричного акселерометра/ А.Л. Передерко// Збірник наукових праць Військового інституту Київського національного університету ім. Тараса Шевченка. К.: ВІКНУ, 2021. № 70. – С.60–68.

II. Які засвідчують апробацію матеріалів дисертації:

23. Передерко А. Метод автоматичної корекції зміщення нуля п'єзоелектричного перетворювача/ А.Передерко// XII Міжнародна науково-технічна конференція «Гіротехнології, навігація, керування рухом і

- конструювання авіаційно-космічної техніки». Збірник тез -2016. С.119-125.
24. Передерко А.Л. Про точність інтеграторів на операційних підсилювачах/ А.Л.Передерко// Інтегровані інтелектуальні робототехнічні комплекси (ІРТК-2018). Десята міжнародна науково-практична конференція, Київ, Україна. – К.: НАУ, 2018. (збірка тез). с.92-94.
25. Perederko A. Analysis of destabilizing vibrational effects on a coordinate measuring machine/ А. Передерко//Всесвітній конгрес AVIATION IN THE XXI-st CENTURY . Збірник тез-2018. С.2.4.70-2.4.75.
26. Передерко А.Л. Прецизійний контактний вимірювач переміщення/ А.Л. Передерко// X міжнародна науково-практична конференція «Комплексне забезпечення якості технологічних процесів та систем». Матеріали конференції КЗЯТПС-2019. Том 1. С.198-199.
27. Perederko A. The temperature component of additive error of the piezoelectric accelerometer/ А.Передерко //Конференція AVIA-2019. Збірник тез-2019.С. 4.56-4.59.
28. Передерко А.Л. Вимоги до часу наростання каналу вимірювання вібраційних сигналів / А.Л. Передерко// Матеріали XI міжнародної науково-практичної конференції «Комплексне забезпечення якості технологічних процесів та систем», 2021р., Чернігів, Україна: – Чернігів : НУ «Чернігівська політехніка», 2021.– Т. 2. – 236 с. (збірка тез). С.177-178.
29. Передерко А.Л. Моделювання підсилювача заряду для п'єзоелектричного акселерометра/ А.Л. Передерко//Інтегровані інтелектуальні робототехнічні комплекси (ІРТК-2021). Чотирнадцята міжнародна науково-практична конференція, Київ, Україна. – К.: НАУ, 2021. – 256 с. (збірка тез). С.100-102.

## ЗМІСТ

|  | Стор. |
|--|-------|
| АНОТАЦІЯ.....  | 2     |
| ABSTRACT.....  | 8     |
| ЗМІСТ.....   | 17    |
| ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ І СКОРОЧЕНЬ.....   | 21    |
| ВСТУП.....   | 23    |
| РОЗДІЛ 1. ОГЛЯД ЗАСОБІВ І МЕТОДІВ ДЛЯ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ<br>ВИМІРЮВАННЯ ВІБРАЦІЙ, ВІБРОДІАГНОСТИКИ І<br>ДИНАМІЧНИХ ВИПРОБУВАНЬ МАШИН І УСТАТКУВАННЯ..... | 31    |
| 1.1. Огляд основних методів аналізу вібраційних<br>сигналів.....   | 31    |
| 1.2. Спектральні методи аналізу вібраційних коливань і<br>вимірювальна апаратура для проведення вібродіагностики<br>машин і устаткування.....      | 34    |
| 1.2.1. Сигнатурний спектральний аналіз.....  | 37    |
| 1.2.2. Кепстральний аналіз.....  | 39    |
| 1.2.3. Вейвлет аналіз.....   | 43    |
| 1.3. Апаратні засоби для проведення вимірювань при<br>вібродіагностиці.....  | 45    |
| 1.4. Огляд датчиків для забезпечення вимірювання параметрів<br>вібрації.....   | 51    |
| 1.5. Системи забезпечення вібраційних випробувань .....  | 60    |
| 1.5.1. Засоби збудження механічної вібрації.....   | 61    |
| 1.6. Прогнозування перспектив та тенденцій розвитку апаратних<br>засобів та датчиків вимірювання параметрів вібрації.....                          | 64    |
| 1.7. Типи систем для вимірювання вібраційних параметрів і<br>моніторингу стану машин.....  | 66    |

|   |   |     |
|---|---|-----|
| 1.8   | Принципи побудови автономних реєстраторів вібраційних сигналів .....  | 68  |
|   | Висновки до розділу 1.....  | 76  |
|   | Перелік літератури до розділу 1.....  | 77  |
| РОЗДІЛ 2. МАТЕМАТИЧНІ МОДЕЛІ ТА АНАЛІЗ ПОХИБОК П'ЕЗОЕЛЕКТРИЧНИХ АКСЕЛЕРОМЕТРІВ.....   |   | 81  |
| 2.1.  | Математичні моделі датчиків з п'єзоелектричними перетворювачами для вимірювання вібраційних параметрів.....           | 81  |
| 2.2.  | Математична модель фазових спотворень при вимірюванні вібраційного прискорення п'єзоелектричними акселерометрами..... | 91  |
| 2.3.  | Математична модель похибок п'єзоелектричного акселерометра.....   | 94  |
| 2.3.1.  | Похибка зміщення нуля п'єзоакселерометра під впливом температури середовища .....                                     | 96  |
| 2.3.2.  | Похибка зміщення нуля п'єзоелектричного акселерометра під дією ударних навантажень.....                               | 101 |
| 2.3.3   | Похибка п'єзоелектричного акселерометра викликана неортогональністю осей чутливості.....                              | 102 |
| 2.3.4.  | Похибка, викликана різними джерелами шуму.....  | 106 |
|   | Висновки до розділу 2.....  | 107 |
|   | Перелік літератури до розділу 2.....  | 107 |
| РОЗДІЛ 3. АПАРАТНЕ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЯКОСТІ РЕЄСТРАЦІЇ І ДИНАМІЧНОГО ДІАПАЗОНУ АВТОНОМНИХ РЕЄСТРАТОРІВ ВІБРАЦІЙНИХ СИГНАЛІВ..... |   | 110 |
| 3.1.  | Вплив ударних імпульсів на п'єзоелектричні акселерометри та необхідність застосування механічних фільтрів.....        | 110 |

|  |   |            |
|--|---|------------|
| 3.2.   | Вплив в'язко-пружного демпфування на відгук системи.....  | 112        |
| 3.3.   | Вихідні сигнали п'єзоакселерометра на в'язкопружній основі під дією ударного прискорення.....                                   | 115        |
| 3.3.1.   | Конструкція та експериментальні дослідження механічного фільтра для п'єзоелектричного акселерометра.....                        | 124        |
| 3.3.2.   | Практичне застосування механічного фільтра в якості ФНЧ.....  | 131        |
| 3.4  | Забезпечення динамічного діапазону, чутливості та точності вимірювального каналу автономного реєстраторів ударних сигналів..... | 131        |
| 3.4.1.   | Вплив типу АЦП на результати вимірювання.....   | 148        |
| 3.4.2.   | Аналіз вимог до часу наростання ланцюгів вимірювального каналу автономного реєстратора вібраційних сигналів.....                | 157        |
| 3.4.3.   | Розробка підсилювача заряду автономного реєстратора вібраційних сигналів.....   | 160        |
| 3.4.4.   | Розробка схеми аналогового інтегратора.....   | 163        |
| 3.5.   | Компенсація температурного впливу на п'єзоелектричний перетворювач апаратними засобами.....                                     | 168        |
| 3.6.   | Розробка контактного прецизійного індукційного датчика лінійних переміщень.....   | 176        |
| 3.7.   | Синтез структурної схеми автономного реєстратора.....   | 185        |
|  | Висновки до розділу 3.....  | 186        |
|  | Перелік літератури до розділу 3.....  | 187        |
| <b>РОЗДІЛ 4. АЛГОРИТМІЧНЕ ТА МЕТОДИЧНЕ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ОБРОБКИ ВИМІРЮВАЛЬНОЇ ІНФОРМАЦІЇ .....</b> |   | <b>190</b> |
| 4.1.   | Методика та алгоритм розрахунку ударного спектру при впливі на обладнання імпульсним віброприскоренням.....                     | 190        |
| 4.2.   | Метод видалення шумової складової з вібраційного з використанням вейвлет-перетворення .....                                     | 199        |

|  |   |            |
|--|---|------------|
| 4.3.   | Метод дослідження розподілу піків як критерій аналізу випадкового вібраційного сигналу..... | 207        |
|  | Висновки до розділу 4.....  | 216        |
|  | Перелік літератури до розділу 4.....  | 216        |
| <b>РОЗДІЛ 5. ЗАСОБИ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ВІБРАЦІЙНИХ</b> |   |            |
|  | <b>ВИПРОБУВАНЬ.....</b>   | <b>219</b> |
| 5.1  | Структурна схема та принцип роботи гідравлічного стенду.....                                | 219        |
| 5.1  | Рідина під тиском в гідравлічній системі вібростенду.....                                   | 220        |
| 5.2  | Розрахунок гідравлічної системи вібростенду.....  | 225        |
| 5.2.1  | Розрахунок кінематики гідроциліндру з сервоклапаном.....                                    | 226        |
| 5.2.2.   | Функція гідравлічної передачі симетричного гідроциліндра.....                               | 229        |
| 5.3  | Розробка конструкції п'єзоелектричного клапана.....   | 233        |
| 5.4  | Синтез схеми керування вібростенду.....   | 236        |
| 5.5  | Розробка макету електрогідравлічного вібростенду.....                                       | 239        |
|  | Висновки до розділу 5.....  | 242        |
|  | Перелік літератури до розділу 5.....  | 242        |
|  | <b>ВИСНОВКИ.....</b>  | <b>245</b> |
|  | <b>ДОДАТКИ.....</b>   | <b>247</b> |

## ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ І СКОРОЧЕНЬ

АЦП – аналогово-цифровий перетворювач  
АЧХ – амплітудно-частотна характеристика  
ДВП – дискретне вейвлет перетворення  
ДПФ – дискретне перетворення Фур'є  
ЗВ – засіб вимірювання  
ЗПФ – зворотне перетворення Фур'є  
ЗШПФ – зворотне швидке перетворення Фур'є  
ІС – інтегральна схема  
МК – мікроконтролер  
МНК – метод найменших квадратів  
МС – математичне сподівання  
НВП – неперервне вейвлет перетворення  
НЧ – низькі частоти  
НЧВ – навігаційно-часові визначення  
ОП – операційний підсилювач  
ПА – п'єзоелектричний акселерометр  
ПЕ – п'єзоелектричний елемент  
ПК – персональний комп'ютер  
ПЗ – підсилювач заряду  
ПН – підсилювач напруги  
ПКМ – полімерний композиційний матеріал  
ПСП – параметри системи передавання  
ПФ – передавальна функція  
СКВ – середньоквадратичне відхилення  
СКН – середньоквадратична напруга  
СКП – середньоквадратична похибка  
 $\Sigma\Delta$  – сигма-дельта  
СФ – смуговий фільтр

ТКЄ – температурний коефіцієнт ємності

ФЧХ – фазочастотна характеристика

ФНЧ – фільтр низьких частот

ФВЧ – фільтр високих частот

ФАПЧ – фазове автоматичне підналаштування частоти

ШІМ – широтно-імпульсна модуляція

ШПФ – швидке перетворення Фур'є

## ВСТУП

**Актуальність теми.** Для забезпечення достовірного вимірювання і управління в технічних системах, сучасний розвиток техніки вимагає наявності високоточних засобів вимірювальної техніки, які дозволяють вимірювати технологічні параметри при експлуатації та оптимізувати процеси створення нових зразків на етапі проектування і проведення випробувань.

В останні роки широке застосування набувають вимірювально-інформаційні системи вібраційного аналізу, контролю, моніторингу, діагностики, активного віброзахисту та автоматичного управління складними технічними системами і технологічними процесами, що дають не тільки великий техніко-економічний ефект, але і сприяють запобіганню аварій і можливих техногенних та екологічних катастроф на ранніх стадіях їх розвитку.

В широкому спектрі вимірюваних технічних величин особливе місце займають вимірювання вібраційних параметрів механічних систем. Це такі параметри як прискорення, швидкість та переміщення.

Вимірювання вібрації та аналіз її параметрів при дослідженні коливальних процесів на етапах розробки, випробування та експлуатації різноманітних технічних і технологічних пристроїв, в різних галузях (енергетиці, машинобудуванні, авіаційній і ракетно-космічній, суднобудуванні, нафто-газовидобувній та переробній промисловості, медицині), а також проведення динамічних випробувань дає можливість контролю правильності застосованих конструктивних рішень. В сучасному обігу існує такий термін як віброметрія, який є сукупністю засобів і методів для вимірювання параметрів вібрації їх обробці та аналізу.

За допомогою віброметрії успішно вирішуються питання, пов'язані як із загальним розвитком техніки на етапі проектування, так і з підвищенням її надійності і безпеки в процесі експлуатації.

Передові технології, особливо досягнення бездротових технологій, значно покращили способи збирання, інтерпретації та обміну даними між

аналізаторами вібрацій. Особливого розвитку в наш час набувають портативні аналізатори вібрації, вони спілкуються зі смартфонами та планшетами в режимі реального часу і можуть проводити ШПФ та вейвлет перетворення у надзвичайно високій роздільній здатності. Компанії, що займаються приладами для вібраційних вимірювань, розробляють власні програми для їх комунікації між собою.

Як і у випадку з найбільш передовими технологіями, більшість даних вібраційного аналізу автоматично завантажуються в хмару і доступні на мобільному пристрої, комп'ютері або безпосередньо з браузера користувача.

Питання вимірювання та аналізу вібраційних параметрів, вібраційних випробувань, зниження рівня динамічних дій на елементи машин при ударах, забезпечення надійної роботи при комплексних динамічних навантаженнях на робочі органи машин і обладнання - це далеко не повний перелік сучасних напрямів теоретичних і експериментальних досліджень в даній області.

Актуальність даної роботи полягає у необхідності подальшого розвитку теорії та принципів побудови засобів і методів для забезпечення вимірювання, аналізу при вібраційній діагностиці та відтворення параметрів вібраційних сигналів при вібраційних випробуваннях на основі досягнень електронної та обчислювальної техніки і впровадження нових методів та алгоритмів обробки вимірювальної інформації.

Великий внесок в розвиток цих напрямків надали праці багатьох вітчизняних і закордонних вчених: А.Є.Божко, С.П.Тимошенка, В.В.Болотіна, Дж. Ден Гартога, С.В.Елісеєва, В.С.Ільїнського, В.О.Кононенко, Я.Г.Пановко, А.Ружечки, В.В.Карамішкіна, Ф.А.Чорноусько, Ch.Crede, C.Roland, J.C.Snowdon та ін.

Теорії та практиці вібраційної динаміки, захисту устаткування, приладів і машин присвячені роботи Є. П. Блохіна, І.І.Галієва, Л.О. Грачової, В. А. Камаєва, В. А. Лазаряна, В. Б. Меделя, М. П. Пахомова, І. І. Сілаєва, Т.А.Тібілова, В. Ф. Ушкалова, А. П. Хоменко, S.Graham Kelly та ін.

Очевидно, що для підвищення ефективності та надійності зразків нової техніки необхідно проведення високоінформативних процедур контролю і діагностики дослідних зразків, що вимагають точних вимірювань вібраційних і ударних сигналів, створення сучасного контрольно вимірювального та випробувального обладнання. А також вдосконалення існуючих і побудову нових діагностичних і випробувальних комплексів шляхом їх оснащення сучасними керуючими і вимірювальними системами. Великого значення набуває методичне та алгоритмічне забезпечення контрольно-вимірювального, діагностичного та випробувального обладнання. Створення виконавчих приводів для відтворення вібрації при випробуваннях та систем активного віброзахисту прецизійного вимірювального обладнання. Наведені заходи дозволяють ефективно використовувати існуючу технічну базу і створювати нові системи вимірювання та розрахунку параметрів вібраційних процесів.

Актуальність даної роботи полягає у необхідності подальшого розвитку теорії та принципів побудови засобів і методів для забезпечення вимірювання, аналізу при вібраційній діагностиці та відтворення параметрів вібраційних сигналів при вібраційних випробуваннях на основі досягнень електронної та обчислювальної техніки і впровадження нових методів та алгоритмів обробки вимірювальної інформації.

**Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.** Дисертаційна робота виконана на кафедрі стандартизації, оцінки відповідності та освітніх вимірювань Державного університету інтелектуальних технологій і зв'язку, відповідно до Закону України № 3715-VI "Про пріоритетні напрямки інноваційної діяльності в Україні", зокрема, "Освоєння нових технологій високотехнологічного розвитку транспортної системи, ракетно-космічної галузі, авіа- і суднобудування, озброєння та військової техніки", а також відповідно до держбюджетної тематики Міністерства освіти і науки України в науково-дослідній роботі Одеської державної академії технічного регулювання та якості за темою: «Біомеханіка зубощелепної системи, верхніх

та нижніх кінцівок: математичне моделювання та практичні рекомендації» (№ держреєстрації: 0119U002007), де автор був виконавцем.

**Мета та задачі дослідження.** Метою дисертаційної роботи є вирішення важливої науково-технічної проблеми створення наукових основ розробки та вдосконалення методів та засобів з покращеними метрологічними характеристиками для вимірювання, реєстрації та аналізу вібраційних параметрів при проведенні вібраційної діагностики та вібраційних випробувань.

Для досягнення поставленої мети необхідно розв'язати такі задачі:

1. Провести аналіз сучасних методів і засобів для забезпечення динамічних випробувань і вібродіагностики машин і устаткування, первинних перетворювачів для забезпечення вимірювання параметрів вібрації та виконати аналіз перспектив їх подальшого розвитку.

2. Здійснити математичне моделювання датчиків з п'єзоелектричними перетворювачами для вимірювання вібраційних параметрів. Отримати їх амплітудно-частотні та фазо-частотні та перехідні характеристики. Отримати математичну модель фазових спотворень при вимірюванні вібраційного прискорення датчиками з п'єзоелектричними перетворювачами. Розробити модель похибок п'єзоелектричного акселерометра, провести їх аналіз. Визначити залежність генеруємого п'єзоелементом заряду від зовнішнього температурного впливу.

3. Розробити математичну залежність п'єзоелектричних акселерометрів від пливу ударних імпульсів при проведенні динамічних випробувань. Обґрунтувати необхідність застосування фільтрів нижніх частот для виключення резонансної області в полосі частот вимірювань. Отримати експериментальні залежності віброколивань і вихідних сигналів п'єзоакселерометра під дією ударного прискорення при його установці на в'язкопружну прокладку шляхом моделювання.

4. Розробити заходи по розширенню динамічного діапазону автономних реєстраторів при вимірюванні ударних сигналів. Розробити методика

розрахунку та відтворення ударного спектру, при впливі на обладнання імпульсним вібраційним прискоренням, в основі якої лежать співвідношення для обчислення ударного спектра осцилятора. Розробити моделювання реакції системи на ударні імпульси.

5. Провести моделювання фільтрації, за допомогою вейвлет перетворення, вібраційного сигналу від шумових завад. Розглянути використання розподілу піків стаціонарного гаусівського процесу в розрізі нетрадиційних підходів та методів в частині обробки і аналізу вихідної інформації при вібродіагностиці. Провести дослідження розподілу піків вібраційного сигналу як критерію аналізу випадкового вібраційного сигналу, з метою підвищення достовірності та глибини діагностування.

6. Розробити структурну схему, провести моделювання роботи ланок вимірювального каналу автономного реєстратора вібраційних сигналів (дельта-сигма АЦП).

7. Розробити конструкцію п'єзоелектричного акселерометра з пристроєм компенсації і системою керування для компенсації похибки вимірювання внесеної температурним впливом середовища.

8. Провести теоретичні розрахунки гідравлічної системи, розробити схему побудови та макет гідравлічного вібраційного стенду з покращеними метрологічними характеристиками.

*Об'єктом дослідження є процес вимірювання параметрів вібрацій.*

*Предметом дослідження є методи і засоби вимірювань та реєстрації параметрів вібрацій, вібраційні сигнали та алгоритми обробки даних.*

*Методи досліджень.* Для досягнення поставленої мети в роботі використовуються наступні методи досліджень: теорія вимірювань для аналізу та зменшення похибок, обробки сигналів для вдосконалення системи керування шляхом аналізу спектрального складу вібраційного впливу та його подальшої обробки); теорія автоматичного управління для лінійних систем для побудови систем та алгоритмів керування; теорія інформаційно-вимірювальних систем для побудови моделей та моделювання; сучасної теорії

оптимального управління (використовується для вдосконалення системи управління, комп'ютерної обробки інформації (використовується для обробки даних); теорії похибок перетворювачів, методи вимірювання механічних величин, частоти та фази сигналу, а також аналізу їх похибок для отримання відповідних параметрів сигналу; методи вимірювання прискорення, спектральні методи обробки сигналу, методи фізичного, математичного моделювання та симуляції з використанням пакетів прикладних програм Matlab, MathCad та Multisim.

**Наукова новизна отриманих результатів.** Найбільш суттєві результати отримані автором особисто і визначаються такими положеннями:

- вперше розроблено математичну модель механічного фільтра, який на відміну від відомих володіє можливістю переналаштування, що забезпечує розширення частотного діапазону вимірювального каналу, дозволяє запобігти впливу на п'єзоелектричний акселерометр високочастотних вібрацій, та унеможливорює руйнування його чутливого елемента при ударних випробуваннях;

- вперше розроблено метод розширення частотного і динамічного діапазонів та підвищення точності динамічних вимірювань ударних сигналів, який на відміну від раніше відомих відрізняється тим, що дає можливість проводити вимірювання без комутації сигналу в вимірювальному каналі;

- вперше розроблена вимірювальна система п'єзоелектричного акселерометра з пристроєм компенсації і системою керування для зменшення похибки вимірювання внесеної температурним впливом середовища, яка відрізняється від раніше відомих пристроєм автокомпенсації;

- розвинуто теорію структурних методів забезпечення динамічного процесу вимірювання і алгоритмів функціонування при розробці засобів вимірювання для дослідження вібраційних та ударних процесів в технічних об'єктах в широкому діапазоні температурного і механічного впливу на первинні перетворювачі приладів вимірювання і об'єкт дослідження, заснованих на застосуванні швидкодіючих «сигма-дельта» АЦП, алгоритмів

фільтрації та відновлення сигналів за допомогою методів з застосуванням вейвлет перетворення;

- удосконалено гідравлічний вібростенд шляхом застосування п'єзоелектричних клапанів в системі управлінні гідравлічними потоками, що дає можливість розширити частотний діапазон відтворення механічних коливань;

- подальший розвиток отримала теорія проектування актуаторів заснованих на п'єзоелектричному ефекті для швидкодіючих приводів систем керування гідравлічних вібраційних стендів, що, в порівнянні з існуючими, забезпечує значне підвищення швидкодії.

**Практичне значення отриманих результатів** полягає у тому що:

- Отримано рекомендації по побудові структури вимірювального тракту систем вібраційної діагностики, забезпечення його захищеності від завад і умови коректного вимірювання спектрів при проведенні вібраційної діагностики.

- Отримано рекомендації щодо визначення параметрів реалізації сигналу вібраційного прискорення, частоти дискретизації і розрядності АЦП, та практичної реалізації АЦП з передискретизацією.

- Розроблено новий метод забезпечення надійності і точності динамічних вимірювань, який використаний при розробці вимірювальних систем для забезпечення ударних випробувань.

- Розроблено структурну схему автономного реєстратора ударних сигналів, що забезпечує підвищену надійність реєстрації в широкому діапазоні температур і жорстких механічних впливів в процесі проведення вібраційних випробувань.

- Запропоновано, при створенні реєстраторів вібраційних сигналів, використовувати можливості АЦП сигма-дельта перетворення, що дає змогу розширити динамічний діапазон за рахунок зменшення впливу шуму квантування.

- Розроблена обчислювальна методика, яка дозволяє вирішити завдання фільтрації за допомогою вейвлет перетворення (пониження рівня шумів) стосовно до просторово-часових даних при обробці вібраційного сигналу.

- Розроблені схема та макет гідравлічного вібростенду з системою керування, в якому використовуються п'єзоелектричні клапани, що дозволяє розробляти приводи для адаптивних оптичних систем, прецизійних систем управління і віброзахисту, а також в інших мехатронних системах.

Впровадження результатів роботи. Теоретичні і експериментальні дослідження проведені автором роботи впроваджено на підприємстві ПАТ «НВО «Київський завод автоматики» (акт впровадження від 07.04.2021р.), на підприємстві ТОВ «АРАМІС» (акт впровадження від 10.12.2020 р.) та у навчальний процес в Одеській державній академії технічного регулювання та якості (акт впровадження від 06.10.2020р.).

**Особистий внесок здобувача.** Усі наукові положення та результати, що виносяться на захист, отримані автором особисто. Із наукових праць, опублікованих у співавторстві, в роботі використані ті результати, що є результатом особистої праці здобувача.

**Апробація результатів дисертації.** Викладені у дисертаційній роботі результати досліджень доповідалися, обговорювалися та одержали схвалення на таких наукових конференціях і семінарах: десята міжнародна науково-практична конференція «Інтегровані інтелектуальні робототехнічні комплекси» (ІРТК-2018, м. Київ, 2018 р.); Всесвітній конгрес AVIATION IN THE XXI-st CENTURY (м. Київ, 2018 р.); XIV Міжнародна науково-технічна конференція «ABIA-2019» (м. Київ, 2019 р.); IX міжнародна науково-практична конференція «Комплексне забезпечення якості технологічних процесів та систем» (м.Чернігів, 2019 р.); XII Міжнародна науково-технічна конференція «Гіротехнології, навігація, керування рухом і конструювання авіаційно-космічної техніки» (м.Київ, 2019 р.); XI міжнародної науково-практичної конференції «Комплексне забезпечення якості технологічних процесів та систем» (м.Чернігів, 2021 р.); чотирнадцята міжнародна науково-практична конференція «Інтегровані інтелектуальні робототехнічні комплекси» (ІРТК-2021, м.Київ, 2021 р.).

## **РОЗДІЛ 1. ОГЛЯД МЕТОДІВ І ЗАСОБІВ ДЛЯ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ДИНАМІЧНИХ ВИПРОБУВАНЬ І ВІБРОДІАГНОСТИКИ МАШИН І УСТАТКУВАННЯ**

В розділі проведено огляд основних методів аналізу вібраційних сигналів, апаратні засоби для проведення вимірювань вібраційних сигналів, системи для вимірювання вібраційних параметрів і моніторингу стану машин. Проведено огляд та прогнозування перспектив подальшого розвитку датчиків для вимірювання параметрів вібрації, викладені принципи побудови портативних реєстраторів вібраційних та ударних сигналів.

### **1.1. Огляд основних методів аналізу вібраційних сигналів**

Вимірювання параметрів механічної вібрації можна визначити як вимірювання параметрів сигналу періодичного процесу коливань досліджуємого об'єкту відносно точки рівноваги.

Методи аналізу вібраційних сигналів можна класифікувати на такі основні напрями:

- аналіз величини сигналу;
- аналіз часових областей окремих сигналів;
- аналіз частотної області окремих сигналів;
- подвійний аналіз сигналу або в часовій, або в частотній області.

Кожен з наведених напрямів має свої переваги та недоліки. Як правило, аналіз величини вібраційного сигналу та аналіз його часової області надають основну інформацію про сигнал і тому вимагають лише недорогих та непрофільних приладів аналізу, тоді як аналіз в частотній області та подвійний аналіз дають дуже детальну інформацію про вібраційний сигнал і тому вимагають спеціального аналізу та обґрунтовано складного інструментарію для його проведення. Таким чином, дуже важливо, щоб при дослідженні вібраційного сигналу було чітка визначеність щодо того, який метод найкраще відповідає необхідним вимогам. В останній час набула поширення тенденція

щодо поширення принципів, що регулюють методи подвійного аналізу сигналів, до ситуацій, що включають одночасний аналіз декількох сигналів. Ці спеціалізовані методи особливо корисні для ідентифікації джерел шуму в вимірюваному сигналі. Вони надають всебічну інформацію щодо застосувань кореляційного та спектрального аналізу декількох сигналів.

Основні методи аналізу сигналів, які зазвичай використовуються для кількісної оцінки експериментально вимірюваного вібраційного сигналу, наведені на рис.1.1.

*Аналіз величини сигналу.* Іноді, при технічному діагностуванні стану обладнання який можна отримати шляхом моніторингу вібраційних сигналів, достатньо лише загальної величини значення (середньоквадратичне або пікове) сигналу. Попередні вимірювання та досвід стосовно роботи певного обладнання часто дають достатньо інформації для встановлення рівня довіри до таких простих вимірювань. Ці вимірювання включають в себе допустимий загальний рівень динамічного напруження та пов'язану з цим вібраційну швидкість у певній критичній точці на машині, допустимий піковий рівень внаслідок певного удару або допустимий рівень завад за рахунок деякого постійного джерела шуму. Наприклад вони досить поширені для визначення середньоквадратичних та пікових рівнів вібрації в різних місцях повітряного судна, які слід постійно контролювати і, при перевищенні допустимих рівнів, відповідні компоненти перевіряються та обслуговуються і т.п. За цих обставин все відносно просте обладнання для оцінки загальної величини сигналів є достатнім, а загальна практика допускає, що достатньо постійно контролювати загальну величину шумового або вібраційного сигналу, а спектральний аналіз проводити лише періодично.

*Аналіз часової області.* Окремі сигнали можуть бути проаналізовані у часовій області або шляхом вивчення записів в часі самостійно, або шляхом генерації їх функцій автоматичної кореляції. Функції автоматичної кореляції забезпечують міру ступеня кореляції сигналів із собою як функцію переміщення в часі. Сигнали можна легко спостерігати в часовій області на

осцилографі, і це є один зі способів аналізу форми хронології часу та виявлення піків сигналу. Також добрі результати дає практика моніторингу історії записаних в часі сигналів для проведення аналізу частоти, щоб отримати загальне уявлення про інформаційний склад сигналів (тобто для того, щоб не відбулося відсікання інформації), спостерігати за рівнем сигналу та виявляти будь-які особливості, якщо вони мають місце. Якщо вібраційний сигнал обробляється цифровим шляхом, то усереднення часу запису є корисним засобом вилучення сигналів з випадкового шуму приблизно однакового частотного вмісту, тобто усереднення включає в себе декілька отриманих незалежних записів часу для отримання середнього значення. Протягом досить тривалого періоду часу випадковий шум в середньому дорівнює нулю (Гаусовський шум), і якщо в сигналі присутній інформативний імпульс, то він буде виявлений.

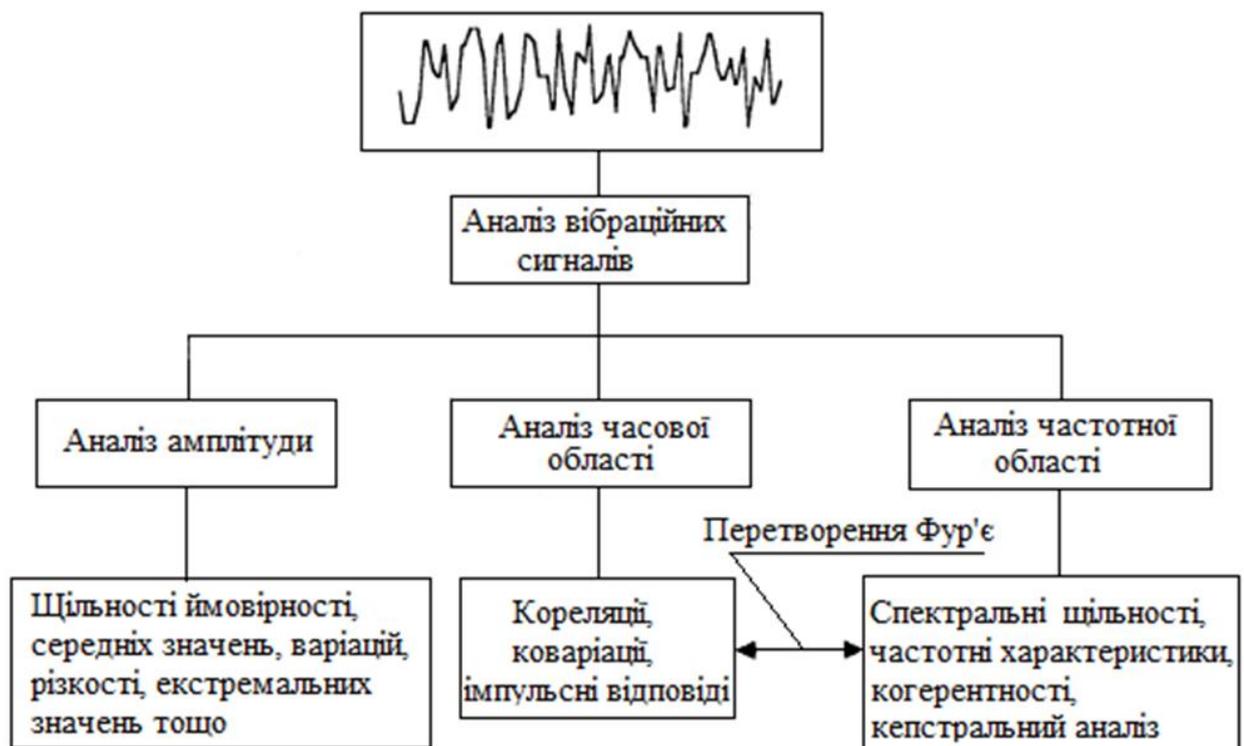


Рис. 1.1. Основні методи аналізу вібраційних сигналів

*Аналіз частотної області.* В принципі, аналіз частотної області безперервних вібраційних сигналів вимагає перетворення історії часу сигналу у функцію авто спектральної щільності за допомогою перетворення Фур'є авто

кореляційної функції. На практиці використовуються методи цифрового швидкого перетворення Фур'є (ШПФ). До появи сучасного обладнання для цифрової обробки сигналів функції спектральної щільності отримувалися експериментально за допомогою процедур аналогової фільтрації з використанням електронних фільтрів із заданими характеристиками згортання.

*Подвійний аналіз сигналу.* Подвійні методи аналізу вібраційного сигналу доступні як у часовій, так і в частотній областях. Вони включають зв'язки між двома вхідними сигналами до системи, або двома вихідними сигналами після системи, або входом і вихідним сигналом відповідно. Дві найбільш часто використовувані відношення часової області - це функція перехресної кореляції та функція імпульсного відгуку. Перехресна кореляційна функція може також використовуватися для встановлення різних шляхів передачі вібраційних сигналів. В спектральному аналізі зазвичай використовуються три частотні відношення. Це функція перехресної спектральної щільності, функція частотної характеристики (передавальною функцією) та функція когерентності.

## **1.2. Спектральні методи аналізу вібраційних коливань і вимірювальна апаратура для проведення вібродіагностики машин і устаткування**

Всі машини і обладнання, які мають рухомі частини, в процесі роботи породжують механічні коливання, аналіз яких дозволяє отримати важливу інформацію про технічний стан обладнання.

Для аналізу механічних коливань використовують спектральний аналіз, заснований на швидкому перетворенні Фур'є (ШПФ) [11,14,28], який дає можливість виявлення несправностей, що зароджуються у більшості машин задовго до того моменту, коли вони перестають виконувати свої функціональні задачі через руйнацію. Наприклад, у роботі [34] наведено огляд основних методів і приладів, що реалізують спектральні методи аналізу

акустичних і вібраційних сигналів при діагностиці підшипникових вузлів локомотивів в умовах локомотивного депо. Повний перелік методів спектрального аналізу сигналів (емпіричних даних) наведено в роботі [33].

Розглянемо типи сигналів, які відображають механічні коливання і відповідні дефекти при роботі механізмів, і методи спектрального аналізу, що дозволяють виявити несправності на ранній стадії [4, 5, 9].

Низькочастотні сигнали. Ці сигнали з'являються при обертанні валів і їх частоти кратні частоті обертання валів. Вони викликані вигином, розбалансуванням, незносністю обертових валів, а також прослабленістю механічних кріплень.

Середньочастотні сигнали. Вони характеризуються складовими, що виникають в результаті зубозацеплення шестерень в кінематичних пристроях передачі потужності. Вказані складові з'являються на частотах, відповідних швидкості обертання валів, помножених на число зубів шестерень. Ці частоти називають частотами зубозацеплення. Знос зубів шестерень викликає зростання вищих гармонік частоти зубозацеплення, а дефекти зубів - появу спектральних складових між гармоніками частоти зубозацеплення.

Для підшипників кочення, наприклад, основними являються частоти збудження високочастотних коливань при різних типах дефектів. Це частота обертання сепаратора, частота обертання тіл кочення (кульок), частота мигтіння  $f_H$  тіл кочення по зовнішньому кільцю, частота мигтіння  $f_B$  тіл обертання по внутрішньому кільцю відповідно рівні [1,5,9,17]

$$f_{\text{сеп}} = \frac{f_p}{2} \left(1 - \frac{d}{D} \cos \beta\right), \quad (1.1)$$

$$f_{\text{сеп}} = \frac{f_p}{2} \left(1 - \frac{d}{D} \cos \beta\right), \quad f_{\text{т.к.}} = \frac{f_p}{2} \frac{D}{d} \left(1 - \left(\frac{d}{D}\right)^2 \cos^2 \beta\right). \quad (1.2)$$

$$f_H = Zk \frac{f_p}{2} \left(1 - \frac{d}{D} \cos \beta\right), \quad f_e = Z \frac{f_p}{2} k \left(1 + \frac{d}{D} \cos \beta\right), \quad (1.3)$$

де  $f_{cen}$  – частота обертання сепаратора,  $f_{т.к.}$  - частота обертання тіл кочення (кульок),  $f_p$  - частота обертання ротора,  $d$  - діаметр тіл кочення,  $D$  - середній діаметр кола, що проходить через центри тіл кочення,  $\beta$  - кут контакту,  $Z$ - число тіл кочення,  $k$ - номер гармоніки .

Дефект, що зароджується в підшипнику з роликівими елементами зазвичай виникає у вигляді тріщини чи вибоїни на обоймі або ролику. Цей дефект супроводжується появою ударних впливів при прокочуванні по ньому роликового елемента. Енергія цих ударів передається на корпус підшипника, який, в свою чергу, вібрує на своїй резонансній частоті. Одним з таких резонансів може бути резонанс кульок підшипника, частота, яких обчислюється за формулою [17]:

$$f_n = 0,424 \frac{E}{d(\rho)} , \quad (1.4)$$

де  $E$  - модуль пружності,  $\rho$  - питома щільність матеріалу кульок.

Якщо дефект розташований на нерухомій обоймі, то кожен імпульс буде мати однакову амплітуду. Проте, якщо дефект розташований на поворотній обоймі, то амплітуда імпульсів буде змінюватися в залежності від зміни навантаження на роликовий елемент, тобто буде відбуватися амплітудна модуляція. Такі дефекти можуть бути визначені, оскільки вони виділяються в згаданих вище низькочастотних складових.

Крім основних частот збудження, наведених вище в підшипниках кочення, порушується безліч комбінаційних частот, які є результатом взаємодії обертових і нерухомих джерел коливань, зумовленими дефектами контактуючих поверхонь [2].

Протягом багатьох років виявлення дефектів при аналізі вібраційного сигналу виконувалося за допомогою порівняння середньоквадратичних значень (СКЗ) швидкості механічних коливань в смузі частот з відповідними початковими даними або встановленими стандартними значеннями [26,34].

Проблемою використання жорстких стандартів, що встановлюють межі рівнів механічних коливань, є шлях поширення механічних коливань від точки

збудження до точки контролю. Якщо шлях поширення має не однаковий коефіцієнт загасання від одного вузла до іншого, то дефекти однакового характеру можуть створювати різні сигнали, одержувані від датчиків, а, отже, можуть бути причиною різних (неоднозначних) висновків при проведенні аналізу.

### 1.2.1. Сигнатурний спектральний аналіз

Для усунення зазначеної неоднозначності був запропонований метод порівняння спектрів механічних коливань (сигнатурний спектральний аналіз). Сутність проведення вібродіагностики за допомогою сигнатурного спектрального аналізу, полягає в порівнянні піків поточного спектра з початковим опорним, апріорі відомим (паспортизованим) спектром  $S_G(\omega_i)$  і оцінці їх розбіжності по обраній нормі (амплітуді) в обраній частотній області.

Метод порівняння спектрів механічних коливань дозволяє виявити зміну стану обладнання після збільшення рівня складових спектру або смуги спектра більш ніж на (3...6) дБ. Отже, метод порівняння спектрів може забезпечити раннє попередження розвитку негативних процесів.

Існують наступні рекомендації по процедурі виявлення дефектів:

- необхідно порівнювати поточні результати з результатами, отриманими протягом деякого попереднього періоду (необхідно здійснювати оперативний моніторинг і необхідна база даних);
- результати, отримані від інших однотипних машин або інших точок виміру, не можуть бути показниками зміни стану даної машини;
- необхідно порівнювати спектри механічних коливань, які покривають достатньо широку смугу частот.

Розглянемо далі застосування заснованих на швидкому перетворенні Фур'є методів сигнатурного спектрального аналізу вібраційної інформації [4, 5,35,36,39].

Оскільки сигнатурний спектральний аналіз використовує порівняння спектрів, то необхідно розглянути питання точності оцінки поточних спектрів

вібраційних сигналів в процесі діагностики, методи створення опорних спектрів на базі наявної інформації і методи порівняння поточних і опорних спектрів.

Розглянемо методи створення опорних спектрів і методи порівняння поточних і опорних спектрів.

Опорний спектр і створена на його основі опорна маска показані на рис.1.2.

Опорний спектр (рис.1.2) отримується шляхом групування окремих дискретних складових вузько смугових спектрів в великі групи, причому в межах кожної групи допускаються певні варіації без введення завад в загальний рівень таких груп. Створений таким чином синтезований спектр називається синтезованим опорним спектром.

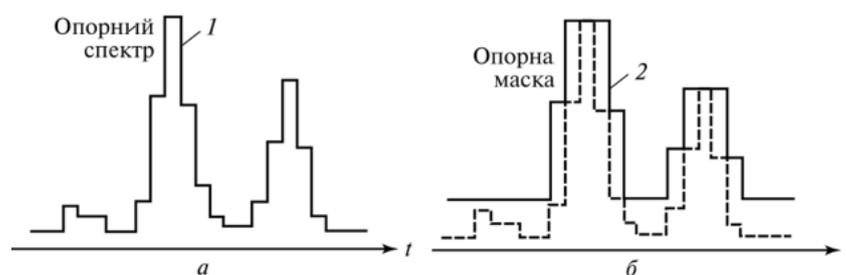


Рис. 1.2. Опорний спектр а) і створена на його основі опорна маска б)

Опорна маска створюється шляхом розширення смуг опорного спектра і обмеження знизу динамічного діапазону.

В опорній масці окремим вузьким смугам опорного спектра надаються максимальні значення, властиві або їм самим, або двом суміжних смугам. Крім того, вводиться нижня межа, що визначає кордон визначеного динамічного діапазону. Це значить, що зміни рівня амплітуд складових спектра нижче цього діапазону не викличуть помилкових попереджень. Нові спектри механічних коливань потім порівнюються з описаною вище опорною маскою.

Проблемою при використанні опорних спектрів є зміна робочої швидкості машин. Якщо робоча частота або частота обертання валів або інших вузлів обертання при діагностиці змінюється більше, ніж допустимо з точки

зору утримання певної складової механічних коливань в межах ширини однієї смуги відповідного спектру, то викладені вище методи виявлення даватимуть неправдиву інформацію. З рис.1.1 видно, що маска містить зони що враховують вплив варіації швидкості обертання валів на спектр так як одна з її координат обернено пропорційна частоті обертання.

Питання формування опорного (еталонного) амплітудного спектра для цілей діагностики вузлів та агрегатів методом вільних коливань розглянуті в роботах [30,33]. У даних роботах запропонований алгоритм побудови еталонного спектру методом робастного зважування безлічі вихідних спектрів придатних виробів.

У роботі [8] розглянуті питання порівняння амплітудних спектрів. Для порівняння спектрів запропоновано використовувати такі параметричні і непараметричні критерії порівняння спектрів: статистика амплітуд, коефіцієнт кореляції, кореляція Спірмена, статистика знаків Фішера, статистика знакових рангів Вілкоксона і рангова сума Вілкоксона.

### **1.2.2. Кепстральний аналіз**

Розглянемо ще один метод спектрального аналізу - кепстральний аналіз [9, 21, 23, 29].

Відомо, що при аналізі вібраційних сигналів класичний спектр за своєю суттю є наочним і компактним представленням періодичностей в часовому сигналі в частотній області. Та при деяких дефектах обертальних частин машин, зокрема з зубчастим зачепленням або підшипників кочення в спектрі присутні десятки гармонік основних частот збудження, що ускладнює пошук інформативної діагностичної ознаки. Для стиснення інформації, що міститься в спектрі, вдаються до нелінійних перетворень, наприклад логарифмуванню спектра з подальшим спектральним аналізом .

Одержуваний спектр від початкового спектра, представленого як логарифм від спектральної амплітуди, називається кепстром (від перевернутого слова «спектр»). Корисність кепстра полягає в тому, що він

виділяє періодичності або повторювані структури в спектрі точно так же, як спектр виділяє періодичності в часовій реалізації.

Наприклад, якщо розглянути спектр роторних машин, то він є складним і містить декілька наборів гармонік від різних вузлів і кілька наборів бічних смуг, викликаних різними модуляціями. Кепстр такого спектру матиме піки, відповідні відстаням між гармоніками і бічними смугами, що є хорошою діагностичною ознакою. По відношенню до спектру кепстр є таким же стисненням даних, як сам спектр по відношенню до тимчасової реалізації. Всі явно нерозрізніювані періодичності в спектрі, виділені аналізом швидкого перетворення Фурє (ШПФ), при повторному ШПФ-аналізі розглядаються як гармонійні ряди, представлені однією складовою в кепстрі.

Кепстр є нелінійним перетворенням звичайного спектра. Комплексний кепстр  $C_w(\tau)$  і кепстр потужності  $C_A(\tau)$  прийнято визначати наступними виразами [1]:

$$C_A(\tau) = F^{-1} \left[ \log |S_A(\omega)|^2 \right], C_w(\tau) = F^{-1} \left[ \log |S_A(\omega)|^2 \right], \quad (1.5)$$

де амплітудний спектр сигналу визначається як:

$$S_A(\omega) = F[A(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} A(t) \exp(-j\omega t) dt, \quad (1.6)$$

де:  $F[\ ], F^{-1}[\ ]$  - пряме і зворотне перетворення Фур'є відповідно.

Будучи нелінійним перетворенням, кепстр має цілу низку відмінних властивостей. Найважливіша особливість кепстра полягає не в тому, що він є спектром спектра, а в логарифмічному перетворенні вихідного амплітудного спектра або спектра потужності.

Припустимо, наприклад, що спектр вимірюваного сигналу є добутком спектральної характеристики джерела зародження вібрації  $S(\omega)$  і передавальної функції механічної системи  $H_n(\omega)$ :

$$S_A(\omega) = H_p(\omega) S_d(\omega). \quad (1.7)$$

Тоді вираз (1.5) для кепстра потужності набуде вигляду

$$C_A(\tau) = F\left[\log|S_d(\omega)|^2\right] + F\left[\log|H_p(\omega)|^2\right]. \quad (1.8)$$

Видно, що спостерігається адитивний ефект від джерела збудження і шляху поширення, які мають абсолютно різні властивості, які проявляються на різних частотах, що і дає розрізнити їх за допомогою кепстра або амплітудного спектра взятого в логарифмічному масштабі.

Структурна схема побудови кепстру вібраційного сигналу наведена на рис.1.3.

Методи сигнатурного спектрального аналізу придатні для діагностики робочого обладнання або того що знаходиться на випробувальному вібраційному стенді та функціонуючого в стаціонарному режимі з постійним навантаженням і при фіксованій частоті обертання валів. Частота обертання елементів машинного обладнання не повинна, змінюватися дуже швидко в процесі вимірювання при вібродіагностиці, оскільки це призведе до розмивання амплітудного спектра вібрації.

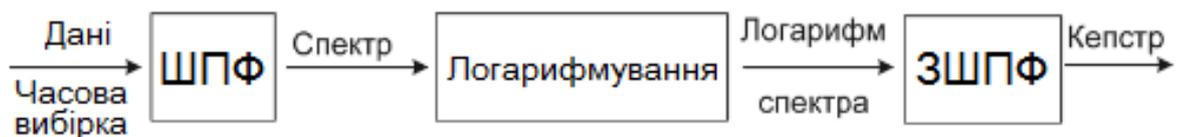


Рис. 1.3. Структурна схема побудови кепстру сигналу

Для вібродіагностики устаткування що працює в перехідних режимах або зі змінним навантаженням розробляються методи спектрального аналізу, засновані на побудові розподілу в двовимірному просторі час - частота що потребують застосування вейвлет аналізу сигналів. Приклад спектральної і кепстральної функції вібраційного сигналу, створюваного при роботі редуктора наведено на рис.2 [3].

Кепстральний аналіз використовується для ідентифікації серії гармонік, бічних смуг спектрів і для оцінки їх відносної потужності (рис.1.4). Тому

кепстральний аналіз для діагностики високооборотних складних машин з великим числом взаємозалежних джерел має певні переваги перед спектральним аналізом, так як логарифмічна перетворення (псевдокореляція) робить результат менш чутливим до неоднорідностей спектра. Графік кепстра (див. рис.2) містить піки, положення яких на осі часу відповідає періодам гармонійних рядів складових спектра вібрації. Висота піків визначається амплітудами всіх гармонійних складових ряду. Кепстр є інваріантною функцією по відношенню до місця установки датчика на механізмі, оскільки він реагує на зміну всіх модуляційних компонентів в сукупності, в той час як амплітуда спектральних компонентів дуже сильно залежить від положення датчика.

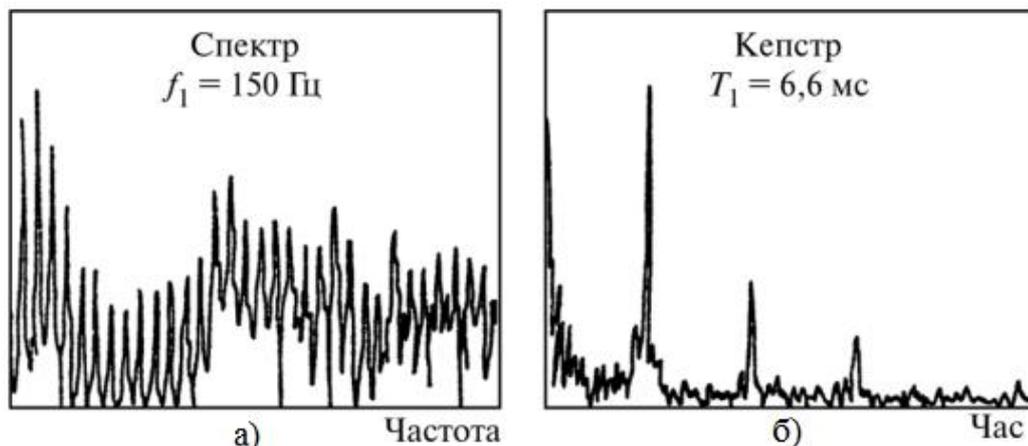


Рис. 1.4. Спектральна а) і кепстральна б) функції вібраційного сигналу, створеного при роботі редуктора

Важливо розуміти ті принципові відмінності, які є між частотними складовими в традиційному спектрі і частотними складовими в спектрі, званому кепстра. У першому випадку будь-яка частотна складова має фізичний сенс, сигнал з такою частотою і амплітудою дійсно присутній у вихідному сигналі в тимчасовій області.

У другому ж випадку присутність гармонік в кепстрі може зовсім не означати, що в початковому спектрі існують відповідні періодичності, а тільки те, в якій мірі вид дискретних складових у вихідному спектрі більш-менш має гострі вершини.

Перевагою кепстрального аналізу є нечутливість до змін фази досліджуваних сигналів і до параметрів шляхів поширення механічних коливань. Незважаючи на деякі переваги методів кепстрального аналізу при вібродіагностиці несправностей доцільність їх застосування не є очевидною. Зокрема, можливе застосування цих методів при діагностиці несправностей в разі великої різниці шляхів проходження діагностичних сигналів від місця виникнення дефекту до приймача віброінформації (датчика вібрації). Особливо актуальним використання методів кепстрального аналізу може виявитися при обмеженні на кількість встановлюваних на обладнанні датчиків при діагностиці рухомих машин і обладнання.

Розглянуті вище методи сигнатурного спектрального аналізу придатні для діагностики робочого обладнання або того що знаходиться на випробувальному стенді та функціонуючого в стаціонарному режимі з постійним навантаженням і при фіксованій частоті обертання валів. Частота обертання елементів машинного обладнання не повинна змінюватися дуже швидко в процесі вимірювання при вібродіагностиці, оскільки це призведе до розмивання амплітудного спектра вібрації.

### **1.2.3. Вейвлет аналіз**

Для вібродіагностики устаткування що працює в перехідних режимах або зі змінним навантаженням розробляються методи спектрального аналізу, засновані на побудові розподілу в двовимірному просторі час - частота [21, 22], що потребують застосування вейвлет аналізу сигналів.

Застосування вейвлет перетворення при аналізі шуму для акустичного контролю якості роботи механізмів розглянуто в [40]. В ній також розглянуті методи вейвлет-аналізу застосовані для створення алгоритму обробки вібраційного сигналу з низьким відношенням сигнал/шум. В роботі [42] розглянуто виділення особливостей вібрації, які свідчать про наявність сильних дефектів типу дисбалансу, розцентровки і ін. В роботах [42,43] розглянуті можливості застосування вейвлет-аналізу в стаціонарній

вібродіагностиці для визначення характеристик імпульсних складових вібрації.

Авторство терміна “вейвлет” (wavelet) належить Жану Морле. У 1982 р. він представив ідею детального частотно- часового аналізу для досягнення оптимального балансу між частотним дозволом та часовим дозволом для аналізу сейсмічних хвиль. У ШПФ для перетворення сигналу в частотну область використовуються комплексні функції косинуса і синуса, тоді як ВП складається з сімейства елементарних функцій (функції часу), відомі як вейвлети, які можуть незалежно розширюватися і зміщуватися.

Дискретне вейвлет-перетворення (ДВП) і безперервне вейвлет-перетворення (БВП) - два методи обчислення вейвлет-перетворення сигналу. У ДВП коефіцієнт масштабування вибирається як ступінь двійки, і він, як правило, реалізується за допомогою пари вейвлет-фільтрів низьких та високих частот. У БВП коефіцієнт масштабування вибирається довільно або за допомогою згортки.

ВП дає кращу часову локалізацію на високих частотах і призводить до аналізу з постійним відсотком (або відносною) пропускнуою здатністю, що робить його більш ефективним, ніж ШПФ. ВП має великий потенціал для виявлення різких змін у сигналі або виявлення раптової зміни реакції в часі у відповідь прискорення. Він надійний і нечутливий до змін робочих умов. ВП широко використовується в різних галузях, таких як машинобудування, транспортне машинобудування, медична інженерія, енергетика, робототехніка, землетруси, структурна вібрація, обробка зображень, а також завдяки перевазі усунення шуму, стисненні даних та ефективності обчислень [12].

Описані складні гармонійні вейвлети (як правило, з пропускнуою здатністю в одну октаву), які особливо корисні для придушення шумів з компактною частотною областю, але нескінченною у часовій області [20]. Вони вужчі і мають вигляд віконних синусоїд (гармонічних функцій). Для

методів вібраційного моніторингу та обробка вібраційних сигналів використовуються різні вейвлети [12].

Складні вейвлети також мають перевагу нечутливості до фази події, що трансформується, оскільки уявна частина вейвлету ортогональна реальній частині (синус, а не косинус).

### **1.3. Апаратні засоби для проведення вимірювань при вібродіагностиці**

Розглянемо апаратні засоби для проведення вимірювань при діагностиці. Для реєстрації сигналів при аналізі механічних коливань найбільш широко використовуються в якості чутливого елемента п'єзоакселерометри. Широкий частотний і динамічний діапазони, висока лінійність, а також багатий вибір серійно виготовляємих п'єзоелектричних акселерометрів дозволяють вирішувати практично будь-які завдання вібровимірювань і вібродіагностики [15, 23,28,29, 33].

Однак для отримання точного і достовірного результату діагностики необхідно враховувати конструктивні особливості датчиків і використовуваної спільно з ними апаратури для обробки вимірюваного сигналу.

Наприклад, при реєстрації сигналів датчики кріплять в точці контролю за допомогою магнітного кріплення. Неправильна установка магніту або зазор можуть привести до слабкого кріплення, що в свою чергу може привести до низької частоти установочного резонансу і спотворення вимірюваного спектру вібраційного сигналу. При цьому необхідно електрично ізолювати корпус датчика від обладнання, що діагностується [18,38] для виключення появи паразитних контурів заземлення.

Електричні сигнали, одержувані від п'єзоакселерометрів в системах вимірювання вібрації, можуть характеризуватися фізичною природою (напруга, струм, заряд), рівнем, частотою або спектром частот, тривалістю і фазовим станом щодо деякого моменту, прийнятого за початок відліку. Перерахованими величинами визначається склад пристроїв, необхідних в

загальному випадку для вимірювання або подальшого кондиціонування сигналів.

Кондиціонуючими підсилювачами називають підсилювачі, що забезпечують отримання уніфікованого (зі стандартними параметрами) вихідного сигналу при подачі на вхід вимірювального сигналу. Головною складовою частиною кондиціонуючого підсилювача є попередній підсилювач. Необхідність застосування попередніх підсилювачів є особливістю кондиціонуючих підсилювачів для систем вимірювання вібрацій, удару і шуму. Ця необхідність зумовлена:

- 1) Низьким рівнем сигналів, які надходять від вимірювальних перетворювачів;
- 2) Великим вихідним опором вимірювальних перетворювачів;
- 3) Порівняно великою вхідною ємністю кабелів, які з'єднують вимірювальні перетворювачі з пристроями обробки сигналів.

Повний імпеданс п'єзоакселерометрів має ємнісний характер. Тому перетворювач даного виду можна розглядати і як джерело напруги, і як джерело заряду. Відповідно розрізняють:

- 1) Передпідсилювачі напруги, вихідні сигнали яких пропорційні вхідним напругам;
- 2) Передпідсилювачі заряду, вихідні сигнали, яких пропорційні вхідним зарядам.

Вхідний опір підсилювача напруги (ПН) достатньо великий, а вхідна ємність мала. Слід враховувати, що активне навантаження на п'єзоелектричний перетворювач знижує чутливість тракту тільки на низьких частотах, в той час як ємність навантаження чинить негативний вплив у всьому діапазоні частот.

При використанні ПН ємність кабелю, включеного між акселерометром і підсилювачем, створює навантаження на акселерометр і знижує чутливість системи, яка в даному випадку залежить від довжини і ємності кабелю. Тому

ПН рекомендується монтувати в безпосередній близькості від п'єзоакселерометрів.

Підсилювач заряду (ПЗ) має велику вхідну ємність і відносно невисокий вхідний опір. При використанні ПЗ похибка вимірювання, обумовлена нестабільністю ємності датчика і ємності кабелю значно менше, а самі ємності не впливають на чутливість вимірювального тракту по заряду. ПЗ можна встановлювати на значній відстані від акселерометра, проте слід враховувати, що зі збільшенням довжини з'єднувального кабелю зростає рівень наведеного шуму в вимірювальному тракті від дії електромагнітних завад середовища.

Кондиціонуючий підсилювач в вимірювальній системі виконує декілька функцій. Він перетворює імпеданс, регулює посилення (чутливість) тракту вимірювання або нормалізує вихідний рівень; визначає постійну часу вхідного ланцюга (для підсилювачів заряду) з метою вибору нижньої граничної частоти смуги пропускання підсилювача; регулює чутливість, нижню і верхню межі смуги пропускання внутрішніми або зовнішніми фільтрами для усунення заважаючих шумів і помилкових сигналів [18,29,30]. Він дозволяє також здійснювати одно- і дворазове інтегрування сигналу прискорення для отримання значень швидкості і переміщення об'єкта.

У кондиціонуючих підсилювачах також передбачена можливість замикання ланцюга зворотного зв'язку у вхідному каскаді підсилювача заряду для розрядки конденсатора і відновлення початкового стану підсилювача, подачу контрольного сигналу фіксованої частоти і амплітуди від зовнішнього або внутрішнього генератора, сигналізацію про перевантаження підсилювача і про досягнення вихідним сигналом рівня, який на задане число децибел нижче максимального [18,29,30].

Кондиціонуючі підсилювачі забезпечують можливість безпосередньої передачі вихідного сигналу і роботу підсилювача з заземленими і ізольованими від землі полюсами вхідного і вихідного ланцюгів, а також гальванічну розв'язку виходу і входу, щоб уникнути утворення помилкових контурів і супутніх цьому наведень. Також ці підсилювачі використовують для

посилення вихідних сигналів по потужності для зовнішніх реєструючих приладів.

Процес вимірювання віброприскорення в виробничих умовах супроводжується шлейфом електромагнітних завад, наведень і паразитних вібрацій (сейсмічного фону), обумовлених наявністю можливих контурів заземлення та працюючого важкого обладнання, вузли якого виконують знаковмінні рухи. Тобто вихідний сигнал, який використовується для побудови спектрів це сума сигналу пропорційного віброприскоренню в точці контролю і шуму.

Тому подальше перетворення сигналу з акселерометра бажано здійснювати вимірювальними підсилювачами з перетворювачами "заряд-напруга" з активним придушенням синфазних перешкод на вході. Необхідність застосування таких кондиціонуючих зарядових підсилювачів є особливістю систем вимірювання вібрації при проведенні вібродіагностики і динамічних випробувань машин і обладнання [18]. На рис.1.3 приведена структурна схема лабораторного восьмиканального підсилювача заряду, описаного в [18], який використовується для лабораторних досліджень і проведення стендових вібровипробувань.

На рис.1.5 приведена структурна схема одноканального підсилювача заряду, описаного в [30], розробленого для проведення вібродіагностики в умовах виробництва.

Сигнал з виходу підсилювача заряду пропорційний прискоренню, швидкості або переміщенню піддається аналого-цифровому перетворенню, а потім відбувається його реєстрація, оцінка спектру за допомогою ШПФ і процедура вібродіагностики за допомогою сигнатурного спектрального аналізу.

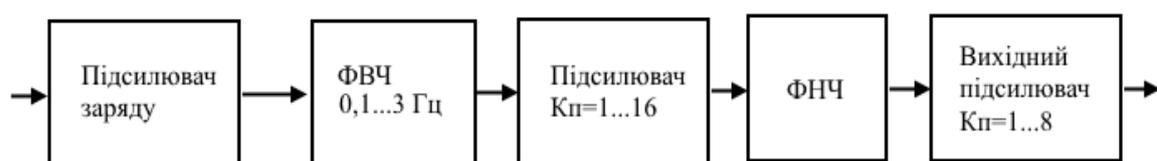


Рис. 1.5. Структурна схема каналу підсилювача заряду

Вимірювальний канал системи вібродіагностики складається з ланцюга послідовно з'єднаних п'єзоакселерометрів, підсилювача заряду, плати аналого-цифрового перетворювача (АЦП), що вбудовується в персональний ПК [30]. ПК функціонує під управлінням програмного забезпечення і здійснює реєстрацію, зберігання, визначення загального рівня вібрації, обчислення спектрів вібраційних сигналів за допомогою ШПФ, обчислення спектрів огинаючих вібросигналу і процедуру діагностики, яка полягає в порівнянні параметрів вібросигналу і поточних спектрів із заданими рівнями параметрів вібросигналу та еталонними спектрами.

Забезпечити отримання точних малих значень прискорення в широкому діапазоні частот дуже важко і оскільки немає стандартних засобів вимірювань, що забезпечують формування випробувальних електричних зарядів з необхідною точністю, то метрологічні випробування системи вібродіагностики проводиться за допомогою відомої методики застосовуваної для атестації зарядових підсилювачів [38]. Структурна схема проведення метрологічних випробувань системи вібродіагностики показана на рис.1.6.

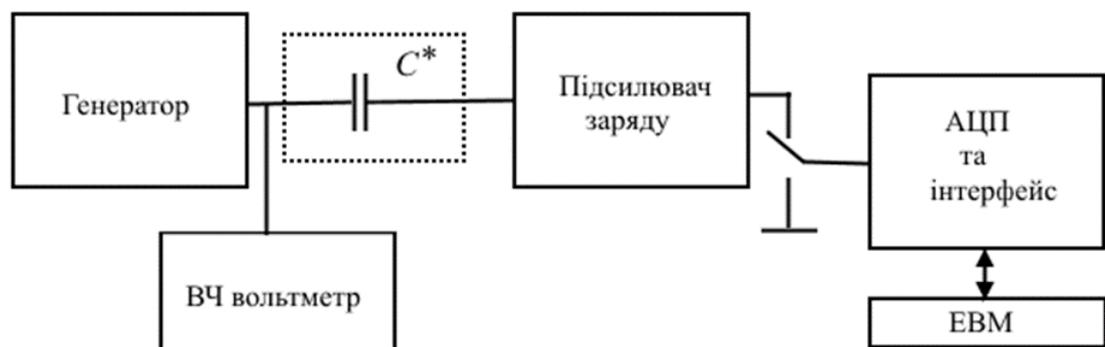


Рис.1.6. Схема проведення метрологічних випробувань системи Вібродіагностики

Метрологічні випробування вимірювального каналу системи полягають в подачі на її вхід через ємність  $C^*$  (еквівалент ємності п'єзоакселерометра) синусоїдального сигналу напруги з відомою частотою і амплітудою і подальшим вимірюванням амплітуди змінного заряду за допомогою

алгоритму ШПФ. СКЗ змінного заряду в пКл на вході ПЗ при цьому визначиться так:

$$q(\text{пКл}) = C(\text{пФ}) \times U(\text{В}), \quad (1.9)$$

де  $q$  - заряд на вході ПЗ, і  $U$  - СКЗ напруги на виході генератора,  $C$  - еквівалентна ємність п'єзоакселерометрів (еталонна ємність).

Тому для проходження сертифікації системи вібродіагностики як засобу вимірювання прискорення необхідно забезпечити точність вимірювання амплітуди синусоїдального сигналу з допомогою ШПФ, а для цього необхідно розглянути методи усунення похибки, що виникає при вимірюванні амплітуди синусоїдального сигналу прискорення (заряду) в системі вібродіагностики за допомогою алгоритму ШПФ. діапазону опорного спектра, тобто забезпечити хороше ставлення сигнал / шум [4,5,33].

Отже, постає проблема забезпечення точності оцінки спектрів в процесі вимірювання, обробки і спектрального перетворення вібраційного сигналу. Точність первинної оцінки спектра визначається точністю перетворення сигналу прискорення в напругу, параметрами і типом АЦП (інтегральною і диференціальною нелінійністю, розрядністю і величиною шумової компоненти сигналу), коректним визначенням максимальної частоти сигналу, оптимальної фільтрацією, частотою дискретизації і тривалістю реалізації. Всі ці параметри визначають умову отримання достовірної вимірювальної інформації, а, отже, діагностики дефектів з більшою довірчою ймовірністю.

Крім того, для цілей вібродіагностики вузлів обертання, в залежності від величини кутових швидкостей обертання, використовують спектри або прискорень, або швидкостей, або переміщень. Це пов'язано необхідністю підйому або вирівнювання спектра в заданій області частот. Тому для отримання інформативних спектрів виникає необхідність інтегрування сигналів з акселерометрів, що вимагає розгляду питань впливу процедури інтегрування на точність визначення спектрів. Все це вимагає розробки загального підходу до аналізу точності отримання спектрів сигналів за допомогою ШПФ.

При оцифруванні сигналів встає проблема визначення частоти дискретизації. Частота дискретизації при відомій максимальній частоті сигналу визначається умовами Найквіста - Котельнікова [6, 7, 11, 33]. Отже, питання визначення максимальної частоти сигналу, частоти дискретизації і передискретизації вибору і тривалості реалізації, що визначають точність первинної оцінки спектрів при обраному підсилювачі заряду (смузі пропускання, вхідних шумах підсилювача і порядку фільтрів), заданих параметрах оцифровки (розрядності і типі АЦП, частоти дискретизації) і тривалості реалізації сигналу є актуальними.

При аналізі похибок важливе місце займає вибір норми. Розглянемо питання обґрунтування вибору норми при оцінці похибки визначення спектрів. При розгляді похибок визначення швидкостей і переміщень можна користуватися будь-якими нормами, наприклад, енергетичними нормами [33, 34]. При розгляді похибок визначення спектрів швидкостей і переміщень необхідно використовувати інші норми. Це пов'язано з тим, що як було сказано вище, при проведенні вібродіагностики використовується сигнатурний спектральний аналіз [9, 22, 26, 40].

#### **1.4. Огляд датчиків для забезпечення вимірювання параметрів вібрації**

Розглянемо основні типи первинних перетворювачів (датчиків) для вимірювання параметрів вібрації які використовуються в засобах вимірювання вібрацій і побудовані за різними принципами дії.

В технічних галузях датчики вібрації представлені багатьма типами, принцип дії яких заснований на різних фізичних ефектах. Функціонально їх принцип дії при вимірюванні вібрації показаний на рис.1.7. Датчик вібрації виявляє параметр вібрації об'єкту через свою механічну структуру і перетворює цей параметр в електричний сигнал. Це відбувається шляхом фізичного впливу, на чутливий елемент (перетворювач) датчика. Тобто відбувається перетворення не електричного сигналу в електричний сигнал, пропорційний або функціонально залежний з параметром вібрації.

Датчики вібрації розділяються на датчики зміщення (амплітуди), датчики швидкості і датчики прискорення відповідно до вимірюваних ними параметрів вібрації. Вібраційні зміщення, швидкість і прискорення можуть бути переведені один в одного за допомогою простого обчислення. В даний час, згідно з різними методами виявлення вібрації, винайдені датчики вібрації з різними видами фізичних впливів, які широко використовуються в наступних категоріях.

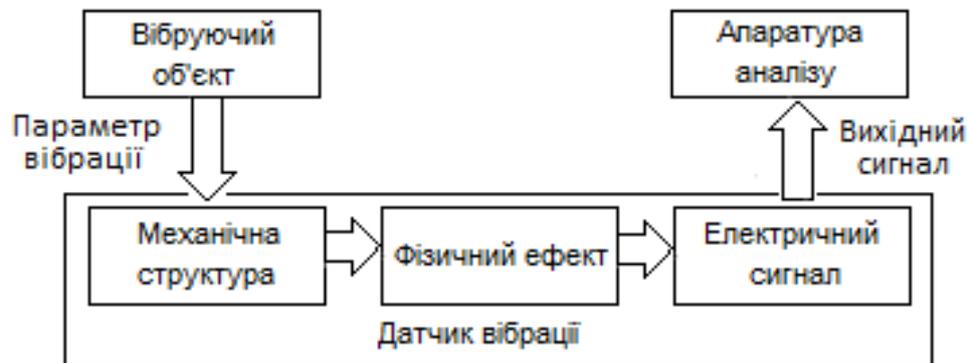


Рис.1.7. Базовий принцип вимірювання вібраційного датчика

*Індуктивні датчики.* Індуктивний датчик це електронний датчик, який реагує на металеві предмети, без контакту з ними. Індуктивні датчики базуються на електромагнітній індукції. Використовуються котушки само індукції або котушки взаємної індукції для досягнення виявлення електричного сигналу, який перетворюється з вібрації [2]. Структура принципу індуктивного датчика показана на рисунку 2.

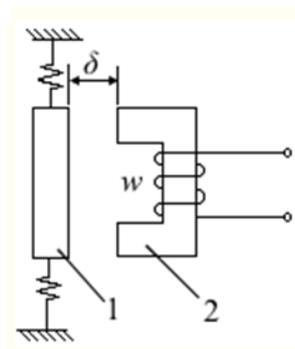


Рис. 1.8. Структура схема індуктивного датчика

На рис. 1.8 введені позначення: 1 – рухома феромагнітна частина, 2 – нерухомий феромагнітний сердечник. На нерухомому залізі обмотка з

катушкою  $w$  в  $N$  витків дроту. Коли залізо сердечника працює в ненасиченому стані, то його індуктивність

$$L = \frac{N^2 \mu_0 S_0}{2l_0}, \quad (1.11)$$

де:  $\mu_0, S_0, l_0$  - відповідно магнітна проникність, еквівалентна площа поперечного перерізу і величина зазору.

Особливості індуктивного датчика: він має просту, надійну конструкцію, що має високу точність, високу стабільність і велику вихідну потужність. Індуктивні датчики здатні реагувати будь-який метал феромагнетик. Недоліки що включають в себе, чутливість, лінійність та дальність є обмеженими один одним, що призводить до непридатності для вимірювання високочастотного динамічного сигналу [2].

*П'єзоелектричні датчики.* П'єзоелектричний датчик це типовий датчик, який може сам генерувати електричний заряд. Він заснований на п'єзоелектричному ефекті деяких п'єзоелектричних матеріалів. Коли п'єзоелектричний елемент зазнає дії сили вібрації, то він вироблятиме на своїх поверхнях електричний заряд  $q$ . Після підсилення підсилювачем напруги або підсилювачем заряду цей електричний заряд стає вихідною потужністю прямо пропорційною зовнішній силі, яка діє на датчик. Тому з його допомогою вимірювання параметрів вібрації, які є неелектричними сигналами, можуть бути ефективно реалізовані. П'єзоелектричний датчик використовується в основному для вимірювання динамічної сили та прискорення. Принцип структури п'єзоелектричного датчика показаний на рис.1.9.

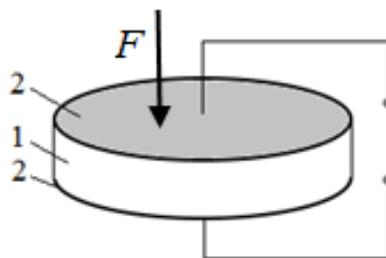


Рис.1.9. П'єзоелектричний датчик (1-п'єзоелектричний матеріал, 2-електроди напилені на п'єзоелектричний матеріал)

$$q = d_{33} \cdot F . \quad (1.12)$$

Характерні особливості п'єзоелектричних датчиків це відсутність деталей що рухаються, велику ширину смуги відтворюваних частот, високу чутливість, високе відношення сигнал/шум, простоту та надійність, невелику вагу. До недоліків належить резонансна частота, вразливість до температурних впливів із зовнішнього середовища, високий вихідний опір, слабкий вихідний сигнал, який вимагає посилення через ланцюг підсилювача. В даний час широко використовуються в галузях машинобудування [10, 34].

*Магнітні датчики.* Магнітний датчик також відомий як електричний датчик, він перетворює параметри вібрації в індуковану електрорушійну силу. Це трансформуючий датчик, який змінює механічну енергію на електричну енергію. Магнітний датчик базується на принципі електромагнітної індукції, який показаний на рис.1.10. Відповідно до закону електромагнітної індукції, індукована електрорушійна сила в котушці пропорційна швидкості зміни магнітного потоку, тобто

$$e = -N \frac{d\Phi}{dt} , \quad (1.13)$$

де  $N$  - кількість витків котушки,  $\Phi$  – магнітний потік, оточений котушкою.

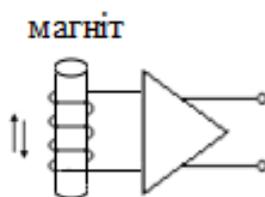


Рис. 1.10. Структурна схема магнітного датчика

Вихідною величиною таких датчиків є МРС індукції, а вхідною - швидкість зміни магнітного потоку, зчепленого з витками вимірювальної котушки. Зміна вихідного сигналу здійснюється зазвичай за рахунок переміщення котушки в магнітному полі, або навпаки-постійного магніту

відносно нерухомої котушки, а також за рахунок зміни магнітного опору вимірювального перетворювача.

Швидкість зміни магнітного потоку залежить від напруженості магнітного поля та швидкості переміщення котушки. Коли вібрація спричинить зміну одного з цих факторів, вона змінить індуквану електрорушійну силу в котушці. Шляхом вимірювання зміни індукованої електрорушійної сили можна здійснювати вимірювання вібрації.

Особливості датчика магнітної вібрації це високий рівень вихідного сигналу, проста схема обробки сигналу після датчика і висока стійкість до завад. З недоліків- це відносно складна і велика структура. В даний час використовуються при випробуваннях об'єктів на низькій частоті вібрації та при випробуваннях в нижній смузі частоти при широкосмуговій вібрації [27].

*Ємнісні датчики.* Ємнісні датчики виявляють все, що є струмопровідним або є діелектрично відмінним від повітря. Ємнісний датчик - це прилад, який змінює параметри неелектричного сигналу на електричну ємність, а потім змінює електричну ємність на напругу чи струм, використовуючи принцип роботи конденсатора. У вібраційному полі ємнісні датчики, як правило, поділяються на два типи: з змінним зазором та з змінною площею перекриття.

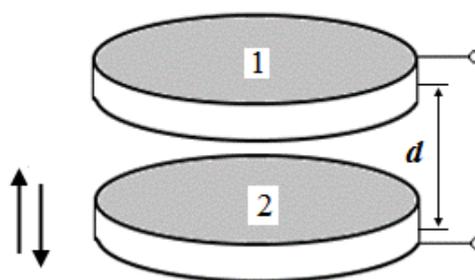


Рис.1.11. Структурна схема датчика змінного зазору

На Рис.1.11 позначено: 1 - нерухома пластина, 2 - рухома пластина. Коли вібрація предмета викликає переміщення пластини вгору для  $\Delta d$  приріст ємності дорівнює

$$\Delta C = \frac{\varepsilon A}{d - \Delta d} - \frac{\varepsilon A}{d} = C_0 \cdot \frac{\Delta d}{d - \Delta d}, \quad (1.14)$$

де  $C_0$  - початкове значення ємності.

Як видно з наведеного рівняння, зміна ємності стосується зміщення рухомої пластини, і при  $\Delta d \ll d$  зміна  $\Delta C$  є лінійною залежністю від  $\Delta d$ . Отже, вимірюючи зміни ємності таким чином є можливість вимірювати параметри вібрації.

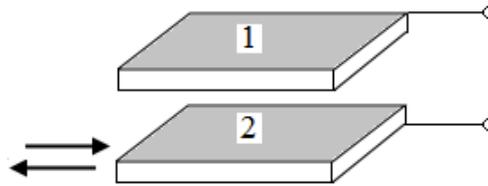


Рис.1.12. Структурна схема датчика змінної площі

На рис.1.12 позначено: 1 - нерухома пластина, 2 - рухома пластина. Коли вібрація спричиняє зміну загальної площі між пластиною 1 та пластиною 2 так, що викликає зміни ємності. Коли ємність між охопленими ділянками  $A$  стає  $A'$ , і тоді змінний конденсатор

$$\Delta C = \frac{\varepsilon A}{d} - \frac{\varepsilon A'}{d} = \frac{\varepsilon(A - A')}{d} = \varepsilon \cdot \frac{\Delta A}{d}, \quad (1.15)$$

З вище наведеного рівняння  $\Delta C$  є лінійною залежністю від  $\Delta A$ , тому вимірюючи зміну ємності також вимірюємо параметри вібрації. Лінійне переміщення вібрації може бути виміряно за допомогою ємнісного датчика типу перемінно-зазорного типу; Кутове зміщення торсіонних вібрацій можна виміряти за допомогою ємнісного датчика типу змінної площі.

Основні риси притаманні ємнісним датчикам включають в себе високу роздільну здатність, широкий діапазон вимірювань, високу точність, короткий динамічний час відгуку, що підходить для онлайнних, динамічних вимірювань та безконтактних вимірювань [27]. До недоліків слід віднести невеликий вимірювальний діапазон, високий вихідний опір, що має паразитарну ємність, низьку стійкість конструктиву проти заклинювання, а

його сигнал вимірювання вразливий до дії електричного середовища та електромагнітних полів [27]. В наш час із поглибленим дослідженням принципу та структури вимірювання ємнісного датчика, розробкою нових схем та впровадження нових матеріалів, вказані недоліки поступово долаються. Точність та стабільність ємнісних датчиків зростає та застосовується більше при безконтактних вимірюваннях.

*Оптично волоконний датчик.* Загалом під оптично волоконним датчиком розуміється лазерний випромінювач і детектор світла, що складається з трьох частин оптичних волоконних датчиків. Відповідно до різних принципів роботи оптичного волоконного датчика їх можна розділити на функціональний та нефункціональний. Перший - використання характеристик самого волокна, а також використання оптичного волокна як чутливих компонентів. Останнє - використання інших чутливих компонентів для виявлення змін вимірюваної фізичної величини; просто оптичне волокно використовується як середовище передачі для транспортування оптичного сигналу з віддаленого або недоступного місця. На практиці оптичне волокно як чутливий компонент вібраційної інформації безпосередньо важко відокремити від впливів змін від інших фізичних величин, тому нефункціональні датчики вібрації оптичного волокна широко використовуються в області виявлення вібрації, де основним принципом є використання інших чутливих змін виявлення вимірюваної фізичної величини, і світловий параметр модулюється чутливими компонентами [2].

Вібруючий об'єкт змінює відносну фазу сигнального променя і опорного променя, в результаті чого відбувається фазова модуляція, і шляхом демодуляції та виявлення фазової модуляції можна отримати відповідну амплітуду вібрації. Оптично волоконні датчики мають малу вагу, володіють дуже малим розміром, високою чутливістю, високою швидкістю, стійкістю до електромагнітних завад, корозійною стійкістю, високою електроізоляцією. Механічно стійкі на згинання, придатні для передачі сигналу на великі відстані та легким підключенням за допомогою комп'ютера з волоконно-оптичним

інтерфейсом. Придатні до тривалого вимірювання вібрації в суворих промислових умовах. Вони мають високу чутливість і надійність в роботі. Можуть вимірювати амплітуду вібрації від  $10^{-12}$  метрів і можуть бути використані для тривимірних вимірювань вібрації. З недоліків можна навести вузький діапазон частоти вимірювань, високу вартість та малу розповсюдженість.

Оптично волоконні датчики вібрації мають великий потенціал для подальших досліджень та розробок.

*Фотоелектричний датчик.* Фотоелектричні датчики спочатку неенергетичні параметри вібрації змінюються на зміни світлового потоку. Потім, завдяки використанню фотоелектричного ефекту оптоелектронного пристрою, світлові сигнали змінюються на електричні сигнали, які пропорційні змінам параметрів вібрації [2].

Промінь, що випромінюється лазером, ділиться на опорний (референтний) промінь і вимірювальний промінь за допомогою розділювача променів. Опорний промінь, відбитий плоским дзеркалом, потім через розділювач променя знову направляють на оптоелектронний пристрій. Вимірювальний промінь фокусується лінзою після зйомки вимірюваної вертикальної вібрації поверхні, коли вібруючий об'єкт вібрує у напрямку лазерного променя, завдяки ефекту Доплера відбувається частотний зсув опорної частоти відносно відбитого світла.

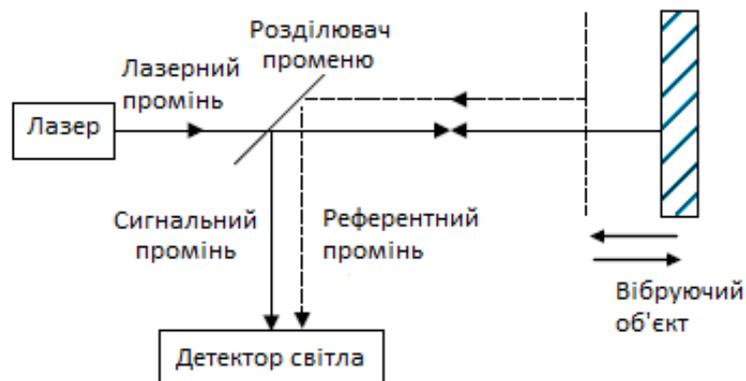


Рис.1.13. Структурна схема фазомодульованого оптично волоконного датчика вібрації

Фотоелектричні датчики, які використовують як джерело світла лазер вирізняються особливою прецизійністю. З недоліків можна зробити висновок, що вимірювання відстані  $\epsilon$  (розмах амплітуди) обмеженим, а характеристики оптоелектронних пристроїв залежать від стану навколишнього середовища, мають складні схеми обробки та складне застосування. В даний час, оскільки точність фотоелектричного датчика досягає нанометрів, його застосовують в лабораторних умовах в якості зразкового приладу вимірювань, але його занадто важко використовувати у практичному застосуванні в техніці.

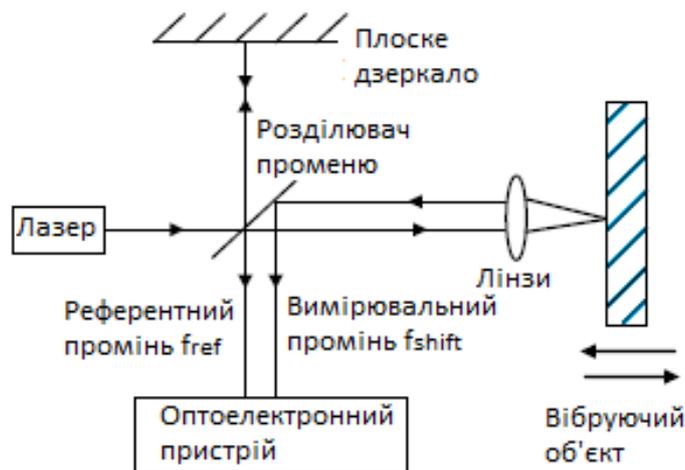


Рис.1.14. Структурна схема вібраційного датчика на основі принципу лазерного інтерферометра

З розглянутих датчиків кращий вибір для вимірювання вібрації і ударів - це п'єзоелектричні акселерометри, завдяки їх широкій частотній характеристиці, високій чутливості і високій роздільній здатності. Залежно від типу вихідного сигналу вони можуть бути з зарядовим виходом і з виходом по напрузі.

Переваги акселерометрів з зарядовим виходом проявляються в можливості роботи при високих температурах і в широкому діапазоні амплітуди, який визначається настройками підсилювача заряду. Типовий робочий діапазон температур становить  $(-55...288)^{\circ}\text{C}$ , а спеціалізовані компоненти можуть працювати в діапазоні  $(-269 \dots 760)^{\circ}\text{C}$  [2, 34].

Таким чином, для вимірювання вібрацій у відомому діапазоні і в межах температурної норми  $-(55 \dots 125)^{\circ}\text{C}$  (до  $175^{\circ}\text{C}$  для високотемпературних моделей) доцільно використовувати п'єзоелектричні акселерометри з вихідним сигналом по напрузі.

### **1.5. Системи забезпечення вібраційних випробувань**

Системи випробувань на вібрацію і ударне навантаження особливо важливі в зв'язку з численними роботами по дослідженню нових зразків техніки та науково дослідних і дослідно конструкторських робіт. Тестування зразків є необхідним для того, щоб обладнання задовільно працювало на певних рівнях сталих або перехідних динамічних умов. Таке тестування вимагає, іноді, використання спеціальних технічних засобів, часто унікальних для конкретного тесту, але всі вони використовують загальні принципи.

На стадії розробки численні вироби загального, а особливо військового призначення вимагають динамічного тестування. Для визначення ефективності і підтвердженням робочих характеристик, вимагають тестування всі системи віброізоляції і віброзахисту. При випробуваннях на втому деяких матеріалів також використовуються методи випробувань на вібрацію.

В ідеалі динамічні випробування повинні точно відтворювати реальні умови. Однак на практиці це не завжди необхідно або бажано. По-перше, самі реальні умови часто не повторюються, а, по-друге, ситуації не дублюються двічі: сьогоднішні умови і вимоги відрізняються від вчорашніх. Отже, визначити набір нормальних робочих умов часто буває складно, якщо взагалі можливо. З іншого боку, динамічне тестування може використовуватися для виявлення конкретних слабких місць в точно контрольованих і вимірних умовах. Наприклад, такі фактори, як точно визначені резонансні частоти, деструктивні комбінації та варіації амплітуди і частоти і т. п., можуть бути виявлені на стадії розробки проекту. Володіючи такою інформацією, розробник може вирішити, чи потрібні коригувальні заходи щодо тестового зразка, або, можливо, визначити, що такі умови виходять за межі робочих діапазонів майбутньої експлуатації і, отже, не важливі. Ще одним фактором на

користь динамічного тестування є можливість прискореного тестування, тому що польові випробування в багатьох випадках вимагають надмірно тривалого часу і підготовки.

Сам процес динамічних випробувань можна розділити на дві частини: вібраційні випробування і ударні випробування.

### **1.5.1. Засоби збудження коливань для забезпечення вібраційних випробувань**

Для того, щоб випробувати об'єкт на вплив певної механічної вібрації, потрібно джерело руху. Для збудження коливань, зазвичай використовуються збудники вібрації – вібростенди. Вони, у більшості випадків, забезпечують простий гармонійний рух, але також є системи, що генерують сигнали та рух складної форми.

В залежності від джерела рушійної сили (способу збудження вібрації), існують різні види вібростендів. Як правило, первинне джерело збудження руху може бути електромагнітним, механічним, гідравлічним, пневматичним або п'єзоелектричним, в деяких випадках, акустичним.

Кожному з них притаманні обмеження, які зазвичай диктують вибір при проведенні тестів.

Технічні можливості вібростендів в залежності від способів збудження вібрації наведені в таб.1.1.

Конструктиви основних видів віброперетворювачів з різними способами збудження вібрацій наведені на рис. 1.15.

При виборі вібростенду, до уваги беруться параметри наведені нижче.

Діапазон частот. Верхні діапазони частот доступні тільки при використанні електромагнітного віброперетворювача. Загалом, чим більше силове навантаження електромагнітного збудника, тим нижче буде його верхня частота. Однак навіть електромагнітний вібратор на зусилля в 180 кН, може генерувати верхню корисну частоту в 2000 Гц. Для досягнення цього значення з механічним збудником потрібно швидкість 120 000 об/хв.

Максимальна частота, яка доступна для менших (масо-габаритних) механічних вузлів, обмежена приблизно 120 Гц (7200 об / хв), а для більших машин - 60 Гц (3600 об / хв). Гідравлічні серійні агрегати в даний час обмежені частотою близько 200 Гц.

Таблиця 1.1

### Способи збудження вібрацій

| Спосіб збудження вібрації | Можливість відтворення |             |                |             |   |              |             |           | Характеристика вібрації |           |
|---------------------------|------------------------|-------------|----------------|-------------|---|--------------|-------------|-----------|-------------------------|-----------|
|                           | діапазону частот, Гц   |             |                |             | амплітуди гармонічної збуджуючої сили, кН |              |             |           |                         |           |
|                           | до 10                  | від10 до100 | від 100 до1000 | більше 1000 | до 0,1                                    | від0,1 до1,0 | від1,0 до10 | Більше 10 | Гармонічна              | Випадкова |
| Електроди-намічний        | +                      | ++          | ++             | ++          | ++  | ++           | ++          | +         | ++                      | ++        |
| Електромагнітний          | +                      | ++          | *              | *           | ++  | ++           | +           | *         | +                       | *         |
| Механічний                | ++                     | ++          | *              | *           | ++  | ++           | +           | *         | +                       | *         |
| Гідроелектричний          | +                      | ++          | *              | *           | ++  | ++           | ++          | +         | +                       | *         |
| Гідромеханічний           | ++                     | +           | *              | *           | ++  | ++           | ++          | +         | +                       | *         |
| П'єзоелектричний          | *                      | *           | *              | ++          | ++  | *            | *           | *         | ++                      | +         |

++ досягнуто для конструкцій вібростендів і систем керування;  
+ досягнуто окремими конструкціями;  
\* не досягнуто.

Обмеження по генеруючому зусиллю. Електромагнітні (електродинамічні) вібростенди розраховані на максимальну векторну силу 180 кН. Джерела живлення з регульованою частотою для вібростендів високої потужності цього типу мають велику вартість. В межах частотних обмежень в механічних і гідравлічних системах відповідні або більш високі значення сили можуть бути отримані при менших витратах [43].

Однак збудники механічних і гідравлічних типів потребують високої ретельності при виготовленні, інакше витрати на технічне обслуговування стають важливим фактором. Так механічні вібратори схильні до виходу з ладу підшипників і шестерень, тоді як проблеми з клапанами і ущільнювачами є невід'ємною частиною гідравлічних;

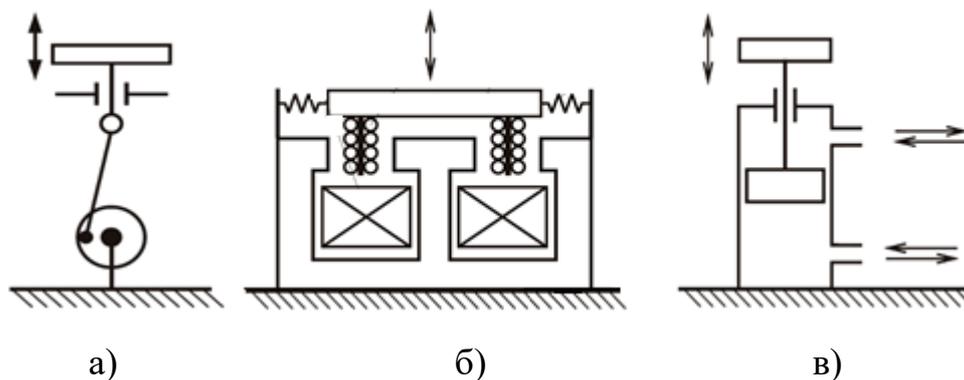


Рис.1.15. Конструктиви віброперетворювачів з різними способами збудження вібрацій

На рис.1.15. зображено: а) механічний, б) електродинамічний, в) гідравлічний спосіб збудження вібрації.

Максимальні переміщення. Трохи більше 2,5см можна вважати верхньою межею зміщення від піку до піку для електромагнітного збудника. Механічні типи можуть забезпечувати зміщення до 15см, однак найбільший хід в 45 см буде забезпечений гідравлічним збудником;

Магнітні поля. Оскільки для електромагнітного збудника потрібно відносно сильне фіксоване магнітне поле, іноді потрібні особливі запобіжні заходи при перевірці певних елементів, таких як соленоїди або реле, або будь-які пристрої, в яких індукована напруга може бути проблемою. Хоча потік магнітних силових ліній конструктивно обмежений структурою магнітного поля, проте, в безпосередній близькості від вібростенда присутній відносно високий потік розсіювання. Це може вплинути на роботу предметів, чутливих до магнітних полів [44]. Тому, для зниження рівня магнітного потоку, іноді навколо столу вібростенду використовуються котушки розмагнічування;

Несинусоїдальні збудження. Рухи стола вібростенда можуть бути синусоїдальними або складними, періодичними або повністю випадковими.

Хоча синусоїдальний рух є найбільш поширеним при вібраційних випробуваннях, іноді вказуються інші форми і закони руху, а також випадковий рух [45]. У цій області електромагнітний збудник користується майже винятковою перевагою. Хоча гідравлічний тип може виробляти

негармонічні рухи, проте точне управління складною формою хвилі у нього дуже складне. І тут подальший розвиток клапанів, які керують потоками рідини, може змінити ситуацію.

### **1.6. Прогнозування перспектив та тенденцій розвитку датчиків вимірювання параметрів вібрації та систем забезпечення динамічних випробувань**

В технічних галузях датчики вібрації мають дуже широке застосування, тому це спричинює високий ступінь важливості щодо їх розробок та досліджень. В даний час, за рахунок досягнень науки і технологій, постійно поліпшуються експлуатаційні параметри та усуваються недоліки притаманні датчикам вібраційних параметрів. Підвищується їх точність вимірювання, збільшується динамічний діапазон та чутливість. В перспективі розвиток вібродатчиків полягає, на нашу думку, в основному, в наступних напрямках:

- *Виконання вимірювань у режимі реального часу.* В наш час промислове виробництво та виробництво мобільних машин розвиваються у напрямку високої точності, приділяється більше уваги негативним впливам високочастотної та низькочастотної мікро вібрації, для чого потрібні датчики для вимірювання вібрацій в широкій смузі частот, вони повинні мати високу роздільну здатність, швидкий час реагування, високу чутливість, задовольняти запит систем вимірювання вібрації в режимі реального часу.

- *Інтегровані, інтелектуальні та модульні рішення.* Використовуючи досвід мініатюризації інтегральних мікросхем, зменшення вібраційного датчика у вазі за допомогою мініатюризації апаратної системи сенсорної технології, підвищення швидкості їх обробки та зменшення ефекту до вимірюваних параметрів вібрації об'єкта. Використовуючи мультиінформаційну технологію синтезу, поєднували технологію датчиків вібрації з мікропроцесорними обчисленнями, як реєстрації, так і аналізу, мали бездротове дистанційне управління та обробку інформації, роблячи засоби вимірювання вібрації легко інтегрованими для всіх цифрових інтелектуальних, модульних вимірювань.

- *Висока стійкість до завад та вихід з низьким імпедансом.* Різноманітні зовнішні завади мають великий вплив на точність вимірювання вібраційних датчиків. Тому датчики потребують вдосконалення та підвищення стійкості проти завад різного походження, особливо це стосується лазерних безконтактних датчиків вібрації для вимірювання оптичного шляху. В той же час необхідно досягти низького імпедансу виходу, що зменшує вимоги до схеми подальшої обробки сигналу.

- *Висока адаптованість до середовища, дистанційне вимірювання.* Підвищення надійності датчика вібрації, щоб він міг ефективно працювати у суворих умовах, при вібраціях високої інтенсивності та підтримувати задану точність вимірювання. Забезпечити дистанційне вимірювання, що дасть змогу подолати бар'єри для його застосувань на різноманітних важкодоступних об'єктах.

Велике різноманіття завдань, які вирішуються за допомогою вібраційних стендів, а також протилежність окремих вимог не дозволяє створити універсальну конструкцію і призводить до появи окремих унікальних та дорогих стендів. Однак для масових виробів достатньо віброіспитів середнього ступеню складності, що забезпечується в даний час на механічних вібраційних стендах. З іншої сторони, за наявності лінійного приводу дозволяє відтворити широкий діапазон частот, амплітуд силових коливань, гармонічних та випадкових вібрацій, що неможливо отримати на механічних стендах. В даний час, як відзначалося, вібростенди гідравлічного типу можуть генерувати негармонічний рух, але є складнощі з забезпеченням точного управління складною формою вібрації. І тут подальший розвиток клапанів гідросистем в сторону їх швидкодії може докорінно змінити ситуацію.

Таким чином, можна виділити наступні найважливіші пріоритети розвитку параметрів вібростендів на базі лінійних приводів заснованих на різних фізичних принципах дії:

- великі амплітуди сили;
- широкий частотний діапазон випробувань;
- малий коефіцієнт нелінійних спотворень;

- чітка спрямованість створюваної вібрації;
- відтворення вібрації різного типу (гармонійної, випадкової, за заданою програмою) ;
- економічна доцільність та конкурентна спроможність.

Ці якості особливо важливі для випробувань в стрімно ростучих галузях, особливо мобільних бортових систем, зокрема в галузях авіаційної та космічної техніки.

### **1.7. Типи систем для вимірювання вібраційних параметрів і моніторингу стану машин**

Залежно від ступеня складності для вимірювання вібраційних параметрів і моніторингу стану машин можуть використовуватися три типи систем контрольно-вимірювальних приладів: базова система, портативна система і комп'ютерна система.

Перший тип, який можна позначити як базову систему, складається з простого віброметра, стробоскопа і гарнітури. Віброметр вимірює загальні рівні вібрації (середньоквадратичні або пікові значення прискорення або швидкості) у відповідних діапазонах частот, стробоскоп показує швидкість машини, а гарнітура допомагає чути вібрацію машини. Показання загальної середньоквадратичної швидкості можна порівняти з збереженими раніше діаграмами, і можна визначити необхідність технічного обслуговування на основі заданих умов. Загальні рівні вібрації також можуть бути побудовані в залежності від часу, щоб визначити, наскільки швидко змінюється стан машини. Віброметр також може використовуватися в поєднанні з портативним комп'ютером для збору і зберігання результатів вимірювань. Іноді досвідчений оператор може визначати вібрацію (звук) машини протягом певного періоду часу і визначати її технічний стан. У деяких випадках несправності, такі як неспіввісність, дисбаланс або ослаблення механічного кріплення деталей, можуть спостерігатися візуально.

Портативна система контролю стану складається з портативного віброаналізатора з швидким перетворенням Фур'є (ШПФ), та живиться від акумуляторної батареї. Ці віброаналізатори використовуються для виявлення несправностей шляхом запису і збереження спектрів вібрації від кожної з точок виміру. Кожен знову записаний спектр можна порівняти з еталонним спектром, який був записаний в тій конкретній точці вимірювання, коли було відомо, що машина знаходиться в хорошому стані. Будь-яке значне збільшення амплітуд в новому спектрі вказує дефект і потребує подальшого розслідування. Віброаналізатор також має певні діагностичні можливості для виявлення проблем шляхом аналізу інформації. З розвитком мікропроцесорних технологій портативні системи вимірювання та контролю стають все більше автономними та самодостатніми.

Комп'ютерна система контролю стану корисна і економічно доцільна, коли число машин, кількість точок контролю і складність виявлення несправності зростають.

Вона складається з аналізатора вібрації FFT в поєднанні з комп'ютером для ведення централізованої бази даних, яка також може надавати діагностичні можливості. Дані зберігаються на диску, що дозволяє використовувати їх для порівняння спектра або для тривимірних графіків (див. Рис.1.16).

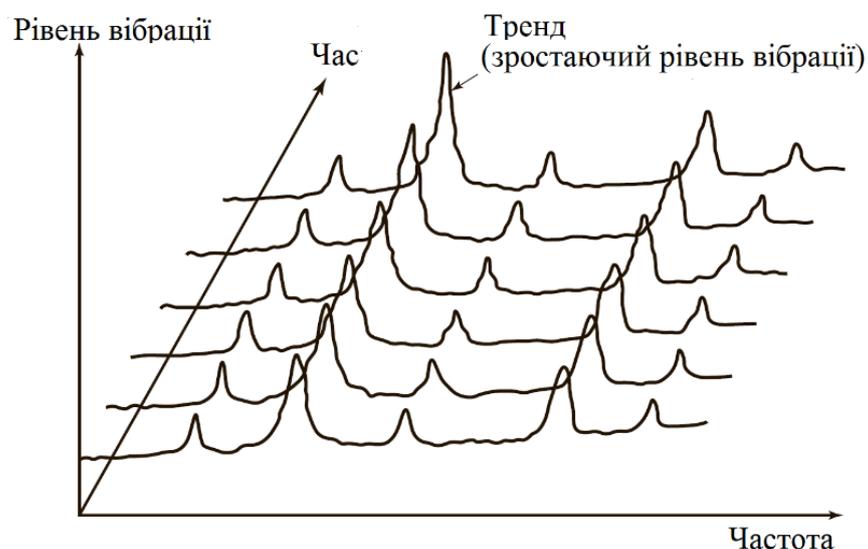


Рис.1.16. Тривимірний графік даних

Деякі комп'ютерні системи використовують накопичувачі для запису вібраційних сигналів від кожної машини в усіх точках вимірювання. Ці вимірювання можуть бути відтворені на комп'ютері для зберігання і подальшої обробки.

### **1.8. Принципи побудови автономних реєстраторів вібраційних сигналів**

При модернізації та створенні зразків нової техніки проводиться серія динамічних (ударних) та вібраційних випробувань, як окремих вузлів, так і конструкції в цілому.

Дослідження динамічних характеристик зразків при ударних і вібраційних впливах є надзвичайно важливим напрямом досліджень, так як механічні дії викликають ослаблення з'єднань (різьбових, зварних, клепаних, клейових і т.д.), деформацію і поломку окремих складових конструкції, переміщення частин конструкції один щодо одного. В результаті чого порушуються функціональні здатності вузла або виробу.

Ударні випробування можна розділити на два класи:

- 1) вплив короткочасного ударного навантаження;
- 2) ударне навантаження, що накладається на постійне динамічне навантаження.

Загальна характеристика цих двох типів випробувань - виникнення короткочасного ударного навантаження на досить тривалому інтервалі очікування.

Залежно від розв'язуваних завдань, при випробуваннях техніки на ударне навантаження, з вимірюваного сигналу можна отримати інформацію:

- про поведінку об'єкта випробувань до дії удару;
- про поведінку об'єкта випробувань під час удару;
- про стан об'єкта випробувань після удару;
- про характер удару.

Для вирішення цих завдань при випробуваннях об'єктів техніки існує необхідність в розробці і застосуванні малогабаритних, портативних, автономних реєструючих засобів що працюють безпосередньо на випробуваному об'єкті в умовах ударного навантаження [3, 19].

Функціонування реєстратора безпосередньо на випробуваному об'єкті в умовах ударного навантаження пред'являє до реєстратора наступні спеціальні вимоги: малі габарити і маса; автономність; вібро-і ударостійкість; нечутливість до електромагнітних випромінювань; широкий діапазон температур. В таких умовах багато разів зростає значення надійності апаратного і алгоритмічного забезпечення процесу вимірювання.

При цьому необхідно здійснити:

- забезпечення автономності роботи реєструючих засобів на борту випробуваного зразка техніки;
- забезпечення синхронізації ходу реєстрації вимірювальної інформації;
- зберігання та передачу інформації в ПК з подальшим експрес - аналізом зареєстрованої інформації.

У відповідності зі сказаним пред'являються технічні вимоги до автономного реєстратора, які пов'язані з необхідністю роботи в автономному режимі в необслуговуваному варіанті, можна розділити на три взаємопов'язані групи:

- функціональні вимоги;
- конструктивні вимоги;
- вимоги до електричного живлення.

Функціональні вимоги впливають з особливостей випробувань. Так як момент часу початку реєстрації параметрів невідомий, реєстратор повинен переходити з режиму очікування в режим вимірювання по синхросигналу або безпосередньо від параметрів вимірюваного сигналу. У момент появи сигналу на інтервалі очікування або після приходу імпульсу синхронізації реєстратор повинен провести запуск і реєстрацію вимірювального сигналу, потім забезпечити режим зберігання зареєстрованої інформації з мінімальним

енергоспоживанням і зчитування її в базовий ПК для обробки. Таким чином, до функціональних вимог належать [3, 13]:

- тривале очікування корисного сигналу;
- автоматична реєстрація всього процесу до удару, під час удару і після удару (підвищений час реєстрації) по команді «Пуск»;
- автоматична ідентифікація початку корисного сигналу і реєстрація вимірюваного сигналу;
- прив'язка до єдиного часу протягом процесу вимірювання (синхронізація);
- забезпечення можливості зчитування інформації з реєстратора без її руйнування (контроль зареєстрованої інформації);
- тривале збереження інформації з мінімальним енергоспоживанням.

Зберігати працездатність і виконувати свої функції реєстратор може лише при достатньому захисті від впливів зовнішнього середовища. Це досягається при забезпеченні:

- герметичності конструкції для роботи в складних кліматичних умовах (запиленість, вологість);
- роботи в широкому діапазоні температур;
- ударо - і віброміцності конструкції;
- автономності і надійності роботи реєстраторів.

Автономність реєстраторів - основна властивість, що забезпечує їх роботу на стаціонарних і рухомих об'єктах техніки. Під нею розуміється енергетична, конструктивна і функціональна автономність (незалежність) реєстраторів при вимірах досліджуваних параметрів [8, 57].

Функціонування реєстратора в автономному режимі безпосередньо на випробуваному об'єкті в умовах ударного навантаження пред'являє до реєстратора спеціальні вимоги. Вони полягають в тому, що реєстратор повинен бути необслуговуваним, автономним, малогабаритним і високонадійним в умовах вібрацій і удару в широкому діапазоні температур і мати мінімальний набір функціональних вузлів в каналі - це підсилювач, АЦП,

мікропроцесор (цифровий автомат) і пристрій. Всі інші необхідні функції повинні забезпечуватися за допомогою пульта управління, який не піддається ударним перевантаженням і підключається до реєстратора під час проведення обслуговування і випробувань автономного реєстратора. Функціональна автономність полягає в можливості реєстратора виконувати основні функції без керуючої команди «ззовні». Передбачається, що підготовка до роботи проводиться апріорно. Для забезпечення функціональної автономності реєстратор повинен володіти рядом властивостей [3, 13]:

- внутрішнім управлінням роботою всіх елементів;
- автоматичним переходом з режиму реєстрації в «сплячий» режим або режим видачі інформації;
- перешкодостійкою внутрішньої синхронізацією;
- можливістю програмування апріорно мінімального набору основних параметрів реєстратора.

Для забезпечення виконання вимог, висунутих до реєстратора необхідно використовувати наступні принципи і методи побудови реєстраторів:

- структурні методи забезпечення точності вимірювання та надійності функціонування;
- використання вібро та удароміцних і термостабільних електронних компонентів;
- використання конструкційного демпфування плат і окремих електронних компонентів і амортизації електронних блоків і особливо блоку живлення реєстратора.

Питання структурних методів забезпечення точності вимірювання та надійності функціонування і будуть розглядатися в даній роботі.

До основних критеріїв при виборі структури реєстратора відносяться [3, 13].

- забезпечення максимального частотного і динамічного діапазонів без комутації коефіцієнта посилення і частотних характеристик каналу;

- забезпечення максимальної швидкодії (передискретизації) АЦП, максимальної розрядності АЦП і максимально можливого обсягу пам'яті;
- мінімізація числа структурних елементів реєстратора;
- забезпечення максимальної автономності каналів реєстратора;
- функціональна гнучкість розвитку структури реєстратора;
- мінімальне енергоспоживання при реєстрації і при зберіганні інформації;
- забезпечення високої надійності роботи реєстратора.

Слід особливо наголосити на проблемі забезпечення динамічного діапазону без комутації коефіцієнта посилення, оскільки рішення цієї проблеми усуває перевантаження (недійсні вимірювання) і дозволяє узгодити динамічний діапазон датчиків і записуючого устаткування. Точне вимірювання при цьому виходить з першого разу навіть при використанні змішаних датчиків.

Отже, структурні методи побудови надійних реєстраторів полягають в розробці таких структурно-функціональних схем, які дозволяють мінімізувати число окремих електронних компонентів в реєстраторі і парировати або виключати вплив їх відмови на роботу реєстратора в цілому. Наприклад, якщо багатоканальний реєстратор має тільки один вихід для виведення інформації і один загальний блок пам'яті, то відмова будь-якого елемента в пристрої виведення і блоку пам'яті призводить до відмови всього реєстратора. Для усунення цього необхідно забезпечити максимальну автономність роботи каналів реєстратора.

Структурні методи передбачають також дублювання найбільш відповідальних сигнальних зв'язків і шин живлення і забезпечення захищеності від завад вхідних і внутрішніх ланцюгів, що особливо важливо, оскільки обмеження в об'ємі і вага автономних реєстраторів досить жорсткі.

Для реалізації структурних методів побудови реєстраторів використовуються наступні алгоритми.

Алгоритм побудови аналогової частини реєстраторів включає в себе:

-мінімізацію впливу первинного перетворювача на досліджуваний процес або об'єкт;

-захист первинного перетворювача від паразитних явищ в об'єкті дослідження і несанкціонованих зовнішніх впливів; захист вимірювального сигналу від низькочастотних перешкод;

- попереднє спотворення вимірювального сигналу з метою розширення динамічного діапазону каналу вимірювання; забезпечення динамічного діапазону посилення сигналу;

-захист вхідних вимірювальних ланцюгів від електромагнітних перешкод; захист вимірювального сигналу від високочастотних перешкод і підміни сигналу при переведенні в цифрову форму.

Алгоритм побудови цифрової частини реєстраторів включає в себе: облік впливу дискретизації на достовірність одержуваних масивів даних; облік впливу параметрів АЦП і тактового генератора на похибки оцифровки; облік впливу розмірності і конфігурації буфера на можливості достовірної обробки і добування інформації з масиву даних; можливості передискретизації по амплітуді і по часу для підвищення інформативності результатів; облік можливостей інтерфейсу.

Алгоритм візуалізації і перевірки результатів вимірювань включає в себе: вибір алгоритму інтерполяції при виведенні масиву даних на екран; відновлення вхідного сигналу; вибір процедури архівування та документування результатів дослідження; відповідність алгоритмів обробки поставленим завданням дослідника; номенклатуру математичних операцій; перевірку достовірності отриманих оцінок параметрів досліджуваних процесів; перевірку адекватності отриманого відновленого сигналу і його інтеграли (швидкості і переміщення) фізичної суті досліджуваних процесів. При реалізації алгоритму візуалізації і оперативної обробки результатів вимірювань виникає людино-машинна система з обмеженим тимчасовим ресурсом, комплекс програм для інтегрального моделювання і опис таких систем наведено в [68].

Ударні випробування часто є унікальними і не відтворюваними (слабо відтворюваними) випробуваннями виробів в екстремальних умовах, що підвищує вимоги до калібрування та встановлення параметрів вимірювальних каналів приладів реєстрації інформації про характер поведінки виробу в процесі випробувань.

Поняття слабкої відтворюваності умов експерименту відноситься до області експериментальних досліджень, в якій дослідник не має можливості (з тих чи інших причин) повторити експеримент в тому ж вигляді, в якому він це зробив вперше. Це, наприклад, масштабні дорогі випробування з унікальними об'єктами, або випробування в умовах впливу факторів зовнішнього середовища, яким неможливо запобігти і т.д.

Процес вимірювання при проведенні ударних випробувань характеризується тим, що завжди апріорна інформація при проведенні ударних випробувань про параметри впливу і поведінці конструкції має значний розкид, так як виходить на основі досить грубих оцінок. Крім того, процес вимірювання ударних сигналів є динамічним, так як режим складного засобу вимірів (реєстратора) вважається динамічним, якщо вхідний або вихідний сигнал хоча б для одного з вхідних в нього пристроїв є змінним.

У методологічному аспекті динамічні вимірювання є перехід від вимірювання скалярних величин до вимірювання векторних величин, від вимірів з числовим результатом до вимірювань з результатом у вигляді функцій, тобто відносяться до спільних вимірів фізичної величини і часу що нас цікавлять. Перехід від вимірювань конкретного параметра процесу до його реєстрації з похибкою, що не перевищує задану вимагає деталізації вимірювальної завдання (наприклад, визначення частотного і динамічного діапазону) і вдосконалення конструкції вимірювального засобу (наприклад, захист від перешкод і зовнішніх впливів на датчики і реєстратор і забезпечення динамічного і частотного діапазону реєстратора).

Перетворення вимірювальної інформації при проведенні ударних випробувань, як правило, здійснюється п'єзоелектричними датчиками

прискорення різної чутливості. Дані датчики мають яскраво вираженими резонансними властивостями. Вибір п'єзоакселерометрів зводиться до того, щоб частота установочного резонансу перевищувала верхню частоту спектра сигналу прискорення, як правило, в три рази, а очікуване сумарне значення прискорення було менше межі діапазону лінійності акселерометра з запасом приблизно 30%. Тому при проведенні випробувань спектр впливу може досягати резонансної частоти датчика, що може призводити до перевантаження датчика і вимірювального каналу та низькочастотних складових сигналу, що не підтверджуються динамікою руху об'єкта випробувань.

Для захисту вимірювального каналу від наведень, датчика від перевантажень, і часткової механічної фільтрації ударного впливу використовують установку п'єзоакселерометрів на ізолюючу в'язко-пружну прокладку, виконану з еластичних матеріалів. Розрахунок ступеня ослаблення і фільтрації прискорення вказаною прокладкою ударної дії є актуальним завданням, оскільки дозволяє оцінити рівень впливу на датчик і рівень сигналу до випробувань і зменшити ймовірність спотворення інформації і фактичного зриву випробувань.

Крім того, досить низькочастотна ударна дія може супроводжуватися високочастотними механічними збуреннями, що також призводить до перевантаження вимірювального каналу. Регулювання коефіцієнта посилення і частотних характеристик каналу в автономному реєстраторі здійснювати дуже важко (а в процесі випробувань і взагалі неможливо), оскільки це пов'язано зі зниженням надійності реєстратора, апаратними та енергетичними витратами. Тому при розробці автономних реєстраторів гостро постає проблема забезпечення динамічного діапазону вимірювального каналу реєстратора при заданій точності реєстрації ударного сигналу безкомутаційним способом, тобто без перемикання коефіцієнта посилення і зміни частотних характеристик каналу. Слід зазначити, що проблема безкомутаційного забезпечення динамічного діапазону вимірювального

каналу особливо актуальна при вимірюванні швидкоплинних ударних процесів де можливі некоректні початкові визначення прискорень і, як наслідок, перевантаження.

Для забезпечення динамічного діапазону реєстратора також можлива низькочастотна фільтрація сигналу (обмеження смуги пропускання в області низьких частот) з наступним його відновленням в ПК по відомій передавальній функції каналу, або частотне спотворення сигналу фільтром в області високих частот так само з подальшим відновленням сигналу в ПК по відомій передавальній функції фільтра.

Структурні методи повинні, також, передбачати розробку алгоритмів і програмного забезпечення (ПЗ) для швидкого відновлення сигналів після відомого частотного спотворення сигналу в каналі реєстратора. Крім того, розробку методів визначення параметрів і працездатності первинних вимірювальних перетворювачів за результатами тестових впливів на них і вихідним сигналам реєстратора. Теорія методів такого визначення параметрів вимірювальних перетворювачів першого і другого порядків викладена в [31].

## **Висновки до розділу 1**

Проведений огляд основних методів аналізу вібраційних сигналів механічної вібрації по величини сигналу, в частотній та часовій областях. Розглянуті спектральні методи аналізу вібраційних коливань, а саме: сигнатурний спектральний аналіз, кепстральний аналіз, вейвлет аналіз, а також вимірювальна апаратура для проведення вібродіагностики машин і устаткування. Проведено класифікацію систем для вимірювання вібраційних параметрів і моніторингу стану машин залежно від їх ступеня складності та вирішуваних задач.

Розглянуто основні типи первинних перетворювачів (датчиків) для вимірювання параметрів вібрації які використовуються в засобах вимірювання вібрацій і побудовані на різних фізичних принципах дії. Наведені їх основні

експлуатаційні переваги та недоліки. Проведено прогнозування перспектив та тенденцій розвитку датчиків вимірювання параметрів вібрації.

Наведені основні принципи побудов автономних реєстраторів вібраційних та ударних сигналів з п'єзоелектричними датчиками прискорення які притаманні для сучасного рівня технічних вимірювань і запитів сьогодення.

### Перелік літератури до розділу 1

1. Авакян В.А. Исследование качества монтажа подшипников электрических машин путем вибродиагностики / В.А. Авакян // Электротехника, №8.- 1980. -С. 29-33.
2. Агейкин Д.И. Датчики контроля и регулирования/ Д.И. Агейкин, Е.Н.Костина, Н.Н.Кузнецов.- М.:Машиностроение, 1965.-914с.
3. Алексеев В.А. Структура цифровых автономных средств регистрации мониторинговой информации при чрезвычайных ситуациях / В.А. Алексеев // Приборы и системы управления. 1996.- №6. - С. 19-22.
4. Барков А.В. Вибрационная диагностика машин и оборудования. Анализ вибрации / А.В. Барков, Н.А. Баркова // Учебное пособие. СПб.: Изд. центр СПГМТУ. 2004. - 156 с.
5. Барков А.В. Мониторинг и диагностика роторных машин по вибрации / А.В. Барков, Н.А. Баркова, А.Ю. Азовцев // Учебное пособие. СПб.: Изд. центр СПГМТУ, 2004. -159 с.
6. Бендат Дж Измерение и анализ случайных процессов / Дж Бендат, А. Пирсол // Пер. с англ. - М.: Мир, 1971.- 408 с.
7. Бендат Дж Прикладной анализ случайных данных / Дж Бендат, А. Пирсол // Пер. с англ. - М.: Мир, 1989. - 540 с.
8. Ваньков Ю.В. Акустический спектральный дефектоскоп для обнаружения дефектов композиционных материалов. 4.2 / Ю.В. Ваньков // Приборы и системы. Управление, контроль диагностика. - 2004, N2 - С. 53-57.
9. Генкин М.Д. Виброакустическая диагностика машин и механизмов /

- М.Д. Генкин, А.Г. Соколова // М.: Машиностроение, 1987.- 288с.
10. Гориш А.В. Пьезоэлектрическое приборостроение / А.В. Гориш, В.П. Дудкевич, М.Ф. Куприянов и др.// – Т.1. Физика сегнетоэлектрической керамики. – М.: Издат. предпр. ред. жур. «Радиотехника», 1999. – 368 с.
  11. Гутников В.С. Фильтрация измерительных сигналов / В.С. Гутников // Л.: «Энергоатомиздат», 1990. -192 с.
  12. Данилов А.В. Микросхемы инструментальных АЦП / А.В. Данилов // Электронные компоненты.-2004, N2.- С. 15-32.
  13. Заболотских В.И. Портативная информационно измерительная система для регистрации ударных процессов / В.И. Заболотских, А.Г. Копытов // ПСУ, N 5, 2000, С. 64-67.
  14. Задирака В.К. Теория вычисления преобразования Фурье / В.К. Задирака // Киев.: Наукова думка, 1983. - 216с.54
  15. Каталог 1989/90г. Брюль и Кьер. Электронная аппаратура. ДК- 2850 Нэрум, Дания. Печать К. Ларсен и сын А/О. ДК-2600 Глотсруп. Дания.
  16. Ковальский В.Н. Приборы для измерения параметров вибрации и удара / В.Н. Ковальский // М.: Знание. 1984.-103с.
  17. Коллакот Р.А. Диагностирование механического оборудования / Р.А. Коллакот // Перевод с англ. - Л.: Машиностроение, 1980. - 296с.
  18. Колясев В.А. ПомехОПстойчивый зарядовый усилитель для пьезоакселерометров / В.А. Колясев, С.В., С.М. Молин // Приборы и техника эксперимента. - 2001, №1. - С. 61- 64.
  19. Круглов Ю.А. Ударовиброзащита машин, оборудования и аппаратуры / Ю.А. Круглов, Ю.А. Туманов // М.: "Машиностроение", 1986. - 222с.
  20. Кузьмин Э.Н. Обеспечение вибрОПдаростойкости оборудования и аппаратуры / Э.Н. Кузьмин // Снежинск: Изд-во РФЯЦ-ВЫИИИТФ, 2003- 320с.
  21. Макс Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях. Том 1. Пер. с французского/ Ж.Макс// -М.: Мир, 1983.-312 с.

22. Макс Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях. Том 2. Пер. с французского/ Ж.Макс// - М.: Мир, 1983.- 256 с.
23. Марк Серридж. Пьезоэлектрические акселерометры и преусилители. Справочник по теории и эксплуатации./ Марк Серридж, Торбен Р. Лихт//Изд- во К. Ларсен и сын А/О, Глоструп, Дания, 1987. -186 с.
24. Марпл С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения/ С.Л.Марпл//: Пер. с англ. - М.: Мир, 1990. - 594с.
25. Молин С.М., Леньков С.В., Колясев В.А., Копытов А.Г., Белямов В.А. Автономный бортовой регистратор ударных сигналов с повышенной достоверностью и устойчивостью к внешним воздействиям. Тезисы докладов 4-ой международной конференции «Авиация и космонавтика-2005». М.: Изд-во МАИ, 2005.-С .34.
26. Мониторизация механических колебаний машинного оборудования. Брюль и Кьер. Примеры применения. Перевод Технического обзора N1,1987. Изд-во К. Ларсен и сын А/О, Глоструп, Дания. -16 с.
27. Осадчий Е.П. Проектирование датчиков для измерения механических величин / Под ред. Е.П. Осадчего.-М.:Машиностроение, 1979.-480с.,ил.
28. Писаренко Г.С. Справочник по сопротивлению материалов/Г.С.Писаренко, А.П.Яковлев, В.В.Матвеев// - Киев: Наукова думка, 1975. -704с.
29. Приборы и системы для измерения вибрации, шума и удара: Справочник. В 2-х кн. Кн. 1. Под ред. В.В. Клюева - М.: Машиностроение, 1978.-448с.
30. Приборы и системы для измерения вибрации, шума и удара: Справочник. В 2-х кн. Кн. 2. Под ред. В.В. Клюева - М.: Машиностроение, 1978.-439с.
31. Рабинер Л. Теория и применение цифровой обработки сигналов/ Л. Рабинер, Б.ГОПлд// Пер с англ. -М.: Мир, 1978. - 848с.
32. Темников Ф.Е. Теоретические основы информационной техники/

Ф.Е.Темников., В.А. Афонин, В.И Дмитриев//: М.: Энергия, 1979.-512с.

33. Федоров Д.В. Акустико-эмиссионный метод диагностики технического состояния подшипниковых узлов локомотивов// Д.В.Федоров /Приборы и системы управления, N4,2004.- С.58-63.

34. Шарапов В.М. Пьезоэлектрические датчики / В.М. Шарапов, М.П. Мусиенко, Е.В. Шарапова. – М.: Техносфера, 2006. – 632 с.

35. Bruel & Kjaer. Application Note 106-81/Analysis Techniques for Gearbox Diagnosis Using the High Resolution FFT Analyzer, 8p.

36. Bruel& Kjaer. Application Note 18-212/Efficient Machine Monitoring Using an FFT Analyzer and Desktop Calculator, 9p.

37. ENDEVCO. GENERAL CATALOG. Copyright © Endevco, 1988. 30700 Rancho Viejo Road, San Juan Capistrano, California 92675, USA.

38. Mechanical Vibration and Shock Measurements. Bruel & Kiaer. Dk-2850. Nerum. Denmark, 1984. - 370 p.

39. Newland D. Random Vibrations, Spectral & Wavelet Analysis/D. Newland//Dover Publitionns, Inc, Mineola, New York. 2005.

40. Signature analysis with Fourier analyzer. Noise Control Vibration Insulation, v.9, N.3,1978, pp. 81-84.

41. Vatterli M. Wavelets and Subband Coding/ M.Vatterli, J. Kovacevic// Prentice Hall, New Jersey, 1995.

42. Vatterli M. Wavelets and Filter Banks: Theory and Design/ M.Vatterli// IEEE Trans on Sig Proc, Volume 40, No. 9, 1992.

43. Стрюк, А. И. Установка электрообработки с линейным электродинамическимдвигателем / А. И. Стрюк, И. Я. Шестаков // Вестник СибГАУ. – 2006. – № 3 (10). –С. 65–67.

44. Электромагнитный молот: А. с. № 544495 СССР, М. Кл. В 21J 7/30, В 21D 26/14 / Н. Н. Васильев, В. П. Вяткин, Е. И. Пучков; заявл. 17.04.1974; опубл.30.01.1977. – 2 с.

45. Шестаков, И. Я. Особенности работы электродинамического молота / И. Я. Шестаков, Е. Н. Фисенко, И. А. Ремизов // Вестник СибГАУ. – 2014. – № 2 (54). – С. 85–88.

## РОЗДІЛ 2. МАТЕМАТИЧНІ МОДЕЛІ ТА АНАЛІЗ ПОХИБОК П'ЄЗОЕЛЕКТРИЧНИХ АКСЕЛЕРОМЕТРІВ

В розділі наведені математичні моделі датчиків з п'єзоелектричними перетворювачами для вимірювання вібраційних параметрів, моделі фазових спотворень при вимірюванні вібраційного прискорення п'єзоелектричними акселерометрами, а також розглянуті основні похибки притаманні п'єзоелектричним акселерометрам.

### 2.1. Математичні моделі датчиків з п'єзоелектричними перетворювачами для вимірювання вібраційних параметрів

В системах вимірювання та контролю вібрації використовують датчики вібропереміщення, віброшвидкості і віброприскорення. Застосування трьох типів датчиків обумовлено необхідністю контролю вібрації на об'єктах з різними частотними характеристиками.

З усього різноманіття існуючих датчиків для вимірювання параметрів вібрацій найбільшого поширення набули датчики з п'єзоелектричними перетворювачами. Датчики, призначені для вимірювання вібраційного переміщення (зсуву), отримали назву проксиметрів. Датчики, які забезпечують вимір вібраційної швидкості, називаються велосіметрами, а прискорення – акселерометрами [14,17].

Вібраційне прискорення відноситься до неелектричних величин, які неможливо без додаткових перетворень трансформувати в електричний сигнал, тому функціонально проміжні перетворення виконує чутливий елемент датчика. На рис.2.1 приведена конструкція п'єзоелектричного вібродатчика.

Основними елементами конструкції є інерційна (сейсмічна) маса 3 і перетворювач неелектричної величини (зусилля  $F_y$ ) в електричний сигнал 2. Чутливим елементом в даному випадку є інерційна маса  $m$ , жорстко скріплена з п'єзоелектричним перетворювачем 2, котрий закріплений на основі

корпусу вібраційного датчика 1. Характеристики чутливого елемента, залежать не тільки від величини  $m$ , а й від механічної жорсткості перетворювача, а також від наявності демпфірування (опору руху по швидкості).

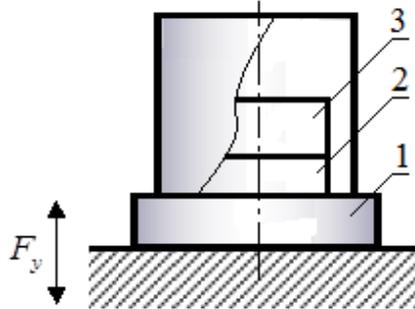


Рис.2.1. Конструкція віброакселерометра

Сила пружності  $F_y$ , діюча на інерційну масу, як відомо дорівнює

$$F_y = -kx, \quad (2.1)$$

де  $k$  - коефіцієнт пружності,  $x$  - величина зміщення.

Перетворювач, з точки зору реакції на стискаюче чи розтяжне зусилля  $F_y$ , можна замінити механічним аналогом - пружиною, яка має таке ж значення жорсткості. Тоді еквівалентна схема вібродатчика являє собою масу на пружині, причому остання закріплена на основі. Характерною особливістю п'єзоелектричних вібродатчиків є те, що вони розглядаються як системи з кінематичним збудженням [17]. У таких системах вимірювана величина діє не на чутливий елемент, а на основу датчика [2]. Розглянемо схему механічну модель вібродатчика, представлену на рис.2.2.

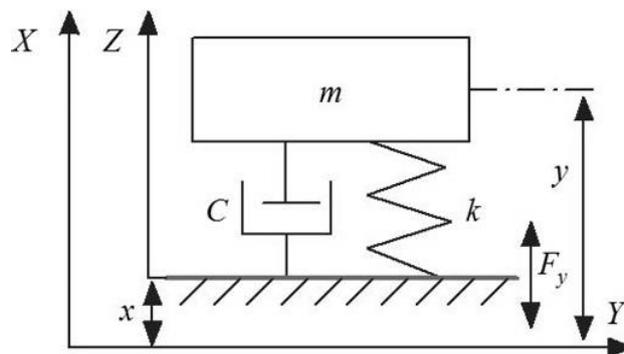


Рис.2.2. Механічна модель п'єзоелектричного вібродатчика

Введемо дві системи координат: абсолютну  $X$ , розташовану довільно, і систему  $Z$ , жорстко пов'язану з основою вібродатчика [22].

Тоді:

$$\begin{aligned} F_y &= -k(y - k), F_\delta = -c[d(y - x) / dt], \\ F_{ин} &= m[d^2 y / dt^2], \end{aligned} \quad (2.2)$$

де:  $F_y$  - сила пружності;  $F_\delta$  - демпфуюча сила;  $F_{ин}$  - інерційна сила;  $c$  - коефіцієнт демпфірування.

Відповідно до принципу Даламбера:

$$F_{ин} = F_y + F_\delta, \quad (2.3)$$

або:

$$m[d^2 y / dt^2] = -k(y - x) - c[d(y - x) / dt]. \quad (2.4)$$

Перетворимо рівняння (2.4) до наступного вигляду:

$$\begin{aligned} \frac{d^2 z}{dt^2} + \frac{dz}{dt} + kz &= -md^2 \frac{x}{dt^2}, \\ z &= y - x. \end{aligned} \quad (2.5)$$

Величина  $z$  являє собою зсув сейсмічної маси  $m$  щодо основи датчика, а  $x$  - зміщення основи датчика щодо абсолютної системи відліку. Припускаємо, що віброзміщення  $x$  змінюється за гармонійним законом, тоді

$$d^2 / dt^2 \Rightarrow -\omega^2, \quad d / dt \Rightarrow j\omega^2.$$

Звідки:

$$-\omega^2 z(t) + (c/m)j\omega z(t) = \omega^2 x(t), \quad (2.6)$$

де:  $z(t)$  і  $x(t)$  - гармонійні функції.

Розглянемо типові частотні і фазові характеристики, характерні для вищеписаних трьох типів, що застосовуються в віброметрії датчиків.

Завданням датчиків, що вимірюють вібропереміщення, є вимір коливань в області низьких (стосовно віброметрії) частот. При виготовленні таких датчиків використовуються чутливі елементи з високою віддачею, тобто

чутливість таких низьких частот (НЧ) механічних систем на порядок, а то і два порядки вище, ніж у акселерометрів. Зазвичай, це досягається за рахунок укрупнення і, відповідно, збільшення маси конструкції датчика. Природно, при такому підході до побудови механічної системи датчика його резонансна частота зсувається в область НЧ, що істотно обмежує частотну область застосування цих датчиків.

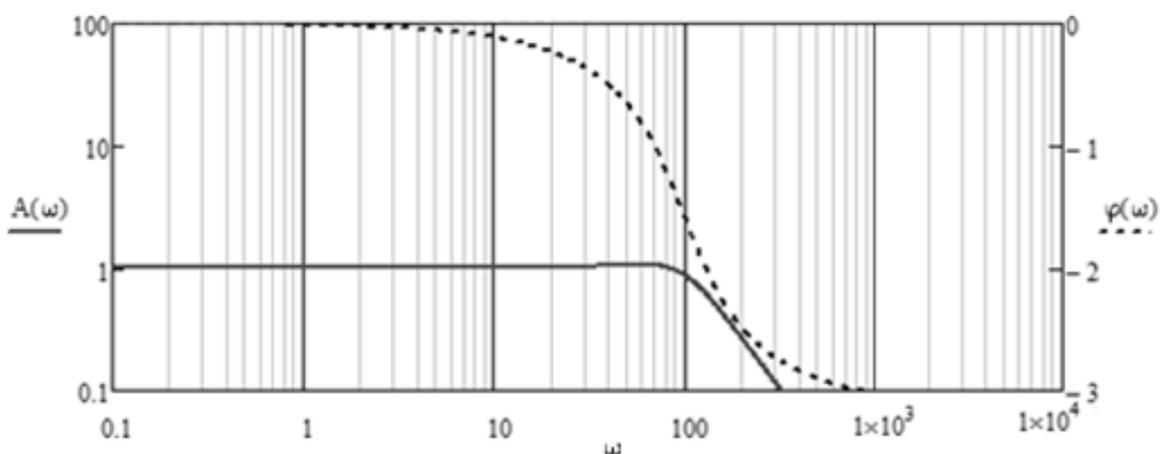


Рис.2.3. АЧХ  $A(\omega)$  і ФЧХ  $\varphi(\omega)$  проксиметра

Тобто, якщо в рівнянні (2.6) виконуються умови  $k/m \ll \omega^2$  і  $c/m \ll \omega$ , то  $z(t) = x(t)$ . Останнє означає, що чутливий елемент працює в режимі проксиметра, і в сталому режимі відстежує величину вібраційного зсуву. Моделювання амплітудно-частотної характеристики (АЧХ)  $A(\omega)$  і фазо-частотна характеристика (ФЧХ)  $\varphi(\omega)$  проксиметра в частотній області проведено в середовищі Mathcad [3,5,6,7,8,] та наведена на рис.2.3.

Для датчиків, які вимірюють вібраційну швидкість, характеристики мають вже більш яскраво виражену лінійність в більш широкому діапазоні частот. Інерційна маса датчика легша, ніж у попереднього, і він менш чутливий до механічних коливань.

На АЧХ з'являється завал в області НЧ, де чутливий елемент датчика «відстає» від вхідного сигналу, слабо реагуючи на яке прикладають до нього віброшвидкість. Для цього випадку в рівнянні (2.6):  $c/m \gg \omega$  і  $c/m \gg k/m$ , а

$(c/m)z(t) = -j \omega x(t)$ , тоді чутливий елемент працює в режимі велосиметра, тобто величина  $z(t)$  є пропорційною віброшвидкості діючого вібраційного впливу. АЧХ  $A(\omega)$  і ФЧХ  $\varphi(\omega)$  велосиметра в частотній області наведена на рис.2.4 [3,5,6,7,8].

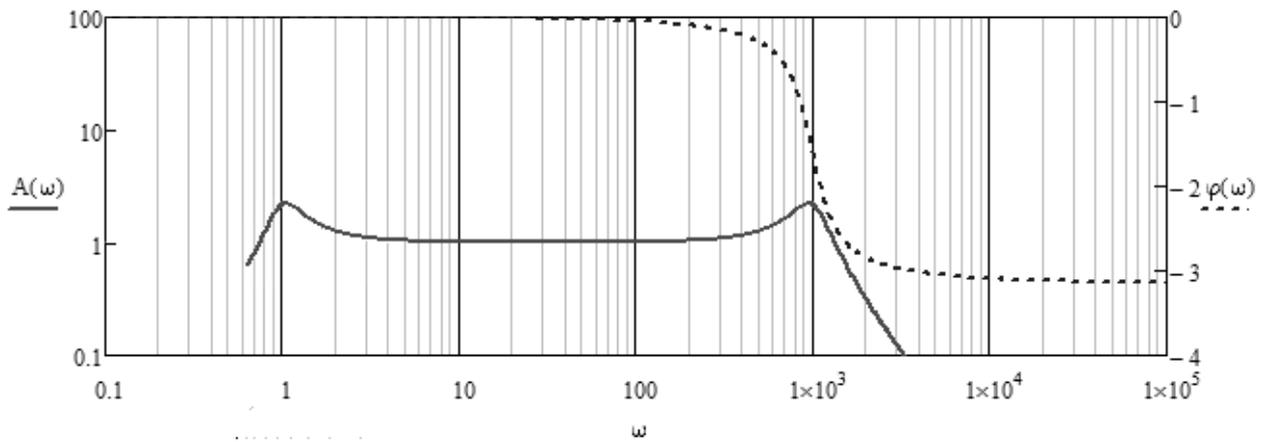


Рис.2.4. АЧХ  $A(\omega)$  і ФЧХ  $\varphi(\omega)$  велосиметра

Для вимірювань вібраційного прискорення застосовуються акселерометри. Розміри цих датчиків варіюються від відносно невеликих до надмініатюрних. Область лінійності акселерометра більш плоска і тривала в частотному діапазоні. Присутні спад в області НЧ і підйом в області високих частот (ВЧ).

Якщо рівнянні (2.6)  $k/m \gg \omega c/m$  і  $k/m \gg \omega^2$ , то це вимірювання прискорення, тобто робота в режимі віброакселерометра. АЧХ  $A(\omega)$  і ФЧХ  $\varphi(\omega)$  віброакселерометра в частотній області наведена на рис.2.5.

Розглянувши вказані режими можна зробити висновок, що кожен з них може бути реалізований вибором відповідних характеристик стосовно чутливого елементу:  $m$ ,  $k$ ,  $c$  і діапазону робочих частот. Так для проксиметра важливо забезпечити як можна меншими відносини  $k/m$  та  $c/m$ , оскільки він працює в за резонансній області частот. Для велосиметра необхідно використовувати глибоке демпфірування, а для акселерометра необхідний перетворювач з великою жорсткістю. У режимі акселерометра, як впливає з

вищевикладеного,  $c \ll k / \omega$  для  $\omega \ll \omega_0$   $\omega \ll \omega_0$ , де  $\omega_0 = \sqrt{k/m}$  - частота власних коливань датчика.

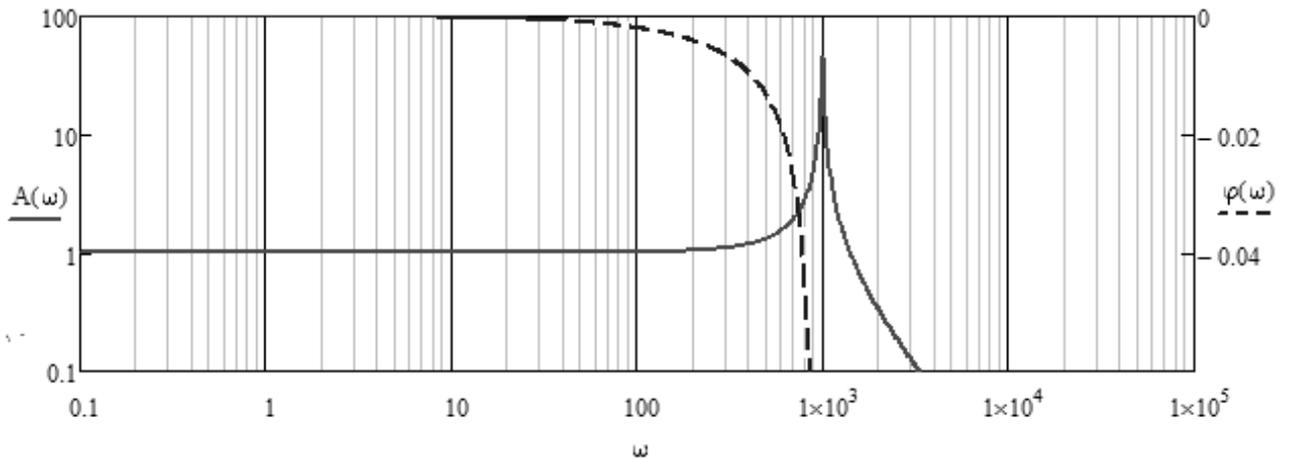


Рис.2.5. АЧХ  $A(\omega)$  і ФЧХ  $\varphi(\omega)$  віброакселерометра

Так як уже відзначалося раніше, в віброметрії використовуються, в основному, акселерометри. Проаналізуємо роботу акселерометра більш детально. Для цього замінимо оригінали в рівнянні (2.5) їх зображеннями:

$$z(t) = Z(s); \quad x(t) = X(s); \quad d/dt = s; \quad d^2/dt^2 = s^2,$$

де  $s$  - оператор Лапласа, і введемо такі позначення:

$T = 1/\omega_0$  - період власної кругової частоти датчика;

$c = 2\xi T$  - коефіцієнт демпфірування;

$\xi$  - ступінь демпфірування (безрозмірне відношення коефіцієнта демпфірування до критичного демпфірування).

Тоді рівняння (2.5) можна представити в наступному вигляді:

$$(T^2 p^2 + 2\xi T p + 1)Z(p) = -p^2 X(p)T^2, \quad (2.7)$$

або:

$$W_1(p) = Z(p) / p^2 X(p) = T^2 / (T^2 p^2 + 2\xi T p + 1). \quad (2.8)$$

Цей вираз є передавальною функцією чутливий елемент по прискоренню, так як

$$a(p) = p^2 X(p) = d^2 x(t) / dt^2. \quad (2.9)$$

Амплітудно-частотна -  $A(\omega)$  і фазо-частотна-  $\psi(\omega)$  характеристики можуть бути отримані заміною  $p$  на  $j\omega$  в передавальній функції чутливого елемента і визначенням модуля і аргументу комплексного частотного спектра  $W(j\omega)$  відповідно:

$$A(\omega) = |W(j\omega)|, \quad (2.10)$$

та

$$\varphi(\omega) = \arctg[W(j\omega)]. \quad (2.11)$$

Графік частотних характеристик віброакселерометра наведено на рис.2.6.

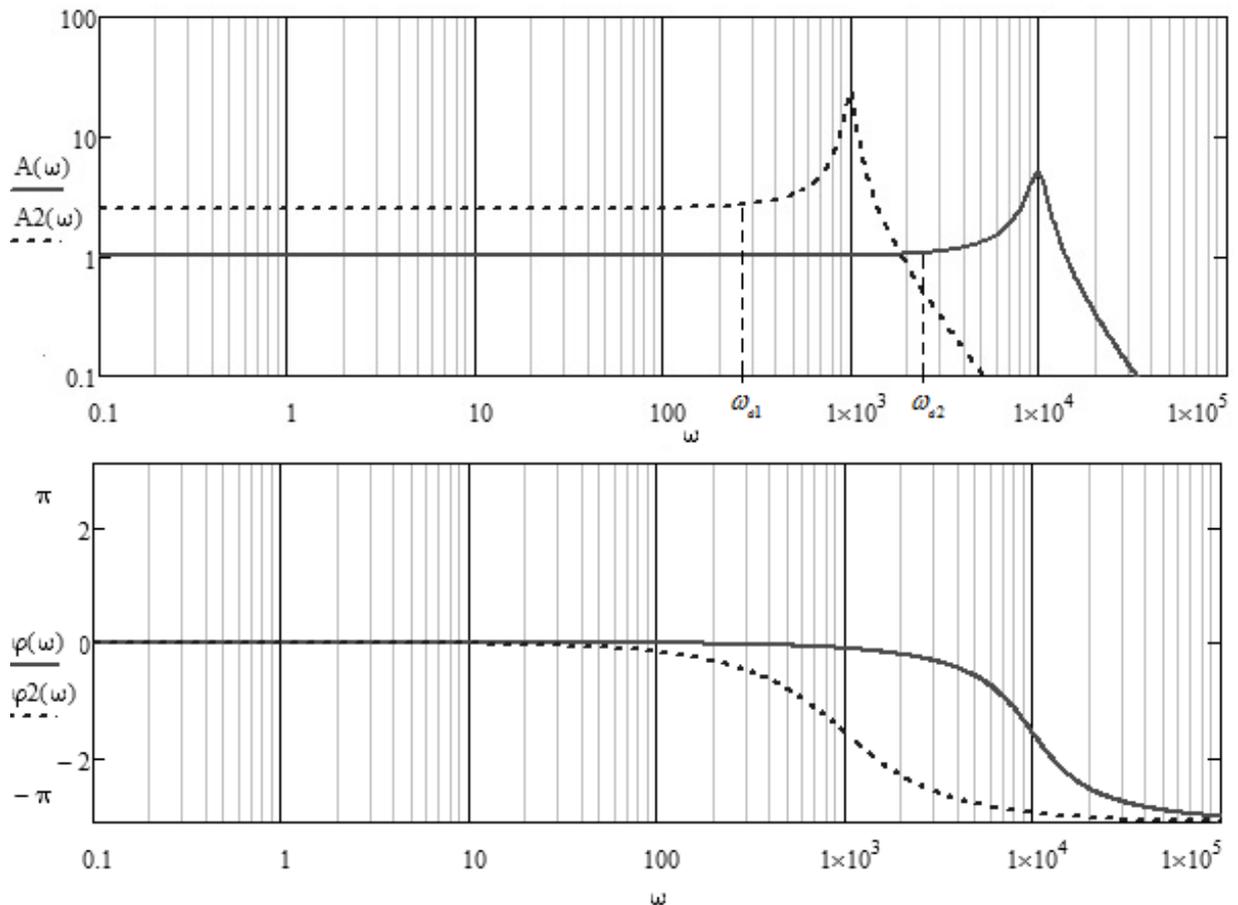


Рис.2.6. Частотні характеристики чутливого елемента віброакселерометра

Аналізуючи графік амплітудно-частотної характеристики на рис.2.6, можна відмітити, що тільки в діапазоні  $[0, \omega_g]$  гармонічне прискорення

перетворюється чутливим елементом без динамічної (частотної) похибки. Якщо задана допустима величина динамічної похибки  $\delta_\epsilon$ , що визначається як

$$\delta_\epsilon = \{A_1(\omega_\epsilon) - A_1(0)\} / A_1(0), \quad (2.12)$$

тоді гранична частота в робочого діапазону знаходиться з умови:

$$\delta_\epsilon = \frac{1}{\sqrt{\left[ (1 - T^2 \omega_\epsilon^2)^2 + 4\xi^2 T^2 \omega_\epsilon^2 \right]}} - 1. \quad (2.13)$$

Частота  $\omega_0$ , на якій має місце резонанс системи "чутливий елемент-перетворювач" визначається як:

$$\omega_0 = \frac{1}{T} = \sqrt{\frac{k}{m}}. \quad (2.14)$$

Для розширення діапазону робочих частот, як впливає з (14), необхідно зменшити сейсмічну масу  $m$  або збільшити жорсткість її кріплення  $k$ . Однак при цьому зменшується і чутливість датчика в цілому, оскільки вона пропорційна величині  $T^2$  (8). Тому високочастотні датчики володіють меншою чутливістю до вібрацій  $A(\omega)$  на графіку рис.2.6.

Важливою характеристикою чутливого п'єзоелектричного елемента є також його імпульсна перехідна характеристика, яка визначається як зворотне перетворення Лапласа від функції  $W(p)$ :

$$K(t) = (1/2\pi j) \int_{x'-j\omega}^{x'+j\omega} W(p) e^{pt} dp, \quad (2.15)$$

де  $K(t)$  - імпульсна функція,  $x'$  - абсциса абсолютної збіжності.

У свою чергу  $W(p)$  може бути виражена через імпульсну перехідну функцію  $K(t)$  шляхом застосування до останньої прямого перетворення Лапласа:

$$W(p) = \int_0^{n=\infty} K(t) e^{-pt} dt. \quad (2.16)$$

Підставивши функцію  $W(p)$ , яка визначається за допомогою співвідношення (8), в формулу (15) отримуємо

$$K(t) = - \left[ \left[ T / \sqrt{(1-\xi^2)} \right] \right] e^{-\xi t/T} \sin \left[ \left[ \sqrt{(1-\xi^2)} / T \right] \cdot t \right]. \quad (2.17)$$

Графік імпульсної перехідної функції для розглянутого випадку наведено на рис.2.7.

Відомо, що імпульсна перехідна функція являє собою реакцію системи на дельта вплив Дірака, тобто імпульс нескінченно малої тривалості і нескінченно великої амплітуди, інтегральний параметр якого дорівнює одиниці [5,17,20]. Якщо на вхід системи діє неперіодична сигнал, то в загальному випадку функція відгуку  $y(t)$  визначається інтегралом Дюамеля:

$$y(t) = \int_{-\infty}^t x(\tau) K(t-\tau) d\tau, \quad (2.18)$$

де  $x(\tau)$  - функція вхідного впливу.

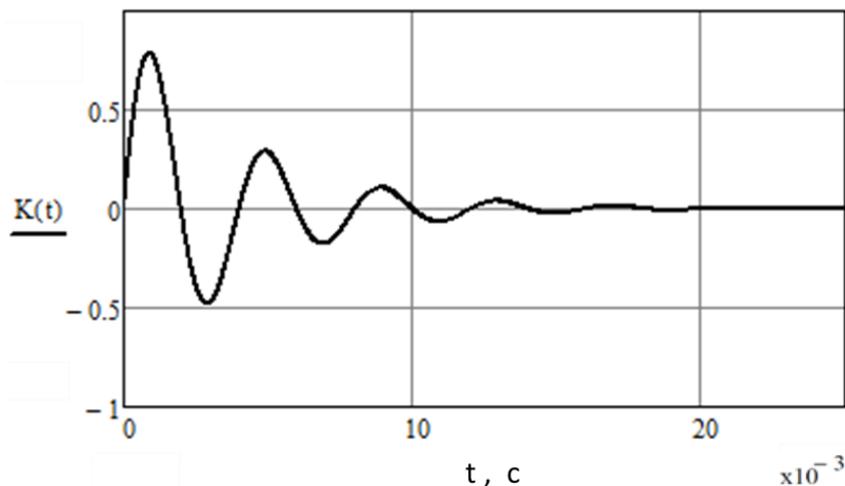


Рис.2.7. Імпульсна перехідна функція віброакселерометра

Якщо ж  $x(\tau)$  являє собою імпульсний сигнал кінцевої тривалості і амплітуди, то при малій тривалості цього імпульсу в порівнянні з періодом циклічної резонансної частоти справедлива формула

$$y(t) = S_0 K(t). \quad (2.19)$$

$$S_0 = \int_0^{t_n} x(\tau_i) d\tau_i, \quad (2.20)$$

де  $\tau_i$  - тривалість імпульсу.

На рис.2.3, 2.4, 2.5 наведені відносно ідеалізовані криві АЧХ і ФЧХ п'єзоелектричного проксиметра (віброметра), велосиметра і акселерометра, та перехідної функції акселерометра (рис.2.7) які отримані шляхом моделювання в системі Mathcad [3,5,6,7,8,9].

Відповідно до теорії механічних коливань, графіком зсуву (переміщення) тіла, що зазнає гармонійні коливання, є синусоїда. Коли зміщення максимально, швидкість дорівнює нулю, так як в цьому положенні відбувається зміна напрямку руху тіла. Звідси випливає, що тимчасова реалізація швидкості буде зрушена по фазі на  $90^\circ$  вліво щодо тимчасової реалізації зсуву. Іншими словами, швидкість випереджає по фазі зсув на  $90^\circ$ . Прискорення - це швидкість зміни швидкості, отже, прискорення об'єкта, що зазнає гармонійні коливання дорівнює нулю, коли швидкість максимальна. І навпаки, коли швидкість дорівнює нулю, прискорення максимально (швидкість змінюється найшвидше в цей момент). Таким чином, прискорення випереджає по фазі швидкість на  $90^\circ$ .

В до резонансній зоні АЧХ (частота збуджуючої сили менше власної частоти) зсуву фаз між коливаннями чутливого елемента акселерометра і силою збудження немає. Акселерометр рухається з частотою збуджуючої сили. На частотах, близьких до частоти резонансу закріпленого акселерометра, рух сейсмічної маси запізнюється відносно руху підстави акселерометра і, отже, фазове спотворення збільшується. При резонансі коливання системи зрушені по фазі на  $90^\circ$  щодо коливань збуджуючої сили.

У зоні після резонансу коливання системи і збуджуючої сили знаходяться в протифазі (зрушені відносно один одного на  $180^\circ$ ). Резонансні посилення амплітуди відсутні.

При подальшому збільшенні частоти збудження амплітуда вібрації знижується, однак різниця фаз в  $180^\circ$  зберігається для всіх частот в діапазоні вище частоти резонансу.

Тому при застосуванні апаратури вимірювання вібрацій необхідно також враховувати фазову характеристику використовуваних разом з акселерометром підсилювачів заряду або напруги. Особливу увагу потрібно приділяти застосуванню апаратури, обладнаної електронними інтеграторами і фільтрами. Питання, пов'язані з фазовою характеристикою і фазовим спотворенням, особливо важливі при дослідженнях коротко тимчасових механічних коливань і механічних ударів.

## 2.2. Математична модель фазових спотворень при вимірюванні вібраційного прискорення п'єзоелектричними акселерометрами

Всі відомі первинні прилади вимірювання вібраційних параметрів демонструють відставання у фазі. Таким чином, реакція або вихід вимірювального приладу відстає від руху вхідного впливу, параметри якого він вимірює. Час затримки задається кутом фази, розділеним на частоту  $\omega$ . Затримка часу не важлива, якщо ми вимірюємо одну гармонічну складову. Але, в більшості випадків, вібрація, що вимірюється, не є гармонічною, а складається з суми двох або більше гармонічних компонентів. У такому випадку збережені дані вимірювання, можуть дати неточну картину вібрації на графіку, оскільки різні гармоніки можуть бути посилені по різному, а їх фазові зрушення також можуть бути різними [19,21,24]. Викривлення у формі хвилі записаного сигналу є фазовим спотворенням або похибкою викликану фазовим зсувом. Щоб визначити характер похибки зсуву фази розглянемо сигнал вібрації (2.21), форма якого показана на рис.2.8.

$$y(t) = a_1 + \sin \omega t + a_3 \sin 3\omega t . \quad (2.21)$$

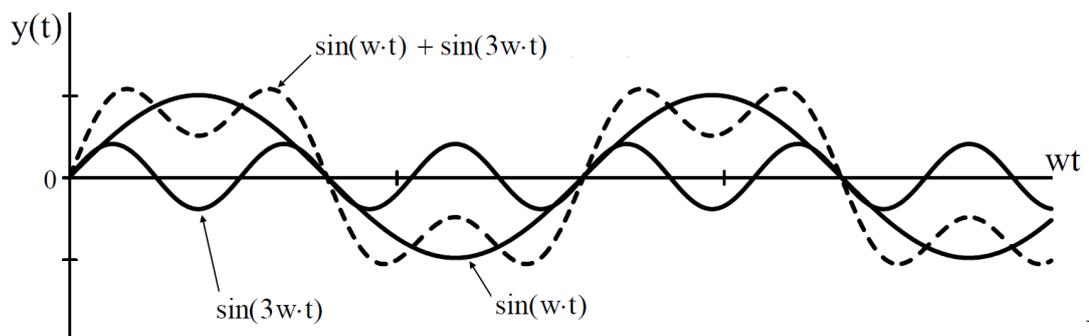


Рис.

2.8. Форма сигналу вібрації

Нехай зсув фази буде  $90^\circ$  для першої гармоніки і  $180^\circ$  для третьої гармоніки рівняння. (10.32). Відповідні часові лаги задаються через  $t_1 = \theta_1 / \omega = 90^\circ / \omega$  і  $t_2 = \theta_2 / 3\omega = 180^\circ / 3\omega$ .

Вихідний сигнал показаний на рис.2.9. Видно, що вихідний сигнал сильно відрізняється від вхідного сигналу через фазове спотворення. Як загальний випадок, нехай задана складна хвиля задається сумою кількох гармонік як

$$y(t) = a_1 \sin \omega t + a_2 \sin 2\omega t + \dots \quad (2.22)$$

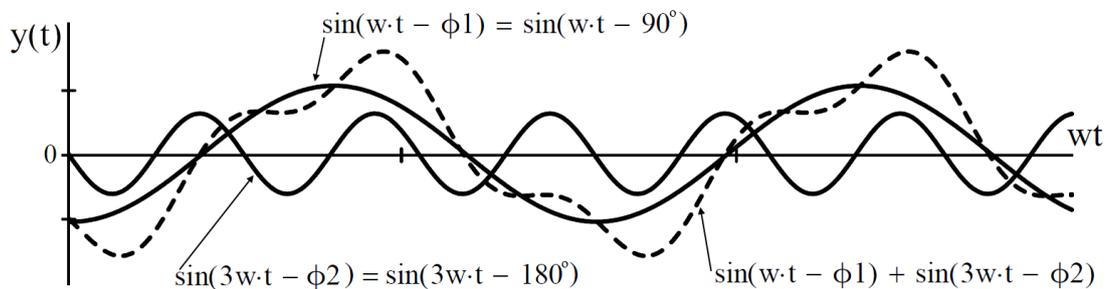


Рис. 2.9. Похибка фазового зсуву

Якщо вібраційне зміщення вимірюється за допомогою, наприклад, проксиметра, його відповідь на кожен складову ряду стає:

$$z(t) = a_1 \sin(\omega t - \varphi_1) + a_2 \sin(2\omega t - \varphi_2) + \dots, \quad (2.23)$$

де:

$$\tan \varphi_j = \frac{2\zeta \left( j \frac{\omega}{\omega_n} \right)}{1 - \left( j \frac{\omega}{\omega_n} \right)^2}, \quad j = 1, 2, \dots \quad (2.24)$$

Оскільки  $\omega / \omega_n \in$  великим, ми можемо знайти, що  $\varphi_j \approx \pi, j = 1, 2, \dots$ , тоді рівняння (2.23) стає

$$z(t) \approx -[a_1 \sin \omega t + a_2 \sin 2\omega t + \dots] \approx -y(t) \quad (2.25)$$

Таким чином, вихідний запис буде в протифазі вимірюваному руху.

Моделювання гармонік та результуючого вібраційного сигналу згідно їх рівнянь проведено в середовищі Mathcad [3,5,6,7,8,9,12].

Використовуючи подібну викладку, можна показати, на прикладі велосиметра, що для вхідного сигналу, який складається з декількох гармонік:

$$\dot{z}(t) \approx -\dot{y}(t). \quad (2.26)$$

Розглянемо фазове спотворення для акселерометра. Нехай крива прискорення для вимірювання виразиться, використовуючи рівняння (2.22), як

$$\ddot{y}(t) = -a_1 \omega^2 \sin \omega t - a_2 (2\omega)^2 \sin 2\omega t - \dots \quad (2.27)$$

Відповідь або вихід акселерометра на кожен компонент можна знайти з рівняння (2.23) тобто:

$$\ddot{z}(t) = -a_1 \omega^2 \sin(\omega t - \phi_1) - a_2 (2\omega)^2 \sin(2\omega t - \phi_2) - \dots, \quad (2.28)$$

де фазові відставання  $\phi_j$  різні для різних компонентів ряду у рівнянні (2.28).

Оскільки відставання фази  $\phi$  змінюється майже лінійно від  $0^\circ$  при  $r=0$  до  $90^\circ$  при  $r=1$  для  $\zeta = 0.7$ , можемо виразити  $\phi$  як

$$\phi \approx ar = a \frac{\omega}{\omega_n} = \beta \omega, \quad (2.29)$$

де  $\alpha$  і  $\beta = \alpha / \omega_n$  - константи.

Час затримки задається рівнянням:

$$t' = \frac{\phi}{\omega} = \frac{\beta \omega}{\omega} = \beta \quad (2.30)$$

Це показує, що часовий лаг  $t'$  акселерометра не залежить від частоти для будь-якого компонента, за умови, що частота лежить у діапазоні  $0 \leq r \leq 1$ . Оскільки кожен компонент сигналу має однакову затримку часу або фазовий лаг, ми маємо, з рівняння (2.28),

$$\begin{aligned} -\omega^2 \ddot{z}(t) &= -a_1 \omega^2 \sin(\omega t - \omega \beta) - a_2 (2\omega)^2 \sin(2\omega t - 2\omega \beta) - \dots \\ &= -a_1 \omega^2 \sin \omega \tau - a_2 (2\omega)^2 \sin 2\omega \tau - \dots, \end{aligned} \quad (2.31)$$

де:  $\tau = t - \beta$ .

Необхідно взяти до уваги, що рівняння (2.31) передбачає, що  $0 \leq r \leq 1$  - тобто навіть найвища частота,  $n\omega$ , менше, ніж  $\omega_n$ . На практиці це може не досягатися, так як у вихідному сигналі не виникає значних фазових спотворень, навіть коли деякі частоти більш високого порядку перевищують  $\omega_n$ . Причина полягає в тому, що, як правило, лише перші кілька гармонік важливі і визначають навіть самі складні форми амплітуди, а вищі гармоніки невеликі і дуже мало впливають на загальну форму хвилі.

Таким чином, модель вихідного сигналу акселерометра наведена виразом (2.31) являє собою вимірювання прискорення досить близького до реального.

### 2.3. Математична модель похибок п'єзоелектричного акселерометра

Структурна схема п'єзоелектричних датчиків генераторного типу для вимірювання прискорення (вібрації), які найбільш часто зустрічаються на практиці показана на рис.2.10.

Структурна схема таких датчиків, як послідовність вимірювальних перетворювачів, включає перетворювач вимірюваного механічного параметра- прискорення  $a$  в зусилля  $F$ , далі п'єзоелемент, що перетворює зусилля в електричний заряд  $q$  і електричний ланцюг, що зв'язує п'єзоелемент з підсилювачем і перетворює заряд в напругу  $U$  на вході електронної апаратури.

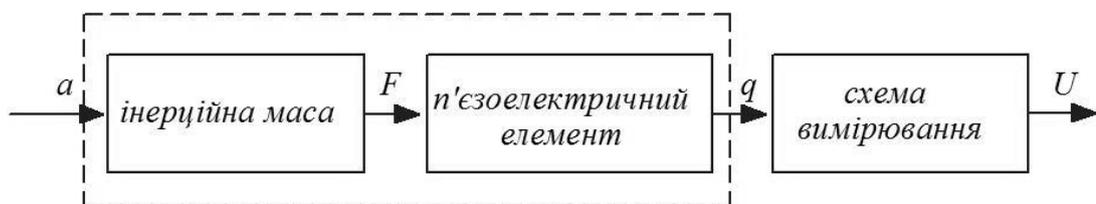


Рис. 2.10. Структурна схема п'єзоелектричного акселерометра

Основні недоліки п'єзоелектричних перетворювачів, виготовлених зі спеціальних п'єзокерамічних матеріалів, відносяться до їх термічних властивостей:

- високий піроелектричний коефіцієнт;
- температурні зміни п'єзоелектричних коефіцієнтів і діелектричної проникності;
- температурний гістерезис, що обумовлює вплив попередніх температурних станів на поточне значення характеристик.

Також для п'єзокераміки існують обмеження використання по тепловому діапазону [11,17]. Якщо п'єзоелектричний керамічний матеріал нагріти до точки Кюрі, то домени стануть неупорядкованими, гублять орієнтацію отриману в результаті первинної поляризації і матеріал стає деполаризованим. Рекомендована верхня межа робочої температури для кераміки зазвичай розташована по середині діапазону між 0°C і точкою Кюрі. В рамках рекомендованого діапазону робочих температур, відповідні температурні зміни в орієнтації доменів є оборотними. З іншого боку, ці зміни можуть створити заряд зміщення і виникнення електричного поля.

Тому вимірювання вібраційного прискорення відбувається з певною похибкою. Розглянемо похибки, причиною яких є недосконалість п'єзоелектричного акселерометра. Похибки акселерометрів можна поділити на:

- похибка зміщення нуля  $\delta \bar{a}_x$  - величина уявного прискорення, що діє на акселерометр, коли по осі чутливість удаване прискорення дорівнює нулю. Ця похибка виникає через похибки, які виникають безпосередньо в структурі ПЕ акселерометра. Один із основних чинників цієї похибки є різка зміна температури середовища.

- похибка масштабного коефіцієнта  $\mu_{xx}$  - похибка в показах акселерометра, лінійно залежить від удаваного прискорення по осі чутливості. Ця похибка виникає через похибки перетворення сигналу, що знімається з

датчика моменту акселерометра, і через помилки самого цього датчика моменту.

- похибка неортогональності осей чутливості  $\mu_{xz}, \mu_{xy}$  - похибки в показах акселерометра, пропорційні удаваним прискоренням, що діють по іншим двом осям. Ця похибка виникає через помилки при орієнтації акселерометрів.

Незважаючи на те, що вимірювальна система може бути захищена від багатьох зовнішніх факторів необхідно враховувати вплив інших неврахованих чинників. У зв'язку з тим, що ці дії на систему складно описати математично введемо таке поняття як випадкова помилка. Вона включає в себе такі чинники як зміна градієнта магнітного поля, тепловий вплив і т.д.

Математичну модель похибки акселерометра, що складається з описаних компонентів, можна записати у вигляді наступного співвідношення:

$$\delta a_x = \delta \bar{a}_x + \mu_{xx} a_x + \mu_{xy} a_y + \mu_{xz} a_z + \delta \tilde{a}_x, \quad (2.32)$$

де  $\delta \tilde{a}_x$  - випадкова складова похибки. Ця складова викликана різними джерелами шуму.

### **2.3.1. Похибка зміщення нуля п'єзоакселерометра під впливом температури середовища**

Різкі коливання температури можуть генерувати відносно високі напруги, які теж здатні деполаризувати керамічний елемент.

Тому, при зовнішньому температурному впливі на п'єзоелектричні елементи мають значення як рівень температури, так і швидкість її зміни щодо попереднього значення.

Величина температури - важливий параметр, що впливає на електричну чутливість датчика так як від неї залежить п'єзоелектричний коефіцієнт і, можливо, відбувається також зміна механічних властивостей, що визначають коефіцієнт перетворення механічних величин в електричні (наприклад, зміна механічної напруги). При постійній температурі цей вплив на чутливість, теоретично, можна не враховувати [11,23].

Зміна температури п'єзоелектричного елемента тягне за собою виникнення електричних сигналів навіть за відсутності зовнішніх сил викликаних вібраційними або іншими збуреннями. Заряди на електродах п'єзоелемента виникають внаслідок механічної напруги, якій піддається п'єзоелектричний елемент, наприклад, через різне розширення деталей і внаслідок піроелектричного ефекту.

П'єзоелектричні матеріали, які менше схильні до впливу температури, зазвичай мають і меншу чутливість при використанні прямого п'єзоелектричного ефекту.

Сигнали дуже низької частоти (дрейф), що генеруються п'єзоелементом під впливом зовнішньої температури і піроелектричного ефекту, послаблюються фільтром схеми формування сигналу, який пропускає тільки підвищені частоти. Але це, в свою чергу, обмежує можливості розширення смуги пропускання в сторону низьких частот.

Тому, для проведення прецизійних вимірювань, необхідно знати залежність чутливості приладу від температури.

При розгляді фізичних процесів в п'єзоелемент необхідно враховувати анізотропні властивості останніх. Такі властивості, як електропровідність, магнітна проникність, теплопровідність, пружність, залежать від напрямку впливу і структури використовуваного матеріалу.

Розглянемо прямий п'єзоефект: п'єзоелемент генерує на своїх електродах заряд під дією на нього зовнішньої сили.

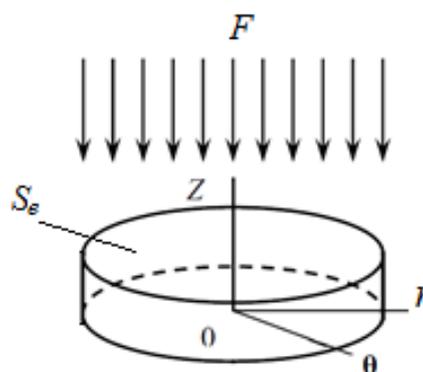


Рис.2.11. П'єзоелемент який працює на поздовжньому п'єзоефекті

Рівняння прямого п'єзоефекту, для компонента вектора електричної індукції в напрямку осі залишкової поляризації  $D_z$ , коли п'єзоелемент працює на поздовжньому п'єзоефекті і робочим є п'єзомодуль  $d_{33}$  (рис.2.11), буде мати вигляд:

$$D_z = d_{33}\sigma_{zz} + d_{31}(\sigma_{rr} + \sigma_{\theta\theta}) + \varepsilon_{33}\varepsilon_z, \quad (2.33)$$

де:  $d_{33}$  і  $d_{31}$  - п'єзомодуль (поздовжній і поперечний щодо осі залишкової поляризації, відповідно);  $\varepsilon_{33}$  - діелектрична проникність;  $\sigma_{zz}, \sigma_{rr}, \sigma_{\theta\theta}$  - компоненти механічних напружень по осях  $Z, r, \theta$ ,  $\varepsilon_z$  - напруженість електричного поля.

З формули (2.33) видно, що для коректного визначення п'єзомодуля  $d_{33}$  необхідним є дотримання наступних умов:

$$\varepsilon_z = 0;$$

$$\sigma_{rr} = \sigma_{\theta\theta} = 0;$$

$$\sigma_{zz} = \text{const}.$$

Тоді п'єзомодуль  $d_{33}$  по осі  $Z$  (рис.2.12):

$$d_{33} = D_z / \sigma_{zz} \quad (2.34)$$

де:  $D_z = q / S_e$ ,  $D_z = q / S_e$ ,  $\sigma_{zz} = F / S_0$ ,  $q$  - заряд на електродах п'єзоелемента,  $S_e$  - площа поверхні електрода п'єзоелемента,  $S_0$  - площа поверхні п'єзоелемент на яку діє зовнішня сила  $F$ .

У розглянутому нами випадку  $S_e \approx S_0$ .

Тоді, підставивши вирази для  $D_z$  та  $\sigma_{zz}$  в (2.34) отримаємо:

$$d_{33} = q / F, \text{ або:}$$

|               |        |
|---------------|--------|
| $q = d_{33}F$ | (2.35) |
|---------------|--------|

З отриманого виразу (2.35) випливає, що на генеруємий заряд  $q$ , який виникає на електродах п'єзоелемент під дією сили  $F$ , може впливати

температурна девіація п'єзомодуля  $d_{33}$ , яка представляє собою реакцію доменної структури п'єзоелемента і виникає при зміні його геометричних розмірів під дією температури.

На рис.2.12. приведена температурна залежність п'єзомодуля  $d_{33}$  від температури [1] в діапазоні температур від 20°C до 250°C (верхній діапазон це половина значення температури Кюрі для досліджуваного п'єзокерамічного матеріалу). В нашому випадку це п'єзокераміка марки ЦТС-196 (п'єзокераміка PZT в закордонній класифікації) [17].

З графіка на рис.2.12 видно, що поздовжній щодо осі залишкової поляризації п'єзомодуль  $d_{33}$  залежить від температури і ця залежність має нелінійний характер.

При зміні температури п'єзоелектричний модуль змінюється за законом:

$$\Delta d_{33} = d_{33} \alpha_t \cdot \Delta t, \quad (2.36)$$

де  $\alpha_t$  - температурний коефіцієнт лінійного розширення кварцу,  $\Delta t$  - значення зміни температури в °C .

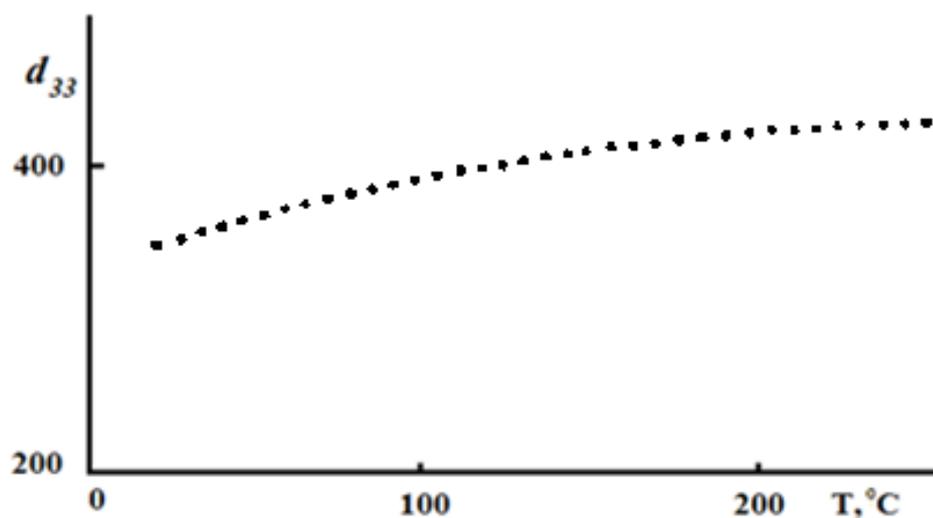


Рис.2.12. Температурна залежність п'єзомодуля  $d_{33}$  п'єзокераміки ЦТС-196

Відносна похибка п'єзоелектричного модуля  $d_{33}$  (одновісний акселерометр, прискорення діє по осі Z), яка викликана зміною температури середовища буде:

$$\delta d_{33} = \left( \frac{\Delta d_{33}}{d_{33}} \right) = \alpha_t \Delta t. \quad (2.37)$$

Тобто, як видно з виразу (2.37) похибка вимірювання викликана залежністю п'єзоелектричного модуля чутливого елемента акселерометра від зовнішнього температурного впливу, повністю залежить від фізичних властивостей матеріалу з якого він виготовлений.

Зміна температури середовища діє ще на один важливий параметр ПЕ перетворювача – його ємність.

Для розрахунку похибки зміни електричної ємності ПЕ слід використовувати формулу:

$$C_n = \frac{\varepsilon \cdot S}{h}, \quad (2.38)$$

де:  $\varepsilon$  - діелектрична проникність п'єзокераміки;  $S$  - площа ПЕ;  $h$  - висота ПЕ.

Як видно з (2.38), похибка електричної ємності залежить від зміни діелектричної проникності і геометричних розмірів п'єзоелектричного перетворювача. Відносна похибка зміни площі ПЕ.

$$\frac{\Delta S}{S} = \frac{\Delta d}{d} \cdot \pi. \quad (2.39)$$

Таким чином, похибка

$$\delta C_n = \frac{\Delta C_n}{C_n} = \frac{\Delta \varepsilon}{\varepsilon} + \frac{\Delta S}{S} - \frac{\Delta h}{h}. \quad (2.40)$$

Похибки викликані зміною температури середовища можуть бути усунені особливими конструктивними рішеннями при проектуванні і виготовленні ПЕ акселерометрів.

### 2.3.2. Похибка зміщенням нуля п'єзоелектричного акселерометра під дією ударних навантажень

Одним з недоліків акселерометрів, які практично неможливо усунути, є зрушення або зміщення нульового положення. Зрушення нульової точки відбивається в тому факті, що потенціал на обкладках ПЕ завжди повільно зміщується в одному і тому ж місці і в постійних умовах (температура і тиск).

Таким чином, теперішні значення вимірювань відрізняються від попередніх. Зрушення залежить від декількох факторів: при ударних навантаженнях температури навколишнього середовища, режиму сигналу та інших. Природа цього зсуву полягає в тому, що напружений чутливий елемент акселерометра- п'єзоелемент неточно слідує закону пропорційною деформації. Через розтягнення та стиснення виникає «втома» в структурі п'єзоелемента як пружного елемента, тому він поступово змінює рівень своєї деформації при постійному навантаженні [13,15,18,19,20]. На рис. 2.13 наведено зрушення рівня нуля ПЕ при ударних навантаженнях

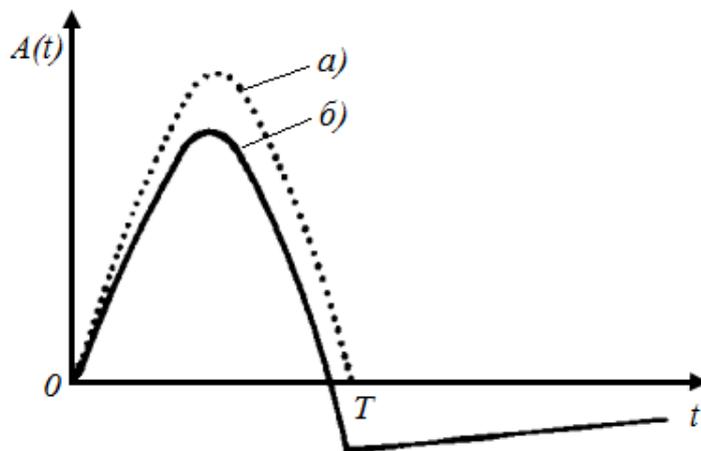


Рис.2.13. Зрушення рівня нуля ПЕ при ударних навантаженнях

Таким чином, теперішні значення вимірювань відрізняються від попередніх. Зрушення залежить від декількох факторів: при ударних навантаженнях температури навколишнього середовища, режиму сигналу та інших. Природа цього зсуву полягає в тому, що напружений чутливий елемент акселерометра- п'єзоелемент неточно слідує закону пропорційною деформації. Через розтягнення та стиснення виникає «втома» в структурі п'єзоелемента як

пружного елемента, тому він поступово змінює рівень своєї деформації при постійному навантаженні [13,15,18,19,20].

Зрушення нульової точки варіюється в різних системах і для різних матеріалів ПЕ по різному [17].

Похибка в новому ПЕ, викликана зміщенням нульової точки, може бути рівною нулю протягом тривалого часу. Це пов'язано з тим, що при низьких і середніх температурах він залишається стабільним, а контур зворотного зв'язку, включений в систему, постійно повертає ПЕ в початкове положення, компенсуючи вхідні навантаження.

При ударних навантаженнях спостерігається також ефект, який може бути обумовлений накопиченням заряду п'єзоелектричним елементом і його повільної розрядкою, що відбувається з відповідною швидкістю, яка визначається постійною часу ланки акселерометр- передпідсилювач, каналу вимірювання. Слід підкреслити, що даний ефект спостерігається тільки при впливі на акселерометр механічних ударів з відносно великими амплітудами прискорення і що не можна досить точно визначити діапазон амплітуд, в якому цей ефект стає помітним. Отже, зрушенням нуля слід приділяти особливу увагу при впливі на акселерометр першого і наступних за ним декількох механічних ударів. Експериментальні дослідження акселерометрів фірми Брюль і К'єр [1] показують, що у зазнавших кілька механічних ударів вібродатчиків обумовлена зсувом нуля похибка знаходиться в межах 1... 3% при їхній нормальній експлуатації, тобто при їх застосуванні в динамічному діапазоні, що не виходить за допустимі межі даного типу акселерометра.

### **2.3.3. Похибка п'єзоелектричного акселерометра викликана неортогональністю осей чутливості**

Дана похибка вимірювання обумовлена впливом поперечних компонентів руху. Вектор чутливості  $s$  датчика, як правило, не збігається з напрямком його паспортної вимірювальної осі. Крім того, при установці

датчика на об'єкт можливе відхилення вимірювальної осі  $Oz$  датчика від заданого вимірювального напрямку  $O'z$ , (рис. 2.14) [1,4,8,14].

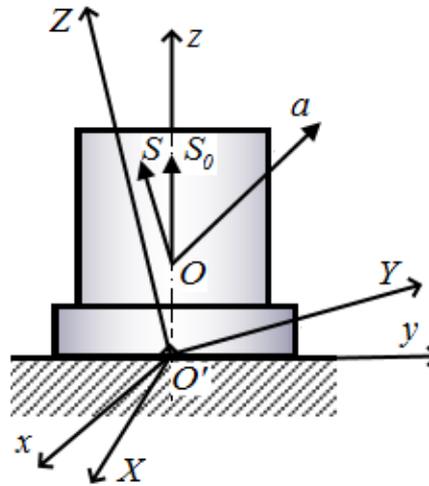


Рис.2.14. Схема відхилення вимірювальної осі  $Oz$  датчика від заданого вимірювального напрямку  $O'Z$

На рис.2.14 позначено:  $a$ - віброприскорення;  $s_0$ - вектор основної чутливості датчика;  $O$  - точка вимірювання датчика, поєднана з точкою вимірювання;  $O' XYZ$  -система координат, яка визначається заданими вимірювальними напрямками).

Таким чином, вектор чутливості  $s$  має результуючі складові і уздовж осей  $O'X$  і  $O'Y$ :

$$s = s_x S^o + s_y Y^o + s_z Z^o . \quad (2.41)$$

Якщо вимірюється, наприклад, поступальне віброприскорення  $a$  в точці  $O$ , то:

$$a = a_x X^o + a_y Y^o + a_z Z^o \quad (2.42)$$

$$a'_z = \frac{1}{s_0} (a_x s_x + a_y s_y + a_z s_z), \quad (2.43)$$

де  $s_0$  - чутливість датчика уздовж вимірювальної осі  $Oz$ . Практично завжди можна записати  $s_z \approx s_0$  так що:

$$a'_z \approx a_z + \frac{s_x}{s_0} a_x + \frac{s_y}{s_0} a_y = a_z + k_x a_x + k_y a_y, \quad (2.44)$$

де  $k_x, k_y$  - результуючі коефіцієнти відносної поперечної чутливості до прискорення вздовж осей  $OX$  і  $OY$  (результуючі коефіцієнти впливу). Останні два члена визначають абсолютну похибка вимірювання  $\Delta a_z$  яка обумовлена впливом компонентів віброприскорення, перпендикулярних заданому вимірювальному напрямку:

$$\Delta a_z = a'_z - a_z = k_x a_x + k_y a_y. \quad (2.42)$$

Відносну похибку вимірювання можна оцінити однією з величин:

$$a_z = \max\left(k_x \frac{a_x^*}{a_z^*}, k_y \frac{a_y^*}{a_z^*}\right); \quad (2.43)$$

$$a_z = \left[ \left(k_x \frac{a_x^*}{a_z^*}\right)^2 + \left(k_y \frac{a_y^*}{a_z^*}\right)^2 \right]^{1/2}, \quad (2.44)$$

де  $a_x^*, a_y^*, a_z^*$  - середньоквадратичні, середні по модулю або пікові значення вимірюваних величин (що представляють параметри). Тут і далі при знаходженні відносних похибок вимірювання, а також при порівнянні функцій часу укладання передбачається, що використовуються деякі оціночні значення (що представляють параметри) цих функцій, які не рівні нулю, якщо функції тотожно не рівні нулю [2].

Обумовлена впливом поперечних компонентів руху похибка вимірювання складається з інструментальної (датчика) і установочної похибок. Якщо  $k_x$  і  $k_y$  - коефіцієнти відносної поперечної чутливості датчика вздовж власних осей  $Ox$  і  $Oy$  і відомий нахил вимірювальної осі  $Oz$  датчика щодо заданого вимірювального напрямку  $(\varphi_x, \varphi_y)$ , то результуючі коефіцієнти впливу  $k_x$  і  $k_y$  обчислюють за формулами:

$$\begin{aligned} k_x &\approx k_x + \varphi_y; \\ k_y &\approx k_y - \varphi_x, \end{aligned}$$

де  $\varphi_x, \varphi_y$  - кути повороту вимірювальної осі  $Oz$  датчика щодо осей  $O'X$  н  $O'Y$  (в радіанах), і мають позитивний знак при повороті проти годинникової стрілки. Нахил вимірювальної осі на  $1^\circ$  еквівалентний коефіцієнту відносної

поперечної чутливості в 2% [2]. Якщо відомі тільки паспортні значення коефіцієнта відносної поперечної чутливості датчика  $k_n$  і середнє значення коефіцієнта відносної поперечної чутливості від установки (коефіцієнт  $-k_{ycm}$ ), то відносну похибку вимірювання можна оцінити однією з величин:

$$a_Z = 0,7k_{XY} \max\left(\frac{a_X^*}{a_Z^*}, \frac{a_Y^*}{a_Z^*}\right); \quad (2.45)$$

$$a_Z = 0,7k_{XY} \left( \frac{a_X^{*2} + a_Y^{*2}}{a_Z^*} \right)^{1/2}, \quad (2.46)$$

$$k_{XY} = (k_\delta + k_{ycm})^{1/2}. \quad (2.47)$$

Для визначення похибки за результатами вимірювань прискорення точки  $O$  необхідно ці вимірювання проводити трикомпонентним датчиком. У цьому випадку результати вимірювання можна представити в наступному вигляді:

$$\begin{aligned} a'_X &\approx a_X + k_{1Y}a_Y + k_{1Z}a_Z; \\ a'_Y &\approx k_{2X}a_X + a_Y + k_{2Z}a_Z; \\ a'_Z &\approx k_{3X}a_X + k_{3Y}a_Y + a_Z. \end{aligned} \quad (2.48)$$

Де індекси 1, 2, 3 при коефіцієнтах впливу які відносяться відповідно до датчиків, що вимірюють прискорення вздовж осей  $OX$ ,  $OY$  і  $OZ$ . Знайдені відносні похибки вимірювання можна оцінити виразами:

$$\begin{aligned} a_X^{on} &= \left[ \left( k_{1Y} \frac{a'_Y}{a_X^*} \right)^2 + \left( k_{1Z} \frac{a'_Z}{a_X^*} \right)^2 \right]^{1/2}; \\ a_Y^{on} &= \left[ \left( k_{2X} \frac{a'_X}{a_Y^*} \right)^2 + \left( k_{2Z} \frac{a'_Z}{a_Y^*} \right)^2 \right]^{1/2}; \\ a_Z^{on} &= \left[ \left( k_{3X} \frac{a'_X}{a_Z^*} \right)^2 + \left( k_{3Y} \frac{a'_Y}{a_Z^*} \right)^2 \right]^{1/2}. \end{aligned} \quad (2.49)$$

Для датчиків віброшвидкості і вібраційного переміщення похибка вимірювання може бути знайдена за тими ж підходами.

#### 2.3.4. Похибка, викликана різними джерелами шуму

Існують різні типи шуму в вимірювальних системах. Вони викликані різними факторами. Тому, щоб гарантувати точність сигналу з ПЕ, кожен можливий шум повинен бути прийнятий до уваги, і ПЕ повинен бути спроектований так, щоб зменшити шум до рівня, при якому або їм можна знехтувати в першому наближенні, або усунути його вплив.

Одним з основних типів шуму, який повинен бути в першу чергу зменшений, є шум, викликаний ємнісний зв'язком в структурі ПЕ [17].

Найбільш поширений спосіб зменшити або усунути вплив такого шуму - це підключити датчик до вимірювальної ланцюга за допомогою екранованого або коаксіального кабелю. Однак цей метод запобігання шуму включає в себе відносно невелику довжину екранованих кабелів. Крім того, коаксіальний кабель піддається впливу вологи, що в кінцевому підсумку призводить до зниження його продуктивності.

Найбільш ефективним способом боротьби з ємнісним шумом є використання крученої пари, відомої як рівноважна (кручена) пара [14,16].

Після вибору типу кабелю необхідно враховувати вплив шуму на показники ПЕ, викликане підключенням цього кабелю до конструкції ПЕ. Дійсно, спотворення або усунення ізоляції щодо провідників створює рух заряду, головним чином під впливом п'єзоелектричних ефектів і через зміни просторового розподілу ємності. Такий шум можна зменшити, якщо кабель щільно прикріплений до віброуючої конструкції обуреного ділянки.

Одним з конструктивних рішень, що забезпечують зниження завад, що викликаються шумом, є використання захисного кільця. Вхід підсилювача з високим опором з'єднаний із контуром з низьким опором, який є еквіпотенційним по відношенню до входу. Такий підсилювач неінвертуючий (служить буфером). Отже, його вихідний сигнал дорівнює вхідному сигналу, а його вихідний опір набагато менше вхідного. Захисне кільце прямо пов'язане з виходом підсилювача і утворює вхід з низьким опором для сигналів від будь-паразитного зв'язку.

Акустичний шум також впливає на показники ПЕ. Зокрема, цей вплив є значним при вимірюванні приладами з зарядовим виходом. Такий шум безпосередньо впливає на ПЕ і місце його кріплення до конструкції. Рівень похибок може бути проілюстрований тим, що паразитний сигнал ПЕ може бути близько 0,001g при рівні звукового тиску 100 дБ.

Проте, новий ПЕ і система кузова добре ізольовані один від одного, і це забезпечує значний опір акустичному шуму.

## **Висновки до розділу 2**

Проведене моделювання роботи інерційних п'єзоелектричних акселерометрів, досліджені основні співвідношення залежності механічної системи датчика з його резонансними частотними та фазовими характеристиками при вимірюванні вібраційних параметрів: переміщення, швидкості та прискорення.

В результаті дослідження фазових зрушень ПЕ акселерометрів виявлено, що більш високі гармонічні складові вібраційного сигналу не вносять суттєвих спотворень форми амплітуди вихідного сигналу. А також, що потрібно приділяти увагу на наявні фазові зрушення при застосуванні електронних інтеграторів і фільтрів в вимірювальному каналі. Питання, пов'язані з фазовою характеристикою і фазовим спотворенням, особливо важливі при дослідженнях коротко тимчасових механічних коливань і механічних ударів.

Виявленні і дослідженні основні похибки п'єзоелектричних акселерометрів. Визначені їх склад і причини походження. Похибки, викликані способом кріплення до основи, різними джерелами шуму і зміщенням нульової точки можуть бути частково усунені заходами, які стосуються конструктивних особливостей ПЕ перетворювача.

## **Перелік літератури до розділу 2**

1. Брюль и Къер. Мониторизация состояния машинного оборудования. Нэрум: Дания 1991 -47 с.

2. Вибрация в технике. Справочник в 6 томах. М.: Машиностроение. 1981.
3. Воскобойников Ю. Е. Решение инженерных задач в пакете Mathcad /Ю. Е. Воскобойников (и др.) ; под ред. Ю. Е. Воскобойникова.– Новосибирск: НГАСУ(Сибстрин), 2013.- 120с.
4. Гольдин А.С. Вибрация роторных машин/ А.С. Гольдин.- М.: Машиностроение, 1999. - 344 с.
5. Долгачев Н.И. Математическое моделирование в среде MathCad.Ч.2: Учебно-методическое пособие. – М.: РУТ (МИИТ), 2017. – 45 с.
6. Долгачев Н.И. Математическое моделирование в среде MathCad.Ч. 3: Учебно-методическое пособие. – М.: РУТ (МИИТ), 2018. – 33 с.
7. Зарубин В. С. Математическое моделирование в технике : учебник / В. С. Зарубин. - 3-е изд. - М : Изд. МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2010. - 495 с.
8. Каразин В. Особенности моделирования и воспроизведения вибрОПдарных воздействия/ В.И. Каразин В. И., С. В. Колесников, С. Д. Литвинов и др.// Теория механизмов и машин. 2013. № 2(11). ISSN 0236-3941.
9. Очков В. Ф. Mathcad 14 для студентов и инженеров: русская версия. - СПб.: БХВ-Петербург, 2009. -512 с.
10. Передерко А.Л. Корекція температурного впливу на п'єзоелектричний акселерометр/ А.Л.Передерко// Вісник Черкаського державного технологічного університету. - 2019. -Вип. 1. – С.83–86.
11. Передерко А.Л. Метод компенсації зміщення нуля в п'єзоелектричних вібраційних гіроскопах/А.Л.Передерко//Вісник Хмельницького державного технологічного університету. - 2020 - №1 (281). - С. 210-214.
12. Субботин С. Спектральные характеристики для сравнения и идентификации ударных нагрузений/ С. Г. Субботин, А. Ю. Мельникова // Заводская лаборатория. Диагностика материалов, 2009. №12(75). С. 53–56. ISSN 1028-6861.
13. Третьяков А. Расчет спектра ударного отклика при проведении испытаний переносных цистерн и газовых контейнеров/ А. В. Третьяков О.А. Третьяков М. В. Зимакова // Транспорт Российской Федерации, №3 (58) 2015.

14. Туричин А.М. Электрические измерения неэлектрических величин/ А.М.Туричин., П.В.Новицкий, Е.С.Левшина.-Л: Энергия. 1975. 576с.
15. Харрис С. Справочник по ударным нагрузкам./ С.М. Харрис, Ч.И.Крид// Л.: Судостроение, 1980.
16. Хорвиц П.Искусство схемотехники/ П.Хорвиц, У. Хилл.- М.: Мир, 1998. – 704 с.
17. Шарапов В.М. Пьезоэлектрические датчики / В.М. Шарапов, М.П. Мусиенко, Е.В. Шарапова. – М.: Техносфера, 2006. – 632 с.
18. Carl Sisemore, Vít Babuška. The Science and Engineering of Mechanical ShockSpringer // ISBN 978-3-030-12103-7 (eBook).Nature Switzerland AG 2020.
19. Harris' Shock and Vibration Handbook, Cyril M. Harris, editor, Allan G.Piersol, editor, 5th ed., McGraw-Hill 2002.
20. J. Edward Alexander. Shock Response Spectrum - A Primer /Sound & Vibration. June 2009.
21. J. Tuma, J. Kulhanek, "Using scripts in Signal Analyzer". In: 8th International Scientific Technical Conference Process Control 2008, Editor Taufer, Ivan. 1. edition Pardubice : Ceska spolecnost prumyslove chemie, June 9-12, 2008, Kouty nad Desnou, Czech Republic.
22. Perederko A. Mathematical models of piezoelectric sensors for measuring vibration parameters / A.L. Perederko. // Measuring and computing devices in technological processes. 2019, Issue 2. ISSN 2219-9365.
23. Perederko A.L. Correction of temperature influence on piezoelectric accelerometers/ A.L.Perederko// The scientific heritage (Budapest, Hungary). – 2019 – No. 34. – Pg. 55-56.
24. Perederko A.L. Signal phase shifts during the measurement of vibration parameters/ A.L. Perederko// "Перспективні технології та прилади" № 16 Вісник Луцького НТУ). - 2020 - Збірник наукових праць, Випуск 16 (червень, 2020). - С. 100-105.

### **РОЗДІЛ 3. АПАРАТНЕ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЯКОСТІ РЕЄСТРАЦІЇ І ДИНАМІЧНОГО ДІАПАЗОНУ АВТОНОМНИХ РЕЄСТРАТОРІВ ВІБРАЦІЙНИХ СИГНАЛІВ**

В цьому розділі розглядаються питання забезпечення якості реєстрації динамічних ударних процесів автономними реєстраторами шляхом застосування в каналі вимірювання механічного фільтра,  $\Sigma\Delta$  АЦП з передискретизацією при конвертації сигналу та спосіб компенсації температурного впливу на п'єзоелектричні акселерометри апаратними засобами.

#### **3.1. Вплив ударних імпульсів на п'єзоелектричні акселерометри та необхідність застосування механічних фільтрів**

При проведенні вібраційних вимірювань при ударних випробуваннях, вплив резонансної частоти п'єзоелектричного акселерометра може привести до спотворення вимірів - появи так званого «дзвону», а при великих перевантаженнях по прискоренню і до руйнування його чутливого елемента. Одним із способів зменшення впливу цього резонансу є застосування фільтрів нижніх частот для виключення частотного діапазону резонансу з області вимірювання. Сучасні віброметри і аналізатори мають великий набір вбудованих фільтрів НЧ. Однак, при наявності високочастотних коливань високого рівня, безпечних для конструкції, але які викликають резонанс датчика, може спостерігатися явище перевантаження вимірювального тракту. У таких випадках потрібно застосовувати механічні низькочастотні фільтри. Механічні фільтри представляють собою прокладки з в'язкопружних матеріалів, що розташовані між датчиком і об'єктом контролю. Застосування фільтрів з в'язкопружних матеріалів значно знижує рівень високочастотних складових вібрації, поліпшує результати вимірювань, зберігає працездатність та захищає від руйнувань п'єзоелектричні акселерометри.

В'язкопружні фільтри виконуються з широкого спектру матеріалів, що включають епоксидні смоли, гуми, клеї і каучуки, а також інші полімерні матеріали різного призначення. Їх загальна характеристика полягає в тому, що їх модуль представлений складною величиною, яка має як накопичену, так і дисипативну складові енергії. Комплексний модуль, пов'язаний з жорсткістю і демпфуванням матеріалу, є функцією частоти і температури. В'язкопружні матеріали характеризуються як в'язкістю, так і пружністю. Це означає, що в'язкопружний матеріал не є ні в'язким, ні еластичним. Чисто еластичний матеріал накопичує всю енергію при навантаженні і повертає рівну кількість енергії при знятті навантаження. В результаті напруга і деформація знаходяться в фазі під час циклічного процесу навантаження і розвантаження. До еластичних матеріалів застосовується закон Гука, де напруга пропорційна деформації, а модуль - це відношення напруги до деформації. Але для чисто в'язких матеріалів все навпаки. Їх фази стану або області визначаються як скловання, перехідна та пружна.

Область скловання - це місце, де жорсткість найвища, а рівні демпфування найнижчі. У цій області динамічний модуль пружності може досягати значень до  $10^4$  МПа, а коефіцієнт втрат може становити всього  $10^{-2}$ .

Перехідна область - це місце, де матеріал переходить між жорсткою і пружною областю. Саме в цій області коефіцієнт втрат найбільш високий, його значення можуть досягати 2, але в цій області швидкість зміни жорсткості також є максимальною, тому запит на неї невеликий.

Область пружності- це місце, де коефіцієнти жорсткості і втрат найбільш постійні або лише незначно змінюються в залежності від температури і частоти. Ширина еластичної області може варіюватися в діапазоні температур від  $4,44^{\circ}\text{C}$  до  $315^{\circ}\text{C}$  (у багатьох силіконових матеріалів). Модуль накопичення еластичної області може становити всього  $6,9 \times 10^{-2}$  МПа, але зазвичай знаходиться в діапазоні від 3,5 до 34,5 МПа. Типові значення коефіцієнта втрат в еластичній області зазвичай знаходяться в діапазоні від 0,1 до 0,3 для багатьох в'язкопружних матеріалів [8]. Це область, в якій

в'язкопружний матеріал ідеально підходить для таких застосувань, як демпфери при вібраційних впливах.

### 3.2. Вплив в'язко-пружного демпфування на відгук системи при ударному збудженні

Розглянемо одновісний (реагує на прискорення тільки по осі Z) п'єзоелектричний акселерометр, прикріплений через в'язкопружну прокладку (механічний фільтр) до об'єкту вимірювання, як систему з одним ступенем свободи з демпфуванням.

Якщо збудження системи здійснюється одиничним імпульсом (ударом), то вплив демпфування на максимальний відгук зазвичай не має значення, якщо тільки система не сильно демпфована [3,4,5].

При гармонійному збудженні, якщо частота збудження дорівнює власній частоті системи, то десятиразове збільшення коефіцієнта демпфування  $\zeta$ , з 1% до 10% приводить до зменшення коефіцієнта деформаційного відгуку  $R_d$  в десять разів. Демпфування чинить такий вплив за допомогою накопиченої енергії (кількість її залежить від коефіцієнта демпфування  $\zeta$ ), що розсіюється у багатьох циклах коливань до досягнення системою сталого стану. І, навпаки, енергія, що розсіюється за рахунок демпфування, мала в системах які збуджуються силами, що мають імпульсний характер [5,6].

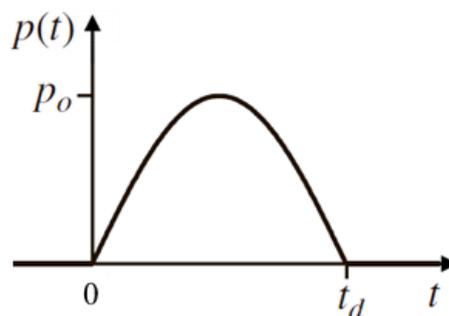


Рис. 3.1. Збуджуюча сила амплітудою  $p_0$  імпульсом напівсинусоїдальної форми

Розглянемо систему з в'язким демпфуванням, на яку діє збуджуюча сила  $p_0$  імпульсом напівсинусоїдального виду (рис.3.1) з  $t_d/T_n=1/2$ , де  $t_d$ -

тривалість імпульсу,  $T_n$  - період імпульсу ( $\omega = \omega_n$ , де  $\omega = \pi/t_d$  та  $\omega_n = 2\pi/T_n$ ) і  $\zeta=0,1$

Зміна деформації в часі (рис.3.2) вказує на те, що максимальна деформація (точка  $b$ ) досягається в кінці діючого імпульсу до завершення одного вібраційного циклу.

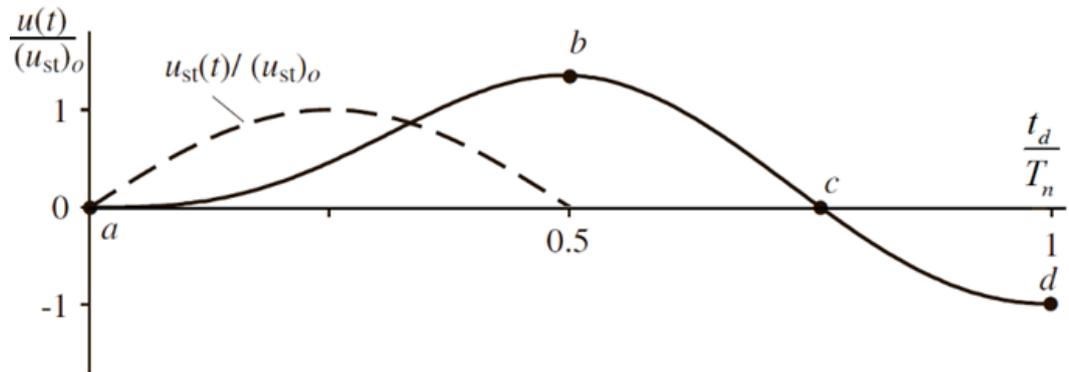


Рис.3.2. Відгук демпфованої системи (при  $\zeta = 0,1$ ) на дію сили в виді напівсинусоїдального імпульсу

На рис.2 позначено:  $u(t)$ - стаціонарний відгук системи ( $(u_{st})_0$  - максимальна статична деформація, зумовлена силою  $p_0$  ( $(u_{st})_0 = \frac{p_0}{k}$ ), де:  $k$ - коефіцієнт жорсткості системи),  $u_{st}(t)$  - статична деформація в кожен момент часу  $t$ , ( $u_{st}(t) = \frac{p_0}{k} \sin \omega \cdot t$ , де:  $\omega$  - частота з якою діє сила  $p_0$ ).

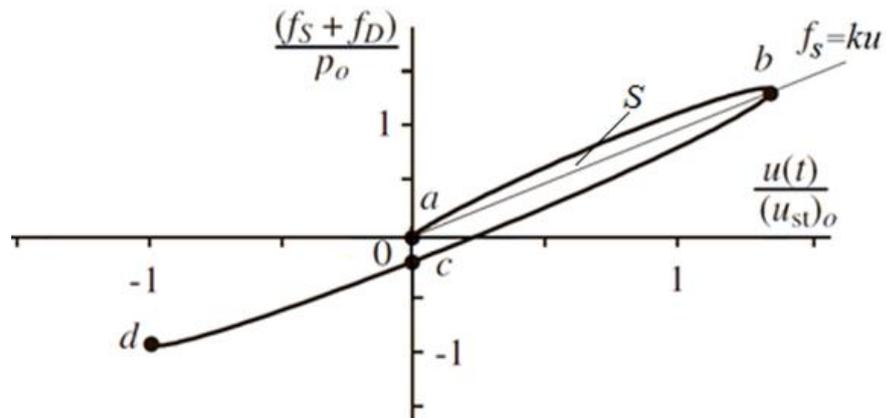


Рис. 3.3. Діаграма сила-деформація, що показує енергію, яка розсіюється при в'язкому демпфуванні

На рис.3.3 позначено:  $f_D$  - сила демпфування,  $f_s$  - сила пружності.

Діаграма загальної сили (пружна плюс демпфуюча складова) деформації на рис.3.3 вказує, що до досягнення максимальної реакції енергія, що розсіюється у в'язкому демпфуванні, є лише невеликою площею  $S$  (рис.3.3) помноженою на  $p_0^2/k$ . Таким чином, вплив демпфування на максимальну реакцію очікується невеликим.

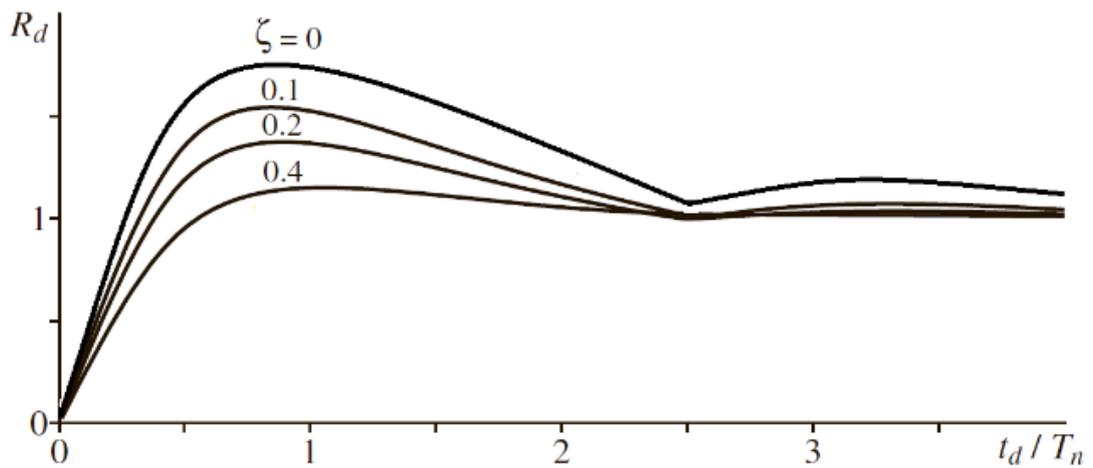


Рис. 3.4. Ударні спектри для напівсинусоїдального імпульсу для різних значень коефіцієнта демпфування

Аналізуючи вище наведене, можна сказати, що вплив демпфування на максимальний відгук буде невеликим. Це припущення підтверджується спектром ударних впливів при дії напів синусоїдальним імпульсу, представленим на рис.3.4. При  $\zeta = 0$ , цей спектр такий же, як спектр для незгасаючих систем [6].

Спектр реакції для прикладеної сили  $p(t)$  являє собою графік залежності  $R_d = u_0 / (u_{st})_0$ , де  $u_0$  - амплітуда коливань системи у фазі вільних вібрацій.

В разі дії на систему напівперіодного синусоїдального імпульсу тривалістю  $t_d = \frac{T_n}{2}$ , збільшення коефіцієнта демпфування з 1% до 10% знижує

максимальну деформацію всього на 12% [2]. Таким чином, спрощена оцінка відгуку багатьох практичних конструкцій з демпфуванням при збудженнях імпульсного типу може бути отримана шляхом зневаження згасання і використання розрахункових результатів як для незагасаючих систем.

### **3.3. Вихідні сигнали п'єзоакселерометра на в'язкопружній основі під дією ударного прискорення**

При створенні зразків нової техніки проводяться ударні випробування, як окремих вузлів, так і всієї конструкції. Ударні випробування часто є унікальними і не відтворюваними випробуваннями виробу, що підвищує вимоги до калібрування та встановлення параметрів вимірювальних каналів реєструючих інформацію про характер поведінки виробу в процесі випробувань [11,12,13].

Перетворення вимірювальної інформації при проведенні ударних випробувань, як правило, здійснюється п'єзоелектричними датчиками прискорення. Дані датчики мають яскраво виражені резонансні властивості. Вибір п'єзоакселерометра зводиться до того, щоб частота установочного резонансу перевищувала верхню частоту спектра сигналу прискорення (на практиці це перевищення складає, як правило, в три рази), а очікуване сумарне значення прискорення було менше межі діапазону лінійності акселерометра з запасом приблизно 30%. [11,22]. Ап'єриорна інформація при проведенні ударних випробувань про параметри впливу і поведінку конструкції має значний розкид, так як виходить на основі досить грубих оцінок. Тому при проведенні випробувань спектр впливу може досягати резонансної частоти датчика, що може призводити до перевантаження датчика і вимірювального каналу. При проведенні вимірювань необхідно ізолювати корпус датчика від корпусу виробу для захисту від наводок, а при дескретизації ударних сигналів необхідно здійснювати протипідмінну фільтрацію сигналів для придушення частот які лежать вище частоти Найквіста. Для захисту вимірювального каналу від наведень, датчика від перевантажень, і часткової механічної

фільтрації ударного впливу використовують установку датчиків на ізолюючу прокладку, виконану з гумових матеріалів.

Ударні випробування часто є однократними, вони руйнують випробувальним впливом виріб, що значно підвищує вимоги до калібрування та встановлення параметрів вимірювальних каналів. Отже, розрахунок ступеня ослаблення і фільтрації прискорення від ударної дії прокладкою (механічним фільтром) є актуальним завданням, оскільки дозволяє оцінити рівень впливу на датчик і рівень сигналу до випробувань і зменшити ймовірність спотворення інформації і фактичного зриву випробувань.

Розгляд пружних прокладок як механічних фільтрів вібраційних впливів проведено в [7,11,22]. В джерелі [7] прокладка розглядається як система з розподіленими параметрами, але розглядаються тільки поздовжні коливання прокладок, що призводить до завищення мінімальної частоти вібрації, яку можна погасити за допомогою пружного елемента  $f \geq c / 4L$ , де  $c$  - швидкість звуку в матеріалі прокладки,  $L$  - товщина прокладки. Розрахунок низькочастотних поперечних резонансів в прокладці дозволяє більш точно оцінити частоту першого резонансу, який є найбільш небезпечним, так як на ньому спостерігається посилення передачі прискорення в робочому діапазоні частот.

Розглянемо математичну модель датчика прискорення на в'язко-пружній прокладці, як системи з розподіленими параметрами, що враховує поздовжні і поперечні резонанси. Визначається передатна функція датчика на в'язко-пружній прокладці по прискоренню в області звукових і нижнього діапазону ультразвукових частот.

Зважаючи на те, що акселерометр (датчик) і прокладка мають циліндричну форму, для опису динаміки руху будемо використовувати циліндричну систему координат. Кінематична схема датчика прискорення, встановленого через в'язко-пружну прокладку, на виробі приведена на рис. 3.5. Площина  $r, \varphi$  циліндричної системи координат ( $r$  - радіальна відстань,  $\varphi$  - азимут) збігається з площиною прокладки що лежить на виробі.

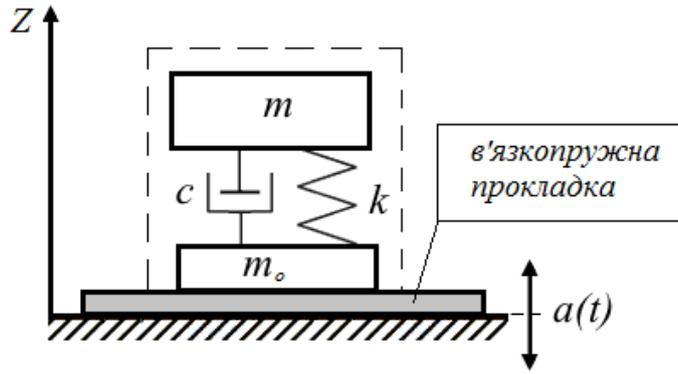


Рис.3.5. Кінематична схема моделі п'єзоакселерометра на в'язко-пружній прокладці

Рівняння руху чутливого елемента датчика прискорення (сейсмомаси) в неінерціальній системі координат має вигляд:

$$m \left( \frac{d^2 Z(t)}{dt^2} + a(t) \right) + c \left( \frac{dZ(t)}{dt} - V_z(r, L, t) \right) + k \left( Z(t) - \int V_z(r, L, t) dt \right) = 0, \quad (3.1)$$

де:  $Z(t)$  - переміщення чутливого елемента датчика (сейсмічної маси  $m$ ) щодо виробу;  $V_z(r, L, t)$  - швидкість переміщення прокладки в місці контакту з корпусом датчика;  $a(t)$  - переносне прискорення виробу в місці кріплення датчика;  $m$  - сейсмічна маса чутливого елемента датчика прискорення;  $c$  - коефіцієнт впливу в'язкого демпфування сейсмомаси датчика;  $k$  - еквівалентна жорсткість п'єзoeлементу.

Коливання основи і корпусу датчика на прокладці описується рівнянням

$$\int_s \tilde{p}(r, L, t) ds = -m_0 \left( \frac{\partial V_z(r, L, t)}{\partial t} + a(t) \right) + k \left( Z(t) - \int V_z(r, L, t) dt \right) + c \left( \frac{dZ}{dt} - V_z(r, L, t) \right). \quad (3.2)$$

Коливання прокладки в разі малих амплітуд описуються лінеаризованим рівнянням Нав'є-Стокса і рівнянням нерозривності [10, 3], записаним в циліндричній системі координат для випадку осової симетрії.

$$\begin{aligned}\frac{\partial^2 \vec{V}}{\partial t^2} &= c_m^2 \vec{\nabla}(\vec{\nabla} \vec{V}) + \frac{\eta}{\rho_0} \Delta \frac{\partial \vec{V}}{\partial t} + \frac{1}{\rho_0} \left( \frac{\eta}{3} + \eta' \right) \vec{\nabla} \left( \vec{\nabla} \frac{\partial \vec{V}}{\partial t} \right); \\ \frac{\partial \tilde{p}}{\partial t} &= c_m^2 \rho_0 \vec{\nabla} \vec{V}; \\ \vec{\nabla} &= \vec{e}_r \frac{\partial}{\partial r} + \vec{e}_z \frac{\partial}{\partial z},\end{aligned}\tag{3.3}$$

де  $\vec{V}(r, z, t) = (V_r, 0, V_z)$  - вектор швидкості переміщення елементарного об'єму прокладки з координатами  $r$  і  $z$ ,  $\tilde{p}(r, z, t)$  - змінний тиск в прокладці,  $S$  - площа поперечного перерізу матеріалу прокладки,  $c_m$  - швидкість звуку в матеріалі прокладки,  $\rho_0$  - щільність матеріалу прокладки,  $2R$  - діаметр поперечного перерізу прокладки (діаметр основи датчика),  $\eta$  і  $\eta'$  - коефіцієнти, що характеризують внутрішнє затухання в матеріалі прокладки ( $\eta'$  - об'ємна в'язкість),  $M$  - сумарна маса основи і корпусу датчика прискорення.

Крайові умови для компонент швидкості на нижньому при  $z=0$  і верхньому при  $z=L$  торцях прокладки і для тиску на бічній поверхні прокладки при  $r=R$  мають вигляд

$$\begin{aligned}V_r(r, 0, t) &= 0; V_z(r, 0, t) = 0; \\ V_r(r, L, t) &= 0; V_z(r, L, t) = Q(t); \\ \tilde{p}(R, z, t) &= 0,\end{aligned}\tag{3.4}$$

де  $Q(t)$  - швидкість руху корпусу датчика.

В циліндричній системі координат для осесиметричної задачі система рівнянь (3.3) розписана у вигляді системи рівнянь для компонент  $V_R$  і  $V_Z$  вектора швидкості  $\vec{V}$  і тиску  $\tilde{p}$  має вигляд:

$$\begin{aligned}
\frac{\partial^2 V_r}{\partial t^2} &= c_m^2 \frac{\partial}{\partial r} \left( \frac{\partial V_r}{\partial r} + \frac{V_r}{r} + \frac{\partial V_z}{\partial z} \right) + \frac{\eta}{\rho_0} \Delta \frac{\partial V_r}{\partial t} + \frac{1}{\rho_0} \left( \frac{\eta}{3} + \eta' \right) \frac{\partial}{\partial t} \frac{\partial}{\partial r} \left( \frac{\partial V_r}{\partial r} + \frac{V_r}{r} + \frac{\partial V_z}{\partial z} \right); \\
\frac{\partial^2 V_z}{\partial t^2} &= c_m^2 \frac{\partial}{\partial z} \left( \frac{\partial V_r}{\partial r} + \frac{V_r}{r} + \frac{\partial V_z}{\partial z} \right) + \frac{\eta}{\rho_0} \Delta \frac{\partial V_z}{\partial t} + \frac{1}{\rho_0} \left( \frac{\eta}{3} + \eta' \right) \frac{\partial}{\partial t} \frac{\partial}{\partial z} \left( \frac{\partial V_r}{\partial r} + \frac{V_r}{r} + \frac{\partial V_z}{\partial z} \right); \\
\frac{\partial \tilde{p}}{\partial t} &= c_m^2 \rho_0 \left( \frac{\partial V_r}{\partial r} + \frac{V_r}{r} + \frac{\partial V_z}{\partial z} \right).
\end{aligned} \quad (3.5)$$

Перетік в'язкої рідини не є потенційним, тобто швидкість елемента в'язкої рідини не можна представити у вигляді градієнта скалярного потенціалу [9]. Тому, для вирішення рівнянь (3.4) та (3.5), пропонується використовувати векторний потенціал, який має подовжню  $\varphi_r$  і поперечну  $\varphi_z$  компоненти, а компоненти швидкості визначати як швидкості зміни подовжнього і поперечного потенціалів за відповідною координатою.

Нехай виріб в місці кріплення датчика здійснює гармонійні коливання, тоді з урахуванням сказаного вище компоненти векторного потенціалу, вектори швидкості  $\vec{v}$  і тиск рівні:

$$\begin{aligned}
\varphi_r &= \varphi_r^* \exp(j\omega t); \quad \varphi_z = \varphi_z^* \exp(j\omega t); \\
V_r &= \frac{\partial \varphi_r}{\partial r}; \quad V_z = \frac{\partial \varphi_z}{\partial z}; \\
\tilde{p} &= p^* \exp(j\omega t),
\end{aligned} \quad (3.6)$$

де  $\varphi_r$ ,  $\varphi_z$  - подовжній і поперечний потенціали відповідно,  $\varphi_z^*$ ,  $\varphi_r^*$  - комплексні амплітуди подовжнього і поперечного потенціалів,  $\omega$  - кругова частота коливань. Тоді систему рівнянь (3.5) для швидкостей можна перетворити в систему рівнянь для комплексних амплітуд  $\varphi_z^*$ ,  $\varphi_r^*$  подовжнього і поперечного потенціалів

$$\begin{aligned}
-\omega^2 \varphi_r^* &= c_m^2 \left( \frac{\partial^2 \varphi_r^*}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \varphi_r^*}{\partial r} + \frac{\partial^2 \varphi_z^*}{\partial z^2} \right) + \frac{j\omega\eta}{\rho_0} \Delta \varphi_r^* + \frac{j\omega}{\rho_0} \left( \frac{\eta}{3} + \eta' \right) \left( \frac{\partial^2 \varphi_r^*}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \varphi_r^*}{\partial r} + \frac{\partial^2 \varphi_z^*}{\partial z^2} \right); \\
-\omega^2 \varphi_z^* &= c_m^2 \left( \frac{\partial^2 \varphi_r^*}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \varphi_r^*}{\partial r} + \frac{\partial^2 \varphi_z^*}{\partial z^2} \right) + \frac{j\omega\eta}{\rho_0} \Delta \varphi_z^* + \frac{j\omega}{\rho_0} \left( \frac{\eta}{3} + \eta' \right) \left( \frac{\partial^2 \varphi_r^*}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \varphi_r^*}{\partial r} + \frac{\partial^2 \varphi_z^*}{\partial z^2} \right).
\end{aligned} \quad (3.7)$$

Рішення системи (3.7) для комплексних амплітуд подовжнього і поперечного потенціалів шукаємо у вигляді

$$\varphi_r^* = AJ_0(\alpha r)\exp(j\gamma z), \varphi_z^* = BJ_0(\alpha r)\exp(j\gamma z), \quad (3.8)$$

де  $J_0(\alpha r)$  - функція Бесселя першого роду нульового порядку.

Підставляючи (3.8) в (3.7), користуючись властивостями функцій Бесселя [15], скорочуючи множник  $J_0(\alpha r)$  і експоненту, для знаходження постійних інтегрування  $A$ ,  $B$  отримаємо систему лінійних алгебраїчних рівнянь.

$$\begin{aligned} 0 &= A(\omega^2(\beta_1 + \beta_2)\alpha^2 - \beta_2\gamma^2) - B\beta_1\gamma^2; \\ 0 &= -A\alpha^2\beta_1 + B(\omega^2 - \beta_2\alpha^2 - (\beta_1 + \beta_2)\gamma^2), \end{aligned} \quad (3.9)$$

а для знаходження параметра  $\gamma$  характеристичне рівняння (3.10):

$$\begin{aligned} &(\omega^2 - (\beta_1 + \beta_2)\alpha^2 - \beta_2\gamma^2) \times \\ &\times (\omega^2 - \beta_2\alpha^2 - (\beta_1 + \beta_2)\gamma^2 - \beta_1^2\gamma^2\alpha^2) = 0, \end{aligned} \quad (3.10)$$

$$\text{де: } \beta_1 = (c^2 + \frac{j\omega}{\rho_0}(\frac{\eta}{3} + \eta')) \text{ , а } \beta_2 = \frac{j\omega\eta}{\rho_0}.$$

Характеристичне бікватратне рівняння (10) з комплексними коефіцієнтами має чотири комплексних кореня  $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3, \gamma_4$ .

Так як на бічній поверхні прокладки тиск повинен дорівнювати нулю, то відповідно до рівняння для тиску в (3.7) і співвідношенню (3.8) має виконуватися рівність  $J_0(\alpha r)$ . Оскільки коренів рівняння  $J_0(\alpha_j R) = 0$  нескінченно багато [15], то загальне рішення системи рівнянь (3.7) має вигляд нескінченної суми

$$\begin{aligned} \varphi_r^* &= \sum_j \left[ J_0(\alpha_j r) \left( A_{1j} \exp(j\gamma_{j1} z) + A_{2j} \exp(j\gamma_{2j} z) + \right. \right. \\ &\left. \left. + A_{3j} \exp(j\gamma_{3j} z) + A_{4j} \exp(j\gamma_{4j} z) \right) \right]; \\ \varphi_z^* &= \sum_j \left[ J_0(\alpha_j r) \left( B_{1j} \exp(j\gamma_{j1} z) + B_{2j} \exp(j\gamma_{2j} z) + \right. \right. \\ &\left. \left. + B_{3j} \exp(j\gamma_{3j} z) + B_{4j} \exp(j\gamma_{4j} z) \right) \right]. \end{aligned} \quad (3.11)$$

З крайових умов (3.4) для швидкостей і виразів (3.6) що пов'язують потенціали і компоненти швидкостей і виразу для потенціалів (3.11) отримуємо рівняння для знаходження постійних інтегрування.

Так крайова умова  $V_z^*(r,0) = \partial\varphi_z^*(r,0) / \partial z = 0$  дає співвідношення  $B_{1j}\gamma_{j1} + B_{2j}\gamma_{2j} + B_{3j}\gamma_{3j} + B_{4j}\gamma_{4j} = 0$ , крайова умова  $V_r^*(r,0) = \partial\varphi_r^*(r,0) / \partial r = 0$  дає співвідношення:

$$A_{1j} + A_{2j} + A_{3j} + A_{4j} = 0.$$

А крайова умова:

$$V_z^*(r,L) = \partial\varphi_z^*(r,L) / \partial z = Q^*,$$

дає співвідношення:

$$\begin{aligned} B_{1j}\gamma_{1j} \exp(j\gamma_{1j}L) + B_{2j}\gamma_{2j} \exp(j\gamma_{2j}L) + \\ + B_{3j}\gamma_{3j} \exp(j\gamma_{3j}L) + B_{4j}\gamma_{4j} \exp(j\gamma_{4j}L) = -\psi_j jQ^*, \end{aligned} \quad (3.12)$$

де коефіцієнти  $\Psi_j$  задовольняють співвідношенню  $\sum_j J_0(\alpha_j r) \psi_j = 1$ , а  $Q^*$  - комплексна амплітуда швидкості руху корпусу датчика.

Умова для коефіцієнтів  $\Psi_j$  це умова розкладання одиниці на відрізку  $0 \leq r \leq R$  в ряд по системі ортогональних функцій  $J_0(\alpha_j r)$  [15]:

$$\begin{aligned} \psi_j = \frac{D_j}{G_j}; \quad D_j = \int_0^R r J_0(\alpha_j r) dr = \frac{R J_1(\alpha_j R)}{\alpha_j}; \\ G_j = \int_0^R r J_0(\alpha_j r) dr = \frac{R J_1(\alpha_j R)}{\alpha_j}; \quad \psi_j = \frac{2}{\alpha_j R J_1(\alpha_j R)}, \end{aligned} \quad (3.13)$$

де  $J_1(\alpha_j r) = 0$  - функція Бесселя першого роду першого порядку.

Повна система рівнянь для знаходження коефіцієнтів  $A$  і  $B$  має вигляд:

$$\begin{aligned} A_{1j} + A_{2j} + A_{3j} + A_{4j} = 0; \\ B_{1j}\gamma_{j1} + B_{2j}\gamma_{2j} + B_{3j}\gamma_{3j} + B_{4j}\gamma_{4j} = 0. \end{aligned} \quad (3.14)$$

Або:

$$\begin{aligned}
& A_{1j} \exp(j\gamma_{1j}L) + A_{2j} \exp(j\gamma_{2j}L) + A_{3j} \exp(j\gamma_{3j}L) + A_{4j} \exp(j\gamma_{4j}L) = 0; \\
& B_{1j}\gamma_{1j} \exp(j\gamma_{1j}L) + B_{2j}\gamma_{2j} \exp(j\gamma_{2j}L) + B_{3j}\gamma_{3j} \exp(j\gamma_{3j}L) + \\
& + B_{4j}\gamma_{4j} \exp(j\gamma_{4j}L) = -\psi_j jQ^*.
\end{aligned} \tag{3.15}$$

Оскільки в силу співвідношень (3.9) постійні інтегрування  $A$  і  $B$  лінійно пов'язані, то

$$\begin{aligned}
& B_{1j} = \lambda_{1j}A_{1j}, \quad B_{2j} = \lambda_{2j}A_{2j}, \quad B_{3j} = \lambda_{3j}A_{3j}, \quad B_{4j} = \lambda_{4j}A_{4j}; \\
& \lambda_{nj} = \frac{(\omega^2 + (\beta_1 + \beta_2)a_j^2) - \beta_2\gamma_{nj}^2}{\beta_1\gamma_{nj}^2}; \quad n=1,2,3,4,\dots,
\end{aligned} \tag{3.16}$$

то для знаходження постійних інтегрування  $A_{nj}$  згідно (3.14), (3.15) і (3.16)

отримаємо систему лінійних рівнянь:

$$\begin{aligned}
& A_{1j} + A_{2j} + A_{3j} + A_{4j} = 0; \\
& A_{1j} \exp(j\gamma_{1j}L) + A_{2j} \exp(j\gamma_{2j}L) + A_{3j} \exp(j\gamma_{3j}L) + A_{4j} \exp(j\gamma_{4j}L) = 0; \\
& \lambda_{1j}\gamma_{1j}A_{1j} + \lambda_{2j}\gamma_{2j}A_{2j} + \lambda_{3j}\gamma_{3j}A_{3j} + \lambda_{4j}\gamma_{4j}A_{4j} = 0; \\
& \lambda_{1j}A_{1j}\gamma_{1j} \exp(j\gamma_{1j}L) + \lambda_{2j}A_{2j}\gamma_{2j} \exp(j\gamma_{2j}L) + \\
& + \lambda_{3j}A_{3j}\gamma_{3j} \exp(j\gamma_{3j}L) + \lambda_{4j}A_{4j}\gamma_{4j} \exp(j\gamma_{4j}L) = -jQ^* \varphi_j,
\end{aligned} \tag{3.17}$$

Тиск в прокладці буде визначатися як:

$$\begin{aligned}
p^* = & -\frac{c^2 \rho_0}{j\omega} \sum J_0(\alpha_j r) (\lambda_{1j}A_{1j}\gamma_{1j}^2 \exp(j\gamma_{1j}z) + \\
& + \lambda_{2j}A_{2j}\gamma_{2j}^2 \exp(j\gamma_{2j}z) + \\
& + \lambda_{3j}A_{3j}\gamma_{3j}^2 \exp(j\gamma_{3j}z) + \lambda_{4j}A_{4j}\gamma_{4j}^2 \exp(j\gamma_{4j}z)).
\end{aligned} \tag{3.18}$$

Рівняння руху сейсмомаси (3.1) дозволяє отримати вираз для амплітуди зміщення датчика щодо, об'єкту вимірювання в точці кріплення:

$$Z^*(\omega) = \frac{P(\omega)Q^*}{j\omega} - \frac{A(\omega)}{(-\omega^2 + \delta_A j\omega + \Omega_A^2)}. \tag{3.19}$$

Рівняння руху основи датчика (3.2) і вираз для тиску (3.18) і співвідношення (3.19) дозволяє отримати рівняння для знаходження комплексної амплітуди швидкості корпусу датчика  $Q^*$ :

$$\frac{Q^* H(\omega)}{j\omega} = (M + M_A P(\omega))(A^* + j\omega Q^*); \quad (3.20)$$

$$P(\omega) = \frac{j\omega\delta + \Omega_A^2}{-\omega^2 + j\omega\delta + \Omega_A^2}; \quad \delta = \frac{\beta_A}{M_A}; \quad \Omega_A^2 = \frac{C_A}{M_A}.$$

$$H(\omega) = 4\pi c^2 \rho_0 \sum_j \left[ \left( S_{1j} \lambda_{1j} \gamma_{1j}^2 \exp(j\gamma_{1j}L) + S_{2j} \lambda_{2j} \gamma_{2j}^2 \exp(j\gamma_{2j}L) + \right. \right. \\ \left. \left. + S_{3j} \lambda_{3j} \gamma_{3j}^2 \exp(j\gamma_{3j}L) + S_{4j} \lambda_{4j} \gamma_{4j}^2 \exp(j\gamma_{4j}L) \right) / \alpha_j^2 \right],$$

де  $S_{nj}$  - рішення системи лінійних алгебраїчних рівнянь (3.17) за умови  $Q^* \Psi_j = 1$ ,  $P(\omega)$ -передавальна функція пьезоперетворювача щодо прискорення,  $\Omega_A$ - резонансна частота пьезоперетворювача для жорстко закріпленого на масивній основі датчика прискорення (наводиться в паспорті на датчик),  $\delta_A$  - затухання, яке визначається по добротності резонансу.

Визначимо безрозмірну передавальну функцію при установці датчика прискорення на прокладці -  $H_{II}$  наступним чином. Оскільки заряд на обкладинках пьезоелемента пропорційний зусиллю, прикладеному до нього, то передавальна функція визначиться як відношення зусилля деформуючого п'єзоелемент до сили інерції сейсмомаси від впливу переносного прискорення:

$$H_{II} = \frac{C_A (Z^* - Q^* / j\omega)}{M_A A^*} = \frac{\Omega_A^2 (Z^* - Q^* / j\omega)}{A^*} = \quad (3.21)$$

$$= \frac{\Omega_A^2}{-\omega^2 + j\omega\delta + \Omega_0^2} \frac{H(\omega)}{H(\omega) + (M + M_A P(\omega)) \omega^2}.$$

При розгляді поведінки датчика в області частот значно більших резонансної частоти датчика  $\Omega_A$  необхідно враховувати резонанси елементів корпусу датчика, наприклад, резонанс верхньої частини корпусу.

При врахуванні резонансу верхньої частини корпусу датчика передавальна функція набуде вигляду:

$$H_{II} = \frac{\Omega_A^2}{-\omega^2 + j\omega\delta + \Omega_A^2} \cdot \frac{H(\omega)}{H(\omega) + (M_F + M_A P(\omega) + M_K P_1(\omega))\omega^2}; \quad (3.22)$$

$$P_1(\omega) = \frac{j\omega\delta_K + \Omega_K^2}{-\omega^2 + j\omega\delta + \Omega_K^2}; \quad \delta_K = \frac{\beta_K}{M_K}; \quad \Omega_K^2 = \frac{K_K}{M_K},$$

де:  $M_K$  - маса верхньої частини корпусу;  $K_K$  - жорсткість корпусу датчика;  $\Omega_K$  - резонансна частота кришки корпусу датчика ( $\Omega_A < \Omega_K$ );  $M_F$  - маса підкладки корпусу датчика;  $P_1(\omega)$  - передавальна функція кришки корпусу датчика щодо прискорення.

Для отримання передавальної функції датчика в одиницях вимірювання прикладене зусилля- заряд, необхідно коефіцієнт  $D$  помножити на коефіцієнт чутливості п'єзоелектричного матеріалу.

### 3.3.1. Конструкція та експериментальні дослідження механічного фільтра для п'єзоелектричного акселерометра

На основі отриманих результатів була розроблена конструкція адаптивного механічного фільтра для п'єзоелектричного акселерометра.

На рис.3.6 наведена модель акселерометра з механічним фільтром.

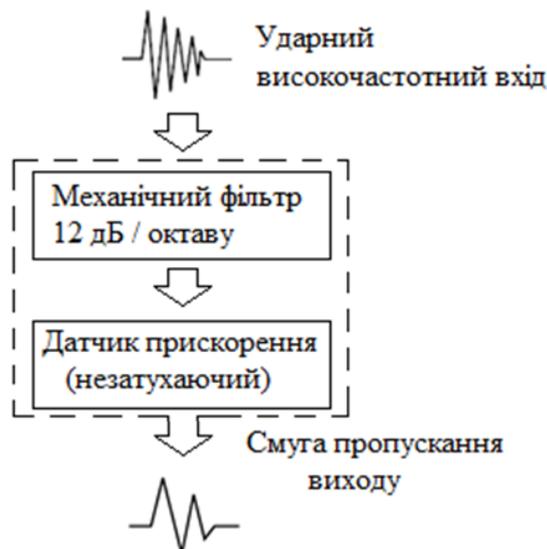


Рис.3.6. Модель акселерометра з механічним фільтром

Конструктив та зовнішній вигляд адаптивного механічного фільтра наведено на рис.3.6 та рис. 3.7 відповідно [6].

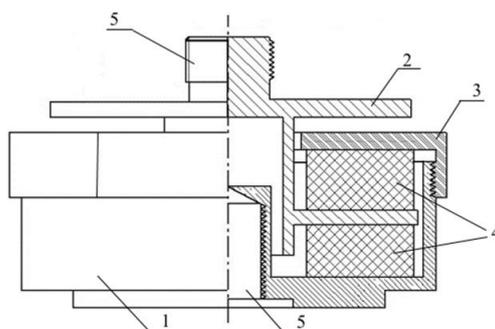


Рис.3.7. Конструкція адаптивного механічного фільтру

На рис.3.7 позначено: 1- корпус, 2- площадка кріплення акселерометра, 3- кришка корпусу, 4- в'язко пружні елементи, 5-різбові з'єднання.



Рис.3.8. Зовнішній вигляд адаптивного механічного фільтру

Конструкція адаптивного механічного фільтру відрізняється тим, що шляхом підкручування різьбового з'єднання кришки корпусу піддаються стисканню кільцеві в'язко пружні елементи через які передається механічна вібрація від корпусу до площадки кріплення акселерометра. Таким чином змінюється величина жорсткості в'язко пружних елементів. На кришці нанесені поділки, які дають змогу оцінювати її положення відносно корпусу. Ціна повороту однієї позначки дорівнює 0,1 мм лінійного розміру по висоті в'язко пружних елементів.

Розроблена конструкція адаптивного фільтру була протестована з метою перевірки його динамічних характеристик з акселерометром В&К 4371

(полоса частот від 0,1 до 12600 Гц, Додаток Б ). Отримана АЧХ наведена нижче на рис.3.9.

Важливим фактором застосування розробленого адаптивного фільтра є повторюваність результатів проведених вимірювань [7].

Визначимо повторюваність та невизначеність результатів вимірювання. Для оцінки повторюваності процесу той самий акселерометр чотири рази монтувався на адаптивний механічний фільтр з однаковою номінальною жорсткістю (товщина 0,4 мм).

Випробування проводили на акселерометрі V&K 4370 на частотах 0,5;1,0;1,5;2,0;2,5;3,0 та 5,0 кГц. Для того, щоб врахувати нелінійність пружного елемента, було проведено п'ять випробувань з різним рівнем прискорення для кожного тесту [8]. Результати для робочої смуги фільтра представлені на рис.3.9.

Для оцінки повторюваності процесу той самий акселерометр чотири рази монтувався на адаптивний механічний фільтр з однаковою номінальною жорсткістю (товщина 0,4 мм).

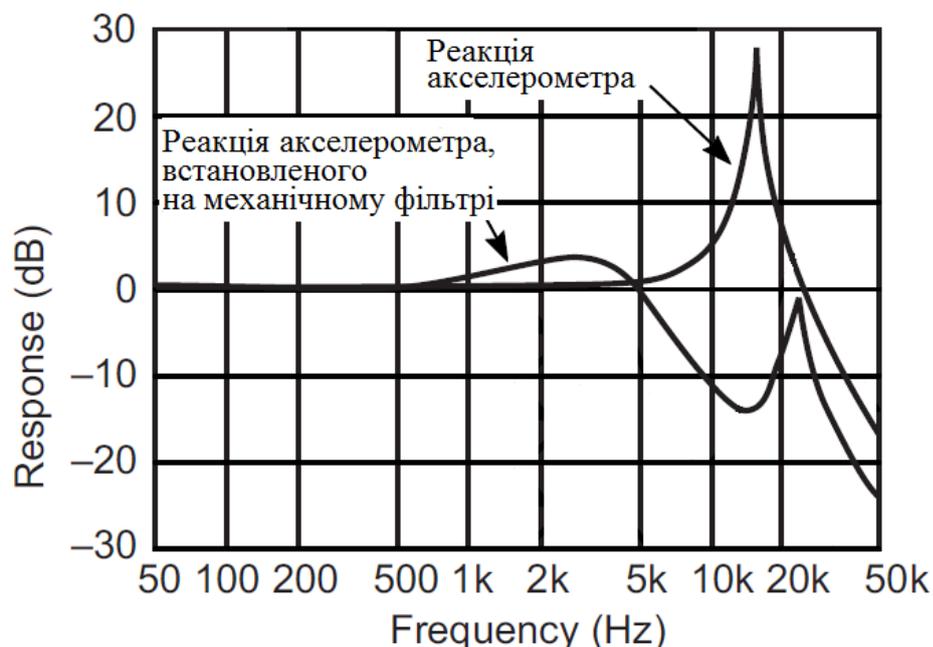


Рис.3.9. АЧХ акселерометра V&K 4370 з та без механічного фільтру

Важливим фактором застосування розробленого адаптивного фільтра є повторюваність результатів проведених вимірювань [7].

Визначимо повторюваність та невизначеність результатів вимірювання.

Для оцінки повторюваності процесу той самий акселерометр чотири рази монтувався на адаптивний механічний фільтр з однаковою номінальною жорсткістю (товщина 0,4 мм).

Випробування проводились на акселерометрі В&К 4370 (Додаток Б) на частотах 0,5;1,0;1,5;2,0;2,5;3,0 та 5,0 кГц. Для того, щоб врахувати нелінійність пружного елемента, було проведено п'ять випробувань з різним рівнем прискорення для кожного тесту [8]. Результати для робочої смуги фільтра представлені на рис.3.7.

Для оцінки повторюваності процесу той самий акселерометр чотири рази монтувався на адаптивний механічний фільтр з однаковою номінальною жорсткістю (товщина 0,4 мм).

Вимірювання прискорення здійснювалося віброметром VM-83. VM-83 - віброметр, призначений для вимірювання та оцінки вібрацій за допомогою п'єзоелектричного акселерометра. Він забезпечує вимірювання прискорення, швидкості та переміщення. За допомогою додаткового сервомеханічного целерометра можна виміряти навіть вібрації дуже низької частоти в діапазоні 0,1-1 Гц, чого дуже важко досягти за допомогою звичайних п'єзоелектричних акселерометрів. Точність вимірювань прискорення амплітудою до 1000 м/с<sup>2</sup> в діапазоні частот 1 Гц-20 кГц складає 5%.

Згідно з „ДСТУ ISO/IEC Guide 98-3:2018 Невизначеність вимірювань. Частина 3. Настанова щодо подання невизначеності у вимірюванні (GUM:1995)”, для обчислення невизначеності результатів вимірювань необхідно виконати багаторазові вимірювання величини.

Обчислення невизначеності вимірювання прискорення проведемо по рекомендаціях викладених в [17] та алгоритму розрахунку [9]:

1. Обчислюємо середнє арифметичне значення прискорення з усіх вимірів в дані точці:

$$E = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n E_i$$

2. Для джерел невизначеності випадкового характеру обчислюємо невизначеність за типом А:

$$u_A(E) = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (E_i - E)^2}{n(n-1)}}$$

3. Для джерел невизначеності систематичного характеру (приладова похибка) обчислюємо невизначеність за типом Б:

$$u_B(E) = \frac{\Delta E}{\sqrt{3}},$$

де  $\pm \Delta E$  - межі допустимої приладової похибки, а за значення прискорення беремо середнє значення прискорення  $74,91 \text{ м/с}^2$ , обчислене в п.1, з урахуванням похибки 5% віброметра VM-83.

4. Обчислимо сумарну стандартну невизначеність:

$$u_C(E) = \sqrt{u_A^2(E) + u_B^2(E)}.$$

5. Для довірчої ймовірності (ймовірності охоплення)  $P = 0.95$  (рекомендується в Керівництві з розрахунку невизначеності) задаємо коефіцієнт охоплення  $k = 2$  і обчислюємо розширену невизначеність вимірювань:

$$u = k u_C.$$

Результати розрахунків наведені в табл. 3.1.

Таблиця 3.1

Результати обчислення невизначеності вимірювання прискорення

| Частота, (кГц)   | 0,5   | 1,0   | 1,5   | 2,0    | 2,5    | 5,0   |
|--|-------|-------|-------|--------|--------|-------|
| $E$ , при $4\pi n$ ( $n=5$ )<br>Прискорення,<br>( $\text{м/с}^2$ ) | 74,90 | 89,04 | 98,53 | 112,24 | 117,66 | 74,61 |
| $u_A(E), \%$   | 1,13  | 1,36  | 1,03  | 1,21   | 1,29   | 1,43  |
| $u_B(E), \%$   | 0,65  | 0,79  | 0,59  | 0,70   | 0,74   | 0,82  |
| $u_C(E), \%$   | 1,31  | 1,58  | 1,19  | 1,39   | 1,49   | 1,65  |
| $u, \%$  | 2,62  | 3,15  | 2,38  | 2,79   | 2,97   | 3,29  |

Передатна характеристика фільтра в частотному діапазоні 0-2,5 кГц наведена на рис.3.10.

Розширена невизначеність результатів вимірювань прискорення віброметром  $u(E)$  складає від 2,38 до 3,29 % на різних частотах.

На частоті 2,5 кГц рівень підсилюється, завдяки першому механічному резонансу, і становить 4 дБ. Резонанс фільтра немає характерного різкого підняття рівня, тому що фільтр володіє малою добротністю. При тій же частоті коефіцієнт становить 2,97%, що корелює з внеском у невизначеність вимірювань інших приладів вимірювання (віброметр -5%, акселерометр, в цьому частотному діапазоні -5%). Отже даний фільтр можна застосувати для акселерометрів типу 4370 (Додаток Б.2), без конкретної градувальної таблиці (характеристики динамічного відгуку), беручи до уваги збільшення похибки вимірювання, зокрема на високих частотах.

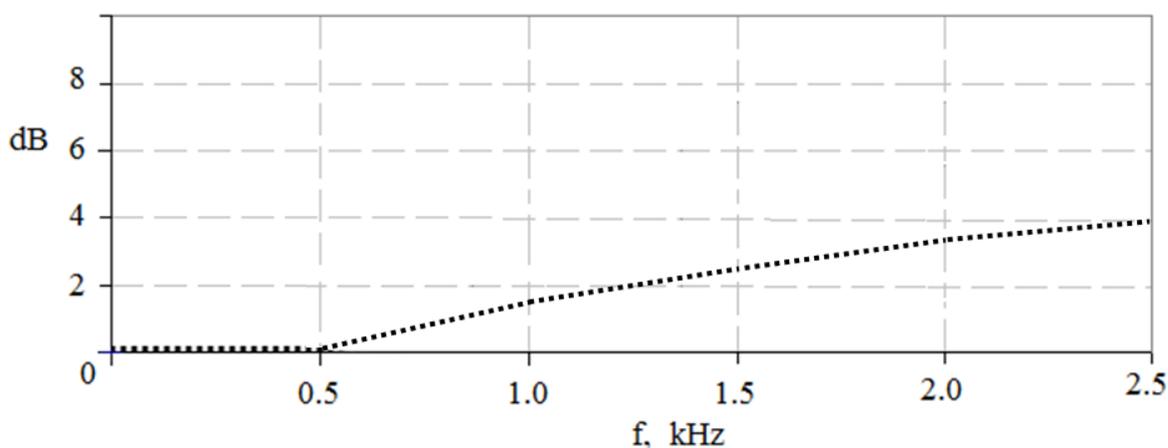


Рис. 3.10. Передатна характеристика фільтра в частотному діапазоні 0-2,5 кГц

Відповідь корпусу акселерометра на ударний вплив (рис.3.11) промодельовано в середовищі MathCad [10]. На систему фільтр-акселерометр діяв одинокий напівсинусоїдальний імпульс тривалістю 11мс (стандарт MIL-STD 810) з прискоренням 7,5g [11,12]. Перехідні процеси системи при мінімальному і максимальному демпфуванні адаптивного фільтра наведені на рис.3.12, 3.13 відповідно.

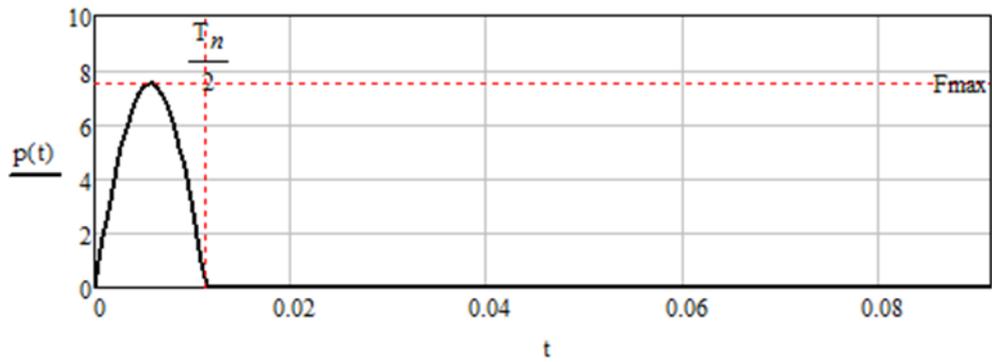


Рис. 3.11. Одинокий напівсинусоїдальний імпульс тривалістю 11мс

Ефективність фільтрів була експериментально перевірена, а результати тестів показали узгодженість моделювання. Повторюваність процедури склеювання дозволяє використовувати фільтр без індивідуальної метрологічної характеристики.

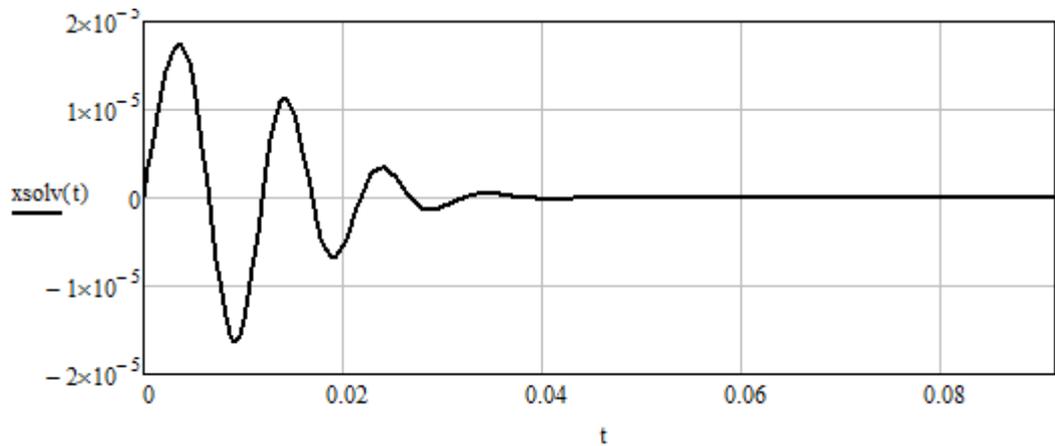


Рис. 3.12. Перехідний процес системи при мінімальному демпфуванні фільтра

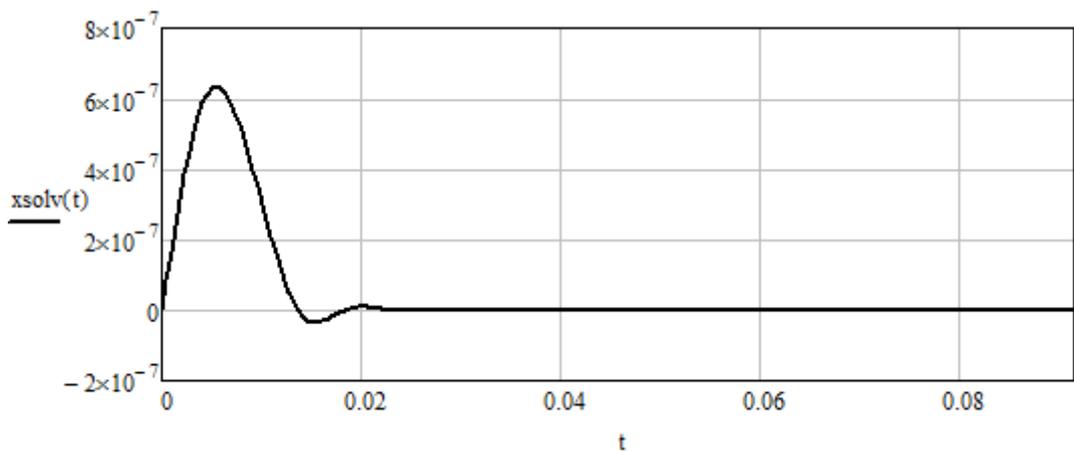


Рис. 3.13. Перехідний процес системи при максимальному демпфуванні фільтра

### **3.3.2. Практичне застосування механічного фільтра в якості ФНЧ**

Як відзначено вище, рішенням проблеми резонансу акселерометра є заходи по ізоляції датчика від високочастотного входу. Тобто, коли відповідний в'язко пружний матеріал міститься між акселерометром і точкою кріплення на тестованому об'єкті, то утворюється механічний фільтр нижніх частот. Нахил спаду АЧХ фільтра такої схеми наближається до 12 дБ на октаву.

Це може бути доцільно в декількох випадках:

- Там, де вимірювання низькочастотної вібрації, можливо, на низьких рівнях, і на високих рівнях, високочастотне прискорення маскує низькочастотні компоненти через перевантаження підсилювача, спотворень, відсутність електронних фільтрів і т. д.

- При вимірюванні ударних навантажень, коли резонансна частота акселерометра збуджується високочастотною вібрацією, можливо, незначного рівня, викликаючи широкосмугові похибки вимірювання і перевантаження. Використання механічного фільтра збільшить корисний динамічний діапазон вимірювального приладу більш ніж на 20 дБ.

- Якщо акселерометр може піддатися короткочасним ударам, що перевищує його максимальні можливості, механічний фільтр може запобігти можливому пошкодженню.

- Коли вимірювальний прилад має високочастотну характеристику, що перевищує необхідну, і не оснащений відповідними фільтрами нижніх частот. Яскравим прикладом цього випадку є вимірювання вібрації за допомогою широкосмугового вимірювача шумів.

- Там, де потрібна певна частота зрізу без використання спеціальних електронних фільтрів.

### **3.4. Забезпечення динамічного діапазону, чутливості та точності вимірювального каналу автономних реєстраторів ударних сигналів**

При створенні зразків нової техніки досить часто проводять натурні ударні випробування, як окремих вузлів, так і всього виробу. Перетворення

вимірювальної інформації при проведенні потужних випробувань, як правило, здійснюється за допомогою п'єзоелектричних датчиків прискорення. Для забезпечення ударних випробувань, існує необхідність у розробці та застосуванні автономних реєстраторів. Особливо це стосується випробувань бортових систем (авіація, космічна галузь, судобудування та ін.). Основні вимоги до даних реєстраторів це забезпечення автономності та роботоздатності реєстратора на борту досліджуваного виробу та забезпечення синхронізації ходу реєстрації ударного навантаження з алгоритмом випробувань.

Автономність – основна властивість реєстратора, яка вказує на його спроможність забезпечувати свій функціонал без додаткової підтримки.

Під нею розуміється енергетична, конструктивна та функціональна незалежність реєстраторів при проведенні вимірювань під час дії сильного навантаження.

Ударні випробування часто являються однократними, коли проходить руйнування досліджуємих зразків, що значно підвищує вимоги до калібровки та задання параметрів засобів вимірювання. П'єзоелектричні акселерометри, що використовуються при дослідженні, мають яскраво виражені резонансні властивості. Робочий діапазон датчика покриває не більше половини резонансної частоти датчика. Початкова інформація про різні ударні впливи має значні розбіжності, так як отримується на основі досить грубих оцінок. У такому випадку при проведенні випробувань спектр вібраційного впливу може досягти резонансної частоти датчика, що приводить до перевантаження вимірювального каналу. До того ж, досить низькочастотний ударний вплив може супроводжуватись високочастотними механічними збуреннями, що також приводить до перевантаження вимірювального каналу. Комутацію коефіцієнтів прискорення та вимірювання частотних характеристик в автономному реєстрації здійснювати дуже важко (а в процесі випробувань взагалі неможливо), оскільки це пов'язано з зниженням надійності реєстраторів, апаратними та енергетичними затратами. Тому забезпечення

динамічного діапазону без застосування комутаційних дій стосовно сигналу вимірювання є актуальним завданням.

Для забезпечення динамічного діапазону вимірювального каналу реєстратора пропонується використовувати наступні апаратні та алгоритмічні засоби:

- високорозрядний АЦП з великою роздільною здатністю;
- високоєфективна фільтрація вхідного сигналу, що підсилює реєстрацію (найчастіше шукає сигналу), забуває звукозаписуючу сигналу в ПК за відомою переданою функцією фільтра в усилиючій реєстраторі.

Для визначення розрядності АЦП необхідно розробити методику оцінювання динамічного діапазону реєстратора за відомим значенням параметрів АЦП (розрядність, відношення сигнал - шум).

Відповідно до [20] динамічний діапазон АЦП ( $D_{AD}$ ) визначається залежністю між величиною перетворюваної напруги (розмах вимірювального сигналу) та СКЗ суммарної шумової компоненти в системі перетворення аналог-цифра.

$$D_{AD} = 20 \log \left[ (2^N - 1) \sqrt{\frac{12}{1 + b^2}} \right]; \quad b = \frac{\sqrt{12} \sigma_{\Sigma}}{\Delta}, \quad (3.23)$$

де  $\sigma_{\Sigma}$  - СКЗ суми внутрішніх і зовнішніх шумів в системі оцифровки,  $N$  – розрядність (число рівнів квантування) АЦП.

З (3.23) видно, що динамічний діапазон АЦП визначається в [12] виразом, в який не входить похибка вимірювання сигналу, а для ударних випробувань, в умовах невизначеності задання амплітуди вхідного сигналу, таке визначення динамічного діапазону реєстратора некоректно, оскільки нам треба оцифрувати і зареєструвати сигнал із заданою точністю.

Максимальна відносна похибка оцифровки амплітуди ударного імпульсу визначається відношенням величини рівня шуму АЦП до амплітуди імпульсу (для ідеального АЦП величина шуму дорівнює кроку квантування)

$$\delta = \gamma \Delta / A = \gamma u_m 2^{-N+1} / A, \quad (3.24)$$

де  $\Delta$  - крок квантування вхідного сигналу по напрузі,  $u_m$  - максимальна вхідна напруга АЦП,  $A$  - амплітуда ударного імпульсу (вхідного сигналу на АЦП),  $\gamma$  - число позитивних (негативних) шумлячих молодших розрядів (рівнів квантування) АЦП реєстратора.

Динамічний діапазон автономного реєстратора ( $D_R$ ) при цьому визначиться відношенням максимальної вхідної напруги АЦП до амплітуди вхідного сигналу, що визначається з виразу (3.24), при заданій точності оцифровки.

$$D_R = 20 \log(u_m / A) = 20 \log(u_m \delta / \gamma \Delta) = 20 \log(\delta 2^{N-1} / \gamma), \text{ дБ.} \quad (3.25)$$

Застосування алгоритмів високочастотної фільтрації і подальшого відновлення сигналу дозволяє знизити ймовірність перевантаження вимірювального каналу автономного реєстратора, що приводить до збільшення його практичного динамічного діапазону.

Проведемо аналіз процедури високочастотної фільтрації і подальшого відновлення сигналу в ПК за відомою передавальною функцією фільтра в каналі підсилювача сигналу датчика.

Оскільки розглядаються реальні сигнали, то вони повинні задовольняти вимогу причинної обумовленості (фізичної можливості бути реалізованими)  $A(t) = 0$  при  $t < 0$  [5, 2].

При цьому будемо припускати, що сигнал прискорення в часовій області допускає подання в вигляді зворотного перетворення Фур'є.

Як зазначено вище для збільшення динамічного діапазону АЦП при посиленні сигналу здійснюється попередня фільтрація високочастотної складової сигналу прискорення. Сигнал на виході підсилювача реєстратора при цьому має вигляд

$$A_F(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_m}^{\omega_m} S(\omega) F_H(\omega) \exp(j\omega t) d\omega, \quad (3.26)$$

де  $F_H(\omega)$  - передавальна функція високочастотного фільтра.

Передавальна функція фільтра при апаратній реалізації підсилювача в автономному реєстраторі має вигляд:

$$F_H(\omega) = (1 + j\omega\tau_2) / (1 + j\omega\tau_1); x = \tau_2 / \tau_1 = \omega_1 / \omega_2 < 1, \quad (3.27)$$

де  $0 < x < 1$  рівень придушення сигналу в високочастотній області спектру,  $\tau_1, \tau_2$  - постійні фільтра, що визначають характерні частоти  $\omega_2 = 1/\tau_2$  і  $\omega_1 = 1/\tau_1$  на амплітудно-частотній характеристиці фільтра.

Далі повинна відбуватися процедура відновлення сигналу по спектру  $S_F(\omega)$ , отриманого зворотним перетворенням Фур'є від вимірюного сигналу прискорення

$$\begin{aligned} A(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_m}^{\omega_m} \frac{S_F(\omega)}{F_H(\omega)} \exp(j\omega t) d\omega; S_F(\omega) = \\ &= \int_0^T A_F(t) \exp(-j\omega t) dt. \end{aligned} \quad (3.28)$$

Розглянемо відновлення сигналу як зворотну задачу [15,16].

При відновленні сигналу (вирішення зворотньої задачі) виникають такі проблеми як:

- Чи існує рішення задачі.
- Якщо рішення існує, то, чи є воно єдиним.
- Чи стійке рішення, тобто, чи приводять малі перешкоди до малих змін рішення.

Існування рішення. Рішення існує і належить класу  $L_2(-\infty, \infty)$ , якщо виконуються умови [15]:

$$S_F(\omega) / F(\omega) = S(\omega) \in L_2(-\infty, \infty).$$

Єдиність рішення. Припустимо, що на деякому інтервалі  $\Omega_\Delta$ , обмеженому точками  $\omega^*$  і  $\omega^{**}$  на осі частот, передавальна функція фільтра дорівнює нулю  $F(\omega) \equiv 0$  при  $\omega^* < \omega < \omega^{**}$  в той час як на цьому інтервалі  $S(\omega) \neq 0$ . Тоді відповідно до рівності  $S_F(\omega) = F(\omega)S(\omega)$  при додаванні до  $S(\omega)$  довільної функції в  $G(\omega)$ , що дорівнює нулю поза інтервалом  $\Omega_\Delta$ , вид

вимірюваного спектра  $S_{AF}(\omega)$  не зміниться, і відновлення сигналу задовільниться будь-якою функцією виду  $S(\omega) = S(\omega) + G(\omega)$ . Отже, відновлений сигнал визначається з точністю до будь-якої функції, Фур'є-образ якої дорівнює нулю поза інтервалу частот  $\Omega_{\Delta}$ .

Стійкість рішення. Рішення має стійкість, якщо передавальна функція  $F(\omega) \rightarrow 0$  при  $\omega \rightarrow \infty$  [15].

Розглянемо точність первинної оцінки спектра за допомогою ШПФ і збіжності спектра при  $\Delta t \rightarrow 0$ .

Дискретні відліки сигналу прискорення, отримані за допомогою ідеального АЦП можна представити як безперервний сигнал прискорення взятий в дискретні моменти часу

$$A(t_k) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_m}^{\omega_m} S(\omega) \exp(j\omega t_k) d\omega, \quad t_k = k\Delta t, \quad (3.29)$$

де  $\Delta t$  - крок за відліком часу.

Кінцева дискретна вибірка сигналу прискорення запам'ятовується і використовується для аналізу сигналів і їх спектрів. Оцінка спектра сигналу прискорення отримана ШПФ кінцевої дискретної реалізації сигналу прискорення має вигляд

$$\begin{aligned} \tilde{S}(\omega_i) &= \sum_{k=0}^{N-1} A(t_k) \Delta t \exp(-j\omega_i t_k) = \\ &= \frac{\Delta t}{2\pi} \int_{-\omega_m}^{\omega_m} S(\omega) K_N(\omega - \omega_i) d\omega, \end{aligned} \quad (3.30)$$

де  $K_N$  - функція спектрального вікна при ШПФ.

$$K_N(\omega - \omega_i) = \frac{\sin((\omega - \omega_i)T/2)}{\sin((\omega - \omega_i)\Delta t/2)} \exp\left(j\left(\frac{(\omega - \omega_i)(T - \Delta t)}{2}\right)\right) \quad (3.31)$$

Похибка оцінки спектра вихідного сигналу прискорення по кінцевій дискретній реалізації сигналу прискорення визначимо як норму різниці [7]:

$$\begin{aligned} \Pi_S &= \left\| \tilde{S}(\omega_i) - S(\omega_i) \right\| = \max_i \left| \tilde{S}(\omega_i) - S_T(\omega_i) \right| = \\ &= \max_i \left| \frac{\Delta t}{2\pi} \int_{-\omega_m}^{\omega_m} S(\omega) K_N(\omega - \omega_i) d\omega - S_T(\omega_i) \right|, \forall \omega_i \in [0; \omega_m] \end{aligned} \quad (3.32)$$

де  $S_T(\omega_i)$  - спектр кінцевої безперервної реалізації сигналу прискорення.

Вираз для похибки (3.32) перетворимо, так як це показано нижче

$$\begin{aligned} \Pi_S &= \left\| \frac{\Delta t}{2\pi} \int_{-\omega_m}^{\omega_m} S(\omega) \left[ \frac{\exp(j(\omega - \omega_i)T - 1)}{\exp(j(\omega - \omega_i)\Delta t - 1)} - \frac{\exp(j(\omega - \omega_i)T - 1)}{j(\omega - \omega_i)\Delta t} \right] d\omega \right\| = \\ &= \left\| \frac{\Delta t}{2\pi} \sum_{n=-M}^M \int_{\omega_n}^{\omega_n + \Delta\omega} S(\omega) \left[ \frac{\exp(j(\omega - \omega_i)T - 1)}{\exp(j(\omega - \omega_i)\Delta t - 1)} - \frac{\exp(j(\omega - \omega_i)T - 1)}{j(\omega - \omega_i)\Delta t} \right] d\omega \right\| = \\ &= \left\| \frac{\Delta t}{2\pi} \sum_{n=-M}^M \int_0^{\Delta\omega} S(\omega + \varepsilon) \left[ \frac{\exp(j\varepsilon T) - 1}{\exp(j(\omega_n - \omega_i + \varepsilon)\Delta t) - 1} - \frac{\exp(j\varepsilon T) - 1}{j(\omega - \omega_i + \varepsilon)\Delta t} \right] d\varepsilon \right\|, \end{aligned} \quad (3.33)$$

де:  $\omega_n = n\Delta\omega$ ,  $M = \omega_m / \Delta\omega$  - число відліків по частоті в інформативній області спектра сигналу прискорення.

При  $\Delta\omega\Delta t \ll 1$  або  $N \gg 2\pi$ ,  $\omega_m\Delta t \rightarrow 0$  і  $N\Delta t = T < \infty$  вираз для похибки (3.33) в силу граничного співвідношення  $1/(\exp(j\mu\Delta t) - 1) - 1/j\mu\Delta t = -0,5$  при  $\mu\Delta t \rightarrow 0 \forall$ ,  $0 \leq \omega_i \leq \omega_m$  набуде вигляду  $\Pi_S \leq 0,5\Delta t |A(T) - A(0)|$ . З цього виразу випливає, що при передискретизації ( $\Delta t \rightarrow 0$ ) похибка (3.32) прагне до нуля, а це значить, що спектр, отриманий за допомогою оцифровки і ШПФ, сходиться до спектру кінцевої реалізації вихідного безперервного сигналу.

Розглянемо далі алгоритм і точність відновлення спотвореного в реєстраторі сигналу.

Відфільтрований сигнал подається на АЦП. Відліки відфільтрованого і оцифрованого сигналів прискорення в дискретні моменти часу  $t_k$  мають вигляд :

$$A_F(t_k) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_m}^{\omega_m} S(\omega) F_H(\omega) \exp(j\omega t_k) d\omega, t_k = k\Delta t. \quad (3.34)$$

Спектр відфільтрованого (спотвореного) сигналу прискорення, отриманий оцифруванням і ШПФ:

$$S_F(\omega_i) = \sum_{k=0}^{N-1} A_F(t_k) \Delta t \exp(j\omega t_k) = \frac{\Delta t}{2\pi} \int_{-\omega_m}^{\omega_m} S(\omega) F_H(\omega) K_N(\omega - \omega_i) d\omega. \quad (3.35)$$

Дискретний спектр, який використовується для оцінки спектра і відновлення початкового сигналу прискорення

$$\tilde{S}_F(\omega_i) = S_F(\omega_i) / F_D(\omega_i), \quad (3.36)$$

де:

$$F_D(\omega_i) = \begin{cases} F_H(\omega_i), & |\omega_i| \leq \omega_D / 2; \\ F_H(\omega_D - \omega_i), & \omega_D / 2 \leq |\omega_i| \leq \omega_D. \end{cases}$$

Таке визначення процедури відновлення можливо, оскільки передавальна функція фільтра не звертається в нуль на інтервалі частот від 0 до  $\omega_D$ .

Похибка визначення спектру сигналу прискорення при використанні процедури фільтрації і подальшого відновлення  $\forall \omega_i \in [0, \omega_D]$ .

$$\begin{aligned} \Pi_{SF} &= \left\| \tilde{S}_F(\omega_i) - \tilde{S}(\omega_i) \right\| = \\ &= \left\| \frac{\Delta t}{2\pi} \int_{-\omega_m}^{\omega_m} S(\omega) \frac{F_H(\omega)}{F_D(\omega_i)} K_N(\omega - \omega_i) d\omega - \tilde{S}_A(\omega_i) \right\| = \\ &= \left\| \sum_{n=-M}^M \frac{\Delta t}{2\pi} \int_0^{\Delta\omega} S(\omega_n + \varepsilon) \left[ \frac{F_H(\omega_n + \varepsilon)}{F_D(\omega_i)} - 1 \right] \frac{\exp(j(\omega_n - \omega_i + \varepsilon)T) - 1}{\exp(j(\omega_n - \omega_i + \varepsilon)\Delta t) - 1} d\varepsilon \right\|. \end{aligned} \quad (3.37)$$

Розкладаючи функцію  $F_H(\omega_i + \omega_n - \omega_i + \varepsilon)$  в ряд Тейлора за ступенями  $\omega_n - \omega_i + \varepsilon$  і обмежуючись першими трьома складовими і користуючись умовою  $|(\omega_n - \omega_i + \varepsilon)\Delta t| < 0,1$ , отримаємо вираз для абсолютної похибки відновлення спектра для всіх  $\omega_i \in [0, 0,5\omega_D]$ :

$$\Pi_{SF} = \left\| \sum_{p=-P}^P \frac{S(\omega_i + p\Delta\omega)}{2\pi F(\omega_i)} \frac{\Delta\omega}{j} \left[ \frac{dF_H(\omega_i)}{d\omega} + \frac{\Delta\omega(p + (\pi - j)/2\pi)}{2} \frac{d^2F_H(\omega_i)}{d\omega^2} \right] \right\|, \quad (3.38)$$

де межа сумування  $P = 1, 2, 3$  визначається допустимою втратою енергії в спектрі вимірюного сигналу і умовою  $2\pi P / N < 0,1$ .

Для оцінки похибки (3.36) використовуємо нерівність Коші - Буняковського [3,11]:

$$\begin{aligned} \Pi_{SF} &\leq \max_i \frac{\Delta t}{2\pi} \int_{-\omega_m}^{\omega_m} \left| S(\omega) \left[ \frac{F_H(\omega)}{F_D(\omega_i)} - 1 \right] K_N(\omega - \omega_i) \right| d\omega \leq a \\ &\leq \max_i \left| \frac{\Delta t}{2\pi} \sqrt{\int_{-P\Delta\omega}^{P\Delta\omega} |S(\omega_i + \varepsilon) K_N(\varepsilon)|^2 d\varepsilon} \int_{-P\Delta\omega}^{P\Delta\omega} \left| \frac{F_H(\omega_i + \varepsilon)}{F_D(\omega_i)} - 1 \right|^2 d\varepsilon} \right| \end{aligned} \quad (3.39)$$

Якщо визначити норму спектра отриманого ШПФ початкового сигналу прискорення як

$$H_S = \max_i \sqrt{\int_{-P\Delta\omega}^{P\Delta\omega} |S(\varepsilon + \omega_i) K_N(\varepsilon)|^2 \frac{d\varepsilon}{2P\Delta\omega}}, \quad (3.40)$$

то відносна похибка відновлення спектра  $\forall \omega_i \in [0; 0,5\omega_D]$

$$\gamma \leq \frac{\Pi_{SF}}{H_S} = \frac{2P}{N} \max_i \sqrt{\int_{-P\Delta\omega}^{P\Delta\omega} \left| \frac{F_H(\omega_i + \varepsilon)}{F_D(\omega_i)} - 1 \right|^2 \frac{d\varepsilon}{2P\Delta\omega}}. \quad (3.41)$$

Розкладаючи вираз під інтегралом в ряд Тейлора, за ступенями  $\varepsilon$  і обмежуючись двома складовими частинами, а потім, використовуючи оцінки

$$\min_i \left| F_H(\omega_i) \right| = \alpha; \quad \max_i \left| \frac{dF_H(\omega_i)}{d\omega} \right| \leq \frac{1 - \alpha}{\omega_2 - \omega_1}, \quad (3.42)$$

отримуємо оцінку відносної похибки відновлення вихідного сигналу:

$$\gamma \leq \frac{\Pi_{SF}}{H_S} = \max_i \sqrt{\frac{1}{3} \frac{2P^2\Delta\omega}{N |F_H(\omega_i)|} \left| \frac{dF_H(\omega_i)}{d\omega} \right|} \leq \sqrt{\frac{1}{3} \frac{2P^2\Delta\omega}{\omega_1 N}}. \quad (3.43)$$

З аналізу виразів для похибки оцінки спектра початкового сигналу видно, що сумарна похибка відновлення спектра складається з похибки викликані використанням ШПФ і похибки викликані спотворенням вихідного сигналу.

Для мінімізації похибки викликані спотворенням сигналу необхідно зменшити крок по частоті  $\Delta\omega$ , тобто збільшити довжину реалізації сигналу  $T$  і по можливості зрушити частоту зрізу фільтра  $\omega_1$  в сторону високих частот, що зменшує швидкість зміни передавальної функції фільтра. Збільшення довжини реалізації  $T$  можна здійснити доповненням нулями початкового реалізації сигналу до необхідної величини.

Відновлення сигналу здійснюється ЗШПФ від відновленого спектра (3.35). Відновлений сигнал має вигляд

$$\begin{aligned}\tilde{A}_F(t_n) &= \frac{\Delta\omega}{2\pi} \sum_{i=0}^{N-1} S_F(\omega_i) \exp(j\omega_i t_n) = \\ &= \frac{\Delta t \Delta\omega}{(2\pi)^2} \int_{-\omega_m}^{\omega_m} \sum_{i=0}^{N-1} S(\omega) K_N(\omega - \omega_i) \exp(j\omega_i t_n) d\omega.\end{aligned}\quad (3.44)$$

Похибку відновлення сигналу прискорення визначимо як норму різниці

$$P_{AF} = \left\| \tilde{A}_F(t_k) - A(t_k) \right\| = \max_k \left| \tilde{A}_F(t_k) - A(t_k) \right| \forall t_k \in [0; T], \quad (3.45)$$

де  $A(t_k)$  - визначається виразом (3.29),  $\tilde{A}_F(t_k)$  - відновлений сигнал, який визначається виразом (3.42).

Підставивши в (3.43) вирази (3.27) і (3.42), а потім, використовуючи співвідношення  $\Delta t \Delta\omega = 2\pi / N$ , отримуємо:

$$\begin{aligned}P_{AF} &= \max_k \left| \int_{-\omega_m}^{\omega_m} S(\omega) \sum_{i=0}^{N-1} \left( \frac{F_H(\omega)}{F_D(\omega_i)} - 1 \right) \frac{K_N(\omega - \omega_i)}{N} \exp(j\omega_i t_k) \frac{d\omega}{2\pi} \right| = \\ &= \left\| \sum_{n=-M}^M \int_0^{\Delta\omega} S(\omega_n + \varepsilon) \sum_{i=0}^{N-1} \left( \frac{F_H(\omega_n + \varepsilon)}{F_D(\omega_i)} - 1 \right) \frac{K_N(\omega_n - \omega_i + \varepsilon)}{N} \exp(j\omega_i t_k) \frac{d\varepsilon}{2\pi} \right\|.\end{aligned}\quad (3.46)$$

Оцінка похибки (3.46) при використанні нерівності Коші-Буняковського набуде вигляду:

$$\begin{aligned}
\Pi_{AF} &\leq \max_k \sum_{i=0}^{N-1} \frac{\Delta\omega}{2\pi} \frac{\Delta t}{2\pi} \sqrt{\int_{-P\Delta\omega}^{P\Delta\omega} |S(\varepsilon + \omega_i) K_N(\varepsilon)|^2 d\varepsilon} \sqrt{\int_{-P\Delta\omega}^{P\Delta\omega} \left| \frac{F_H(\omega_i + \varepsilon)}{F_D(\omega_i)} - 1 \right|^2 d\varepsilon} \leq \\
&\leq \frac{2P\Delta\omega}{2\pi} \max_i \sqrt{\int_{-P\Delta\omega}^{P\Delta\omega} |S(\varepsilon + \omega_i) K_N(\varepsilon)|^2 \frac{d\varepsilon}{2P\Delta\omega}} \sqrt{\int_{-P\Delta\omega}^{P\Delta\omega} \left| \frac{F_H(\omega_i + \varepsilon)}{F_D(\omega_i)} - 1 \right|^2 \frac{d\varepsilon}{2P\Delta\omega}}.
\end{aligned} \tag{3.47}$$

Оцінімо величину норми початкового сигналу прискорення. Визначимо норму таким чином

$$H_{AF} = \max_k \left| \int_{-\omega_m}^{\omega_m} S(\omega) \sum_{i=0}^{N-1} \frac{K_N(\omega - \omega_i)}{N} \exp(j\omega_i t_k) \frac{d\omega}{2\pi} \right|. \tag{3.48}$$

Використовуючи нерівність Коші - Буняковського [14,18,21] отримаємо:

$$H_{AF} \leq \frac{2P\Delta\omega}{2\pi} \max_i \sqrt{\int_{-P\Delta\omega}^{P\Delta\omega} |S(\varepsilon + \omega_i) K_N(\varepsilon)|^2 \frac{d\varepsilon}{2P\Delta\omega}}. \tag{3.49}$$

Відносна похибка відновлення сигналу:

$$\gamma_{AF} = \frac{\Pi_{AF}}{H_{AF}} \leq \max_i \sqrt{\int_{-P\Delta\omega}^{P\Delta\omega} \left| \frac{F_H(\omega_i + \varepsilon)}{F_D(\omega_i)} - 1 \right|^2 \frac{d\varepsilon}{2P\Delta\omega}} \leq \frac{P\Delta\omega}{\sqrt{3}\omega_1}.$$

Аналіз виразів (3.44) і (3.45) показує, що для зменшення похибки відновлення необхідно виконати наведені вище вимоги необхідні для зменшення похибки відновлення спектра.

Врахуємо далі вплив шуму квантування АЦП на точність відновлення сигналу прискорення. Облік впливу шуму квантування АЦП в лінеаризованій схемі зводиться до додавання спектра шумів квантування  $S_q(\omega)$  до спектру сигналу після фільтра. Відфільтрований сигнал після АЦП буде мати вигляд

$$A_q(t_k) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} [S(\omega) F_H(\omega) + S_q(\omega)] \exp(j\omega t_k) d\omega, \quad t_k = k\Delta t,$$

а спектр цього сигналу, отриманий ШПФ має вигляд:

$$S_F(\omega_i) = \frac{\Delta t}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} [S(\omega) F_H(\omega) + S_q(\omega)] K_N(\omega - \omega_i) d\omega. \tag{3.50}$$

Відновлений сигнал в даному випадку аналогічно (3.42) має вигляд

$$\begin{aligned} \tilde{A}_q(t_n) = & \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{N-1} \left[ S(\omega) \frac{F_H(\omega)}{F_D(\omega_i)} + \frac{S_q(\omega)}{F_D(\omega_i)} \right] \times \\ & \times \frac{K_N(\omega - \omega_i)}{N} \exp(j\omega_i t_n) \frac{d\omega}{2\pi}. \end{aligned} \quad (3.51)$$

Похибку відновлення сигналу в цьому випадку визначимо аналогічно (23):

$$P_A^Q = \left\| \tilde{A}_q(t_k) - A(t_k) \right\|, \forall t_k \in [0; T], \quad (3.52)$$

або підставляючи відповідні вирази і провівши перетворення, аналогічні тим, що проводилися вище, отримуємо:

$$P_A^Q \leq P_{AF} + \left\| \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{N-1} \frac{S_q(\omega)}{F_D(\omega_i)} \frac{K_N(\omega - \omega_i)}{N} \exp(j\omega_i t_k) \frac{d\omega}{2\pi} \right\|. \quad (3.53)$$

Аналіз виразу (3.53) показує, що оскільки  $1 \geq |F(\omega_i)| \geq \alpha$ , де  $\alpha > 0$ , то може відбуватися обмежене підвищення похибки при відновленні сигналу викликане шумами квантування, що знаходяться в області високих частот спектра ударного сигналу. Тому для оцифровки сигналів пропонується використовувати  $\Sigma\Delta$  АЦП. В даних АЦП за рахунок передискретизації відбувається автоматичне перенесення шуму квантування в високочастотну область за межі інформативної смуги сигналу, а потім фільтрація шуму поза інформативною смугою цифровим фільтром [19,20].

З урахуванням викладеного можна в (3.53) зменшити область інтегрування, оскільки можна не враховувати шум квантування в області частот  $|\omega| \geq \omega_m$ . Тоді ми отримуємо наступну оцінку внеску в похибку шумів квантування

$$\begin{aligned} P_A^Q & \leq P_{AF} + \left\| \int_{-\omega_m}^{\omega_m} \sum_{i=0}^{N-1} \frac{S_q(\omega)}{\alpha} \frac{K_N(\omega - \omega_i)}{N} \exp(ji\Delta\omega t_k) \frac{d\omega}{2\pi} \right\| \leq \dots \\ & \leq P_{AF} + \frac{2\Delta\omega_m}{3\sqrt{12\pi\alpha\chi}}, \end{aligned} \quad (3.54)$$

де  $\chi$  - величина зменшення спектра шумів квантування  $\Sigma\Delta$  АЦП в робочій області частот у порівнянні зі звичайним АЦП.

Іноді після проведення випробувань виникає необхідність визначення швидкості і переміщення об'єкта випробувань. Швидкість і переміщення визначають цифровим інтегруванням сигналу прискорення.

Вирази для сигналів швидкості і переміщення, отримані цифровим інтегруванням сигналу прискорення, мають вигляд:

$$\begin{aligned}\tilde{V}_n &= \sum_{k=0}^n g_k \tilde{A}_k \Delta t; \\ \tilde{X}_n &= \sum_{k=0}^n g_k V_k \Delta t = \sum_{k=0}^n g_k \sum_{p=0}^k g_p \tilde{A}_p \Delta t,\end{aligned}\tag{3.55}$$

де  $0 \leq n \leq (N-1)$ , а  $g_k$  - вагові коефіцієнти, які визначаються алгоритмом інтегрування.

При інтегруванні методом прямокутників вагові коефіцієнти  $g_k = 1 \forall k \in (0, n-1)$ , а при інтегруванні методом трапецій  $g_0 = 1/2$ ,  $g_n = 1/2$ ,  $g_k = 1 \forall k \in (1, n-1)$ .

При інтегруванні відновленого сигналу прискорення методом прямокутників вираз для швидкості згідно (24), (28) має вигляд

$$\begin{aligned}\tilde{V}_q(t_n) &= \Delta t \int_{-\omega_m}^{\omega_m} \sum_{i=0}^{N-1} \left[ S(\omega) \frac{F_H(\omega)}{F_D(\omega_i)} + \frac{S_q(\omega)}{F_D(\omega_i)} \right] \times \\ &\times \frac{K_N(\omega - \omega_i)}{N} K_n(\omega_i) \frac{d\omega}{2\pi},\end{aligned}\tag{3.56}$$

а вираз для переміщення прийме вид:

$$\begin{aligned}\tilde{X}_q(t_n) &= (\Delta t)^2 \int_{-\omega_m}^{\omega_m} \sum_{i=0}^{N-1} \left[ \frac{S(\omega) F_H(\omega)}{F_D(\omega_i)} + \frac{S_q(\omega)}{F_D(\omega_i)} \right] \times \\ &\times \frac{K_N(\omega - \omega_i)}{N} \frac{K_n(\omega_i) - n}{\exp(j\omega_i \Delta t) - 1} \frac{d\omega}{2\pi},\end{aligned}\tag{3.57}$$

де:

$$K_n(\omega_i) \sum_{k=0}^{n-1} \exp(j\omega_i t_k) = \frac{(\exp(j\omega_i t_n) - 1)}{(\exp(j\omega_i \Delta t) - 1)}.\tag{3.58}$$

Похибка визначення швидкості цифровим інтегруванням відновленого сигналу прискорення визначається як:

$$P_V^Q = \left\| \begin{aligned} & \Delta t \int_{-\omega_m}^{\omega_m} S(\omega) \sum_{i=0}^{N-1} \left( \frac{F(\omega_i)}{F_D(\omega_i)} - 1 \right) \frac{K_N(\omega - \omega_i)}{N} K_n(\omega_i) \frac{d\omega}{2\pi} + \\ & + \Delta t \int_{-\omega_m}^{\omega_m} \sum_{i=N_Q}^{N-1} \frac{S_q(\omega)}{F_D(\omega_i)} \frac{K_N(\omega - \omega_i)}{N} K_n(\omega_i) \frac{d\omega}{2\pi} \end{aligned} \right\| \quad (3.59)$$

Похибка визначення переміщення при цифровому інтегруванні відновленого сигналу прискорення визначається за виразом (3.60):

$$P_X^Q = \left\| \begin{aligned} & (\Delta t)^2 \int_{-\omega_m}^{\omega_m} S(\omega) \sum_{i=0}^{N-1} \left( \frac{F_H(\omega_i)}{F_D(\omega_i)} - 1 \right) \frac{K_N(\omega - \omega_i)}{N} \frac{K_n(\omega_i) - n}{\exp(j\omega_i \Delta t)} \frac{d\omega}{2\pi} + \\ & + (\Delta t)^2 \int_{-\omega_m}^{\omega_m} \sum_{i=N_Q}^{N-1} \frac{S_q(\omega)}{F_D(\omega_i)} \frac{K_N(\omega - \omega_i)}{N} \frac{K_n(\omega_i) - n}{\exp(j\omega_i \Delta t)} \frac{d\omega}{2\pi} \end{aligned} \right\|.$$

Аналіз виразів (3.59) і (3.60) показує, що для мінімізації похибки визначення швидкості і переміщення необхідно виконати наведені вище вимоги для мінімізації похибки відновлення спектра.

Розглянемо далі ще один алгоритм збільшення динамічного діапазону реєстратора. Він полягає в послідовному аналоговому диференціюванні сигналу, оцифруванні та інтегруванні сигналу в ПК. Перевага такого способу полягає в тому, що немає необхідності користуватися ШПФ.

Вираз для відновленого сигналу прискорення при інтегруванні методом прямокутників згідно (3.7), (3.60)

$$\tilde{A}_D(t_k) = \frac{\Delta t}{2\pi} \int_{-\omega_m}^{\omega_m} j\omega S(\omega) \frac{(\exp(j\omega t_k) - 1)}{(\exp(j\omega \Delta t) - 1)} d\omega; t_k = k\Delta t. \quad (3.61)$$

Похибку відновлення визначимо як норму різниці

$$\begin{aligned} P_{AD} &= \left\| \tilde{A}_D(t_k) - A(t_k) \right\| = \max_k \left| \tilde{A}_D(t_k) - A(t_k) \right| = \\ &= \frac{1}{2\pi} \max_k \left| \int_{-\omega_m}^{\omega_m} S(\omega) \left[ \frac{j\omega \Delta t (\exp(j\omega t_k) - 1)}{(\exp(j\omega \Delta t) - 1)} - \exp(j\omega t_k) \right] d\omega \right|, \end{aligned} \quad (3.62)$$

де  $A(t_k)$  - визначається виразом (3.29).

З аналізу виразу (3.62) видно, що не відновлюється значення сигналу прискорення в момент часу  $t = 0$ , що природньо, так як диференціююча ланка не пропускає постійну складову сигналу. При  $\Delta t \rightarrow 0$  похибка  $\Pi_{AD} \rightarrow |A(0)|$ , а отже відновлений сигнал  $\tilde{A}_D(t_k)$  сходиться до різниці  $A(t_k) - A(0)$ . Оцінка похибки при  $\Delta t \rightarrow 0$  за допомогою нерівності Коші-Буняковського [14, 21,] має вигляд наведений виразом:

$$\begin{aligned} \Pi_{AD} &= \max_k \left| \tilde{A}_D(t_k) - A(t_k) + A(0) \right| \leq \\ &\leq \frac{1}{2\pi} \max_k \sqrt{\int_{-\omega_m}^{\omega_m} |S(\omega)|^2 d\omega \int_{-\omega_m}^{\omega_m} \left| \frac{j\omega\Delta t (\exp(j\omega t_k) - 1)}{(\exp(j\omega\Delta t) - 1)} - \exp(j\omega t_k) + 1 \right|^2 d\omega} \leq \quad (3.63) \\ &\leq \frac{2\omega_m}{2\pi} \sqrt{\int_{-\omega_m}^{\omega_m} |S(\omega)|^2 \frac{d\omega}{2\omega_m} \int_{-\omega_m}^{\omega_m} \left| \frac{(\omega\Delta t)^2}{4} \right|^2 \frac{d\omega}{2\omega_m}} \leq \frac{2\omega_m}{2\pi} \sqrt{\int_{-\omega_m}^{\omega_m} |S(\omega)|^2 \frac{d\omega}{2\omega_m} \frac{\Delta t \omega_m}{2\sqrt{3}}}. \end{aligned}$$

При інтегруванні методом трапецій ми отримуємо вираз для похибки :

$$\Pi_{ADT} = \frac{1}{2\pi} \max_k \left| \int_{-\omega_m}^{\omega_m} S(\omega) (\exp(j\omega t_k) - 1) \left[ \frac{j\omega\Delta t}{(\exp(j\omega\Delta t) - 1)} + \frac{j\omega\Delta t}{2} - 1 \right] d\omega \right|. \quad (3.64)$$

Провівши оцінку похибки (3.61) для випадку інтегрування методом трапецій при  $\Delta t \rightarrow 0$ , отримуємо вираз (3.65):

$$\begin{aligned} \Pi_{ADT} &= \max_k \left| \tilde{A}_D(t_k) - A(t_k) + A(0) \right| \leq \\ &\leq \frac{1}{2\pi} \max_k \sqrt{\int_{-\omega_m}^{\omega_m} |S(\omega)|^2 d\omega \int_{-\omega_m}^{\omega_m} \left| (\exp(j\omega t_k) - 1) \left[ \frac{j\omega\Delta t}{\exp(j\omega\Delta t) - 1} + \frac{j\omega\Delta t}{2} - 1 \right] \right|^2 d\omega} \leq \quad (3.65) \\ &\leq \frac{2\omega_m}{2\pi} \sqrt{\int_{-\omega_m}^{\omega_m} |S(\omega)|^2 \frac{d\omega}{2\omega_m} \int_{-\omega_m}^{\omega_m} \left| \frac{(\omega\Delta t)^4}{4} \right|^2 \frac{d\omega}{2\omega_m}} \leq \frac{2\omega_m}{2\pi} \sqrt{\int_{-\omega_m}^{\omega_m} |S(\omega)|^2 \frac{d\omega}{2\omega_m} \frac{(\Delta t \omega_m)^2}{2\sqrt{5}}}. \end{aligned}$$

Аналіз виразу (3.63) для оцінки похибки відновлення сигналу інтегруванням методом прямокутників показує, що для відновлення сигналу необхідна передискретизація при оцифруванні не менше ніж в десять разів, а аналіз виразу (3.65) для оцінки похибки відновлення сигналу інтегруванням методом трапеції показує, що необхідна передискретизація не менш ніж 4 рази.

Тобто, якщо брати до уваги двійковий код то застосування  $\Sigma\Delta$  АЦП, який здійснює передискретизацію в 64 разів і більше, дозволить забезпечити точність відновлення сигналу на достатньому рівні.

Шуми квантування враховуємо при оцінці похибки відновлення сигналу:

$$\begin{aligned}
 P_{ADQ} &\leq P_{AD} + \frac{\Delta t}{2\pi} \max_k \left| \int_{-\omega_m}^{\omega_m} S_q(\omega) \frac{\exp(j\omega t_k) - 1}{\exp(j\omega \Delta t) - 1} d\omega \right| \leq \\
 &\leq P_{AD} + \frac{\Delta t}{2\pi} \max_k \sqrt{\int_{-\omega_m}^{\omega_m} |S_q(\omega)|^2 d\omega \int_{-\omega_m}^{\omega_m} \left| \frac{\exp(j\omega t_k) - 1}{\exp(j\omega \Delta t) - 1} \right|^2 d\omega} \leq \quad (3.66) \\
 &\leq P_{AD} + \sqrt{\frac{T}{4\pi}} \sqrt{\int_0^{\omega_m} |S_q(\omega)|^2 d\omega}.
 \end{aligned}$$

Рядок у виразі (3.66) отриманий після обчислення квадрата модуля за допомогою табличного інтегралу [6] за умови, що  $\omega_m \Delta t = \pi / 2$  або  $4\omega_m = \omega_D$ . З виразу (3.66) видно, що внесок шумів квантування в збільшення похибки відновлення сигналу при застосуванні  $\Sigma\Delta$  АЦП досить малий.

Розглянемо наскільки можливо збільшити динамічний діапазон АЦП при проведенні процедури ВЧ фільтрації.

Припустимо, що вхідний сигнал прискорення  $A(t)$  являє собою нормальний, випадковий стаціонарний процес з нульовим середнім значенням  $M$  і дисперсією сигналу  $\sigma_0^2$  та дисперсією похідною від сигналу  $\sigma_1^2$  тоді [21]:

$$M = 0, \quad \sigma_0^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) d\omega; \quad \sigma_1^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \omega^2 G(\omega) d\omega, \quad (3.67)$$

де  $G(\omega)$  - енергетичний спектр процесу.

Середнє число позитивних (від низу до верху) викидів сигналу  $A(t)$  на часовій реалізації тривалістю  $T$  за рівень рівний максимальному вхідному сигналу АЦП  $u_m$  згідно [14] рівне

$$N^+(u_m, T) = \frac{T\sigma_1}{2\pi\sigma_0} \exp\left[-\frac{(u_m)^2}{2\sigma_0^2}\right] = N^+(0, T) \exp\left[-\frac{(u_m)^2}{2\sigma_0^2}\right], \quad (3.68)$$

де  $N^+(0, T)$  - середнє число перетинів випадковим процесом нульового рівня від низу до верху.

Ймовірність розподілу числа перетинів рівня  $u_m$  на інтервалі  $T$  визначається законом Пуассона [22]. Тоді ймовірність того, що не буде жодного перетину сигналом рівня  $u_m$  (відсутність перевантаження каналу) на інтервалі  $T$  дорівнює

$$P(k=0) = \exp(-N^+(u_m, T)). \quad (3.69)$$

Наприклад, для сигналу що має постійну спектральну щільність  $G(\omega) = G_0^2$  в смузі частот від 0 до  $\omega_m$  вираз для дисперсії сигналу, похідною від сигналу і числа перетинів сигналом нульового рівня візьмуть вид

$$\sigma_0^2 = G_0^2 \frac{\omega_m}{2\pi}; \quad \sigma_1^2 = G_0^2 \frac{\omega_m^3}{6\pi}; \quad N^+(0, T) = \frac{T\omega_m}{2\pi\sqrt{3}}. \quad (3.70)$$

Фільтрація сигналу ідеальним ФНЧ, що апроксимує частотну характеристику (3.27) спотворюючого фільтра в смузі частот від 0 до  $\omega_m$ , з придушенням сигналу в смузі від  $\omega_m/4$  до  $\omega_m$  в 5 разів, зменшує дисперсію фільтрованого сигналу приблизно в 2,5 рази. Це призводить до значного зниження середнього числа позитивних перетинів рівня і до значного зниження ймовірності перевантаження каналу, величина якого визначається

відношенням рівня  $u_m$  до середньоквадратичного відхилення  $\sigma_0$  початкового сигналу.

### 3.4.1. Вплив типу АЦП на результати вимірювання

Основними критеріями вибору аналого-цифрового перетворювача (АЦП) є роздільна здатність і частота дискретизації. Згідно з теоремою вибірки Найквіста, достатньо вибрати частоту дискретизації, яка в два рази вище, ніж найвища частотна складова, яка присутня в спектрі вимірюваного сигналу, щоб отримати правильну інформацію про цей сигнал [6,14]. Однак через високі вимоги до фільтру згладжування не рекомендується вибирати частоту дискретизації занадто близькою до частоти Найквіста.

Таким чином в звичайних АЦП аналоговий сигнал оцифровується на частоті дискретизації, і далі квантується по декільком рівням, в результаті чого отримують цифровий сигнал в паралельному, або послідовному коді[5,8]. Цей процес вводить так званий шум похибки квантування.

Запобігти цьому можливо застосувавши метод передискретизації вимірюваного сигналу.

Передискретизація з коефіцієнтом не менше 100 істотно знизить вимоги до фільтру згладжування. Крім того, більш висока частота дискретизації покращує частотну роздільну здатність при подальшій обробці сигналу, наприклад швидкому перетворенню Фур'є (якщо перетворення застосовується до записаного цифрового сигналу) і дозволяє усереднювати, що призводить до кращого відношенню сигнал/шум [4,10,15]. Тобто, наприклад, припускаючи, що в вібраційному сигналі ми очікуємо компоненти сигналу не вище 10 кГц, буде досить перетворювача з частотою дискретизації на рівні 1 Mbps (мегабіт в секунду).

За звичай, вимоги до частоти дискретизації сигналу сильно залежать від сфери застосування і, зокрема, від режиму роботи проектованої вимірювальної системи. Якщо система повинна працювати в імпульсному режимі, тобто вимірювання удару, вібраційний відгук на такі імпульси повинен

реєструватися з високою роздільною здатністю по часу, то, звичайно, можуть знадобитися більш високі частоти дискретизації.

Розглянемо концепцію передискретизації [6] в процесі перетворення вимірюваного сигналу в цифровий код, для чого проведемо аналіз в частотній області.

Якщо розглянути, як приклад, синусоїдальний сигнал на вході традиційного АЦП (паралельного перетворення або послідовного наближення) то, згідно з критерієм Найквіста, мінімальна частота дискретизації визначається вдвічі більшою за верхню границю полоси вказаного сигналу.

Для нашого прикладу синусоїди ми бачимо на амплітудно-частотній характеристиці (АЧХ) сигналу, що нас цікавить, також є присутність шуму, як показано нижче на рис.3.14.

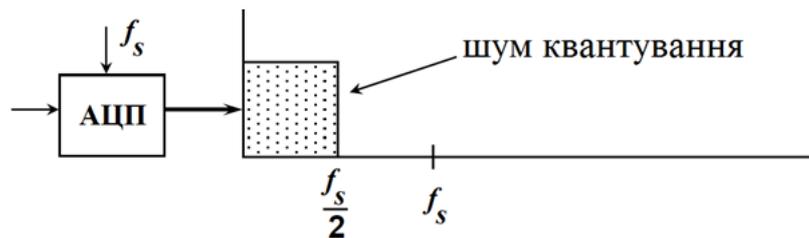


Рис.3.14. АЧХ АЦП без передискретизації

На рис.3.14 позначено:  $f_s$  - частота Найквіста.

Тобто, перетворення аналогового сигналу в цифровий призводить до появи шуму в сигналі, який називається шумом квантування. Для одного цифрового відліку шум просто складає  $\pm 1/2$  молодшого розряду (LSB). Чим менше LSB, тим вище буде роздільна здатність АЦП. Більш висока роздільна здатність має на увазі більш низький шум квантування або більш високе відношення сигнал/шум (SNR). Класичне рівняння, яке відображає зв'язок між дозволом АЦП і SNR, показано в рівнянні 2, де  $N$  - ефективна кількість біт дозволу АЦП [13].

Природа шуму квантування обумовлена тим, що вибірки безперервної вхідної синусоїди можуть приймати лише кінцеву кількість дискретних

відліків, визначених роздільною здатністю АЦП. Ця випадкова похибка квантування  $e$  існує в діапазоні частоти Найквіста та поширюється до  $f_s / 2$ , і може бути описана як:

$$e = \frac{\pm q}{2} = \pm A \cdot 2^{-N}, \quad (3.71)$$

де  $A$  – амплітуда опорного сигналу, яка охоплює діапазон від  $A$  до  $-A$ ,  $q$ - це найменше значення напруги, яке може бути виміряно АЦП величина, ( $q = \frac{2A}{2^N}$ ),  $N$ -являє собою кількість бітів квантування сигналу).

З (3.71) ми можемо визначити відношення сигнал/шум квантування, як :

$$10 \log_{10} \frac{P_s}{P_e} = 1.76 + 6.02N, \quad \text{дБ} \quad (3.72)$$

В формулі (3.72)  $P_s$  - потужність сигналу,  $P_e$  - потужність шуму.

Таким чином, в АЦП із частотою дискретизації Найквіста ми покращуємо відношення сигнал/шум квантування, збільшуючи роздільну здатність ( $N$ ) АЦП.

Якщо замість цього ми збільшимо частоту передискретизації з  $f_s$  на  $Kf_s$  (де  $K$ - коефіцієнт передискретизації), то шум квантування в області  $f_s / 2$ , як показано на рис.3.15, зменшується. Відношення сигнал/шум квантування насправді однакове, однак шум квантування поширюється на більший діапазон частот. Завдяки включенню фільтра в АЦП дельта-сигма можна зменшити частину цього шуму квантування. Таким чином, це зменшення шуму квантування в робочому діапазоні частот дозволяє схемі дельта-сигма виконувати аналого-цифрові перетворення з високою роздільною здатністю.

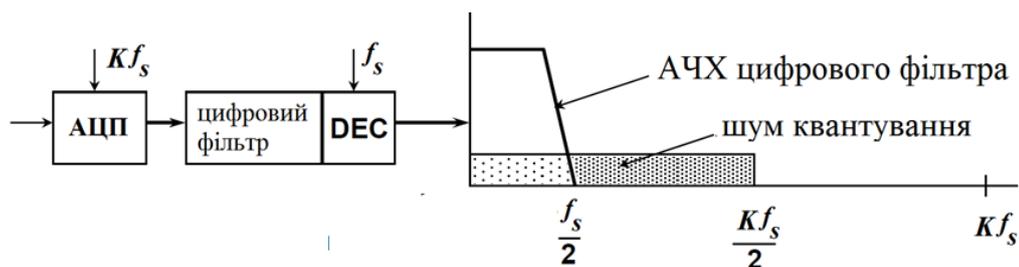


Рис 3.15. АЧХ АЦП з передискретизацією

На рис.3.13 позначено: DEC- дециматор.

Дециматор [2,6] здійснює проріджування - це процес відкидання зайвих вибірок, який використовується в якості механізму для зниження частоти даних до корисного значення при збереженні інформації відповідно до критерію Найквіста.

Відношення сигнал/шум квантування покращується на 6 дБ, якщо ми збільшимо частоту дискретизації в 4 рази [9,11]. Іншими словами, кожен раз, коли ми в чотири рази збільшуємо частоту дискретизації, ми отримуємо еквівалент додавання 1 біта до роздільної здатності АЦП. Тільки за умови передискретизації, щоб досягти 12-бітової роздільної здатності, вхідний сигнал повинен бути передискретизований у  $4^{11}$  разів. Або, загальніше, для збільшення роздільної здатності на  $N$ -біт ми повинні передискретизувати сигнал в  $2^{2N}$  рази.

Тому, щоб забезпечити посилення більше 6 дБ, використовуємо інший метод, відомий як формування шуму, який також реалізується в дельта-сигма ( $\Sigma\Delta$ ) АЦП.

Блок-схема модулятора дельта-сигма першого порядку показана на рис.3.16.

Апаратна архітектура дельта-сигма АЦП складається з інтегратора, компаратора і одно розрядного цифро-аналогового перетворювача (ЦАП), які розташовані в контурі негативного зворотного зв'язку, як показано на рис.3.16. На схему інтегратора подається сума вхідного сигналу і інвертованого вихідного сигналу ЦАП. Вихідний сигнал інтегратора - це лінійний сигнал, крутизна якого пропорційна його входу. Вихід інтегратора порівнюється з опорним сигналом компаратора для генерації 0 або 1. Двійковий вихід компаратора синхронізується з цифровим децимаційним фільтром на кожному фронті перевищення тактової частоти  $f$  передискретизації АЦП. Кожен біт представляє напрямок виходу інтегратора по відношенню до опорного сигналу компаратора, і після декількох ітерацій, бітовий потік нагадує

квантоване значення вхідного сигналу. По суті, контур зворотного зв'язку працює так, що середній вихідний сигнал ЦАП відповідає вхідному сигналу. Цифровий децимаційний фільтр усереднює бітовий потік для виведення  $n$ -бітової вибірки з бажаною частотою дискретизації  $f_s$ .

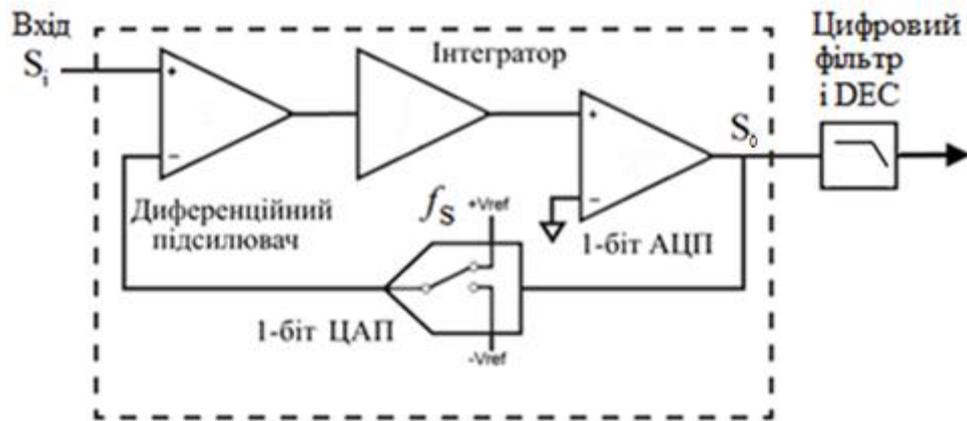


Рис. 3.16. Блок-схема модулятора дельта-сигма АЦП першого порядку

На рис.3.16 позначено:  $s_i$  - вхідний сигнал,  $s_o$  - вихідний сигнал.

В архітектурі дельта-сигма (рис.3.16): якщо вхідний сигнал збільшився, то 1-бітний АЦП, який є просто компаратором, генерує одиницю. Якщо він зменшився, він генерує нуль. Таким чином, модулятор дельта-сигма передає зміни або градієнт вхідного сигналу.

Дельта-сигма АЦП використовують частоти дискретизації, які в кілька разів перевищують частоту дискретизації, достатню для даного сигналу, наприклад, в 128 разів. Так, для дискретизації сигналу 25 кГц досить буде частоти дискретизації, що перевищує частоту Найквіста (тобто  $> 50$  кГц). Однак  $\Sigma\Delta$  АЦП, який використовує коефіцієнт передискретизації 128, вибирає сигнал на частоті 6 МГц. Цей підхід має кілька переваг, таких як краще згладжування і більш висока роздільна здатність.

У частотній області дискретизація сигналу ефективно модулює спектр вхідного сигналу з несучими частотами, які кратні частоті дискретизації  $f_s$  (тобто  $0, f_s, 2f_s, 3f_s$  і так далі). Щоб гарантувати, що ці модульовані версії спектра вхідного сигналу не перекриваються, що призводить до накладання

спектрів, частота дискретизації повинна бути більш ніж в два рази більше максимальної частотної складової сигналу (тобто  $2f_{\max}$ ), частоти Найквіста. І навпаки, якщо вхідний сигнал має частотні компоненти вище  $f_s / 2$ , також званою частотою Найквіста, ці компоненти можуть накладатися на частотний діапазон суб-частот Найквіста, що ускладнює виявлення представляючих інтерес сигналів (інформативних) серед псевдонімів. Цей ефект накладення спектрів проявляється у вигляді шуму і спотворення сигналу.

Для запобігання накладення спектрів аналоговий інтерфейс пристрою збору даних часто використовує аналоговий фільтр нижніх частот, який послаблює частотні складові, що перевищують частоту Найквіста, перед дискретизацією АЦП. До таких фільтрів ставлять високі вимоги, так як очікується, що вони будуть мати характеристики, що нагадують плоску характеристику в смузі пропускання і різкий спад. При таких жорстких обмеженнях і тому факті, що вони повинні бути реалізовані як аналогові схеми, ці фільтри складні в конструкції та налаштуванні і, як наслідок, дорогі у виробництві.

Дельта-сигма АЦП не вимогливі до аналогових фільтрів згладжування за рахунок передискретизації вхідного сигналу, як показано на рис.5. Завдяки передискретизації модульовані складові спектра вхідного сигналу додатково поділяються в частотній області, що дозволяє отримати характеристики фільтра з поступовим спадом, що значно спрощує конструкцію аналогового фільтра антиаліасинга (технологія, що використовується в обробці сигналів з метою зробити межі кривих ліній більше гладкими). Дельта-сигма АЦП складаються в основному з цифрових компонентів, що робить їх ще більш привабливими. Маючи в основному цифрову конструкцію, вони можуть бути реалізовані на однокристальних чіпах і, таким чином, використовувати переваги технології інтегральної побудови.

Потік бітів з дельта-сигма-модулятора виводиться на цифровий децимаційний фільтр, який усереднює і субдискретизує сигнал, створюючи

таким чином  $n$ -бітну вибірку з необхідною частотою дискретизації  $f_s$ . Цей процес усереднення має ефект фільтрації нижніх частот сигналу в частотній області, що послаблює шум квантування і видаляє помилкові імпульси з смуги корисного сигналу. Цей децимаційний фільтр зазвичай будується з абсолютно пласкою частотною характеристикою в смузі пропускання з відсутністю фазових зрушень та різкого спаду близько частоти зрізу (приблизно  $0,49$  частоти дискретизації  $f_s$ ) і володіє високим коефіцієнтом придушення в смузі загородження, що робить його дуже ефективним при операції згладжування. Цифровий фільтр проріджування зазвичай реалізується як фільтр з кінцевою імпульсною характеристикою (КИХ), такий як гребінчастий фільтр, який є економним способом реалізації проріджування.

Також дельта-сигма модулятор діє як фільтр нижніх частот для сигналу і фільтр верхніх частот для шуму квантування, таким чином переміщуючи шум в області більш високих частот, як показано на рис.5. Це явище називається формуванням шуму квантування і створюється за рахунок використання цифрового проріджування, яке ефективно фільтрує нижні частоти на виході модулятора і видаляє шум квантування. Зниження потужності шуму в смузі частот, де знаходяться частоти вимірюваного сигналу, означає більш високе співвідношення сигнал/шум або більший динамічний діапазон, оскільки мінімальний рівень шуму був значно знижений.

Це поліпшення відношення сигнал / шум за допомогою передискретизації можна побачити в рівнянні (3.73):

$$SNR = 6.02N + 1.76 + 10\log\left(\frac{K \cdot f_s}{2HW}\right), \quad (3.73)$$

де  $f_s$  - частота дискретизації,  $K$  - коефіцієнт передискретизації, а  $HW$  - ширина смуги вхідного сигналу.

Це збільшення відношення сигнал/шум призводить до збільшення ефективного числа біт дозволу АЦП.

Як і при передискретизації, формування шуму найкраще пояснюється в частотній області. Модель частотної області модулятора наведена на рис.3.17.

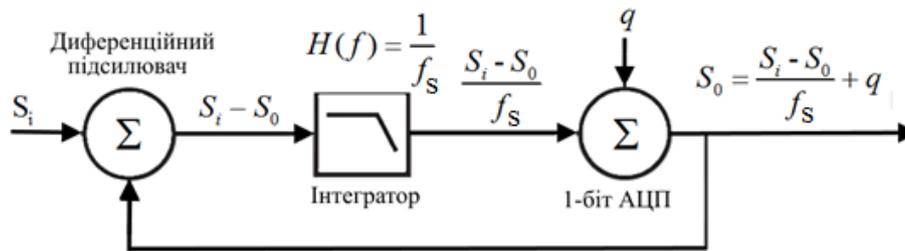


Рис.3.17. Модель частотної області  $\Sigma\Delta$  модулятора

Інтегратор на рис.3.17 діє як фільтр низьких частот по відношенню до вхідного сигналу. Шум квантування додається до вихідного сигналу цього фільтра через 1-бітовий процес перетворення. Вихід модулятора можна представити, використовуючи рівняння (3.74):

$$S_0 = \frac{S_i + q \cdot f_s}{f_s + 1} = \frac{S_i}{f_s + 1} + \frac{q \cdot f_s}{f_s + 1}. \quad (3.74)$$

Перший член у цьому рівнянні можна вважати складовою сигналу, а другий член - складовою шуму. Оскільки частота наближається до нуля, можна бачити, що доданок шуму наближається до нуля, а вихід модулятора наближається до  $S_i$ . Зі збільшенням частоти коефіцієнт шуму наближається до  $q$ , а сигнал - до нуля. Таким чином, інтегратор діє як фільтр високих частот для шуму квантування. На рис.3.18 наведена АЧХ дельта-сигма АЦП.

$\Sigma\Delta$  АЦП вищого порядку з більш ніж однією стадією інтеграції та підсумовування в модуляторі може бути використана для досягнення подальшого формування шуму в більш високій області частот.

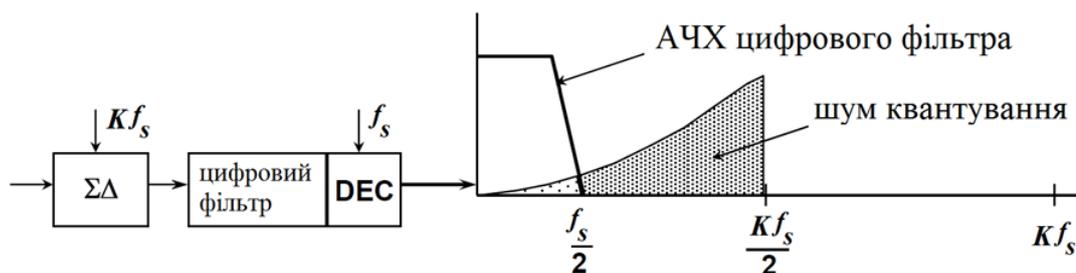


Рис.3.18. Амлітудно-частотна характеристика дельта-сигма АЦП

По викладених підходах була розроблена принципова схема дельта-сигма АЦП, та проведена моделювання її роботи в середовищі Multisim (Рис.3.19).

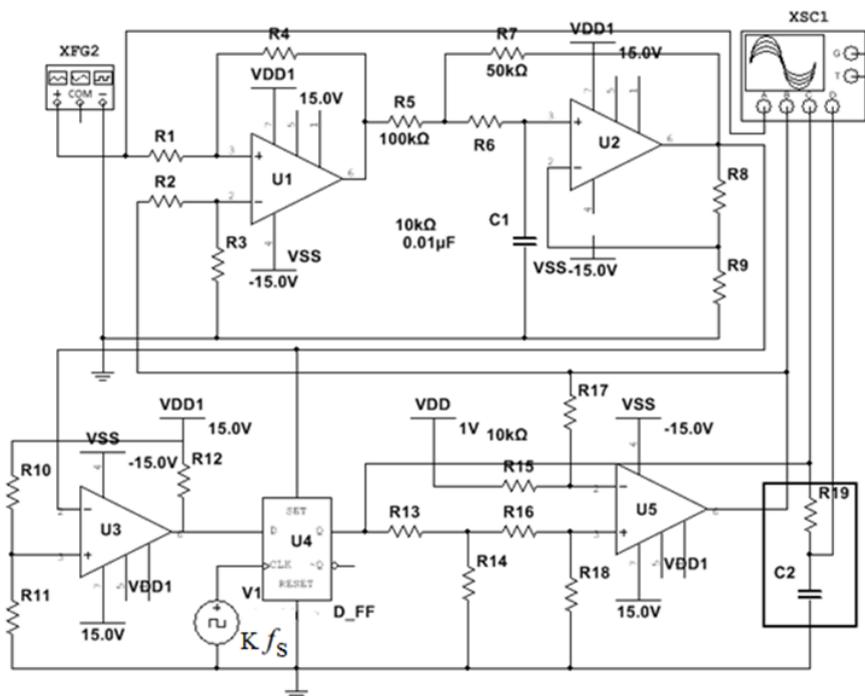


Рис.3.19. Принципова схема модулятора  $\Sigma\Delta$  першого порядку в Multisim

Моделювання схеми проводилося на реальних електронних компонентах з бібліотеки вказаного середовища.

В якості операційного підсилювача був обраний ОРА192 (виробник Texas Instruments). Вказана мікросхема не має аналогів в галузі та створюється по запатентованій технології підгонки параметрів, яка виконується після корпусування мікросхеми. Вказаний операційний підсилювач, без використання внутрішньої автопідстройки нуля, забезпечує напругу зсуву в 5мкВ і температурний дрейф зміщення 0,2 мкВ/°С. Його застосування дозволяє збільшити точність схем обробки сигналів промислових датчиків та поліпшити їх шумові характеристики.

Осцилограми роботи схеми наведені на рис.3.20.

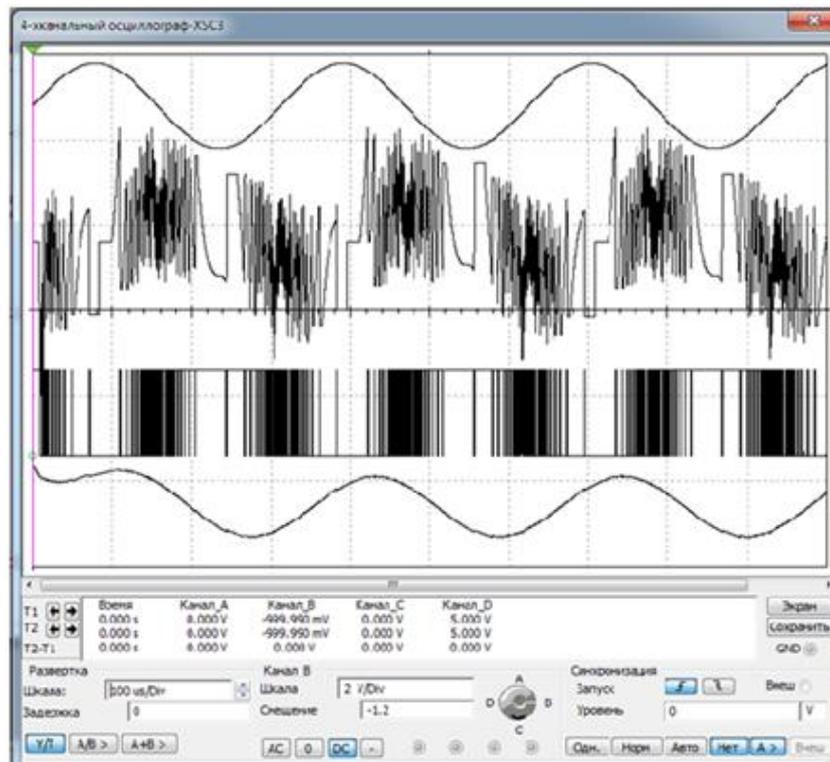


Рис.3.20. Осцилограми роботи  $\Sigma\Delta$  АЦП (схема наведена на рис.3.14)

На елементах R19,C2 (рис.3.19), для прикладу, зібраний фільтр на якому відновлюється вхідний сигнал (верхня синусоїда на рис.) після перетворень в  $\Sigma\Delta$  АЦП (нижня синусоїда на рис.3.20). Як видно з осцилограм, сигнал має чітке відтворення по формі з невеликим запізненням по фазі.

### 3.4.2. Аналіз вимог до часу наростання ланцюгів вимірювального каналу автономного реєстратора вібраційних сигналів

Ударне навантаження конструкцій характеризується дуже швидкоплинною передачею енергії.

Механічний удар може бути визначений: в часовій або частотній областях, в часовій і частотній областях або за відповідним спектром ударної реакції.

Існує ряд загальних вимог до вимірювальної системи які необхідно враховувати при вимірюванні параметрів ударної дії та реєстрації ударного перехідного сигналу в часі.

Найбільш важливі з цих вимог перераховані нижче:

1. Частотний діапазон вимірювальної системи. Вона повинна мати пласку амплітудну характеристику і лінійний фазовий зсув у всьому діапазоні відгуку конструкції на удар.

2. Частота вибірки даних повинна бути як мінімум удвічі вище найвищої частоти даних, що представляють інтерес. При цьому:

- Правильно обрані фільтри даних повинні обмежувати зміст сигналу даних, щоб дані не перевищували цю максимальну частоту;

- Якщо в сигналі присутня значна високочастотна складова і нас цікавить її часова розгортка, то вибірка даних повинна відбуватися з частотою, що в 10 разів перевищує цю максимальну частоту.

3. Щоб бути прийнятними, дані вимірювання повинні мати адекватне відношення сигнал / шум.

При вимірюванні прискорення від акселерометрів, встановлених на випробувальних конструкціях, часто потрібно кількісно оцінити швидкість (час наростання) цього навантаження, відносний час між подіями навантаження або реакції конструкції або те й інше разом узятє. Тому важливо, щоб отримати точні результати вимірювань, зробити вибір первинних перетворювачів з необхідним часом наростання. Після цього необхідно вибрати компоненти вимірювальної системи (підсилювачі, фільтри і т. д.), здатні забезпечити необхідну точність вимірювання.

Компоненти вимірювальної системи зазвичай вибираються виходячи від значення верхньої частоти, на якій вони забезпечують ослаблення сигналу не більше -3 дБ. Таким чином, виникає проблема зробити висновок про можливість по часу наростання всієї вимірювальної системи та її окремих компонентів на основі характеристики ослаблення сигналу по верхній частоті -3 дБ ( $f_{-3дБ}$ ).

Ця проблема вивчалася при розгляді часу наростання імпульсних підсилювачів [28]. Грунтуючись на математиці (центральна гранична теорема), можна прийти до наступного: для підсилювача, що складається з  $n$

каскадів, кожен з яких не має викидів, часи наростання складаються як сума квадратного кореня. Тобто:

$$\tau = \sqrt{(\tau_1^2 + \tau_1^2 + \dots + \tau_n^2)},$$

де  $\tau$  - загальний час наростання, а нижні індекси 1 ... n - часи наростання окремих компонентів. Для нашого застосування окремі етапи можна розглядати як різні компоненти системи вимірювання. Об'єднавши час наростання кожного з компонентів, потім можна виконати загальну оцінку можливості часу наростання даної вимірювальної системи.

Також в [28] було сформульовано ще одне правило: якщо  $\tau$  - це час наростання від 10 до 90 відсотків ступінчастої характеристики підсилювача нижніх частот без надмірного викиду і має смугу пропускання -3 дБ на частоті  $f_{-3\text{дБ}}$ , тоді:

$$\tau f_{-3\text{дБ}} = 0,35 \dots 0,45$$

Це правило забезпечує взаємозв'язок між часом наростання компонентів системи вимірювання і значенням верхньої частоти -3 дБ. Формула цього правила має такий сенс: нижню межу  $\tau f_{-3\text{дБ}} = 0,35$  можна отримати точно на основі математичних розрахунків, пов'язаних з фільтром нижніх частот першого порядку з постійною часу  $(1/2\pi f_{-3\text{дБ}})$ . Така система має спад на високих частотах 6 дБ на октаву, тобто найповільніший з можливих. Однак незалежно від того, наскільки крутий спад вимірювальної системи, найкоротший час наростання буде обмеженим значенням в діапазоні від  $0,35 / f_{-3\text{дБ}}$  до  $0,45 / f_{-3\text{дБ}}$ .

На відміну від простих імпульсів, реальні ударні імпульси можуть бути досить складними. Тоді виникає питання, як застосувати попередні практичні правила до складних імпульсів. Відповідь полягає в тому, що ми аналізуємо імпульс на предмет його найкоротшого і найдовшого, позитивного або негативного ходу, а також самого короткого позитивного або негативного часу наростання. Оскільки сьогодні всі дані записуються в цифровому форматі, ці прості правила можна запрограмувати в програмному пакеті аналізу даних.

### 3.4.3. Розробка підсилювача заряду автономного реєстратора вібраційних сигналів

Підсилювачі заряду - не найпоширеніший тип підсилювачів, по суті, це інтегратор струму, напруга на виході якого пропорційна інтегрованому значенням вхідного заряду  $i$ , отже, пропорційна механічним коливанням.

Коли на п'єзоелектричний акселерометр діє прискорення, кількість заряду, що генерується в напрямку поляризації, є досить малою, в основному це одиниці, або десятки пК на одиницю прискорення  $g$ . Тому значення вхідної підсилювальної схеми вимірювального каналу є дуже важливою. Вона повинна не тільки перетворити сигнал заряду на сигнал напруги, але і посилити його до певного рівня.

Розглянемо підсилювач заряду, проведем аналіз ланцюгів згідно еквівалентної схеми на рис.3.21.

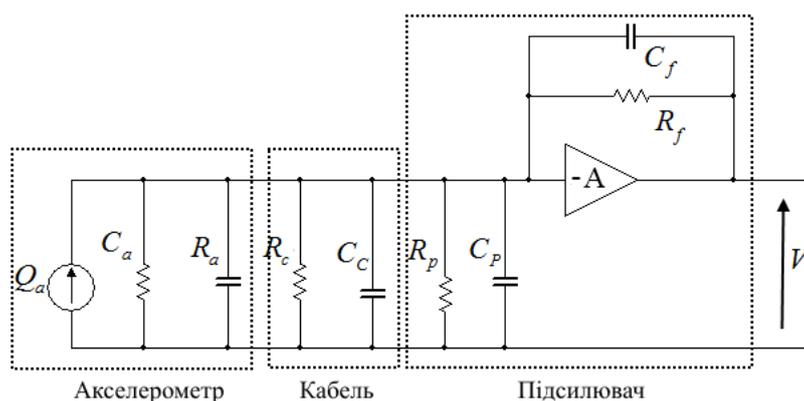


Рис.3.21. Еквівалентна схема підсилювача заряду, з'єднаного кабелем з п'єзоелектричним акселерометром

На рис.3.21 введено наступні позначення:

$Q_a$  - електричний заряд, який генерує п'єзоелектричний акселерометр;  
 $C_a$  - ємність акселерометра;  $R_a$  - опір акселерометра;  $C_c$  - ємність кабелю;  
 $R_c$  - опір кабелю;  $C_p$  - ємність вхідного ланцюга підсилювача;  $R_p$  - опір вхідного ланцюга підсилювача;  $C_f$  - ємність зворотного зв'язку;  $R_f$  - опір зворотного зв'язку;  $A$  - коефіцієнт підсилення підсилювача;  $V_0$  - вихідна напруга підсилювача.

Трансформуємо еквівалентну схему підсилювача заряду, з'єднаного кабелем з п'єзоелектричним акселерометром в схему зручну для проведення розрахунків (рис.3.22).

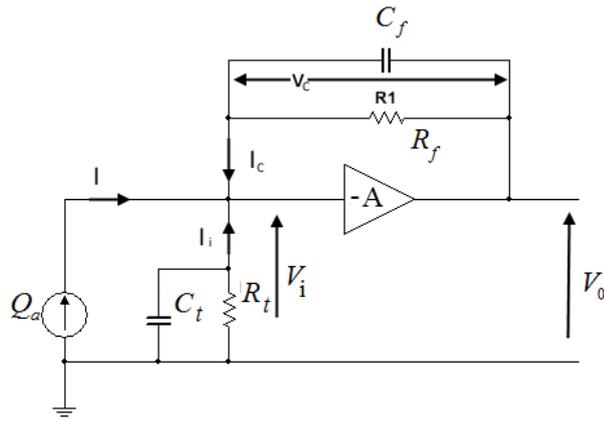


Рис.3.22. Розрахункова схема підсилювача заряду

Наведем основні співвідношення для розрахункової схеми на рис. 3.16.:

$$C_t = C_a + C_c + C_p; \quad \frac{1}{R_t} = \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_p}; \quad V_o = -AV_i \quad V_c = \left(1 + \frac{1}{A}\right)V_o;$$

$$I_c = C_f \frac{dV_c}{dt} + \frac{V_c}{R_f} = \left(1 + \frac{1}{A}\right) \left[ C_f \frac{dV_o}{dt} + \frac{V_o}{R_f} \right]; \quad I_i = -C_t \frac{dV_i}{dt} - \frac{V_i}{R_t} = \frac{1}{A} \left[ C_t \frac{dV_o}{dt} + \frac{V_o}{R_t} \right];$$

$$\frac{dQ_a}{dt} = -\left(1 + \frac{1}{A}\right) \left[ C_f \frac{dV_o}{dt} + \frac{V_o}{R_f} \right] - \frac{1}{A} \left[ C_t \frac{dV_o}{dt} + \frac{V_o}{R_t} \right];$$

$$j\omega Q_a = -\left(1 + \frac{1}{A}\right) \left[ j\omega V_o C_f + \frac{V_o}{R_f} \right] - \frac{1}{A} \left[ j\omega V_o C_t + \frac{V_o}{R_t} \right];$$

З наведених виразів виведемо формулу для вихідного сигналу  $V_o$ :

$$V_o = \frac{Q_a}{\left(1 + \frac{1}{A}\right) \left( C_f + \frac{1}{j\omega R_f} \right) + \frac{1}{A} \left( C_t + \frac{1}{j\omega R_t} \right)}, \quad (3.71)$$

якщо врахувати, що коефіцієнт підсилення сучасних ОП близько  $10^6$ , то можна записати:

$$V_o = -\frac{Q_a}{C_f}, \quad (3.72)$$

При врахуванні частоти вхідного сигналу вираз (3.72) прийме вид:

$$V_o = - \frac{Q_a}{C_f \left( 1 + \frac{I}{j\omega R_f C_f} \right)} \quad (3.73)$$

Проведемо моделювання підсилювача заряду в середовищі Multisim по схемі наведеній на рис.3.23. Враховуючи, що модель п'єзоелектричного джерела заряду відсутня безпосередньо в програмному забезпеченні для моделювання в Multisim, використовуємо імпульсне джерело струму для заміни сигналу джерела заряду при моделюванні [11].

Еквівалентна схема п'єзоакселерометра, яка використовується, становить близько 1100pF і еквівалентний опір становить близько  $10^9$  Ом. Еквівалентна модель.

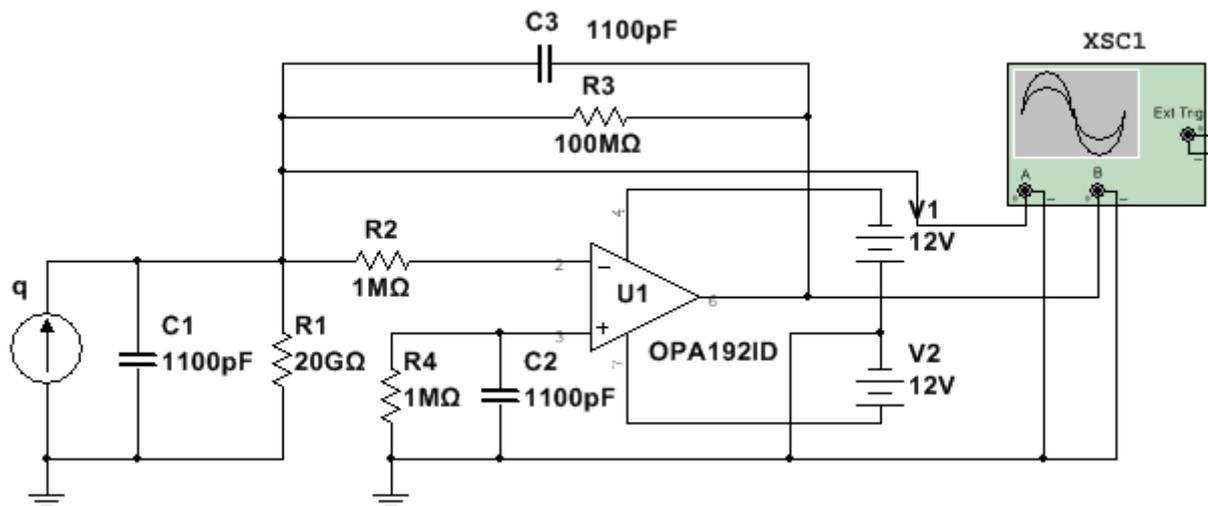


Рис.3.23. Схема моделювання підсилювача заряду

Резистор R3 встановлює режим роботи ОП по постійному струму. Без резистора напруга на виході ОП дрейфувала б вгору або вниз до рівня напруги в одному з плеч живлення, в залежності від полярності струму зміщення ОП.

Для моделювання схеми на рис.3.23 був вибраний ОП ОРА192, який відповідає вимогам п.п. 3.4.2. та має низький рівень власних шумів.

Динамічні характеристики даної схеми без урахування зворотного зв'язку показані на рис. 3.19.

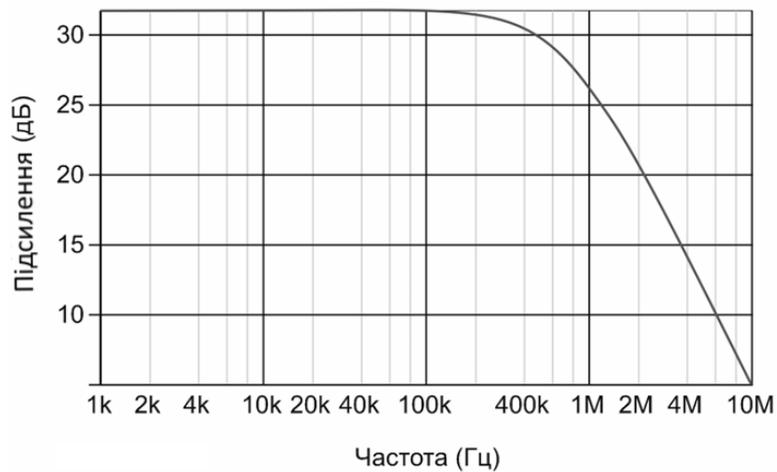


Рис.3.19. АЧХ підсилювача заряду без урахування зворотного зв'язку

Посилення становить 31.7 дБ, а частота зрізу за рівнем 3 дБ визначається обмеженнями ширини смуги посилення ОП.

Опір резистора повинен бути досить таким, щоб забезпечити відповідну робочу точку ОП без істотного зниження необхідних характеристик. У той же час, опір має бути більше, ніж імпеданс конденсатора С1 на мінімальній використовуємій частоті. Для ОП з малим струмом зміщення, опір резистора, як видно з ри.3.23, може бути дуже великим.

#### 3.4.4. Розробка схеми аналогового інтегратора

Процес інтегрування сигналу віброприскорення і точність при його реалізації має велике прикладне значення.

Розглянемо побудову аналогових інтеграторів на операційних підсилювачах.

Проведемо, в узагальненому виді, аналіз схеми підсилювача з зворотним зв'язком на вхід якого підключений ланцюг з опорів  $Z1$  і  $Z2$  (рис.3.24). Допускаємо що опори  $Z1$ ,  $Z2$ ,  $Z3$  в загальному випадку можуть мати активну та реактивну складові і по них течуть струми  $i_1$ ,  $i_2$ ,  $i_3$ . Тоді для струму на вході підсилювача можна записати:

$$i_1 = i_2 + i_3 \quad (3.74)$$

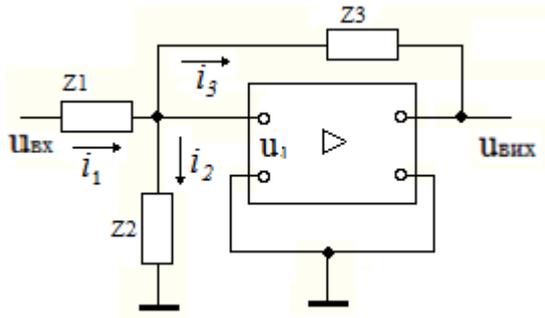


Рис.3.24. Схема підсилювача з зворотним зв'язком

Визначимо вирази для струмів  $i_1$ ,  $i_2$ ,  $i_3$  в операторній формі, вважаючи що напруга на вході підсилювача дорівнює  $u_1$ :

$$i_1 = \frac{u_{\text{вх}}(\rho) - u_1(\rho)}{z}, \quad (3.75)$$

$$i_2 = \frac{u_1(\rho)}{z_2}, \quad (3.76)$$

$$i_3 = \frac{u_1(\rho) - u_{\text{вих}}(\rho)}{z_3}. \quad (3.77)$$

Підставимо отримані вирази в рівняння (3.78):

$$\frac{u_{\text{вх}}(\rho) - u_1(\rho)}{z} = \frac{u_1(\rho)}{z_2} + \frac{u_1(\rho) - u_{\text{вих}}(\rho)}{z_3} \quad (3.78)$$

Відмітимо, що напруга на виході підсилювача  $u_{\text{вих}}$  пов'язана з напругою  $u_1$  на його вході рівнянням:

$$u_{\text{вих}}(\rho) = Ku_1(\rho), \quad (3.79)$$

де:  $K$  – коефіцієнт посилення підсилювача.

Визначимо з виразу (6) значення  $u_1(\rho)$  і підставивши її в рівняння (3.78), після перетворень, знаходимо

$$u_{\text{вих}}(\rho) = \frac{u_{\text{вх}}(\rho)}{\frac{z_1}{z_3} \left(1 - \frac{1}{K}\right) - \frac{1}{K} - \frac{z}{Kz_2}}. \quad (3.80)$$

Для того щоб схема (рис.3.20) здійснювала інтегрування по  $u_{\text{вх}}$ , необхідно шляхом вибору опорів  $Z1$ ,  $Z2$ ,  $Z3$  досягти рівності

$$\frac{z_1}{z_3} \left( 1 - \frac{1}{K} \right) - \frac{1}{K} - \frac{z}{Kz_2} = A\rho, \quad (3.80)$$

де  $A$  – постійний коефіцієнт.

Тоді з виразу (7) знаходимо:

$$u_{\text{вих}}(\rho) = -\frac{1}{A} \frac{u(\rho)}{\rho}, \quad \text{або:}$$

$$u_{\text{вих}}(\rho) = -\frac{1}{A} \int_0^t u_{\text{вх}} dt \quad (3.82)$$

Схема обчислення інтегралу віброприскорення від вхідної напруги  $u_{\text{вх}}$  акселерометра (віброприскорення) за допомогою ємкістно-резистивних ланцюгів (інтегруючої  $RC$ -ланки) наведена на рис.3.19. Подібні інтегруючі  $RC$  ланки виконують інтегрування лише при досить великому значенні постійної часу, внаслідок чого масштаб, в якому обчислюється інтеграл швидкості, буде малим, а включення операційного підсилювача, для прямого посилення сигналу принципові помилки інтегруючої  $RC$ -ланки не зменшують [1].

Рівняння вирахування інтегралу (3.82) інтегруючої схеми (рис.3.20), володіє принциповими похибками (нелінійністю), оскільки коефіцієнт підсилення  $K_u$  операційного підсилювача залежить як від навантаження на виході підсилювача, так і від частоти сигналу  $u_{\text{вх}}$ .

Внаслідок цього замість точного значення інтеграла схема інтегруючого підсилювача (варіант1) буде обчислювати його наближене значення з диференційного рівняння, аналогічного до рівняння простої інтегруючої  $RC$ -ланки.

Будь-який аналоговий інтегратор, призначений для інтегрування протягом тривалого часу, необхідно періодично скидати в деякий заданий початковий стан (наприклад, нульовий) для цього в схемах на рис.3.24, рис.3.25 використовується ключ  $S1$ .

Для схеми на рис.3.24 вираз (3.82) буде:

$$u_{\text{вих}} = \frac{K_u}{R1C1} \int_0^t u_{\text{вх}} dt. \quad (3.83)$$

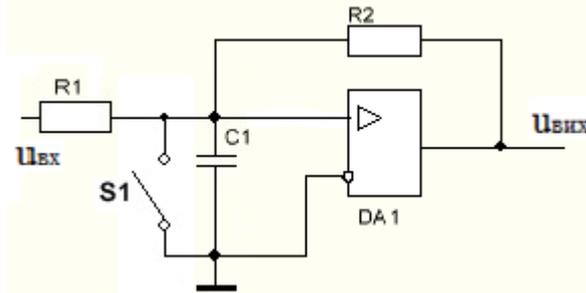


Рис.3.25. Схема інтегратора (варіант1)

Цих недоліків можливо запобігти застосувавши інший підхід до побудови схеми інтегратора (схема наведена на рис.3.26).

Для підвищення точності відтворення рівня напруги на ємкості  $C1$  в схемі було застосовано повторювач напруги на  $DA2$ , який має набагато більший вхідний опір для розряду ємкості  $C1$  порівняно зі схемою на рис.3.25. Напруга на входах повторювача напруги  $DA2$  не можуть бути ідеально однаковими, через них протікає невеликий струм, тому напруга на виході може відрізнитися від вхідної напруги на кілька мілівольт. Резистор  $R^*$  призначений для зменшення впливу цих недоліків. Він повинен мати опір, який дорівнює опорі джерела сигналу.

Аналоговий інтегратор (рис.3.26) працює наступним чином. Вхідна напруга  $u_{\text{вх}}$  підсумовується на резисторах  $R1$  і  $R2$  з напругою зворотного зв'язку, що надходить з виходу масштабного підсилювача. Ця напруга подається на вхід інтегруючої  $RC$ -ланки, по якій протікає струм  $i_3$ , який визначається виразом

$$i_3 = \frac{u_{\text{вх}} R2}{R1(R2 + R3) + R2R3} + \frac{u_{\text{вих}} R1 - u_2 (R1 + R2)}{R1(R2 + R3) + R2R3} \quad (3.84)$$

Для того щоб струм  $i_3$ , що протікає по інтегруючому ланцюгу, був прямо пропорційний вхідній напрузі, другий доданок (його чисельник) у виразі (3.84) має дорівнювати нулю, тобто

$$u_2(R1 + R2) = u_{вх} R1, \quad (3.85)$$

або

$$u_{вх} = u_2(R1 + R2) / R1 = Ku_2, \quad (3.86)$$

де:  $K = (R1 + R2) / R1$ .

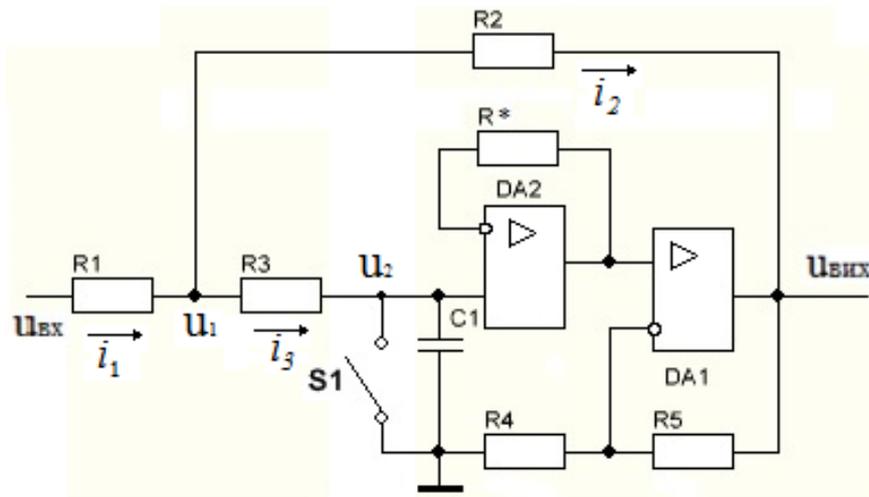


Рис.3.26. Схема інтегратора (варіант2)

Вихідна напруга  $u_{вх}$  також пов'язана з напругою  $u_2$  залежністю

$$u_{вх} = K_u u_2 \quad (3.87)$$

де  $K_u$ - коефіцієнт посилення масштабного підсилювача, який рівний

$$K_u = (R4 + R5) / R4. \quad (3.88)$$

Таким чином, при виконанні умови  $K_u = K$ , другий доданок у виразі (3.84) буде дорівнювати нулю і ток  $i_3$  залежатиме тільки від вхідної напруги  $u_{вх}$  і ця залежність буде лінійною.

Звісно, що  $K_u \ll K^\infty$ , де  $K^\infty$  – коефіцієнт підсилення операційного підсилювача без зворотнього зв'язку.

### 3.5. Компенсація температурного впливу на п'єзоелектричний перетворювач апаратними засобами

П'єзоелектричні акселерометри які працюють на принципі прямого п'єзоефекту: при впливі зовнішньої сили на п'єзоелектричний елемент змінюються його геометричні розміри, внаслідок чого, на його електродах генерується заряд, пропорційний діючій силі. Таким чином датчики на базі п'єзоелементів не потребують додаткових джерел живлення, а відсутність рухомих частин забезпечує довговічність і стабільність їх роботи.

Однак п'єзоелектричним акселерометрам притаманні і негативні прояви, не пов'язані з діючим на п'єзоелемент вимірюваним параметром, такі як складові електричної індукції, які виникають під дією зміни температури та генерують на вході підсилювача паразитні сигнали. Вони створюють адитивну похибку або похибку нуля п'єзоелектричних датчиків. Особливо ця похибка проявляє себе в умовах швидко змінюваної температури середовища при вимірюванні параметрів низькочастотних прискорень і вібрацій.

П'єзоелемент змінюючи свої геометричні розміри під дією температурних коливань, в відсутності впливів зі сторони вимірюваного параметру, генерує на своїх електродах заряд [4]. Чим більше коефіцієнт лінійного розширення п'єзоелемента відрізняється від коефіцієнтів лінійного розширення інших елементів конструкції акселерометра тим більше його доменна структура буде піддаватися механічній напрузі і генерувати додатковий заряд [4,10]. Цей заряд є ні чим іншим як адитивною складовою похибкою вимірювання п'єзоакселерометра, яка викликана флуктуацією температури середовища.

П'єзоелемент в конструкції п'єзоелектричного акселерометра (рис.3.23) встановлений з попереднім напруженням (натягом)  $F_{II}$ , що забезпечується затягуванням болта 5 визначеним моментом. Тоді при дії на акселерометр прискорення  $a$  зі змінним напрямом на п'єзоелемент буде діяти сила:

$$F = F_{II} \pm F_m, \quad (3.89)$$

де:  $F_m = ma$  - сила, з якою діє на п'єзоелемент інерційна маса  $m$  під впливом прискорення  $a$ ;  $m$  - інерційна маса;  $a$  – прискорення.

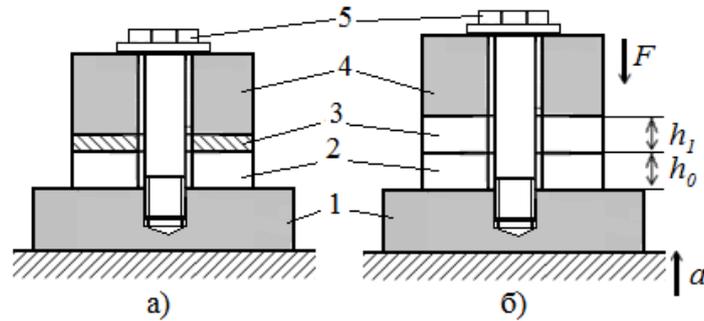


Рис.3.27. Конструкція п'єзоелектричного акселерометра:

На рис.3.27 позначено: 1-підкладка, 2- п'єзоелемент, 3-елемент компенсації, 4-інерційна маса  $m$ , 5-болт,  $h_0$ -висота п'єзоелемента,  $h_1$ - висота елемента компенсації.

Для знакоперемінного прискорення (вібраційне прискорення і т. п.) вираз (3.89) можна записати в виді:

$$F = F_{II} + F_m \sin(\omega t + \varphi), \quad (3.90)$$

де  $\omega$  - кутова швидкість;  $t$  - час;  $\varphi$  – початкова фаза вимірювання.

Сила  $F$  яка міняється по описаному закону (3.90) викликає генерацію п'єзоелемент заряду  $Q$ , величина якого може бути визначена з рівняння для прямого п'єзоефекта:

$$Q = d_{ij} F, \quad (3.91)$$

де  $d_{ij}$  -п'єзомодуль п'єзоелемента.

В нашому випадку розглядається акселерометр, який діє по одній осі - Z, а п'єзоелемент поляризований в напрямку дії сили  $F$ , тому робочим є п'єзомодуль  $d_{33}$ .

Тоді, підставивши (3.90) в (3.91), отримаємо:

$$Q = d_{33} (F_{II} + F_m \sin(\omega t + \varphi)) \quad (3.92)$$

При цьому в електричному ланцюгу п'єзоелемента – вхідний каскад підсилювача з'явиться струм  $I$ , величина якого буде визначатися виразом:

$$I = \frac{dQ}{dt} = \frac{d(d_{33}F_m \sin(\omega t + \varphi))}{dt} \quad (3.93)$$

Приведемо рівняння (3.92) до вигляду:

$$Q = d_{33}F_{II} + d_{33}F_m \sin(\omega t + \varphi). \quad (3.94)$$

Очевидно, що при зміні температури середовища буде здійснюватися температурний вплив на доменну структуру п'єзоелемента, що приведе до зміни його геометричних розмірів. Тобто, при збільшенні температури, сила попереднього напруження збільшиться пропорційно збільшенню лінійних розмірів, а саме висоти п'єзоелемента  $h_0$ , на величину  $\Delta F_{II}(h_0)$ :

$$F_{II} = (F_{II} + \Delta F_{II}(h_0)) \quad (3.95)$$

Враховуючи (3.95) запишемо (3.94) в наступному виді:

$$Q = d_{33}F_{II} + d_{33}\Delta F_{II}(h_0) + d_{33}F_m \sin(\omega t + \varphi). \quad (3.96)$$

Введемо наступні позначення:

$$Q_0 = d_{33}F_{II}; \quad Q_t = d_{33}\Delta F_{II}(h_0); \quad Q_a = d_{33}F_m \sin(\omega t + \varphi).$$

Тоді (3.96) буде мати вид:

$$Q = Q_0 + Q_t + Q_a, \quad (3.97)$$

де:  $Q_0$  - заряд від попереднього напруження пакету;

$Q_t$  - заряд, який залежить від температурного впливу;

$Q_a$  - заряд від дій сил викликаних дією прискорення.

В деякій мірі нівелювати вплив температури на виникнення механічної напруги в п'єзоелементі можливо шляхом застосування в конструкції акселерометра елемента компенсації зображеного на рис.3.27а. Елемент компенсації, конструктивно у вигляді шайби, розташований між п'єзоелементом та інерційною масою які стягнуті в загальний пакет болтом 5. З метою зниження залежності зміни лінійних розмірів пакету від зміни температури цей елемент виконується з матеріалу, коефіцієнт лінійного температурного розширення якого має протилежний знак ніж у матеріалу

п'єзоелемента. Таким чином при температурних змінах механічне напруження в пакеті залишається сталим. Це рішення має уявну простоту в реалізації, але на практиці дуже важко підібрати або створити композитний матеріал з необхідним значенням коефіцієнта лінійного температурного розширення для виготовлення такого елемента компенсації під необхідну марку п'єзокераміки.

Зважаючи на викладене вище, пропонується вирішення по компенсації впливу температури на п'єзоелемент шляхом застосування в конструкції акселерометра елемента компенсації 3 (рис.3.27б). Елемент компенсації це п'єзоелемент працюючий на принципі зворотного п'єзоефекту уздовж осі поляризації (мода  $d_{33}$ ). Елементом компенсації керує система автоматичного регулювання зображена на рис.3.28 яка працює за принципом управління за відхиленням. В початковому стані, при нормальних значеннях температури ( $T=18 \dots 22 \text{ }^\circ\text{C}$ ) геометричні розміри, а саме висота п'єзоелемента і висота елемента компенсації сумарно дорівнюють  $h$ :

$$h = h_0 + h_1 \quad (3.98)$$

Зміна температури середовища, яка діє на п'єзоелемент акселерометра, викликає зміну його геометричних розмірів на величину  $\Delta h_0(T)$  за рахунок виникнення сили  $F(T)$  як реакції конструкції акселерометра, що веде до появи додаткового заряду та постійної складової напруги на виході вимірювального тракту. Спостерігається так зване відхилення від нуля датчика при відсутності впливу з боку вимірюваного параметра [8,22].

Для усунення цього ефекту система автоматичного регулювання, аналізуючи величину температури, віднімає її від постійної складової в комплексному сигналі, який надходить з п'єзоелемента і діє на елемент компенсації управляючою напругою  $U$  (дивись рис.3.28), що призводить до зміни геометричного розміру елемента компенсації на величину  $\Delta h_1(T)$ . Таким чином система управління виконує спостереження за виконанням умови:

$$\Delta h_0(T) - \Delta h_1(U) = 0, \quad (3.99)$$

тоді:

$$h = (h_0 + \Delta h_0(T)) + (h_1 - \Delta h_1(U)) \quad (3.100)$$

і виконується умова:  $h = const$ .

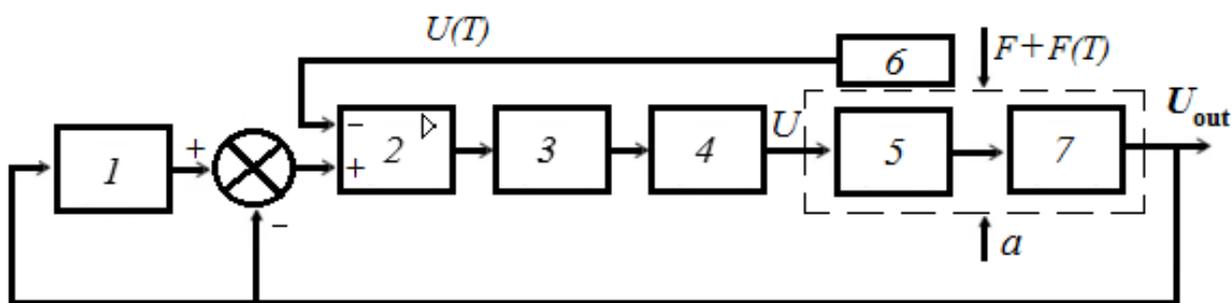


Рис.3.28. Структурна схема системи автоматичного регулювання

Схема системи автоматичного регулювання зображена на рис.3.28 включає в себе наступні елементи: 1. Фазовий фільтр; 2. Диференціальний підсилювач; 3. Інтегратор; 4. Підсилювач потужності.; 5. П'єзоелемент-привід; 6. Датчик температури; 7. П'єзоелемент-датчик.

Розглянута схема здійснює регулювання по відхиленню, принцип якого полягає в наступному:

- на регулятор подається сигнал відхилення регульованої величини  $U(T)$  (напруга пропорційна температурі датчика).

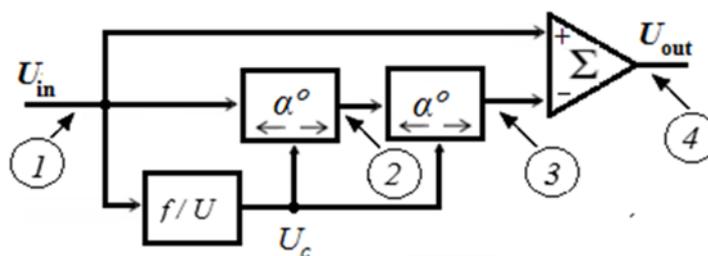
- регулятор по сигналу відхилення змінює регулюючу напруга  $U$  таким чином, щоб зменшити відхилення  $\Delta h_0(T)$ .

Похибка регулювання в даній системі принципово не усувається повністю, так як регулюючий вплив формується тільки помилкою. Помилка буде тим ближче наближатися до нульового значення чим точніше буде реалізована схема порівняння.

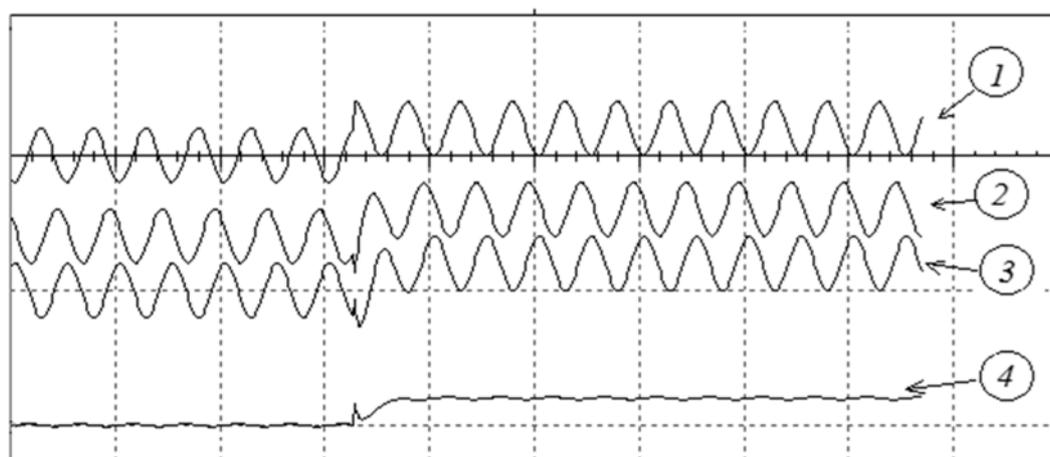
Схема працює в такий спосіб: при підвищенні температури середовища змінюються геометричні розміри п'єзоелемента-датчика 7 (рис.3.28). Що веде до зростання значення постійної складової у вихідному сигналі. Вихідний сигнал надходить на один вхід суматора на пряму, а на інший вхід суматора через фазовий фільтр, який затримує його на  $180^\circ$ . Після суматора постійна складова потрапляє на диференціальний підсилювач де з неї вилучається

неінформативна складова (паразитна постійна складова притаманна даному датчику при даній температурі). Потім сигнал подається на інтегратор з часом інтегрування порівнянним зі швидкістю зміни температури. Підсилювач потужності 4 керує п'єзоелементом-приводом 5 прикладаючи до його електродів напругу  $U$ , полярність якої спрямована протилежно полярності поляризації. П'єзоелемент-привід відпрацьовуючи керуючий вплив, зменшує свій розмір по висоті і прагне виконати вимоги рівняння (3.99).

В схемі управління необхідно відзначити метод здійснення виділення постійної складової з комплексного сигналу, який полягає в тому, що комплексний сигнал затримується паралельним каналом по фазі на половину періоду, а потім на суматорі складається з сигналом основного каналу. Таким чином змінні складові, що приходять на суматор в протифазі, взаємно віднімаються. Схема пристрою, який реалізує вказаний метод приведена на рис.3.29 а).



а)



б)

Рис.3.29. Схема (а) і осцилограми (б) пристрою виділення постійної складової з комплексного сигналу акселерметра

Для затримки сигналу по паралельних каналу використані фазові фільтри першого порядку. Фазовий фільтр першого порядку [3], представлений на рис.3.25, може застосовуватися в якості широкосмугового фазаобертача.

Зміною опорів резистора  $R$  можна встановлювати фазовий зсув в діапазоні від  $0$  до  $-180^\circ$ , не змінюючи при цьому амплітуду вихідного сигналу. Величина кута фазового  $\alpha$  зсуву в градусах розраховується за формулою:

$$\alpha = -2\arctg(\omega RC)180/\pi, \quad (3.101)$$

де  $\omega = 2\pi f$ .

Для забезпечення стійкості системи автоматичного регулювання застосовані два послідовно з'єднаних фазових детектора номінали яких налаштовані на затримку фази сигналу  $-90^\circ$  кожен.

В результаті два фазових фільтра, в сумі, зрушують сигнал на  $180^\circ$ , а на суматорі з коефіцієнтами передачі  $0,5$  відбувається складання сигналів. У підсумку на виході отримуємо постійну складову з коефіцієнтом передачі рівним одиниці.

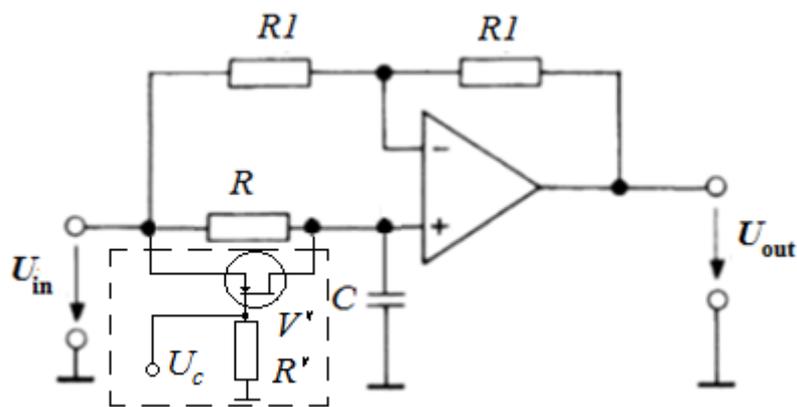


Рис.3.30. Фазовий фільтр першого порядку

Робота пристрою виділення постійної складової з комплексної сигналу акселерометра представлена на осцилограмах рис.3.29 б).

З формули (3.101) видно, що фазовий зсув також залежить від частоти сигналу що надходить на вхід фазового фільтра. Тому для забезпечення

стабільної компенсації температурної складової у всьому динамічному діапазоні п'єзоелектричного акселерометра, а це діапазон частот від 3 ... 6 Hz до 10 ... 15 kHz необхідно змінювати постійну часу ланцюга затримки фазового фільтра. Цей ланцюг реалізована на елементах  $R$  і  $C$  (схема рис.3.24). Змінювати постійну часу технічно зручніше змінюючи опір резистора  $R$  при  $C = \text{const}$ .

Залежність опору  $R$  від частоти сигналу  $f$  в діапазоні  $(10-10^3)$  Гц для забезпечення затримки на  $-90^\circ$  приведена на рис.3.31.

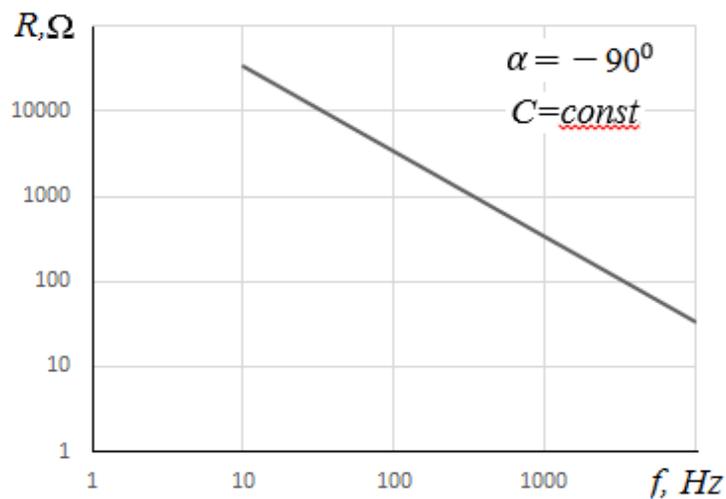


Рис.3.31. Залежність значення  $R$  від частоти  $f$  діапазоні  $(10-10^3)$  Hz

Як видно з графіка рис.3.31. залежність опору  $R$  від частоти  $f$  лінійна і обернено пропорційна.

Для забезпечення регулювання  $R$  в межах зазначеного діапазону в схему фазового фільтра введені елементи виділені на рис.3.30 пунктирною областю. Напруга  $U_c$  з перетворювача частота-напруга (дивись рис.3.29 а)) надходить на керуючий електрод і управляє опором каналу польового транзистора  $V'$ , який підключений в схемі паралельно резистору  $R$ . Таким чином при збільшенні частоти сигналу напруга  $U_c$  на виході перетворювача напруга-частота збільшується, це викликає пропорційне зменшення опору каналу польового транзистора і як наслідок зменшує загальний опір времязадающей ланцюга фазового фільтра.

В системі автоматичного регулювання не використовувалися форсуючі ланки, так як впливу температури на елементи конструкції акселерометра процес досить інерційний.

Так як інформативність і достовірність п'єзоелектричних датчиків характеризується динамічним і частотним діапазонами, основною і додатковими похибками, зумовленими дією впливаючих факторів і беручи до уваги те, що найбільш суттєвими і загальними для всіх п'єзоелектричних датчиків є температурні похибки, які у більшості датчиків перевищують всі інші похибки, разом взяті, запропонований метод корекції адитивної складової викликаної змінами температури дозволяє підвищити точність вимірювань виконуваних п'єзоелектричними акселерометрами і розширити їх сферу застосування щодо вимог до температури середовища при проведенні вимірювань.

### **3.6. Розробка контактної прецизійної індукційної датчика лінійних переміщень**

Для розширення частотного діапазону вимірювання реєстратора вібрацій, а саме забезпечення вимірювання вібрацій на інфранизких частотах, застосовано контактний індукційний датчик лінійних переміщень.

Розроблена конструкція контактної датчика лінійних переміщень з високими показниками чутливості, лінійності та точності вимірювань в діапазоні лінійних переміщень  $0 \pm 0,5$  мм [21]. Для чого були проведені моделювання та дослідження контактної індукційної датчика лінійних переміщень на феритових магнітопроводах, побудованого по мостовій схемі, яка працює в резонансному режимі. Щоб забезпечити високу чутливість, точність і стабільність результатів вимірювання розглянути можливість застосування в ланцюгу живлення датчика фазового автопідстроювання частоти (ФАПЧ). Для збільшення чутливості електромагнітного ланцюга до переміщення датчик побудовано по диференційній схемі.

Механічна частина спроектованого датчика представлена на рис.3.32. Котушки індуктивностей  $L1$  та  $L2$  розміщені на двох Ш-образних феритових магнітопроводах 2, встановлених з зазором. В зазорі між магнітопроводами

розміщений якір 1, виготовлений у вигляді пластини з феромагнітного матеріалу, якір 1 механічно пов'язаний з коромислом 3, яке переміщається під дією сил прикладених до точки  $O$  з боку об'єкту вимірювання. Кулісний механізм передачі руху від точки  $O$  до коромисла 3, побудований так, що якір 1 рухається строго перпендикулярно III подібним магнітопроводам 1,2. Важілі куліси мають високу власну жорсткість, що дозволяє побудувати мультиплікатор передачі переміщення від об'єкту вимірювання (точка  $O$ ) до переміщення якоря 1 як відношення плеч  $l_2$  та  $l_1$ .

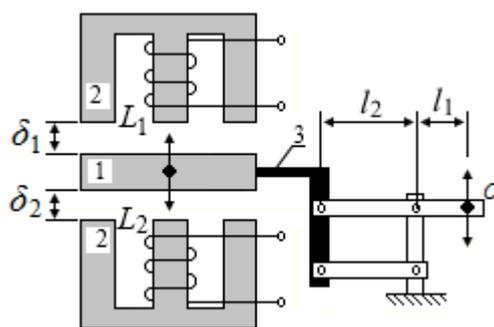


Рис.3.32. Механічна частина диференційного індуктивного датчика

Котушки  $L1$  та  $L2$  датчика включені в плечі вимірювального моста змінного струму. В протилежні плечі моста включені конденсатори. Розрахункова схема вимірювального моста наведена на рис.3.33.

Пристрій працює наступним чином. У рівноважному положенні якоря датчика, коли опори обмоток рівні, мостова схема знаходиться в стані балансу і величина струму  $I_0$  в її вимірювальній діагоналі дорівнює нулю.

При механічній дії зі сторони об'єкту вимірювання прикладеному до точки  $O$ , через важілі і коромисло 3 датчика (рис.3.32) відбувається переміщення якоря 1, що приводить до зміни немагнітних зазорів і індуктивності обмоток, причому ці зміни будуть асиметричні:

$$\begin{cases} \delta_1 = (\delta_2 \pm \Delta\delta), \\ \delta_2 = (\delta_1 \mp \Delta\delta). \end{cases}$$

Коли змінюються немагнітні зазори між котушками і якорем, то змінюються вихрові магнітні струми сердечників 1,2. Це викликає зміну імпедансу котушок  $Z_1, Z_2$  :

$$\begin{cases} Z_1 = R_{1\delta}(\delta_1 \pm \Delta\delta) + j\omega L_1(\delta_1 \pm \Delta\delta), \\ Z_2 = R_{2\delta}(\delta \pm \Delta\delta) + j\omega L_2(\delta \pm \Delta\delta), \end{cases}$$

де  $\omega = 2\pi f$  ( $f$  - частота напруги живлення моста),  $R$  - активний опір котушки.

При чому при збільшенні імпедансу  $Z_1$  імпеданс  $Z_2$  зменшується і навпаки. Це конструктивне рішення дає змогу повисити чутливість вимірювальної схеми до переміщення в два рази.

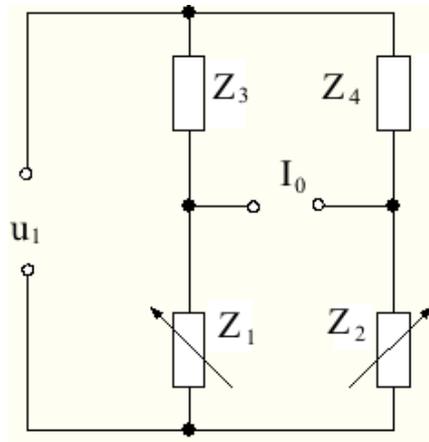


Рис.3.33. Розрахункова схема вимірювального моста.

Величина струму  $I_0$  в вимірювальній діагоналі мостової схеми визначається наступним виразом:

$$I_0 = u_1 \frac{Z_2 Z_3 - Z_1 Z_4}{Z_1 Z_2 Z_3 + Z_2 Z_3 Z_4 + Z_3 Z_4 Z_1 + Z_4 Z_1 Z_2}, \quad (3.102)$$

де:  $u_1$  - напруга джерела живлення;  $Z_1, Z_2$  - імпеданси обмоток датчиків;  $Z_3, Z_4$  - імпеданси врівноважуючих плечей мостової схеми (рис.3.29).

При чому:  $Z_1 = R_{L1} + jX_{L1}$ ,  $Z_2 = R_{L2} + jX_{L2}$ ,  $Z_3 = Z_4 = R_C + jX_C$ .

Вираз (3.102) може бути записано в наступному вигляді:

$$I_0 = \frac{u_1(r_2 - r_1) + j(x_2 - x_1)}{A + jB}, \quad (3.103)$$

де  $A$  і  $B$  коефіцієнти:

$$A = \operatorname{Re}\{Z[(r_1 + r_2) + j(x_1 + x_2)]\} + 2(r_1 r_2 - x_1 x_2), \quad (3.104)$$

$$B = \operatorname{Im}\{Z[(r_1 + r_2) + j(x_1 + x_2)]\} + 2(r_1 x_2 - r_2 x_1), \quad (3.105)$$

де:  $x_1, x_2$  - реактивні опори обмоток датчика;  $r_1, r_2$  - активні опори обмоток датчика.

Помноживши чисельник і знаменник формули (3.103) на комплексну величину  $(A - jB)$ , маємо:

$$I_0 = u_1 \left[ \frac{A(r_2 - r_1) + B(x_2 - x_1)}{A^2 + B^2} + j \frac{A(x_2 - x_1) - B(r_2 - r_1)}{A^2 + B^2} \right]. \quad (3.106)$$

Далі, множачи чисельник і знаменник дійсної частини на  $1/B$ , а уявної частини на  $1/A$ , маємо:

$$I_0 = u_1 \left[ \frac{\frac{A}{B}(r_2 - r_1) + (x_2 - x_1)}{A^2 + B} + j \frac{(x_2 - x_1) - \frac{B}{A}(r_2 - r_1)}{A + B^2/A} \right]. \quad (3.107)$$

Переміщення якоря датчика викликає, в основному, зміну реактивних опорів обмоток  $x_1$  і  $x_2$ , але має місце також зміна активних втрат в обмотках датчика, що характеризується наявністю різниці  $(r_2 - r_1)$  в формулах (3.103), (3.106) і (3.107) і веде до похибки вимірювання переміщення.

Похибка може бути зменшена шляхом вибору значень опорів врівноважують плечей  $Z$ . При виборі такого значення  $Z$ , що  $B \gg A$  на порядок більше, активна складова струму в формулі (3.107) пропорційна різниці  $(x_2 - x_1)$ , так як членом рівняння  $\frac{A}{B}(r_2 - r_1)$  можна знехтувати, зважаючи на його малість.

При значеннях добротності обмоток датчика, більших одиниці, тобто при  $(x_2 x_1) \gg (r_2 r_1)$ , коли різниця  $(r_2 r_1 - x_2 x_1)$ , у формулі (3.104) від'ємна, для зменшення значення коефіцієнта  $A$  необхідно другий доданок у формулі (3.104) мати позитивним. Це може бути досягнуто застосуванням в якості

врівноважують опорів  $Z$  активних опорів  $R$ . Формули (3.104) і (3.105) в цьому випадку приймають такий вигляд:

$$A = R(r_1 + r_2) + 2(r_1 r_2 - x_1 x_2), \quad (3.108)$$

$$B = R(x_1 + x_2) + 2(r_1 x_2 - r_2 x_1). \quad (3.109)$$

Чисельне значення  $R$  в більшості випадків достатньо визначати за формулою (3.108), мінімізуючи коефіцієнт  $A$  з урахуванням реальних опорів обмоток датчика  $r_1$ ,  $x_1$ ,  $r_2$  та  $x_2$  в рівноважному режимі моста при невідхиленому якорі датчика. Прирівнюючи у формулі (3.108)  $A = 0$ , отримуємо вираз для  $R$ :

$$R = \frac{2(x_1 x_2 - r_1 r_2)}{r_1 + r_2}. \quad (3.110)$$

Похибка вимірювання переміщень, викликана нестабільністю значень  $r_1$  та  $r_2$ , зменшується тим сильніше, чим більше значення коефіцієнта  $B$  порівняно з коефіцієнтом  $A$ , що безпосередньо впливає з формули (3.107).

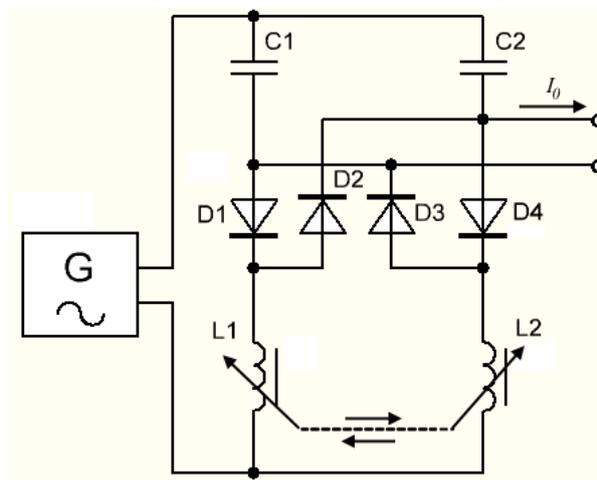


Рис.3.34. Структурна схема вимірювача переміщення

Структурна електрична схема пристрою зображена на рис.3.34 містить диференційний індуктивний датчик, обмотки якого  $L1$ ,  $L2$ , а також врівноважуючі імпеданси  $Z1$  і  $Z2$  (ємкості  $C1$  та  $C2$  відповідно), джерело живлення – генератор сигналу синусоїдальної форми  $G$ , включений в

діагональ живлення мостової схеми. Для формування сигналу вимірювання застосовано перетворювач на діодах  $D1...D4$  (кільцевий детектор) [13,14]. Підбір величин значень опорів мінімізує похибку вимірювання переміщень шляхом зменшення впливу нестабільності активних опорів обмоток датчика та врівноважує мостову схему на нульовій відмітці.

Вимірювальна частина пристрою, яка перетворює переміщення в електричний сигнал, містить диференційний індуктивний датчик, обмотки  $L1$  і  $L2$  якого включені в два плеча мостової схеми, в два інших плеча включені ємкості  $C1$ ,  $C2$  (імпеданси  $Z3$  і  $Z4$ ). Джерело живлення  $G$  - генератор синусоїдального сигналу, включений в діагональ живлення мостової схеми [11,12].

При розбалансуванні мостової схеми в діагоналі вимірювання починає протікати ток  $I_0$ , який пропорційний зміні немагнітних зазорів на сердечниках  $L1$  і  $L2$ .

Проведено дослідження залежності чутливості датчика до переміщення при зміні частоти опорної напруги живлення моста при сталій амплітуді коливань  $U_1 = 5B$ , яка задається генератором  $G$ . Результати дослідження наведені графіком на рис.3.35.

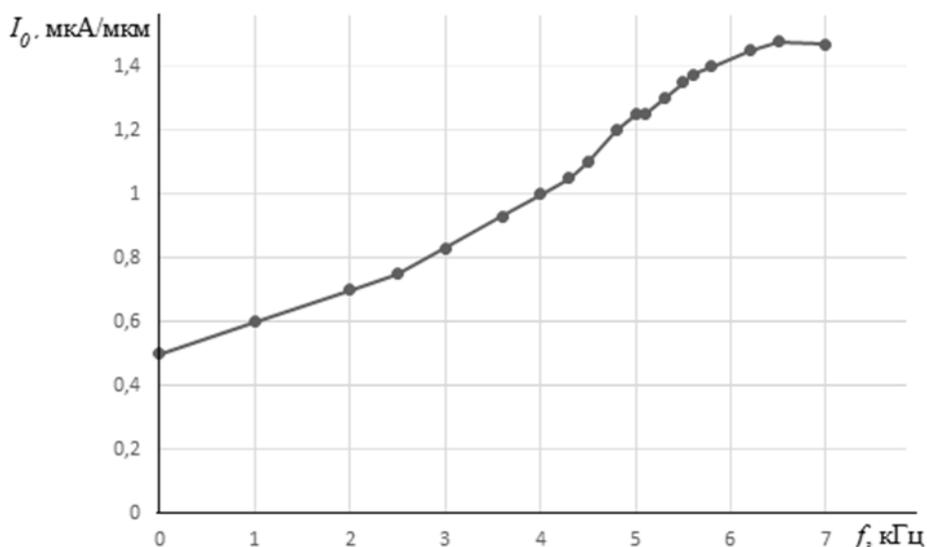


Рис.3.35. Залежність чутливості вимірювача при зміні частоти напруги живлення

Як видно з графіка залежність чутливості датчика від частоти опорної напруги має майже лінійний характер з деяким під'ємом починаючи з 4,5 кГц,

що можна пояснити присутністю ємності об'ємного монтажу схеми, та має спад на частотах більших 6,5 кГц, що можна пояснити ростом реактивного опору індуктивних обмоток L1 і L2 датчика. Оптимальною частотою опорної напруги в даній реалізації є частота в 6.5 кГц.

Аналізуючи роботу даної схеми вимірювання на предмет сталої роботи прослідковується її залежність від напруги живлення та температури.

Вимірювальний міст змінного струму з  $LC$  елементами має найбільшу чутливість, в резонансному режимі роботи. Тобто коли частота напруги живлення співпадає з власною резонансною частотою контурів моста. Так як генератор живлення схеми моста працює на  $LC$  навантаження, то має місце зрушення фаз між напругою та током.

Для запобігання цьому в схемі живлення моста застосована ФАПЧ. Структурна схема ФАПЧ наведена на рис.3.36.

Основними елементами системи ФАПЧ є фазовий детектор (ФД), на входи якого через компаратори (спрацьовують при переході сигналу через нуль) подаються керуючі сигнали. Різниця фаз цих сигналів є зрушенням фаз між напругою та током живлення. ФД формує сигнал керування, і через фільтр нижніх частот (ФНЧ) подає його на генератор керуємий напругою (ГКН). ГКН під дією сигналу керування підлаштовує частоту живлення. Відбувається збалансованість фаз напруги та току.

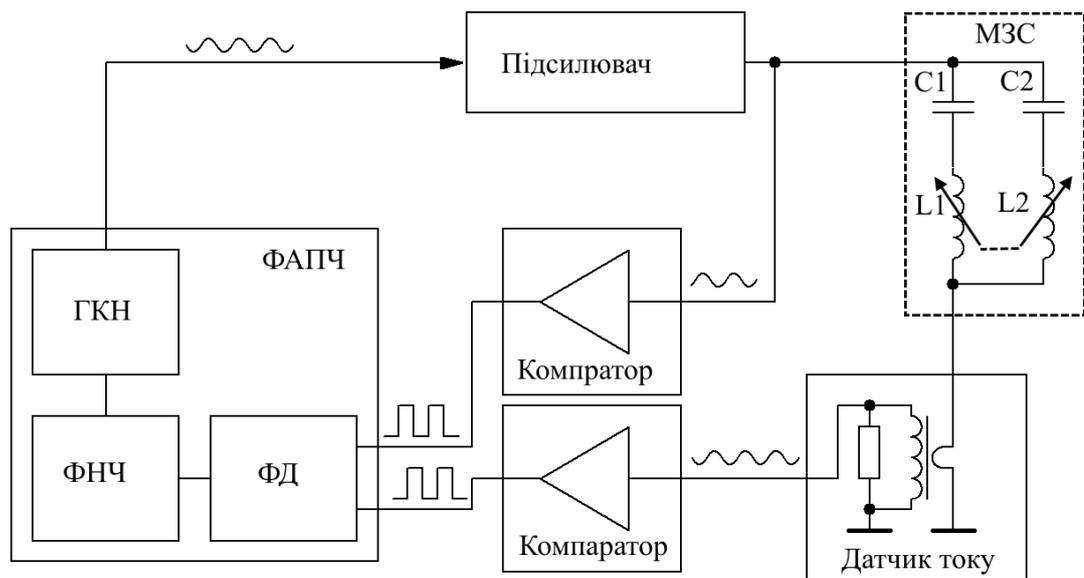


Рис.3.36. Структурна схема вимірювача переміщення з ФАПЧ

Залежність чутливості вимірювача при зміні частоти напруги живлення з ФАПЧ наведена на рис.3.37.

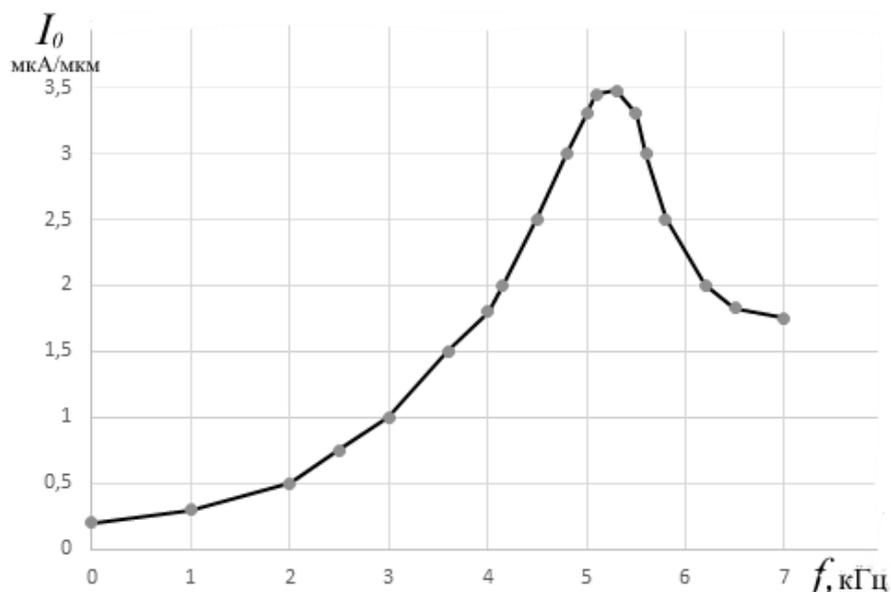


Рис.3.37. Залежність чутливості вимірювача при зміні частоти напруги живлення з ФАПЧ

Необхідно відмітити, що ФНЧ, який включається між виходом ФД і входом ГКН визначає багато в чому частотні властивості ФАПЧ [15].

Осцилограми напруг в ланцюгу вимірювання 1 та в ланцюгу живлення 2 без ФАПЧ та з застосуванням ФАПЧ наведені в Додатку Б.1.

Оскільки переміщення якоря 1 (рис.3.32) від нейтрального положення викликає збільшення індуктивності однієї з обмоток і зменшення індуктивності в іншій на одне і те ж значення, то резонансна частота практично не змінюється. Тобто система ФАПЧ працює в вузькому кридорі фазових зрушень.

При застосуванні ФАПЧ досягнуто збільшення діапазону лінійного перетворення на  $\pm 0,1$  мм.

Окремо потрібно відмітити особливості застосування системи важелів при передачі вимірюваного переміщення від об'єкту вимірювання до датчика (рис.3.26). Важільні схеми датчиків дозволяють сконструювати системи для багатодіапазонних вимірювань. Результати досліджень показують, що при вимірюваннях мікронних переміщень важільні схеми датчиків вносять велику

похибку в результат вимірювання. Тому більшість конструкцій прецизійних важільних датчиків має один передавальний важіль.

Похибка при застосуванні одного важеля складає:

$$\Delta = \frac{\sigma + y}{n},$$

де  $n = \frac{l_2}{l_1}$  - передавальні відносини першого і другого плеча важеля;

$\sigma$  - похибка геометричних розмірів виготовлення першого і другого плеча;  
 $y$  - похибка контактної пари (похибка настройки). Ця похибка є адитивною складовою в загальній похибці вимірювання.

Проведені вимірювання параметрів пристрою показали, що диференційна схема побудови датчика підвищила його чутливість в два рази. Чутливість істотно залежить від частоти опорного сигналу генератора  $G$  (рис.3.28). Максимальна чутливість одержана при частоті генератора 6,5 кГц і становить 1,87 мкА/мкм. Застосування ФАПЧ в ланцюгу живлення вимірювального моста дало збільшення діапазону лінійності до  $\pm 6$  мм та підвищило стабільності в роботі схеми. Також покращився показник повторюваності результатів вимірювання. Максимальна чутливість одержана при частоті генератора 5,3 кГц і становить 3,48 мкА/мкм. Дослідження вимірювача на температурну стабільність показали, що температурна похибка складає не більше  $3E10$ -3мм/°C в діапазоні температур (5...40)°C.

Для подальшого підвищення точності вимірювання необхідно провести пошуки шляхів термостабілізації датчика. Також при виборі врівноважувачих опорів плечей мостової схеми з метою оптимальної мінімізації коефіцієнта  $A$ , необхідно у формулі (3.110) використовувати значення опорів обмоток індуктивного датчика не в рівноважному режимі, а з урахуванням їх можливих температурних змін в процесі роботи. При цьому зміна показань сигналу вимірювання пов'язана зі зміною тільки активної складової струму в вимірювальній діагоналі мостової схеми.

Вказані метрологічні параметри датчика лінійних переміщень отримані в діапазоні переміщень  $0...±0,6$  мм. При перевищенні вказаного з'являється нелінійність перетворення, яку пояснюється нелінійним законом розсіювання магнітного потоку в зоні повітряного зазору.

### 3.7. Синтез структурної схеми автономного реєстратора

Опираючись на проведені вище дослідження синтезована структурна схема автономного реєстратора для вимірювання вібраційних (ударних) сигналів, яка наведена на рис.3.38.

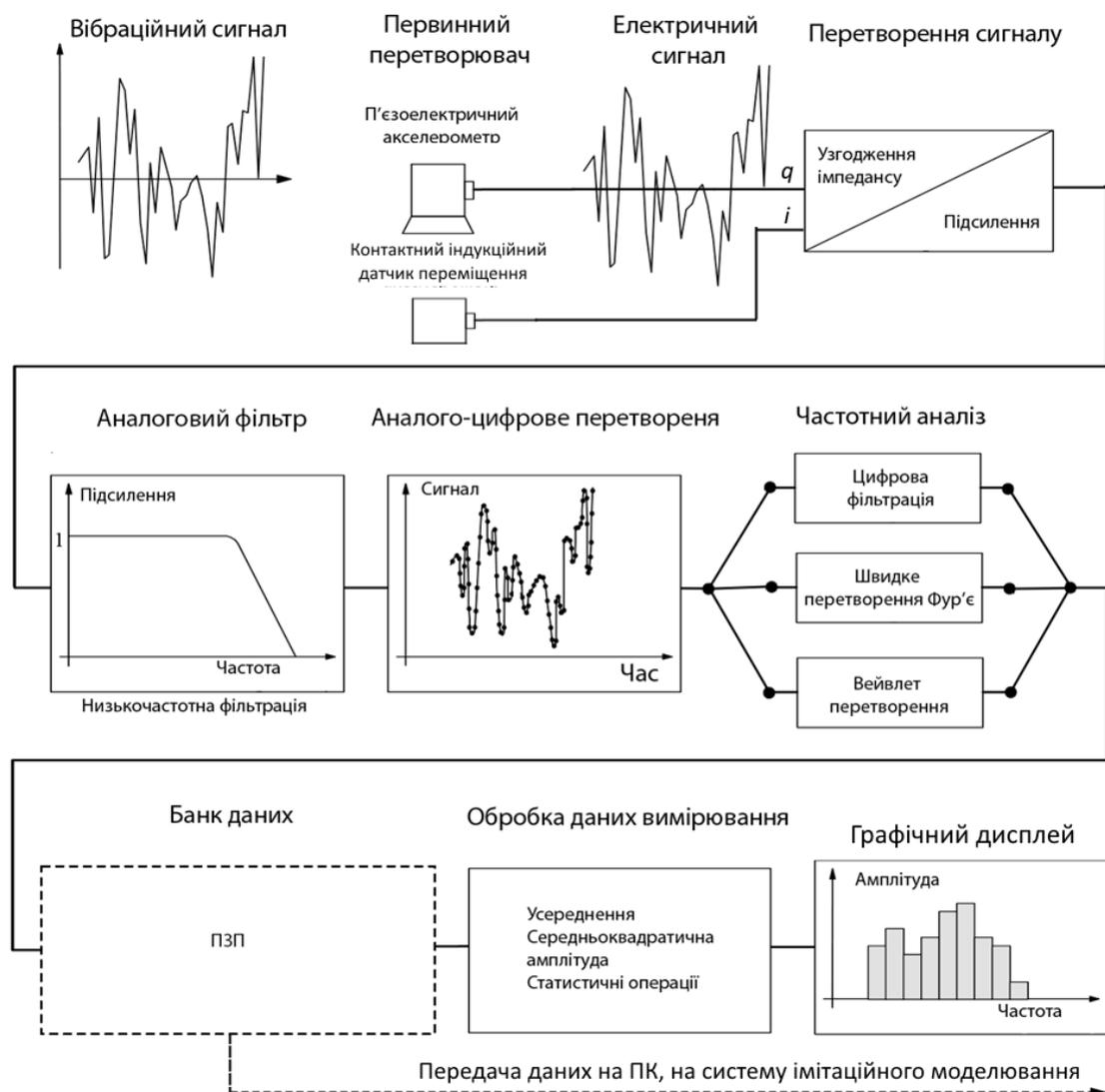


Рис.3.38. Структурна схема автономного реєстратора вібраційних сигналів

Схема по своїм функціональним можливостям в повні мірі відповідає запитам до автономних реєстраторів, викладених в п.п.1.8 даної роботи.

Для забезпечення універсальності при застосуванні автономного реєстратора для вимірювання вібраційних сигналів, він додатково обладнаний токовим входом (0-20мА), що дає можливість підключити електромагнітний датчик лінійних переміщень та використовувати його для вимірювання на інфранизьких частотах (0-5) Гц.

Керування, обробка інформації здійснюється одноплатним контролером.

Постійний запоминаючий пристрій (ПЗП) реєстратора реалізований на енергонезалежній пам'яті ємністю 32 Гбайт.

Реєстратор не володіє додатковими входами керування, синхронізації, та сигналу керування очікувнням і т.і.

Обмін інформацією з мережею або окремим ПК реєстратор здійснює через оптичний кабель. Оптичний інтерфейс лінії зв'язку забезпечує високу захищеність інформації та прийнятну відстань передачі.

### **Висновки до розділу 3**

Досліджено вплив механічного фільтра як демпфера, на відгук системи на ударну дію. Проведено моделювання руху сейсмомаси п'єзоакселерометра, підставка корпусу якого розташована на в'язкопружній прокладці (механічний фільтра) під дією прискорення. Коливання в'язкопружної прокладки описані рівняннями, які відображають коливання корпусу п'єзоакселерометра як твердого тіла.

Ефективність фільтра була експериментально перевірена, а результати тестів показали узгодженість моделювання з розрахунками. Повторюваність процедури монтажу фільтра дозволяє використовувати його без індивідуальної метрологічної характеристики.

В результаті проведених досліджень встановлено, що розроблений механічний фільтр має такі критичні конструктивні параметри:

- Механічне поєднання фільтра і акселерометра повинно бути досить міцним, щоб витримувати сильні удари (багато «ізоляторів», призначених для віброізоляції, просто руйнуються при ударі).

- Добротність механічного фільтра має бути дуже низькою, щоб підтримувати і максимізувати лінійність частотної характеристики. Демпфуючі характеристики є критичним фактором при узгодженні акселерометра з механічним фільтром.

- Відносне зміщення між датчиком і монтажною поверхнею не повинно перевищувати лінійного діапазону пружино-демпфованого переміщення. Тому що, коли акселерометр «досягає нижньої межі» фільтра, високочастотна ізоляційна характеристика фільтра зникає і датчик залишається без захисту.

- Передавальні характеристики механічного фільтра повинні бути чітко визначені, а результати вимірювання прискорення з його застосуванням повинні бути повторюваними і передбачуваними.

При конвертації сигналу аналогового вібраційного сигналу в дискретний запропоновано і обґрунтовано застосування  $\Sigma\Delta$  АЦП з передискретизацією, який працює також як спотворюючий ФНЧ, що приводить до зменшення ймовірності перевантаження каналів (збільшення динамічного діапазону).

Для усунення температурного впливу на п'єзоакселерометр запропонована система автоматичного регулювання з пристроєм компенсації, який є конструктивним елементом акселерометра. Аналізуючи величину температури датчика, схема здійснює механічний вплив на нього, забезпечуючи компенсацію температурної складової в вихідному сигналі.

### **Перелік літератури до розділу 3**

1. Алгазинов Э.К. АЦП и ЦАП в автоматизированных системах научных исследований: Учебное пособие/ Э.К. Алгазинов, А.М. Бобрешов А.М., А.В. Дыбой // ВГУ.: 2003.-35с.
2. Бендат Дж Прикладной анализ случайных данных / Дж Бендат, А. Пирсол // Пер. с англ. - М.: Мир, 1989. - 540 с.

3. Бондарев Е.Н. Аэрогидромеханика: Учебник для студентов высших технических учебных заведений/ Е.Н.Бондарев, В.Т.Дубасов, Ю.А.Рыжков и др. // М.: Машиностроение, 1998.-608 с.
4. Василенко Г.И. Теория восстановления сигналов: О редукации к идеальному прибору в физике и технике / Г.И. Василенко // М.: Сов. Радио, 1979. - 272 с.
5. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов. - 4-е изд., перераб. и доп./ И. С. Гоноровский// М.: Радио и связь 1986. - 512 с.
6. Передерко А.Л. Адаптивний механічний фільтр для п'єзоелектричного акселерометра/ А.Л. Передерко// Збірник наукових праць Військового інституту Київського національного університету ім. Тараса Шевченка. К.: ВІКНУ, 2021. № 70. – С.60–68..
7. Ильинский В.С. Защита РЭА и прецизионного оборудования от динамических воздействий / В.С. Ильинский // М.: Радио и связь, 1982. - 296с.
8. Передерко А.Л. Корекція температурного впливу на п'єзоелектричний акселерометр/ А.Л.Передерко// Вісник Черкаського державного технологічного університету. - 2019. -Вип. 1. – С.83–86.
9. Корн Т.М. Справочник по математике для научных работников и инженеров: определения, теоремы, формулы / Т.М. Корн, Г.А. Корн // М.: Наука, 1984.-831 с.
10. Красильников В.А. Введение в физическую акустику / В.А. Красильников, В.В. Крылов // М.: Наука, 1984. - 400с.
11. Круглов Ю.А. Ударовиброзащита машин, оборудования и аппаратуры / Ю.А. Круглов, Ю.А. Туманов // М.: "Машиностроение", 1986. - 222с.
12. Крупенин В.Л. Широкополосные вибрОПдарные генераторы механических колебаний// В.Л.Крупенин, А.М.Веприк. и др. Л.: Машиностроение, 1987. 76 с.
13. Кузьмин Э.Н. Обеспечение вибрОПдаростойкости оборудования и аппаратуры / Э.Н. Кузьмин // Снежинск: Изд-во РФЯЦ-ВЫИИИТФ, 2003-320с.
14. Куликов Е.И. Методы измерения случайных процессов / Е.И. Куликов // М.:Радио и связь, 1986.-272 с.

15. Куликов Е.И. Оценка параметров сигналов на фоне помех / Е.И.Куликов, А.П.Трифонов//М.:«Советское радио»,1978.-С.296.
16. Лаврентьев М.А. Методы теории функций комплексного переменного / М.А. Лаврентьев, Б.В. Шабат // М.: Наука, 1965. - 716с.
17. Кухарчук В.В. Метрологія та вимірювальна техніка. Навчальний посібник // В.В.Кухарчук, В.Ю.Кучерук та ін.//Вінниця:УНІВЕРСУМ-2004.-252 с.
18. Лейбович М. Теория удара в задачах и примерах / М. В. Лейбович // Хабаровск : Изд-во Тихоокеан. гос. ун-та, 2016.
19. Микросхемы АЦП и ЦАП.-М.:Издательский дом «Додэка\_XXI». - 432с.
20. Мирский Г.Я. Электронные измерения/ Г.Я. Мирский// М.: Радио и Связь, 1986.-440 с.
21. Передерко А.Л. Прецизійний контактний вимірювач переміщення/А.Л.Передерко// Вісник Житомирського державного технологічного університету. – 2019 – № 1(83). – С. 176-180.
22. Тихонов В.И. Выбросы случайных процессов. М.: «Наука», 1970.-392с.
23. Шабунин С.Н. Теория волновых процессов. Акустические волны/ С.Н.Шабунин//Екатерин.: ГОП ВПО УГТУ-УПИ, 2004. 142 с.
24. Харрис С. Справочник по ударным нагрузкам./ С.М. Харрис, Ч.И.Крид// Л.: Судостроение, 1980.
25. Harris' Shock and Vibration Handbook, Cyril M. Harris, editor, Allan G.Piersol, editor, 5th ed., McGraw-Hill 2002.
26. J. Tuma, J. Kulhanek, “Using scripts in Signal Analyzer”. In: 8th International Scientific Technical Conference Process Control 2008, Editor Taufer, Ivan. 1. edition Pardubice : Ceska spolecnost prumyslove chemie, June 9-12, 2008, Kouty nad Desnou, Czech Republic.
27. J. Edward Alexander. Shock Response Spectrum – A Primer Sound & Vibration/June 2009.
28. Vacuum tube amplifiers /George E. Valley, Jr.Henry Walman, Helen Wenetsky // Copyright, 1948, by the McGraw-Hill Book Company, Inc. printed in the USA.

## **РОЗДІЛ 4. АЛГОРИТМІЧНЕ ТА МЕТОДИЧНЕ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ОБРОБКИ ВІБРАЦІЙНИХ СИГНАЛІВ**

В розділі проведено дослідження і розроблена методика та алгоритм розрахунку ударного спектру відповіді при впливі на обладнання імпульсним віброприскоренням, задача видалення шумової складової з вібраційного сигналу з використанням вейвлет-перетворення та дослідження розподілу піків як критерію аналізу випадкового вібраційного сигналу при проведенні вібродіагностики.

### **4.1. Методика та алгоритм розрахунку ударного спектру при впливі на обладнання імпульсним віброприскоренням**

В різних технічних областях необхідно забезпечити безперебійну роботу обладнання, яке при експлуатації постійно знаходиться під впливом різних динамічних навантажень, в тому числі вібрації і ударів. При випробуванні будь-яких виробів на міцність або стійкість до вібрації зазвичай використовують гармонійний синусоїдальний сигнал з хитанням частоти, що дозволяє при невеликих матеріальних витратах і нескладних алгоритмах з'ясувати передавальну характеристику випробуваного виробу, частоти резонансів і їх добротність. Наступним за частотою використання є випробування на одиночні і багаторазові ударні впливи. В результаті випробувань на ударні впливи крім оцінки пошкоджень і руйнувань обчислюється імпульсна характеристика випробуваного виробу. Основна відмінність між випробуваннями гармонійним синусоїдальним впливом і ударним впливом полягає в тому, що в першому випадку на протязі всіх випробувань діє зовнішня збуджуюча сила, що діє зі своєю частотою, а в другому випадку після короткого в часі впливу порушуються внутрішні коливальні процеси об'єкту з власними частотами і досліджується відгук системи на вплив.

Якщо не враховувати тимчасові затримки при поширенні механічних хвиль у виробі, то передавальна характеристика буде відповідати імпульсній. На практиці в реальних виробках імпульсна характеристика відрізняється від передавальної [13]. Тому при аналізі ударних впливів використовується характеристика, що включає в себе затримку вхідного впливу.

При створенні потужних вібраційних навантажень при динамічних випробуваннях обладнання на вібростенді найзручніше задати випробування силою імпульсної дії - класичним напівсинусоїдальним тимчасовим сигналом з відомими амплітудою і тривалістю [27].

На рис.4.1. зображена узагальнена схема, яка використовується для моделювання обчислення ударного спектра. Схематично це платформа, на якій закріплено безліч різних осциляторів з одиничним ступенем свободи та з різною резонансною частотою.

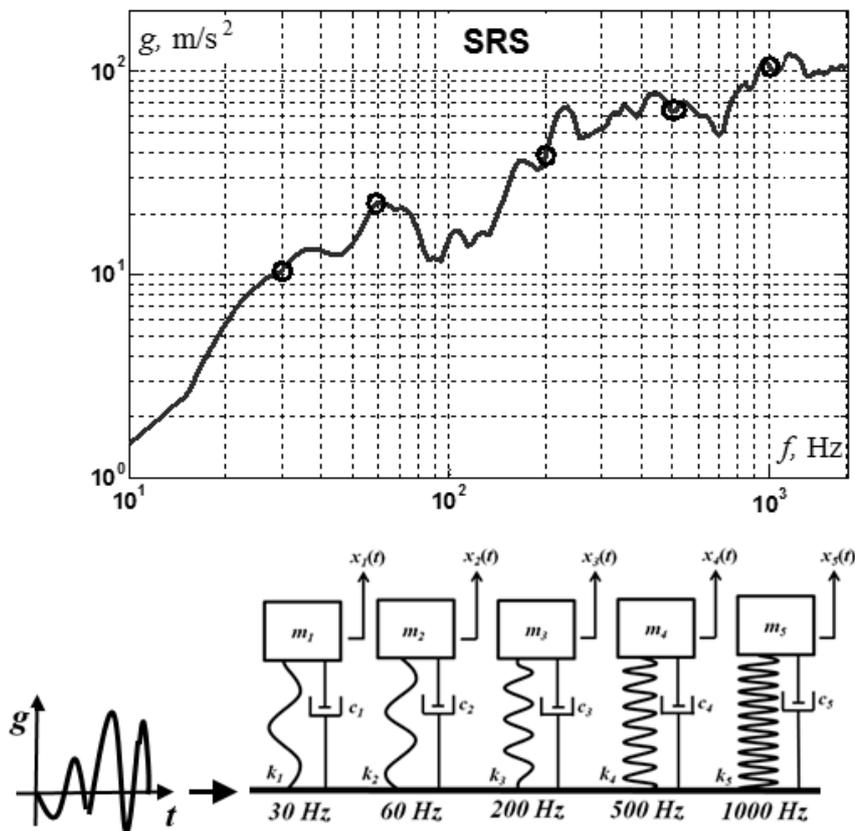


Рис.4.1. Графічне зображення спектру реагування системи на ударний вплив

У кожного осцилятора своя частота власних коливань і ці частоти покривають цікавий для нас діапазон з допустимою точністю. Платформа піддається короткочасній ударній дії сигналом заданої форми, амплітуди та тривалості.

Кожен осцилятор відреагує на цей вплив по-своєму. Для кожного осцилятора визначається максимальне миттєве значення відгуку на вхідний вплив протягом деякого часу. Якщо впорядкувати максимальні в часі значення відгуків за значеннями власної частоти осциляторів, то вийде ударний спектр.

Спектр відгуку на удар ( shock response spectrum -SRS) - це частотна функція, яка використовується для індикації величини вібрації в результаті удару або перехідного процесу.

Звідси виникає завдання про розвиток і адаптацію математичних методів для розрахунку ударного спектра по відомому тимчасовому сигналу, що діє на дослідне обладнання, з метою підтвердження одержуваних у випробуваннях результатів. У традиційно застосовуваних методах спектрального аналізу використовуються досить громіздкі спектри Фур'є [28,29] для розрахунку ударного відгуку обладнання, часто представляючи ударну дію  $\delta$ -функцією Дірака [20,22].

Необхідно створити універсальну розрахункову схему ударного спектра відгуку обладнання, схильного до ударних навантажень, що залежать від часу. Пропонується методика обчислення ударного спектра для заданого безперервного тимчасового сигналу, зокрема в класичному напівсинусоїдальній вигляді, з використанням інтеграла Дюамеля. Причому, спираючись на основи теоретичної механіки і теорії коливань [11], досліджуване обладнання моделюється простою одномасовою системою наведеною на рис. 4.2.

В основі методики лежать співвідношення для обчислення ударного спектра осцилятора, що характеризується добротністю  $Q$ , при заданій безперервній залежності віброприскорення  $a(t)$  на часовому проміжку  $t \in [0;$

$T]$ , де  $T$  - тривалість впливу. Рівняння руху осцилятора, порушеної тимчасовим сигналом  $a(t)$ , має вигляд:

$$\ddot{x} + 2\dot{x}\xi\omega + \omega^2 x = -a(t), \quad (4.1)$$

де:  $\ddot{x}, \dot{x}, x$  - відносні прискорення, швидкість та переміщення маси  $m$ , відповідно;  $\omega$  - кругова частота без врахування демпфірування;  $a(t)$  - вібраційне прискорення, яке діє на систему;  $\xi$  - коефіцієнт демпфування.

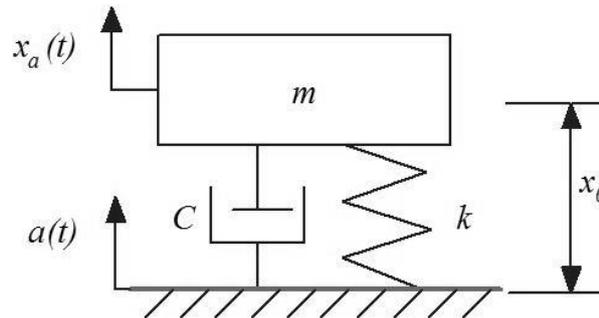


Рис.4.2. Схема системи з одним ступенем свободи (single degree-of-freedom – SDOF)

Спектр відгуку на удар може кількісно визначити перехідну вібрацію від безлічі різних подій: від землетрусів до піротехнічних вибухів та балістичних ударів.

На рис.4.2 введені слідувачі позначення:  $a(t)$  - вібраційне прискорення;  $x_a(t)$  - абсолютне переміщення маси;  $x_0$  - початкове положення маси;  $c$  - коефіцієнт сили опору руху;  $k$  - коефіцієнт пружності;  $m$  - маса.

Для розрахункової схеми (рис.2) визначимо коефіцієнт демпфірування

$$\xi = \frac{c}{2\sqrt{k \cdot m}}, \quad (4.2)$$

та добротність

$$Q = \frac{1}{2\xi}. \quad (4.3)$$

Рівняння (4.1) доповнюється початковими умовами, тобто значеннями відносного переміщення і відносної швидкості початковий час:  $x_0 = x(0)$  і

$\dot{x}_0 = x(0)$ . Рішення (4.1) представимо у вигляді інтеграла Дюамеля [8], який в разі нульових початкових для відносного переміщення і відносної швидкості набуває вигляд

$$x(t) = -\frac{1}{\omega_d} \int_0^t e^{-c\omega(t-\tau)} \sin(\omega_d(t-\tau)) a(\tau) d\tau, \quad (4.4)$$

де  $\omega_d = \omega\sqrt{1-\xi^2}$  – скоригована кругова частота з урахуванням демпфірування системи.

Відносна швидкість осцилятора вираховується в результаті диференціювання правій частині формули (4.4):

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= \frac{dx}{dt} = -\frac{1}{\omega_d} \frac{d}{dt} \left( \int_0^t e^{-\xi\omega(t-\tau)} \sin(\omega_d(t-\tau)) a(\tau) d\tau \right) = \\ &= -\int_0^t e^{-\xi\omega(t-\tau)} \left[ \cos(\omega_d(t-\tau)) - \right. \\ &\quad \left. -\frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} \sin(\omega_d(t-\tau)) \right] a(\tau) d\tau \end{aligned} \quad (4.5)$$

Знаючи  $x$  та  $\dot{x}$ , з (4.1) можна знайти відносне прискорення системи:

$$\ddot{x} = -a(t) - 2\xi\omega\dot{x} - \omega^2 x. \quad (4.6)$$

Тоді абсолютне прискорення обчислюється як сума відносного прискорення і прискорення основи  $a(t)$ :

$$\ddot{x}_a = \ddot{x} + a. \quad (4.7)$$

Процедура розрахунку ударного спектра осцилятора при даних  $Q$  і  $a(t)$  складається з декількох етапів і наведена алгоритмом на рис.4.3.

Максимальне абсолютне прискорення, враховуючи (4.6) і (4.7), визначаємо за формулою

$$\ddot{x}_{\max} = \frac{1}{g} \left| -2\xi\omega\dot{x}_{\max} - \omega^2 x_{\max} \right|, \quad (4.8)$$

де  $g=9,8\text{м/с}^2$  - прискорення вільного падіння, і на графіку ударного спектра відзначаємо точку  $(f, \ddot{x}_{\max})$ ;

Якщо початкові умови задачі не нульові, то відносне переміщення осцилятора, яке визначається інтегралом Дюамеля, набирає вигляду:

$$x(t) = e^{-\xi\omega t} \left[ x_0 \left( \cos \omega_d t + \frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} \sin \omega_d t \right) + \frac{x_0}{\omega_d} \sin \omega_d t \right] - \frac{1}{\omega_d} \int_0^t e^{-\xi\omega(t-\tau)} \sin(\omega_d(t-\tau)) a(\tau) d\tau.$$

Відносна швидкість в цьому випадку буде

$$\dot{x}(t) = e^{-\xi\omega t} \left[ -x_0 \frac{\omega}{\sqrt{1-\xi^2}} \sin \omega_d t + \dot{x}_0 \left( \cos \omega_d t + \frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} \sin \omega_d t \right) \right] - \int_0^t e^{-\xi\omega(t-\tau)} \left[ \cos(\omega_d(t-\tau)) - \frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} \sin(\omega_d(t-\tau)) \right] a(\tau) d\tau. \quad (4.9)$$

Рівень міцності виробу багато в чому визначається стійкістю до вібрації, яка визначає здатність пристрою протистояти постійним вібраційним впливам (особливо якщо виріб встановлено і використовується в наземному, повітряному чи водному транспортному засобі) [14,30]. Постійна вібрація впливає на роботу різноманітних мехатронних вузлів, і здатна привести до відмови системи. При тестуванні виробів на постійну вібрацію необхідно максимально наблизити до реальності рівень тестування і піддати вібрації виріб в умовах, як би він знаходився в умовах експлуатації.

Випробування на удар регламентуються багатьма методичними документами та стандартами.

Необхідно відзначити, що один і той же ударний спектр може породжуватися безліччю різних ударних імпульсів. Незалежно від форми вхідного імпульсу ударний спектр показує максимальні перенапруги в випробуваному виробі, але характер втомних пошкоджень може істотно відрізнятись в різних випробуваннях. Із сукупності випробувань на удар, описаних в стандартах ГОСТ, МЕК та ISO можна виділити випробування на, так званий, «класичний удар», в якому досить жорстко задається форма

ударного імпульсу [27,28]. Отже ударні спектри будуть також жорстко визначені (алгоритм розрахунку ударного спектра наведено в додатку Б.2).

Один з цих стандартів. Це MIL - STD 810 (Military Standard)-американський військовий стандарт, який регламентує рівень захисту обладнання від різних зовнішніх впливів в тому числі вібрацій та ударів [30]. Зазвичай він застосовується бортового електронного обладнання.

Виданий американським Міністерством оборони в 60-х роках 20 століття стандарт MIL-STD 810 зазнав ряд змін [30]. Його остання версія MIL-STD 810H була випущена в 2019р. Стандарт включає ряд пунктів, які як правило перераховуються при посиланні на стандарт (наприклад, відповідність стандарту MIL-STD C/D/E/).

MIL-STD810F має ряд керівних принципів і випробувальних методів для визначення стійкості до дії природних несприятливих навколишніх явищ на обладнання, що використовується у військових або комерційних цілях.

Нижче в табл.4.1 представлено опис стандарту і випробувань, які визначають рівень якості виробу і здатність роботи його в несприятливих навколишніх середовищах:

Таблиця 4.1

Вимоги MIL-STD810F (Механічний удар)

| Особливості     | Вимога   | Звіт   |
|-----------------|--|--|
| Механічний удар | Включений стан:<br>20 g, 11 мс, напівсинусоїда | Випробування проводиться, коли виріб знаходиться в робочому стані. Втрата працездатності виробу не виявлена. |
|                 | Вимкнений стан: 40 g, 11 мс,<br>напівсинусоїда |  |

Розглянемо систему з одним ступенем свободи як один з елементарний осцилятор, із набору осциляторів системи (рис.4.1) і проведемо моделювання в середовищі Mathcad [6,15]. Осцилятор має власну частоту  $\omega_d$  з урахуванням демпфірування системи.

На нього діє напівсинусовий імпульс прискорення показаний на рис.4.4,4.5,4.6. Амплітуда імпульсу дорівнює 20g. Тривалість 11 мілісекунд.

Прискорення відповіді системи для вхідного сигналу напівсинуса на різних частотах 150 Гц, 100Гц та 50 Гц наведена на рис.4.3,4.4,4.5 відповідно.

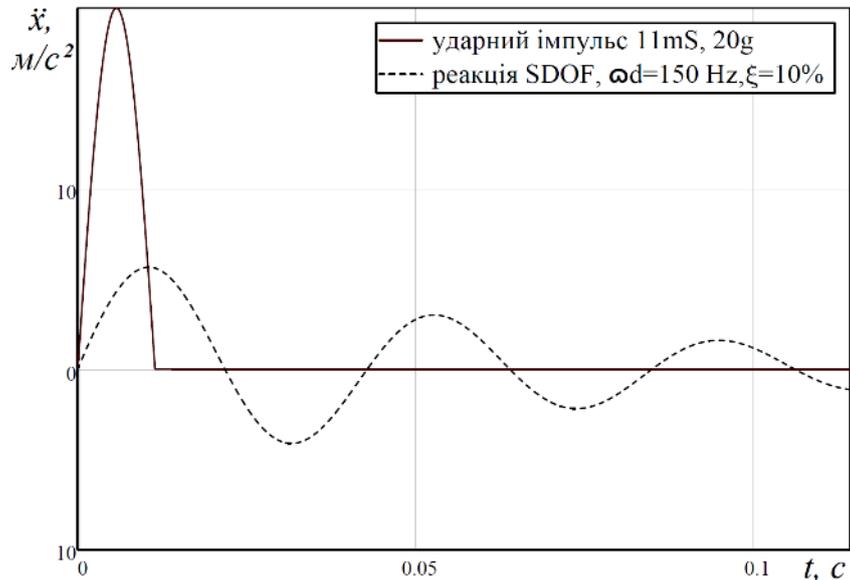


Рис.4.3. Відповідь системи при  $\omega_d = 150$  Гц

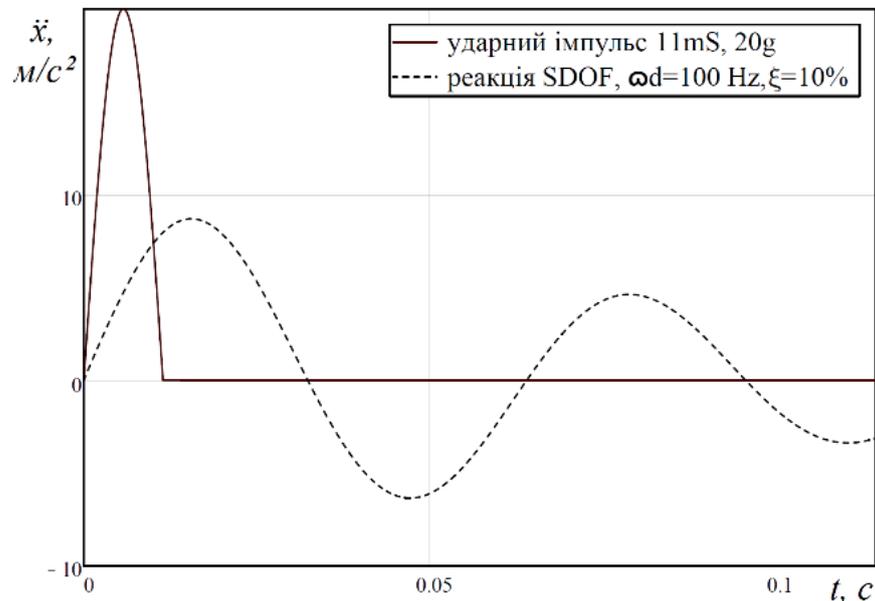


Рис.4.4. Відповідь системи при  $\omega_d = 100$  Гц

На практиці при динамічних випробуваннях обладнання параметри навантаження можна підбирати, враховуючи отриманий в результаті розрахунків спектр [20,21].

Якщо спектр від одиночного впливу не покриває заданий, то необхідно ввести додаткові імпульси з різною амплітудою і тривалістю, як продемонстровано в наведеному вище прикладі, розрахувати для кожного сигналу ударні спектри і побудувати їх огинаючу.

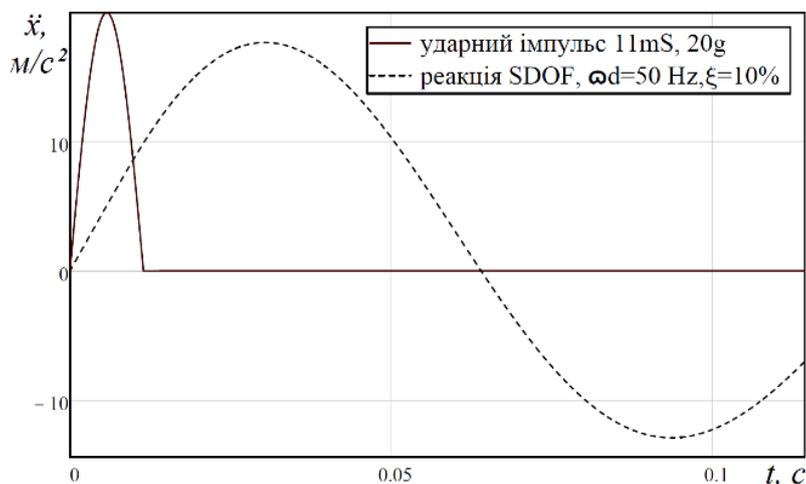


Рис.4.5. Відповідь системи при  $\omega_d = 50$  Гц

Задати необхідний спектр в процесі випробувань зручно точково, у вигляді таблиці результатів розрахунків наведеної методикою. Якщо крок по частоті не має великого значення, то використовуються координати точок перетину найближчих спектрів (див. рис. 4.7). Тоді в першому наближенні ударний спектр стає графіком  $A(f)$  кусочно-лінійної функції (рис.4.7) і задається випробувальному устаткованню у вигляді набору точок.

В роботі наведено алгоритм розрахунку ударного спектра відгуку системи, яка знаходиться під безперервним навантаженням, залежним від часу. Методика заснована на рішенні рівняння руху системи за допомогою інтеграла Дюамеля [11,14], який в разі аналітичного завдання зовнішнього впливу можна обчислити досить точно за допомогою прикладних пакетів (наприклад Mathcad). Запропонована процедура проілюстрована на прикладі знаходження ударного спектра обладнання із заданою добротністю, схильного до впливу напівсинусоїдальних ударних імпульсів.

Необхідний для випробувального обладнання спектр представлений на рис. 4.6.

Запропонований алгоритм розрахунку застосовується для визначення відгуку приладів при будь-яких безперервних тимчасових сигналах.

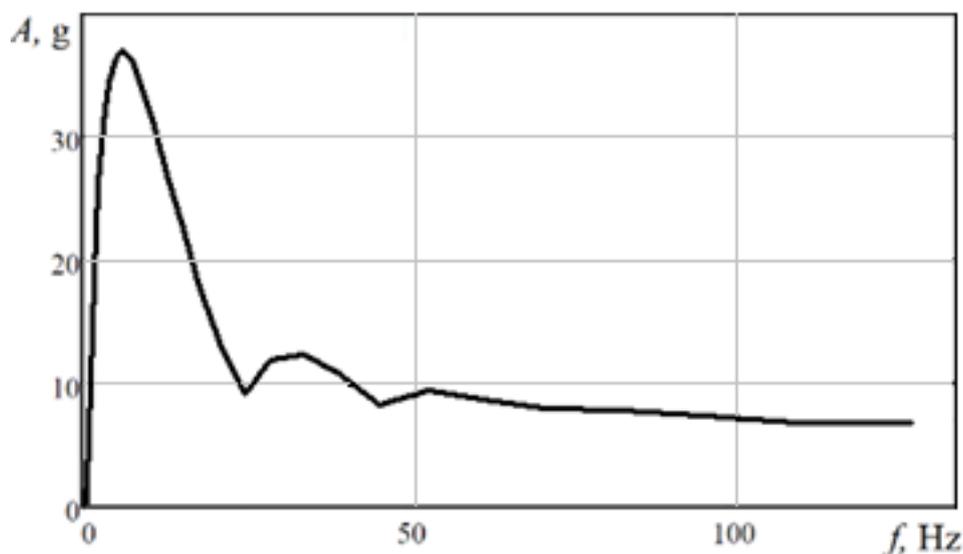


Рис.4.6. Необхідний для випробувань ударний спектр

Проте, необхідно відзначити, що він не може бути застосованим до істотно нелінійних систем.

Запропонований аналітичний метод визначення реакції системи від імпульсних навантажень дозволяє визначати надійність функціонування і підвищити стійкість приладів до ударних впливів.

#### **4.2. Метод видалення шумової складової з вібраційного з використанням вейвлет-перетворення**

Останнім часом, окрім перетворень Фур'є, зростає інтерес до інших інтегральних перетворень, зокрема, до вейвлет-перетворення (або дискретного хвильового перетворення). Воно застосовується, головним чином, для аналізу нестационарних сигналів і для багатьох завдань подібного роду виявляється більш ефективним, ніж перетворення Фур'є. Основною відмінністю вейвлет-перетворення є розкладання даних не по синусоїді (як для перетворення Фур'є), а по інших функціях, які називають вейвлет утворюючими (алгоритм ДВП наведений в Додатку Е). Вейвлет утворюючі функції, на противагу

нескінченно осцилюючій синусоїді, локалізовані в деякій обмеженій області свого аргументу, а далеко від неї дорівнюють нулю або мізерно малі.

Обчислювальна методика вейвлет-перетворення дозволяє вирішити завдання фільтрації (пониження рівня шумів) стосовно до просторово-часових даних отриманих при вібраційному моніторингу (при використанні порогових функцій різної форми відбувається обмеження рівня деталізують коефіцієнтів) [5]. Задавши певний поріг для їх рівня і «відсікаючи» коефіцієнти нижче цього порога, вдається отримати значне зниження рівня шуму. Для обробки даних вібраційного сигналу пропонується використовувати материнські вейвлети Добеші.

Оскільки вейвлет-перетворення є скалярним перемноженням аналізуючого вейвлета на заданому масштабі і аналізованого сигналу, коефіцієнти масштабного-часового спектру  $W(a,b)$  містять комбіновану інформацію про аналізуючий вейвлет і аналізуємий сигнал (як і коефіцієнти перетворення Фур'є, які містять інформацію про сигнал і про синусоїдальну хвилю). Вибір аналізуючого вейвлета, як правило, визначається тим яку інформацію необхідно витягти з сигналу. Кожен вейвлет має характерні особливості в часовому і в частотному просторі, тому іноді за допомогою різних вейвлетів можна повніше виявити і підкреслити ті чи інші властивості аналізованого сигналу.

Вейвлети добре пристосовані для аналізу сигналів, для яких важливий принцип причинності: вейвлети зберігають напрямок часу і не створюють паразитної інтерференції між минулим і майбутнім.

Необхідно відзначити, що при аналізі комплексного одновимірного сигналу або при використанні комплексного аналізуючого вейвлета в результаті вейвлет-перетворення виходять двовимірні масиви значень модуля коефіцієнтів і фази.

Тобто вейвлетний масштабного-часовий спектр  $W(a,b)$  на відміну від Фур'є-спектра є функцією двох аргументів: часового масштабу вейвлета -  $a$  (в одиницях, зворотних частоті), і часовому зміщенню вейвлета по сигналу -  $b$  (в

одиницях часу), при цьому параметри  $a$  і  $b$  можуть приймати будь-які значення в межах областей їх визначення. Поява ортогональних вейвлет-фільтрів Добеші або так званих фільтрів з компактним носієм значною мірою посилило інтерес до вейвлет-аналізу, тому що відкрилися нові можливості не тільки для теоретичного, а й для практичного застосування вейвлет-перетворення.

Важливо відзначити те, що вейвлет-фільтри Добеші будуються, виходячи з критерію довжини фільтрів і, отже, є фільтрами з кінцевим числом коефіцієнтів [1,8]. Вейвлет-функції  $\psi(x)$  фільтрів Добеші прийнято позначати літерою  $D$  з додаванням цифри, що відповідає довжині вейвлет-фільтра Добеші, тобто  $D2$ ,  $D4$ ,  $D6$  і т.д.

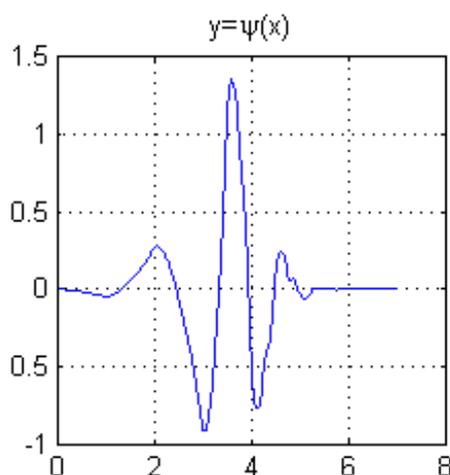


Рис.4.7. Материнський вейвлет Добеші  $D4$

Теоретичну основу обчислювальної методики для очищення вібраційного сигналу від шуму становлять використання порогових функцій різної форми, на основі яких відбувається обмеження рівня деталізуючих коефіцієнтів [1,9].

Взагалі ідея щодо усунення шумів з електричних сигналів з використанням вейвлет перетворення бере свій в роботах авторів на початку теперішнього століття, в яких пропонується використання певного порогу для усунення гаусовського білого шуму в електричних сигналах.

Таким чином, задавши поріг певного рівня і «відсікаючи» коефіцієнти нижче цього порога, можна значно знизити рівень шуму і стиснути сигнал.

Відомий приклад порогових функцій представлений на рис.4.8. На рис.4.8 (а) приведена жорстка порогова функція - *hard* (жорстка порогова оцінка), що описується наступним виразом:

$$y(x) = \begin{cases} x, & \text{якщо } |x| \geq T \\ 0, & \text{якщо } |x| < T \end{cases} \quad (4.10)$$

Тут в якості величини  $T$  виступає деяке порогове значення, про можливість визначення якого буде сказано нижче, в якості  $x$  і  $y$  виступають вхідний і вихідний значення коефіцієнтів перетворення. На рис.4.9(б) представлена м'яка порогова функція (м'яка порогова оцінка), що описується наступним виразом:

$$y(x) = \begin{cases} \text{sign}(x) \cdot (|x| - T) & \text{якщо } |x| \geq T \\ 0, & \text{якщо } |x| < T \end{cases} \quad (4.11)$$

Наведені в виразі (2) позначення ті ж, що і описані вище в (1). В якості опції  $\text{sign}(x)$ , яка визначає знак коефіцієнта  $x$ , виступає функція виду:

$$\text{sign}(x) = \begin{cases} 1, & \text{якщо } x > 0, \\ 0, & \text{якщо } x = 0, \\ -1, & \text{якщо } x < 0. \end{cases} \quad (4.12)$$

Відомо, що основна відмінність м'якою порогової функції від *hard* полягає в тому, що перша з них не містить розриву в точці, яка визначається граничним значенням  $T$  [16]. Іншими словами, м'яка порогова функція, на відміну від *hard*, є безперервною. Остання обставина, в разі м'якої порогової обробки, дозволяє найкращим чином обробляти зашумлений вібраційний сигнал в околиці точки його розриву.

Виникає питання: яка порогова функція краще для здійснення фільтрації шумів. Додатково проведений обчислювальний експеримент дозволяє відзначити такі особливості порогових функцій *hard* і *soft*:

- функція *hard* прийнятно працює при низькому рівні шуму, коли всі шумові коефіцієнти розкладання по модулю менше порога  $T$  і вони відповідно зануляються, а всі інформативні перевершують по модулю поріг  $T$  і тому вони зберігаються;

- відсутність у функції *soft* розриву в околиці точки  $a$  (див. рис.4.8) певною мірою запобігає появі осциляцій (ефекту Гіббса) в особливих точках сигналу. Цей ефект може проявитися при використанні порогової функції *hard*.

Зниження значення коефіцієнтів розкладання на величину порогового значення, в разі м'якої порогової обробки, в цілому для великої кількості сигналів справляє негативний вплив на підсумкову оцінку якості відновленого сигналу.

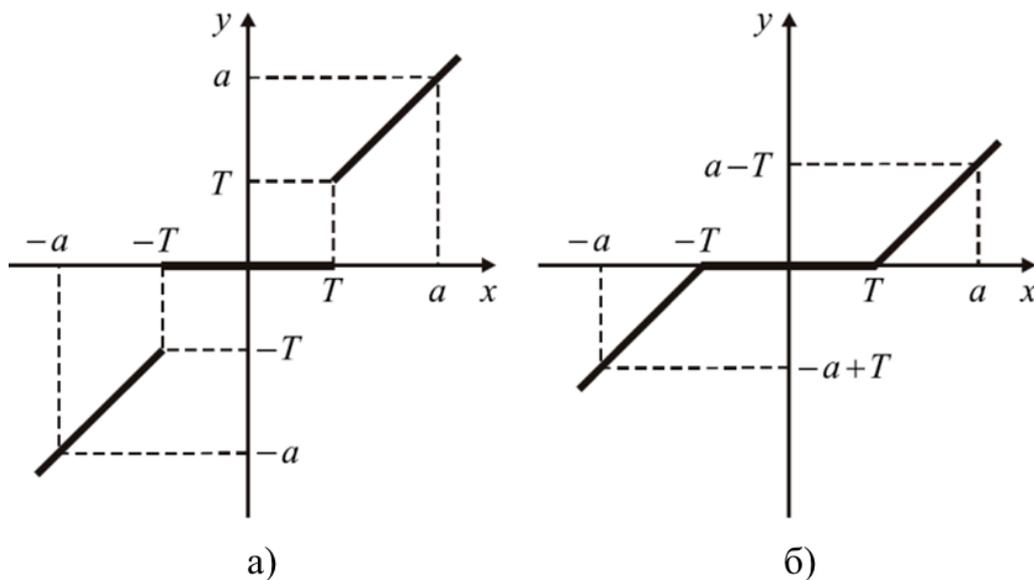


Рис.4.8. Граничні функції обробки коефіцієнтів перетворення:

а) *hard* - жорстка порогова функція ; б) *soft* - м'яка порогова функція.

Зниження значення коефіцієнтів розкладання на величину порогового значення, в разі м'якої порогової обробки, в цілому для великої кількості сигналів справляє негативний вплив на підсумкову оцінку якості відновленого сигналу. Як показують експерименти, більш кращою, з точки зору чисельної оцінки якості відновленого сигналу, є жорстка порогова оцінка. Згідно з дослідженнями в роботі [17], для того, щоб в разі м'якої порогової обробки чисельна оцінка якості відновленого сигналу наближалася до останньої в разі

жорсткої порогової обробки, необхідно вибирати значення порога  $T$  таким, що дорівнює половині значення порога жорсткої обробки сигналу. Відомо, що основною проблематикою використання порогових методів обробки є вибір порогового значення. Як правило, вибір порога здійснювався з використанням наступного виразу:

$$T = \sigma \sqrt{2 \ln(N)}. \quad (4.14)$$

Формула (4.13) записана для випадку одновимірного сигналу (в нашому випадку вібраційний сигнал з одноосьового акселерометра). В формулі використані наступні позначення:  $N$  - загальна кількість відліків оброблюваного сигналу,  $\sigma$  - середньоквадратичне відхилення шуму:

$$\sigma = \frac{M_x}{0,6745}, \quad (4.14)$$

де  $M_x$  - медіана абсолютного значення безлічі коефіцієнтів  $\{X\}$ . Оскільки вейвлети широко застосовуються для вирішення завдання придушення шумів, то їх доцільно використати для обробки вібраційного сигналу при моніторингу технічного стану обладнання.

На рис.4.9 наведений вібраційний сигнал з шумовою складовою.

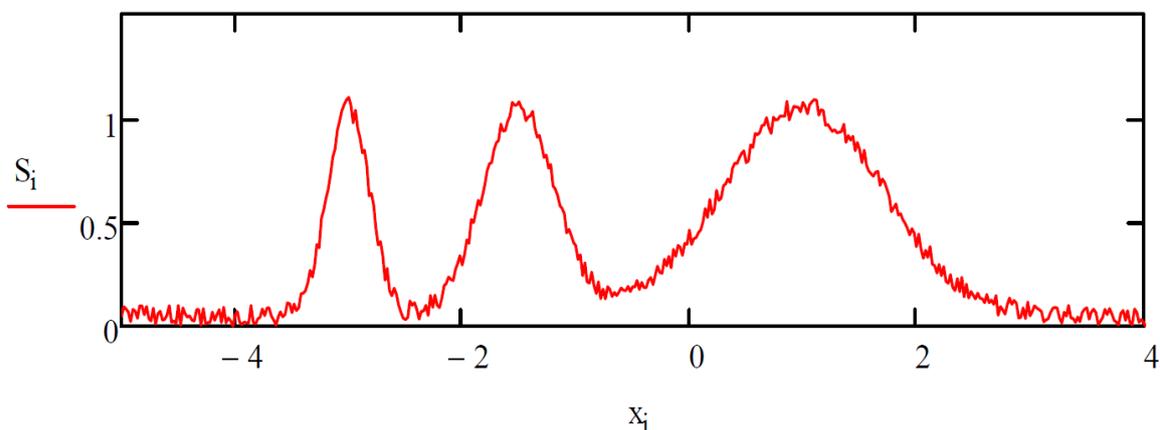


Рис.4.9.Зображення моделі вібраційного сигналу з шумом

Результати вирішення задачі фільтрації шуму сигналу при вимірюванні вібрації наведені на рис.4.10 (на основі вейвлетів Добеші). Результати

отримані шляхом моделювання фільтрації в пакеті Mathcad вібраційного сигналу з шумовою складовою (Гаусовський шум).

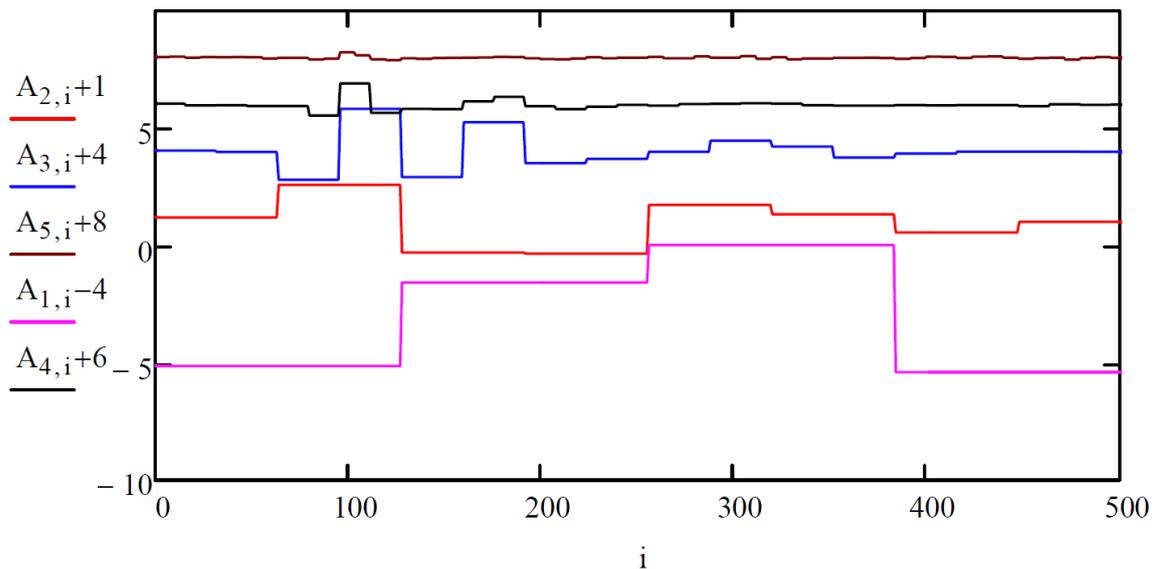


Рис.4.10. Вейвлет-спектр Добеші модельного сигналу

При проведенні в середовищі Mathcad вище викладеного моделювання, для імітації вібраційного сигналу, був використаний сигнал складної частотної реалізації [10,16,19]. Для імітації шумової складової на вказаний сигнал накладено псевдо випадковий сигнал з нормальним законом розподілу.

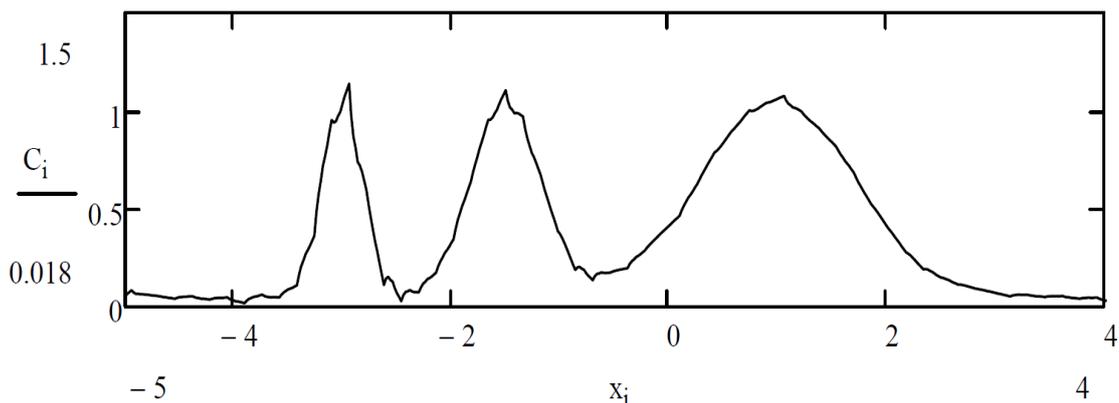


Рис.4.11. Зображення опрацьованого вхідного сигналу без шуму, усунутого в результаті зворотного вейвлет перетворення

Результати обчислень вейвлет-спектра Добеші представлені у вигляді п'яти сімейств його коефіцієнтів.

На рис.4.13 наведено порівняння точності відтворення відносно початкового сигналу імітації вібраційного сигналу  $C_i$  (сигнал  $S_i$  без шумової складової) та відновленого після фільтрації від шуму сигналу.

Проведення аналізу отриманого після операції фільтрації відновленого сигналу (рис.4.14) шляхом його співставлення з модельним незашуменим сигналом  $N_i$  вказує на те, що відновлений сигнал буде тим ближче до модельного, чим менше величина усереднення при фільтрації.

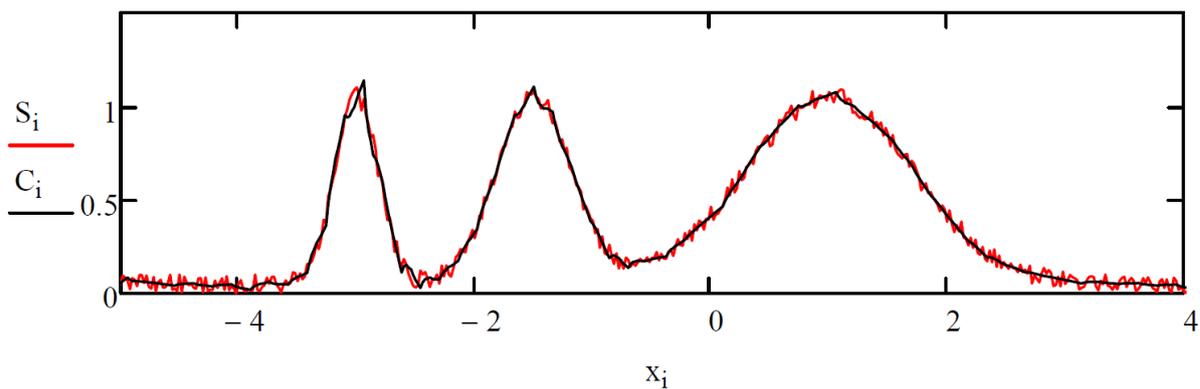


Рис.4.13. Зображення вхідного сигналу з шумом ( $S_i$ ) і очищеного сигналу ( $C_i$ ), без шуму, усунутого в результаті зворотного вейвлет-перетворення

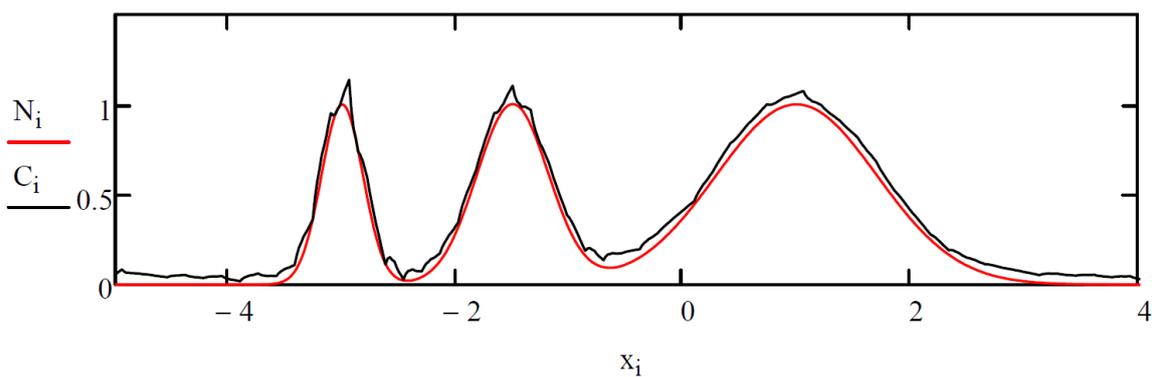


Рис.4.14. Зображення вхідного сигналу без шуму ( $N_i$ ) і очищеного сигналу ( $C_i$ )

Як видно з графіку моделювання, в загалі, відновлений сигнал, з невеликими розбіжностями, повністю відтворює корисний сигнал як по амплітудних та і по частотних реалізаціях.

### 4.3. Метод дослідження розподілу піків як критерій аналізу випадкового вібраційного сигналу

При вібраційній діагностиці різні способи руйнування механічних систем можна розділити на дві широкі категорії. Першу категорію можна назвати відмовою першого проходу, оскільки відмова очікується в перший раз, коли напруження або зсув перевищує деякий критичний рівень [5]. Виникнення відмови зазвичай пов'язане з виникненням великих напруг або зсувів в деталях та елементах механізмів, тому стохастичний аналіз відмови вимагає вивчення екстремальних значень процесу. Актуальні два різні типи екстремальних проявів. Крихке руйнування (розлом) і деформація (вигин) - два види руйнування, які можна віднести до цієї категорії. Іншою широкою категорією відмов є втома, при якій відмова відбувається через накопичення пошкоджень. Аналіз розподілу ймовірностей піків випадкового вібраційного сигналу як критерію оцінки ймовірності відмови будь-якого типу, коли динамічний відгук системи є випадковим процесом.

Термін «пік» (*peak*) використовується для позначення суто локальних екстремумів вібраційного сигналу в часі. Це точки на графіку сигналу де перша похідна за часом дорівнює нулю, а друга похідна негативна. Більш глобальний вид проблеми, яку ми розглянемо, включає в себе екстремальне значення деякого випадкового процесу  $\{X(t)\}$  протягом фіксованого інтервалу часу  $0 \leq t \leq T$ .

Передбачення можливої аварії першого проходження пов'язано з виникненням великих глобальних екстремумів, тоді як накопичення втомного пошкодження зазвичай приблизно залежить від послідовності локальних екстремумів процесу напруги або деформації.

При проведенні аналізу стохастичного процесу в часі природно зважати на характерну частоту виникнення певних подій [23,27]. Мабуть, найбільш очевидним було б брати до уваги місцеві максимуми, які називають піками, або місцеві мінімуми, які ми називаємо впадинами. Не настільки очевидним,

але часто кориснішим є дослідження виникнення перетину рівня  $\mu X(t)$  за  $X(t)$  в часі.

Нехай  $vX(u, t)$  позначає очікувану швидкість виникнення події  $X(t) = u$ , де  $X(t) > 0$ , а  $v^{-X}(u, t)$  позначає очікувану швидкість події  $X(t) = u$  при  $X(t) < 0$ . Зазвичай їх називають швидкістю перетину вгору і швидкістю перетину вниз відповідно рівня  $X=u$ , як показано на рис.4.15.

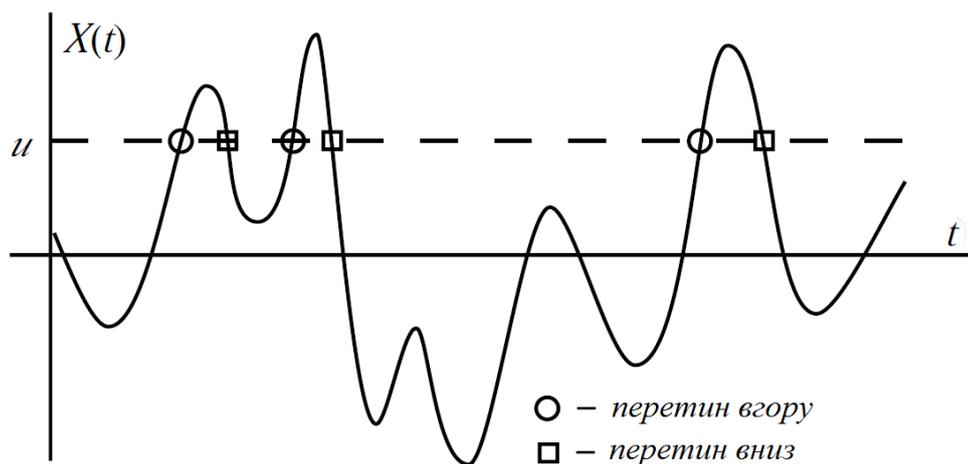


Рис.4.15. Перетин рівня  $u$  випадковим сигналом  $X(t)$ .

Очікувана кількість перетинів протягом будь-якого часового інтервалу кінцевої довжини є інтегралом  $vX + (u, t)$  за інтервал. Зокрема, для нестационарного процесу швидкість перетинів може бути більш чітко зрозуміла, пов'язуючи її з ймовірністю виникнення пересічення протягом невеликого збільшення часу [7,18].

Таким чином, ми отримаємо розподіл ймовірностей з розгляду частоти виникнення. Спочатку ми визначаємо  $\nu_p [t; X(t) \leq u]$  як очікувану швидкість появи піків, що не перевищують рівень  $u$ . Далі для нескінченно малого тимчасового інтервалу  $t$  ми можемо сказати, що очікувана кількість входжень в цьому інтервалі збігається з ймовірністю одного входження в цьому інтервалі, оскільки ми можемо знехтувати ймовірністю двох або більше входжень. Таким чином, отримуємо:

$$\nu_p [t; X(t) \leq u] \Delta t = P(\text{peak} \leq u, \text{ при } [t, t + \Delta t]), \quad (1.15)$$

так як

$$\nu p(t)\Delta t = P(\text{peak}, \text{npu} [t, t + \Delta t]), \quad (4.16)$$

в (4.16)  $\nu p(t)$  - загальна очікувана частота появи піків, яка є межею при переході  $u$  до нескінченності  $\nu p[t; X(t) \leq u]$ . Крім того, можна записати, що

$$\begin{aligned} P(\text{peak} \leq u, \text{npu} [t, t + \Delta t]) &= \\ &= P(\text{peak}, \text{npu} [t, t + \Delta t])P(\text{peak} \leq u | \text{peak}, \text{npu} [t, t + \Delta t]). \end{aligned}$$

Остаточний термін умовної ймовірності в цьому виразі є саме тим, що ми вважаємо кумулятивною функцією розподілу для піку в момент часу  $t$ :

$$F_{P(t)}(u) \equiv P(\text{peak} \leq u | \text{peak}, \text{npu} [t, t + \Delta t]).$$

З рівнянь (4.45) і (4.16) ми визначаємо дану кумулятивну функцію розподілу як:

$$F_{P(t)}(u) = \frac{\nu p[t; X(t) \leq u]}{\nu p(t)}. \quad (4.17)$$

Таким чином, ми бачимо, що визначення розподілу ймовірності піків залежить від знаходження швидкості появи піків нижче будь-якого рівня  $u$ . По-перше, відзначимо, що існує  $U[-\dot{X}(t)]$ - процес, який має позитивний одиничний крок на кожному піку  $X(t)$  і має негативний одиничний крок в кожній впадині  $X(t)$ . Таким чином, похідна  $-\ddot{X}(t)\delta[-\dot{X}(t)]$  цього процесу має позитивні і негативні поодинокі дельта-функції Дірака на піках і впадинах відповідно. Помноживши на  $U[-\ddot{X}(t)]$ , ми можемо виключити негативні дельта-функції Дірака, щоб вважати тільки піки. Точно так само ми можемо помножити на  $U[u - X(t)]$ , щоб усунути всі піки вище рівня  $u$ . Таким чином, ми отримуємо швидкість появи піків, що не перевищують рівень  $u$ , так як

$$\nu p[t; X(t) \leq u] = E(-\ddot{X}(t)\delta[-\dot{X}(t)]U[-\ddot{X}(t)]U[u - X(t)]). \quad (4.18)$$

Підставимо (4.18) в рівняння (4.17) і отримаємо:

$$F_{P(t)}(u) = \frac{E(-\ddot{X}(t)\delta[-\dot{X}(t)]U[-\ddot{X}(t)]U[u - X(t)])}{E(-\ddot{X}(t)\delta[-\dot{X}(t)]U[-\ddot{X}(t)])},$$

яка може бути переписана з точки зору спільних функцій щільності ймовірності як:

$$F_{P(t)}(u) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} (-z) \delta(-v) U(-z) U(u-w) p_{X(t)\dot{X}(t)\ddot{X}(t)}(w, v, z) dw dv dz}{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} (-z) \delta(-v) U(-z) p_{\dot{X}(t)\ddot{X}(t)}(v, z) dv dz},$$

або

$$F_{P(t)}(u) = \frac{\int_{-\infty}^0 \int_{-\infty}^u |z| p_{X(t)\dot{X}(t)\ddot{X}(t)}(w, 0, z) dw dz}{\int_{-\infty}^0 |z| p_{\dot{X}(t)\ddot{X}(t)}(0, z) dz}. \quad (4.19)$$

Вибір похідної по  $u$  тепер дає функцію щільності ймовірності для розподілу піків у вигляді

$$p_{P(t)}(u) = \frac{\int_{-\infty}^0 |z| p_{X(t)\dot{X}(t)\ddot{X}(t)}(u, 0, z) dz}{\int_{-\infty}^0 |z| p_{\dot{X}(t)\ddot{X}(t)}(0, z) dz}. \quad (4.20)$$

Рівняння (4.19) та (4.20) описують розподіл ймовірностей будь-якого піка, який відбувається в околиці часу  $t$ . Імовірність того, що пік знаходиться в будь-якому заданому інтервалі, можна знайти безпосередньо з рівняння (4.19) або від інтегрування рівняння (4.20). Рівняння (4.20) також зручне для оцінки інших величин, таких як середнє значення:

$$\mu p(t) \equiv E[P(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} u p_{P(t)}(u) du, \quad (4.21)$$

та середньоквадратичне значення:

$$E[P^2(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} u^2 p_{P(t)}(u) du, \quad (4.22)$$

і дисперсія:

$$[\sigma P(t)] = E[P^2(t)] - [\mu P(t)]^2. \quad (4.23)$$

Припускаємо, що пік може мати місце при будь-якому значенні  $t$ , але в дійсності може бути чи не бути пік в околиці певного  $t$ . Отримуємо умовний розподіл ймовірностей і умовні моменти піку  $P(t)$  в околиці  $t$ , враховуючи, що такий пік існує.

Виходячи з рівнянь (4.19) і (4.20) можна відзначити, що для знаходження розподілу ймовірності піку  $P(t)$  необхідно знати спільний розподіл ймовірностей  $X(t)$ ,  $\dot{X}(t)$  і  $\ddot{X}(t)$ . Це і очікувалося, так як виникнення піку  $P(t)$  на рівні  $u$  вимагає перетину подій  $X(t) = u$ ,  $\dot{X}(t) = 0$  і  $\ddot{X}(t) < 0$ . Однак необхідність в спільному розподілі ймовірностей трьох випадкових величин може зробити ці вирази трохи складнішими, ніж більшість з розглянутих раніше. Один окремий випадок, коли вирази відносно прості - це процес, в якому  $\{X(t)\}$  є гаусовським і стаціонарним. Зокрема, треба відзначити, що  $\dot{X}(t)$  не залежить від пари  $[X(t), \ddot{X}(t)]$ . Таким чином, єдиними параметрами в спільному розподілі трьох гауссовських випадкових величин є три стандартних відхилення і коефіцієнт кореляції між  $X(t)$  і  $\ddot{X}(t)$ . Однак цей коефіцієнт кореляції є в точності негативним параметром смуги пропускання  $\alpha_2$ . Таким чином, ми бачимо, що  $\alpha_2$ , на додаток до інших його інтерпретацій, є параметром, який керує розподілом піків  $\{X(t)\}$ .

Розглянемо розподіл піків для стаціонарного гауссовського процесу. Знайдемо кумулятивну функцію розподілу і ймовірність функції щільності для піків стаціонарного гауссовського процесу  $\{X(t)\}$  в випадковому вібраційному сигналі (рис.4.16.).

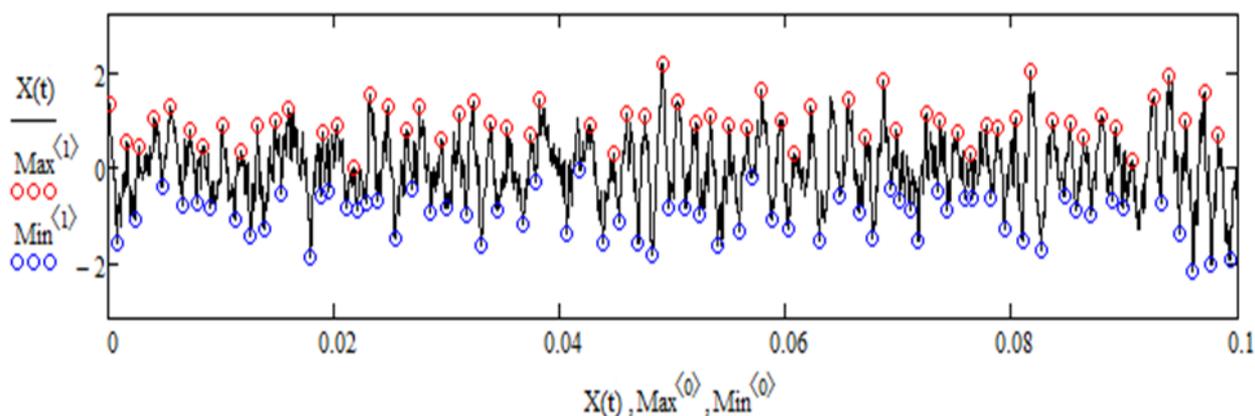


Рис.4.16. Випадковий вібраційний сигнал  $X(t)$  з піками  $Max$  і  $Min$ .

Так як  $\dot{X}(t)$  не залежить від  $[X(t), \ddot{X}(t)]$ , то ми можемо виокремити  $p_{\dot{X}(t)}(0)$  як з чисельника, так і з знаменника рівняння (4.20) і отримаємо:

$$p_P(u) = \frac{\int_{-\infty}^0 |z| p_{X\ddot{X}}(u, z) dz}{\int_{-\infty}^0 |z| p_{\ddot{X}}(z) dz} = \frac{(2\pi)^{1/2}}{\sigma_{\ddot{X}}} \int_{-\infty}^0 |z| p_{X\ddot{X}}(u, z) dz. \quad (4.24)$$

Використовуючи функцію умовної щільності ймовірності, це можна переписати як:

$$p_P(u) = \frac{(2\pi)^{1/2}}{\sigma_{\ddot{X}}} p_X(u) \int_{-\infty}^0 |z| p_{\ddot{X}}(z|X=u) dz. \quad (4.25)$$

Умовний розподіл ймовірностей також нормальний (гаусовський), тому ми можемо записати його як:

$$p_{\ddot{X}}[z|Xu] = \frac{1}{(2\pi)^{1/2} \sigma'} \exp\left(-\frac{1}{2} \left[\frac{z - \mu'}{\sigma'}\right]^2\right), \quad (4.26)$$

в якому умовне середнє і стандартне відхилення  $\ddot{X}(t)$

$$\mu' \equiv E[\ddot{X}(t)|X(t)=u] = \rho_{X(t)\ddot{X}(t)} \left(\frac{\sigma_{\ddot{X}}}{\sigma_X}\right) (u - \mu_X) = -\alpha_2 \frac{\sigma_{\ddot{X}}}{\sigma_X} (u - \mu_X), \quad (4.27)$$

а також

$$\sigma' = \sigma_{\ddot{X}} \left(1 - \rho_{X(t)\ddot{X}(t)}^2\right)^{1/2} = \sigma_{\ddot{X}} (1 - \alpha_2^2)^{1/2}. \quad (4.28)$$

Підстановка цієї гаусової форми дає вираз:

$$p_P(u) = \frac{-1}{\sigma_{\ddot{X}} \sigma'} p_X(u) \int_{-\infty}^0 z \exp\left(-\frac{1}{2} \left[\frac{z - \mu'}{\sigma'}\right]^2\right) dz, \quad (4.29)$$

який може бути написаний як:

$$p_P(u) = p_X(u) \left( \frac{\sigma'}{\sigma_{\ddot{X}}} \exp\left[-\frac{\mu'^2}{\sigma'^2}\right] - (2\pi)^{1/2} \frac{\mu'}{\sigma_{\ddot{X}}} \Phi\left[-\frac{\mu'}{\sigma'}\right] \right), \quad (4.30)$$

або

$$p_P(u) = p_X(u) \left( (1 - \alpha_2^2)^{1/2} \exp\left[-\frac{\alpha_2^2 (u - \mu_X)^2}{2(1 - \alpha_2^2) \sigma_X^2}\right] + (2\pi)^{1/2} \frac{\alpha_2 (u - \mu_X)}{\sigma_X} \Phi\left[\frac{\alpha_2 (u - \mu_X)}{(1 - \alpha_2^2)^{1/2} \sigma_X}\right] \right). \quad (4.31)$$

А заміна гаусовської форми на  $p_X(u)$  дає функцію щільності ймовірності у вигляді:

$$p_P(u) = \frac{(1-\alpha_2^2)^{1/2}}{(2\pi)^{1/2}\sigma_X} \exp\left(-\frac{\alpha_2^2(u-\mu_X)^2}{2(1-\alpha_2^2)\sigma_X^2}\right) + \frac{n!}{r!(n-r)!} + \frac{\alpha_2(u-\mu_X)}{\sigma_X^2} \exp\left(-\frac{(u-\mu_X)^2}{2\sigma_X^2}\right) \Phi\left(\frac{\alpha_2(u-\mu_X)}{(1-\alpha_2^2)^{1/2}\sigma_X}\right). \quad (4.32)$$

Відповідна кумулятивна функція розподілу  $F_P(u)$  може бути записана в більш простій формі:

$$F_P(u) = \Phi\left(\frac{u-\mu_X}{(1-\alpha_2^2)^{1/2}\sigma_X}\right) - \alpha_2 \exp\left(-\frac{(u-\mu_X)^2}{2\sigma_X^2}\right) \Phi\left(\frac{\alpha_2(u-\mu_X)}{(1-\alpha_2^2)^{1/2}\sigma_X}\right). \quad (4.33)$$

Граничні форми цього розподілу для  $\alpha_2 = 1$  і  $\alpha_2 = 0$  дають результати, що стосуються розподілу піків. Для вузькосмугової ситуації, коли  $\alpha_2$  наближається до одиниці, ми бачимо, що деякі аргументи в  $p_P(u)$  і  $F_P(u)$  прагнуть до нескінченності. Для функції  $\Phi(\cdot)$  ми повинні належним чином враховувати знак нескінченного аргументу, оскільки  $\Phi(\infty) = 1$  і  $\Phi(-\infty) = 0$ . Таким чином, ми отримуємо абсолютно інші результати для  $u > \mu_X$ , ніж ми зробити для  $u < \mu_X$ . Для  $\alpha_2 = 1$  отримуємо

$$p_P(u) = \frac{(u-\mu_X)}{\sigma_X^2} \exp\left(-\frac{(u-\mu_X)^2}{2\sigma_X^2}\right) U(u-\mu_X), \quad (4.34)$$

а також

$$F_P(u) = \left(1 - \exp\left[-\frac{(u-\mu_X)^2}{2\sigma_X^2}\right]\right) U(u-\mu_X). \quad (4.35)$$

В окремому випадку, коли  $\mu_X = 0$ , це як раз розподіл Релея, яким описується гаусовський процес. Коли  $\mu_X \neq 0$ , ми бачимо, що розподіл піків має ту ж форму, що і розподіл амплітуди Релея, але воно зсувається, щоб зробити  $\mu_X$  найменшим можливим значенням піку. Узгодження розподілу піків і розподілу амплітуд обмежує вузькосмуговий процес узгоджується з нашими попередніми спостереженнями про те, що вузькосмуговий процес можна

розглядати як гармонійну функцію з повільно змінюється амплітудою і фазою. Оскільки вузькосмугова амплітуда змінюється повільно, ми можемо сказати, що кожен пік вузькосмугового процесу дорівнює амплітуді процесу в цей момент часу, тому дві величини мають однаковий розподіл ймовірностей.

Для протилежної екстремальної ситуації з  $\alpha_2 = 0$  розподіл ймовірностей піків стає просто гауссовським розподілом  $X(t)$ .

$$p_p(u) = \frac{1}{(2\pi)^{1/2} \sigma_x} \exp\left(-\frac{(u - \mu_x)^2}{2\sigma_x^2}\right), \quad (4.36)$$

$$F_p(u) = \Phi\left(\frac{u - \mu_x}{\sigma_x}\right). \quad (4.37)$$

Зокрема, це відповідає факту, що  $\alpha_2$  є таким самим показником, як коефіцієнт нерівномірності для Гаусового процесу.

Таким чином, якщо  $\alpha_2 = 0$  і процес має кінцеві швидкості перетину, то швидкість появи піків є нескінченною.

Однак якщо швидкість виникнення піків нескінченна, тоді розумно думати, що всюди по ходу процесу можуть бути піки, від яких слід очікувати, що розподіл піків має бути таким же, як розподіл  $X(t)$ . Графіки на рис. 4.17 показують функцію щільності ймовірності  $p_p(u)$  для піків при кількох значеннях  $\alpha_2$  в діапазоні  $0 \dots 1$ .

В наш час йде активне випробування нетрадиційних підходів та методів в частині обробки і аналізу вихідної інформації при вібродіагностиці. Основними критеріями застосовності нових методів є: ефективність, оптимальне співвідношення ціна - якість, технологічність, можливість роботи в реальному масштабі часу. В цьому руслі, з метою підвищення достовірності та глибини діагностування намітилася тенденція використання одночасно декількох методів при обробці та аналізу результатів вимірювань вібраційного сигналу.

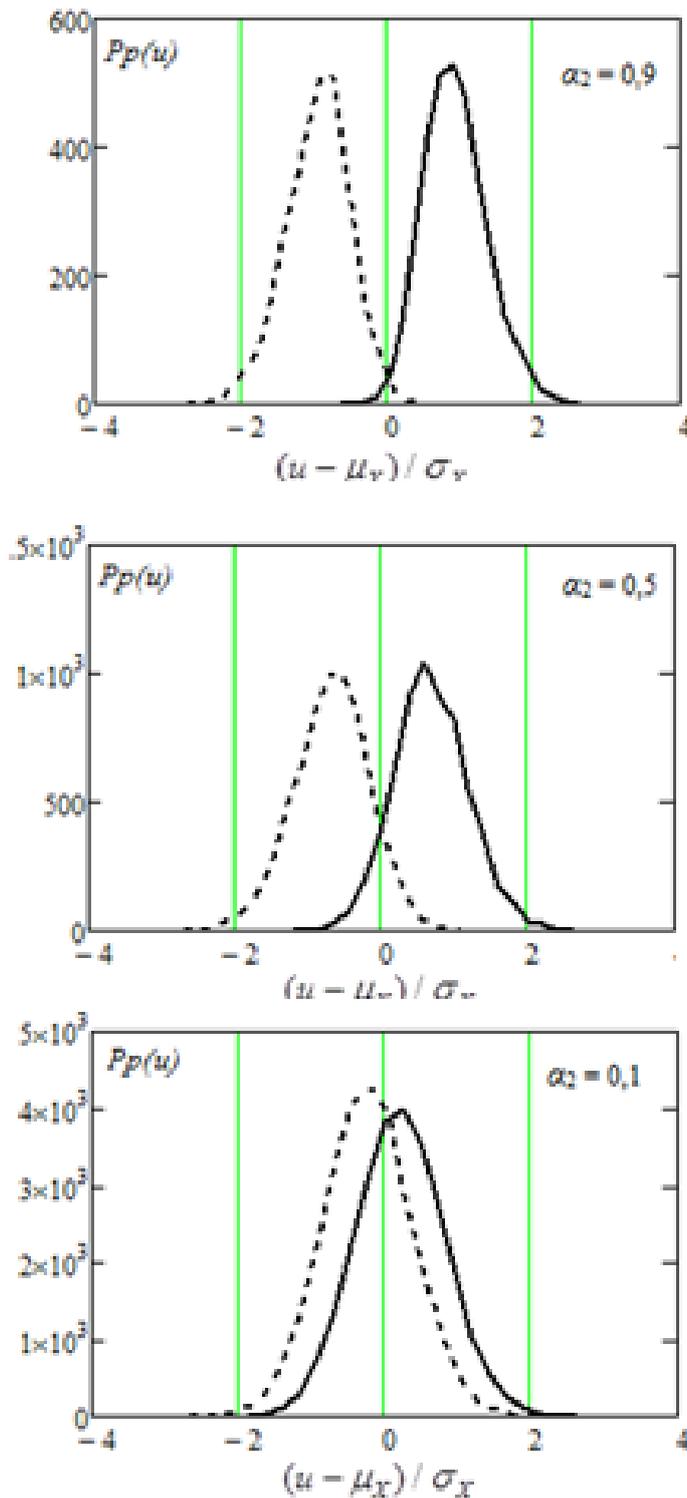


Рис.4.17. Розподіл піків сигналу  $X(t)$  в залежності від значень  $\alpha_2$

Так, наприклад, діагностування «класичних» дефектів, сигнал яких описується однією-трьома гармоніками, все ж краще за допомогою звичайного спектрального уявлення вібраційних сигналів. Однак якщо в отриманому спектрі вібраційного сигналу присутні близько десятка гармонік, і навіть

більше, то такий сигнал має сенс аналізувати за допомогою вейвлет-перетворення.

#### **Висновки до розділу 4**

Запропонована методика обчислення ударного спектра для заданого безперервного тимчасового сигналу, зокрема в класичному напівсинусоїдальній вигляді, з використанням інтеграла Дюамеля. Причому, спираючись на основи механіки і теорії коливань, досліджуване обладнання моделюється одномасовою системою з одним ступенем свободи. Моделювання здійснено в пакеті Mathcad.

Запропоновано метод видалення шумової складової з вібраційного сигналу з використанням порогової функції та вейвлет-перетворення (вейвлет Добеші). Отримані результати очищення модельного вібраційного сигналу з шумовою складовою шляхом моделювання вейвлет-фільтрації в пакеті Mathcad.

Запропоновано метод дослідження розподілу піків як критерій аналізу випадкового гаусовського вібраційного сигналу, який дозволяє, при проведенні вібраційної діагностики, аналізуючи характер розподілу піків використовувати його як критерій змін технічного стану об'єкту. Моделювання здійснено в пакеті Mathcad.

#### **Перелік літератури до розділу 4**

1. Айфичер Э. Цифровая обработка сигналов: практический подход. 2-е изд. / Э.Айфичер, Б. Джервис //М.: Вильямс, 2004.
2. Антипенский Р. Разработка моделей первичных сигналов в программной среде MathCAD // Компоненты и технологии. 2007. №3. ISSN 2079-6811.
3. Вибрация в технике. Справочник в 6 томах. М.: Машиностроение. 1981.
4. Воробьев В.И. Теория и практика вейвлет-преобразования/ В.И.Воробьев, В.Г.Грибунин.- СПб, ВУС,1999.204 с.
5. Воскобойников Ю. Е. Построение алгоритмов вейвлет-фильтрации с двухпараметрическими пороговыми функциями / Ю.Е. Воскобойников, А.В. Гочаков // Автометрия. –2012. – Т. 48, № 1. – С. 17–29.
6. Воскобойников Ю. Е. Решение инженерных задач в пакете MathCAD/ Ю.Е.Воскобойников (и др.)//Новосибирск: НГАСУ (Сибстрин), 2013.–120с.
7. Гольдин А.С. Вибрация роторных машин/ А.С. Гольдин//- М.: Машиностроение, 1999. – 344 с.

8. Дремин И.Л. Вейвлеты и их использование/ И.Л. Дремин и др.// Успехи физических наук, 2001, т.171, № 5, стр. 465-501.
9. Дьяконов В.П. Вейвлеты. От теории к практике/ В.П. Дьяконов// М.: СОЛОН-Р, 2002. – 448 с
10. Кавчук С.В. Сборник примеров и задач по теории сигналов: Руководство для практических занятий на базе Mathcad 6.0 Plus/ С.В. Кавчук// Таганрог, Изд-во ТРТУ, 2001.
11. Каразин В. Особенности моделирования и воспроизведения вибрОПдарнїї воздействия/ В.И. Каразин В. И., С. В. Колесников, С. Д. Литвинов и др.// Теория механизмов и машин. 2013. № 2(11). ISSN 0236-3941.
12. Костюков, В. Н. Основы виброакустической диагностики и мониторинга машин / В. Н. Костюков, А. П. Науменко. – Омск : Изд-во ОмГТУ, 2011.
13. Кравченко В.М. Техническое диагностирование механического оборудования /В.А.Кравченко, В.А.Сидоров, В.Я.Седуш // Донецк: ООО Юго Восток, Лтд, 2009. – 459с.
14. Лейбович М. Теория удара в задачах и примерах / М. В. Лейбович // Хабаровск : Изд-во Тихоокеан. гос. ун-та, 2016.
15. Макаров Е.Г. Инженерные расчеты в Mathcad-15/ Е.Г.Макаров // СПб.: Питер, 2011.
16. Митрахович М.М. Использование вейвлет-преобразования в задачах диагностирования технического состояния газотурбинных двигателей / М. М. Митрахович // Технологические системы. – 2014. – № 3 (68). – С. 22-26.
17. Петухов А.П. Введение в теорию базисов всплесков/ А.П. Петухов// СПб.: Изд. СПбГТУ, 1999, 132 с.
18. Передерко А.Л. Аналіз розподілу ймовірностей піків у випадковому вібраційному сигналі/ А.Л.Передерко// Вісник Хмельницького державного технологічного університету. – 2020 – № 2(283). – С. 190-195 .
19. Смоленцев Н.К. Основы теории вейвлетов. Вейвлеты в Matlab/ Н.К. Смоленцев// М.: LVR Пресс, 2005. – 304 с.
20. Субботин С. Спектральные характеристики для сравнения и идентификации ударных нагружений/ С. Г. Субботин, А. Ю. Мельникова // Заводская лаборатория. Диагностика материалов, 2009. №12(75). С. 53–56. ISSN 1028-6861.

21. Третьяков А. Расчет спектра ударного отклика при проведении испытаний переносных цистерн и газовых контейнеров/ А. В. Третьяков О.А. Третьяков М. В. Зимакова // Транспорт Российской Федерации, №3 (58) 2015.
22. Харрис С. Справочник по ударным нагрузкам./ С.М. Харрис, Ч.И.Крид// Л.: Судостроение, 1980.
23. Щедрин В.И. Применение теории фракталов для обнаружения дефектов роторных узлов подвижного состава железнодорожного транспорта / В. И. Щедрин // Тез. докл. науч.-техн. конф. – Самара, 2005.
24. Carl Sisemore, Vít Babuška. The Science and Engineering of Mechanical ShockSpringer // ISBN 978-3-030-12103-7 (eBook).Nature Switzerland AG 2020.
25. Loren D. Lutes. Random Vibrations. Analysis of Structural and Mechanical Systems/ Loren D. Lutes, Shahram Sarkani//Elsevier Butterworth–Heinemann 200 Wheeler Road, Burlington, MA 01803, USA Linacre House, Jordan Hill, Oxford OX2 8DP, UK. 2004. 638p.
26. Harris Cyril. Shock and Vibration Handbook /Cyril Harris, Allan Piersol.- 5th ed., McGraw-Hill 2002. – 1450 p.
27. Тихонов В.И. Выбросы случайных процессов. М.: «Наука», 1970.-392с.
- 28.J. Edward Alexander. Shock Response Spectrum – A Primer Sound & Vibration/June 2009.
29. J.Tuma, J.Kulhanek, “Using scripts in Signal Analyzer”. In: 8th International Scientific Technical Conference Process Control 2008, Editor Taufer, Ivan. 1. edition Pardubice : Ceska spolecnost prumyslove chemie, June 9-12, 2008, Kouty nad Desnou, Czech Republic.
30. STD 810F Section 514.5 - Vibration and Shock/ Defense Standardization Program Office (DLSC-LM) 8725 John J. Kingman road, Suite 2533, Ft. Belvoir, VA 22060-2533
31. Tuma J., Babiuch M., Koci P. Calculation of a Shock Response Spectra // Acta Montanistica Slovaca, 2011. № 1(16). Pp 66–73. ISSN 1335-1788.

## **РОЗДІЛ 5. ЗАСОБИ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ВІБРАЦІЙНИХ ВИПРОБУВАНЬ**

З відомих способів відворення вібраційних коливань, як було раніше відзначено (п.1.5, п.1.6) мають великий потенціал подальшого розвитку гідравлічні вібростенди при умові поліпшення технічних характеристик механізму керування величиною потоку (тиску) рідини яка подається на пристрій створення механічного руху- гідравлічний циліндр.

В даному розділі розглянуті питання розробки гідравлічного вібраційного стенду з поліпшеними частотними характеристиками за рахунок застосування для керування гідравлічними потоками клапанів з п'єзоприводом.

Побудована структурна схема та макет, розроблена схема керування гідравлічного вібростенду.

### **5.1. Структурна схема та принцип роботи гідравлічного стенду**

При розробці структурної схеми електро гідравлічного вібростенду була поставлена мета: збільшити частотний діапазон відтворюваних коливань і закласти можливість застосування знайдених рішень в гідравлічних вібростендах підвищеної потужності.

Структурна схема удосконаленого електро гідравлічного вібростенду наведена на рис.5.1.

Вібростенд працює слідуєчим чином. Генератор G формує задаючий вібросигнал, який через суматор С, де він порівнюється з сигналом зворотного зв'язку  $U_{zz}$  з датчика Д, подається на блок АЦП [11] де перетворюється в послідовність імпульсів та подається на аналогові ключі S1 і S2. Паралельно цей сигнал інтегрується інтегратором, а потім в блоці Д компаратори, реагуючи на позивну і негативну напівперіодну хвилю відносно нульового рівня виробляють сигнали керування аналоговими ключами (осцилограми роботи дивись Додаток Б.3).

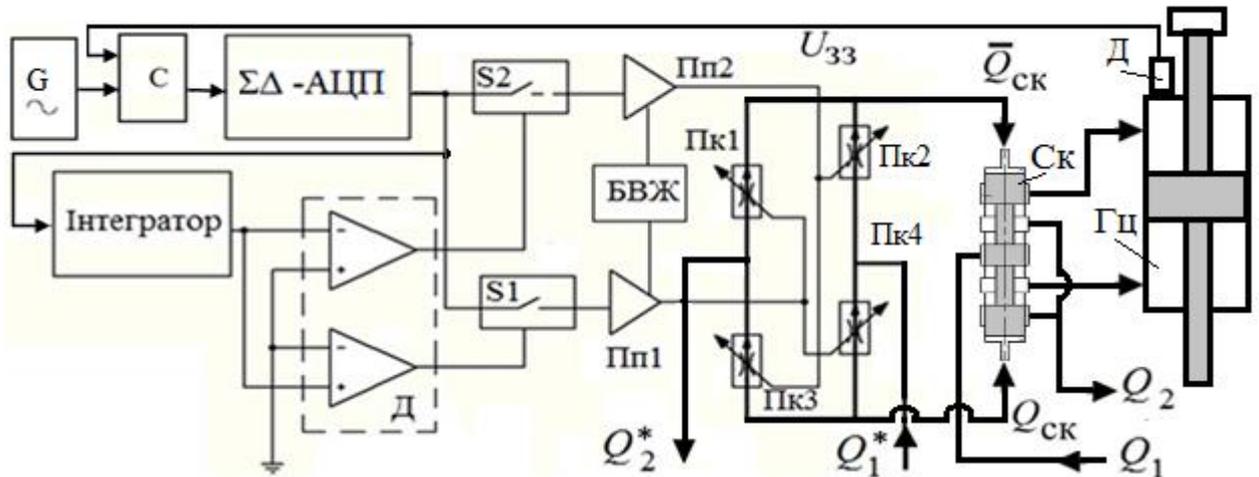


Рис.5.1. Структурна схема удосконаленого електро гідравлічного вібростенду

Сигнали з аналогових ключів, через високовольтні підсилювачі потужності Пп1 та Пп2, які живляться з блоку високовольтного живлення БВЖ, попадають на пьезоелектричні клапани Пк1-Пк4. На пьезоелектричних клапанах Пк1-Пк4 реалізована мостова схема керування гідравлічними потоками. Ця схема живиться потоком рідини, який отриманий шляхом дроселювання, для пониження робочого тиску, з основного робочого потоку з тиском в 21 Мпа . Мостова гідравлічна схема формує знакозмінні гідравлічні потоки які взаємно протилежні. Ці потоки рухають золотник сервоклапана Ск (мультиплікатор тиску), який, в свою чергу, аналогічно вище викладеному, формує знакозмінні потоки та керує роботою силового гідравлічного цилінра Гц. Живлення сервоклапана Ск здійснюється з основного робочого потоку, який формується потужним високопродуктивним рідинним насосом. Робча рідина з магістралей та після фільтрації в оливній станції попадає знову на рідинний насос.

### 5.1. Рідина під тиском в гідравлічній системі вібростенду

В сучасних електрогідравлічних стендах керування здійснюється за допомогою мультиплікатора потужності – сервоклапана, яким, в свою чергу керує автоматична система з електричним приводом.

Фундаментальне співвідношення закону течії рідини задається рівнянням Бернуллі, яке описує закон течії в трубці з рідиною,

$$\frac{\rho v^2}{2} + \rho gh + P_s = const \quad (5.1)$$

В формулі (5.1) введено такі прозначення:

$P_s$  -статичний ( гідростатичний) тиск елемента обумовлений вагою рідини на висоті (стовп рідини);

$\rho$  - щільність рідини. Передбачається, що це постійне значення для мало стискаємих рідин;

$g$  - прискорення вільного падіння;

$h$  - відстань від елемента до базової площини Н, перпендикулярної напрямку прискорення  $g$ . Це може бути горизонтальна площина, якщо вона включає тільки прискорення вільного падіння;

$v$  - швидкість потоку рідини.

Він пов'язує швидкість потоку рідини з тисками, що виникають через дію внутрішніх (гідростатичних) і зовнішніх (зазвичай динамічних) сил.

Необхідно відзначити, що існування поняття тиску пов'язане з тим фактом, що всі рідини стискувані (з визначення рідини)[1,2]. З цієї причини тиск діє у всіх напрямках, але також можливо явище поширення через концепцію «звукової хвилі».

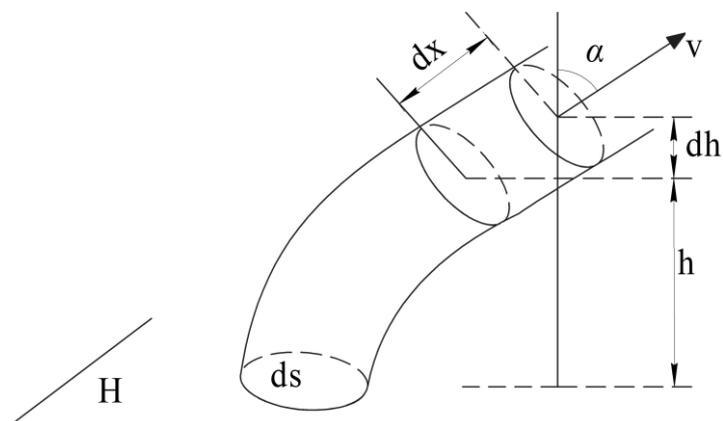


Рис.5.2. Елемент рідини в трубці

Отже, для трубчастого елемента  $ds$  (рис.5.1) ми отримуємо  $dx$ , який становить кут  $\alpha$  з вертикальною віссю і ідеальну рідину (без в'язкості)

Зміна тиску в елементі  $dx$  визначається сумою зміни статичного тиску, якому піддається контур через прискорення і ваги рідини в елементі:

$$dP = dP_s + \rho g \cdot ds \cdot dx \cdot \cos \alpha, \quad (5.2)$$

де  $\alpha$  - кут швидкості  $v$  з площиною, перпендикулярній площині Н.

З точки зору антагоністичних сил:

$$dP_s - \rho g ds dx \cos \alpha = -\frac{dP_s}{dx} dx ds - \rho g ds dx \cos \alpha \quad (5.3)$$

Розглянемо сили, що перешкоджають руху рідини. Застосовуючи закон динаміки, отримуємо  $v$  - швидкість в напрямку руху:

$$-\frac{dP_s}{dx} dx ds - \rho g ds dx \cos \alpha = dm \frac{d^2 x}{dt^2} = \rho ds dx \frac{dv}{dt}, \quad (5.4)$$

де:  $dx \cos \alpha = dh$ , а  $\frac{dv}{dt} = \frac{dv}{dx} \frac{dx}{dt} = \frac{dv}{dx} \cdot v$ .

Отримуємо:

$$-\frac{dP_s}{dx} dx ds - \rho g ds dx \cos \alpha = dm \frac{d^2 x}{dt^2} = \rho ds dx \frac{dv}{dt} \rightarrow dP_s + \rho g dh + \rho v dv = 0 \quad (5.5)$$

При сталій температурі  $\rho$  залишається незмінною в елементі обчислення. Таким чином, інтегруючи рівняння, ми отримуємо:

$$P_s + \rho gh + \frac{\rho}{2} v^2 = P_t. \quad (5.6)$$

Де  $P_t$  - втрати тиску на тертя.

Оскільки енергія, викликана тертям, завжди буде розсіюватися (концепція втрати тиску), загальний тиск зменшується між двома секціями, отримуємо узагальнене співвідношення Бернуллі:

$$P_{t1} - P_{t2} = \Delta P_t = \Delta P_s + \rho g \Delta h + \frac{\rho}{2} (v_1^2 - v_2^2). \quad (5.7)$$

Вираз для квадрата швидкості безпосередньо пов'язаний із стисливістю рідини і є динамічним тиском. Він виникає внаслідок дії рухомої рідини [14,16].

Загалом  $\rho g \Delta h$  є незначним порівняно з іншими умовами, тоді, нехтуючи ними, співвідношення зводиться до виду:

$$\Delta P = \Delta P_s \frac{\rho}{2} (v_1^2 - v_2^2) \quad (5.8)$$

Це співвідношення виражає той факт, що загальна втрата навантаження тиску між двома точками в потоці рідини дорівнює алгебраїчній сумі втрати статичного тиску і динамічну втрату тиску.

Якщо швидкість переміщення рідини велика, що має місце в нашому випадку, ми будемо ігнорувати  $\Delta P_s$  і отримаємо наступне співвідношення, яке зазвичай використовується (і також є результатом термодинамічних припущень), якщо початкова швидкість дорівнює нулю:

$$\Delta P = \frac{\rho}{2} v^2 \quad (5.9)$$

Оскільки швидкість важко виміряти, виразимо цю залежність у більш зручній формі, через витрату рідини та площу:

$$\Delta P = \frac{\rho}{2} \cdot \frac{Q^2}{S^2}, \quad (5.10)$$

де:  $Q = v \cdot S$ .

Взаємозв'язок величин в (5.10) має сенс лише для ідеальної рідини (рідина без в'язкості), для справжньої рідини ситуація зовсім інша [15,17]. Тим не менше, він використовується для формулювання втрат навантаження в елементах гідравлічних систем шляхом порівняння.

Розглядаючи траєкторію руху частинок у рідинній сітці, існує два типи траєкторії. Один тип потоку регулярний і паралельний осі сітки - ламінарний, інший тип - турбулентний. Розрізнення цих двох режимів роботи здійснюється за безрозмірним числом Рейнольдса за допомогою виразу:

$$R = \frac{vD}{\mu}, \quad (5.11)$$

де:  $v$  - середня швидкість;

$D$  - номінальний діаметр;

$\mu$  - кінематична в'язкість рідини.

Згідно джерел [13] приймаємо, що: при  $R < 1000$ , потік ламінарний; А при  $R > 2300$  - потік турбулентний (начення  $R_c = 2300$  є критичним числом Рейнольдса).

Що стосується втрат тиску, то існують розподілені втрати тиску (в трубах і гідравлічних каналах) та локалізовані втрати тиску (в обмежувальному та сполучному корпусах).

Оскільки, через дію гідравлічного насоса і сервоклапанів турбулентні потоки присутні в гідромагістралі, ми пов'язуємо втрати з динамічним тиском через вираз:

$$\Delta P = \xi \rho \cdot \frac{v^2}{2} = \xi \frac{\rho}{2} \cdot \frac{Q^2}{S^2}, \quad (5.11)$$

де:  $v = Q / S$  середня швидкість в еталонному розділі;

$Q$  - об'ємна витрата рідини;

$S$  – площа поперечного розрізу магістралі;

$\xi$  - коефіцієнт втрат тиску у розглянутому елементі об'єму.

Відношення (5.11) також може бути виражене за допомогою вагового коефіцієнта:  $\gamma = \rho g$ .

Значення  $\xi$  знаходиться по відповідним таблицям [2,5].

Для розподілених втрат тиску використовуємо таке співвідношення:

$$\xi = \lambda \frac{L}{D}, \quad (5.12)$$

де:  $\lambda$  - розподілений коефіцієнт втрат тиску;  $L$  - довжина трубки;  $D$  - діаметр трубки.

Отже:

$$\Delta P = \lambda \cdot \frac{L}{D} \cdot \frac{\rho}{2} \cdot \frac{Q^2}{S^2} \quad (5.13)$$

## 5.2. Розрахунок гідравлічної системи вібростенду

Розрахунки гідравлічної системи вібростенду і розрахунки передавальної функції, проведемо з застосуванням типових рівнянь сили (з

урахуванням тиску  $P$ ) та типових рівнянь потоку (які також включають  $P$ ), видаляючи  $P$  з двох компонент.

Рівняння сили виражають рівновагу рухомих частин під дією сил, яким вони піддаються. Отримуємо:

- сили, які залежать від положення рухомого елемента (циліндра), які в основному обумовлені жорсткістю  $k$  типу  $-kx$  (пропорційною переміщенню  $x$ ), та в'язкого тертя  $c$  типу  $-c \frac{dx}{dt}$ ;

- сили  $F_e$ , яка залежить від зовнішніх параметрів функції (ефективний тиск рідини  $-P_e$ , її витрата, прискорення, тощо).

Тоді, якщо прийняти  $M$  за масу рухомої частини, загальне співвідношення набуває класичного вигляду:

$$F_e = kx + c \frac{dx}{dt} + M \frac{d^2x}{dt^2} \quad (5.14)$$

Рівняння потоку рідини виражають збереження відношення потоку до маси  $D_i = \rho Q_i$  [18]. Якщо в ресивер надходить масовий потік  $D_i$  і масовий потік  $D_j$  його залишає, то відношення балансу має вид:

$$\sum_i D_i - \sum_j D_j = \frac{dM}{dt} = \rho \frac{dV}{dt} + V \frac{d\rho}{dt} \quad (5.15)$$

Для даної маси  $M$  та об'єму  $V$ :  $\frac{d\rho}{\rho} = -\frac{dV}{V} \rightarrow B = \frac{dP}{(d\rho/\rho)}$ ,

де  $B$  - коефіцієнт стисливості, а отже:  $d\rho = \rho \frac{dP}{B}$ , на практиці  $\rho \neq \rho_0$  (значення для  $P=0$ ).

Отримуємо:  $\sum_i Q_i - \sum_j Q_j = \frac{dV}{dt} + \frac{V}{B} \cdot \frac{dP}{dt}$ . (5.16)

Рівняння (5.16) включає умову для зміни швидкості потоку  $\sum_i Q_i - \sum_j Q_j$ ,

умову для зміни об'єму:  $\frac{dV}{dt}$  і умову для стисливості рідини:  $\frac{V}{B} \cdot \frac{dP}{dt}$ .

### 5.2.1. Розрахунок кінематики гідроциліндра з сервоклапаном

Схематично представимо роботу симетричного гідравлічного циліндру збудника коливань вібостенду, як показано на рис.5.2.

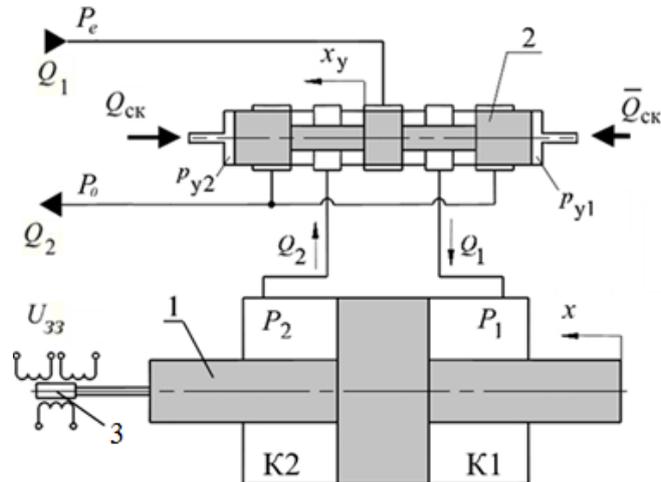


Рис.5.3. Схема гідравлічного циліндра з сервоклапаном.

На рис.5.3. зображено: 1- поршень симетричного гідроциліндра зі штоком, 2 - сервоклапан, 3- датчик зворотного зв'язку системи керування,  $K1$  - камера 1 і  $K2$ - камера 2 симетричного гідроциліндра.

За припущенням, сервоклапан симетричний, без порогу спрацювання або відновлення. Таким чином, потік в кожній камері симетричного гідравлічного циліндра подвійної дії визначається рівними витратами рідини, що подається з сервоклапану, і витратами рідини витоку з циліндру, що відповідно становить:

$$Q_1 = S \frac{dx}{dt} + \frac{V}{B} \frac{dP_1}{dt}; \quad Q_2 = S \frac{dx}{dt} - \frac{V}{B} \frac{dP_2}{dt}, \quad (5.17)$$

де  $P_1$ , і  $P_2$  - тиск у камерах 1 і 2 циліндра відповідно.

У стані спокою:  $P_1 = P_2 = \frac{P_e}{2}$  (однакові втрати тиску в кожному отворі симетрії), де:  $P_e$  - ефективний тиск або тиск на вході сервоклапана.

Аналогічно:  $Q_1 = -Q_2$  і якщо підсумувати  $Q_1 + Q_2$  та інтегрувати його, отримаємо:

$$P_1 + P_2 = P_e \quad (5.18)$$

Відношення (5.18) виражає, що через симетрію циліндра тиски  $P_1$ , і  $P_2$  також симетричні і завжди менші або дорівнюють відношенню:  $P_e / 2$ .

Таким чином, припускаючи симетрію циліндра, можемо записати:

$$P_1 = \frac{P_e}{2} + \frac{P_1 - P_2}{2}, \text{ та } P_2 = \frac{P_e}{2} - \frac{P_1 - P_2}{2}. \quad (5.19)$$

Втрати тиску на рівні розподільника сервоклапана визначаються як:

$$\Delta P = P_e - P_1 = \frac{P_e}{2} - \frac{P_1 - P_2}{2} = P_e - P_2 = \frac{P_e}{2} + \frac{P_1 - P_2}{2}. \quad (5.20)$$

Так, що:  $\Delta P = \frac{P_e}{2} - \text{sgn}(x) \frac{P_1 - P_2}{2}$ ,

де:  $\text{sgn}(x)$  - «сігнум» функція по  $x$  ( $x$  - переміщення поршня).

Якщо  $P_1 \neq P_2$  (або переміщення є невеликі, близькі до 0), втрати тиску на отворі визначаються як:  $\Delta P = \frac{P_e}{2}$ .

Якщо брати до уваги зміни тисків  $P_1$ , і  $P_2$  в двох камерах циліндра, ми повинні врахувати, що витрати є пропорційними квадратному кореню перепаду тиску, який фактично застосовується в камерах, а не  $\frac{P_e}{2}$  залежно від випадку:

$P_e - P_1$  в камері  $K1$  і  $P_2$  в камері;

$P_1$  в камері  $K1$  і  $P_e - P_1$  в камері  $K2$ .

Потік рідини через розподільник можна відобразити рівнянням:

$$\Delta P = \rho \frac{v^2}{2} \quad (5.21)$$

Оскільки отвір на рівні розподільника має діаметр  $D_a$ , ми отримуємо:

$$Q = vS = v\pi D_a \rightarrow v^2 = \frac{Q}{\pi D_a} = \frac{2\Delta P}{\rho} \rightarrow Q^2 = (\pi D_a)^2 \frac{2}{\rho} \Delta P. \quad (5.22)$$

Введемо крайовий коефіцієнт  $\xi$  та встановимо:

$$K = \xi \pi D \sqrt{\frac{2}{\rho}}, \quad (5.23)$$

та отримаємо, враховуючи, що в цілому витрата рідини пропорційна квадратному кореню втрати тиску і відкриття отвору на розподільнику:

$$Q_1 = K_a \sqrt{\Delta P} = K_a \sqrt{\frac{P_e}{2} - \text{sgn}(x) \frac{P_1 - P_2}{2}}. \quad (5.24)$$

Наступний крок буде підключити цю швидкість до диференціальних рівнянь руху поршня, використовуючи типові рівняння сили (5.14) (тут, можна знехтувати  $C$  і  $K$  в порівнянні з іншими параметрами в рівнянні сил).

За припущенням (лінійність та симетрія), ми визначаємо "коефіцієнт посилення  $K$  для кожної камери або коефіцієнт посилення сервоклапана як:  $K_1 = Q_1 / a$ ,  $K_2 = Q_2 / a$  (де  $K_1 = K_2 = K$ , які протилежні та постійні). Це встановлено для втрати тиску через отвір  $a$ , рівний  $P_e / 2$ .

$$S_0 F = M \gamma = M \frac{d^2 x}{dt^2} = S(P_1 - P_2) \rightarrow P_1 - P_2 = \frac{M}{S} \frac{d^2 x}{dt^2}.$$

Таким чином:

$$Q_1 = K_a \sqrt{\frac{P_e}{2}} \sqrt{1 - \text{sgn}(x) \frac{M}{P_e S} \cdot \frac{d^2 x}{dt^2}} = K_1 \sqrt{1 - \frac{\text{sgn}(x) M}{P_e S} \cdot \frac{d^2 x}{dt^2}}, \quad (5.25)$$

$$\text{Де: } K_1 = K_a \sqrt{\frac{P_e}{2}} = \xi \pi D \sqrt{\frac{P_e}{\rho}} a.$$

В роботу циліндра вводиться елемент спотворення, оскільки швидкість потоку не є строго пропорційною відкриттю розподільника. Це спотворення пропорційне навантаженню  $M$  і прискоренню  $\gamma$ .

Потужність  $W$  на поршні визначається як добуток потоку і тиску. Тому ми отримуємо для чергування поршня в камері:

$$W(P_1 - P_2) = (P_1 - P_2)Q_1 = (P_1 - P_2)K_a \sqrt{\frac{P_e}{2} - \operatorname{sgn}(x) \frac{(P_1 - P_2)}{2}},$$

де  $W$  є максимальною, якщо  $\frac{dW}{d(P_1 - P_2)} = 0$ .

Таким чином:

$$P_e = \frac{3}{2}(P_1 - P_2) = \frac{3F}{2S}. \quad (5.26)$$

Отже, можна визначити максимальну динамічну силу  $F$ , доступну для даного тиску  $P_e$ :

$$F = \frac{2SP_e}{3}. \quad (5.27)$$

Розрахунокові параметри гідроциліндра вібростенда наведені в Додатку Б.6.

### 5.2.2. Функція гідравлічної передачі симетричного гідроциліндра

Потік у камері гідравлічного циліндра представляє собою суму наступних швидкостей:

- через зміщення поршня:  $S \frac{dx}{dt}$ ;

- через перетікання рідини по нещільності прилягання поршня та циліндра:  $fP_k$  в камері  $k$ ;

- завдяки стисливості рідини:  $\frac{V}{B} \cdot \frac{dP_k}{dt}$  в камері  $k$ ;

- через витік розподільника:  $f_k = 2 \frac{q_0}{P_\theta} \Delta P_k$  в камері  $k$ .

$q_0$  - швидкість витіку в точці витіку  $s_0$  при  $\Delta P = P_e / 2$ .

У нейтральному положенні ( $a = 0$ ), якщо припустити, що розподільник досконало симетричний на всіх чотирьох прохідних ділянках (які гіпотетично змінюються лінійно із відносним лінійним розподільником, що відкривається "а"), швидкість витіку пропорційна  $q_0$  через відносну частка тиску, яка існує в кожній камері, включаючи:

$$\text{(камера 1)} \quad q_0 \cdot \frac{P_\theta + P_1 - P_2}{P_\theta} = 2 \frac{q_0}{P_\theta} \Delta P_1; \quad (5.29)$$

$$\text{(камера 2)} \quad q_0 \cdot \frac{P_\theta + P_2 - P_1}{P_\theta} = 2 \frac{q_0}{P_\theta} \Delta P_2 \quad (5.30)$$

На підставі попередніх результатів отримуємо:

$$Q_1 = -Q_2 = K_1 \cdot \sqrt{1 - \frac{\text{sgn}(x)M}{SP_\theta} \cdot \frac{d^2x}{dt^2}}. \quad (5.31)$$

$$\text{Де: } K = \xi\pi D \sqrt{\frac{2}{\rho}}, \quad \text{а} \quad K_1 = Ka \sqrt{\frac{P_\theta}{2}} = K_2 a = \xi\pi D \sqrt{\frac{P_\theta}{\rho}} a.$$

Параметр потоку, який враховує тільки витоки розподільника, наступний:

$$Q_1 = K_1 \sqrt{1 - \frac{\text{sgn}(x)Md^2x}{SP_\theta dt^2}} = S \frac{dx}{dt} + fP_1 + \frac{V}{B} \cdot \frac{dP_1}{dt} + 2 \frac{q_0}{P_\theta} \Delta P_1 \quad (5.32)$$

$$Q_2 = -K_1 \sqrt{1 - \frac{\text{sgn}(x)Md^2x}{SP_\theta dt^2}} = -S \frac{dx}{dt} + fP_2 + \frac{V}{B} \cdot \frac{dP_2}{dt} + 2 \frac{q_0}{P_\theta} \Delta P_2 \quad (5.33)$$

Диференціюючи обидві сторони, ми отримуємо:

$$\begin{aligned} 2K_1 \sqrt{1 - \frac{\text{sgn}(x)Md^2x}{SP_\theta dt^2}} &= 2S \frac{dx}{dt} + f(P_1 - P_2) + \\ &+ 2 \frac{q_0}{P_\theta} (\Delta P_1 - \Delta P_2) + \frac{V}{B} \frac{d(P_1 - P_2)}{dt}. \end{aligned} \quad (5.34)$$

$$\text{Аналогічно:} \quad \Delta P_1 - \Delta P_2 = P_1 - P_2 = \frac{F}{S} = \frac{M}{S} \frac{d^2x}{dt^2}. \quad (5.35)$$

Отримуємо:

$$2K_1 \sqrt{1 - \frac{\text{sgn}(x)Md^2x}{SP_\theta dt^2}} = 2S \frac{dx}{dt} + f \frac{M}{S} \frac{d^2x}{dt^2} + 2 \frac{q_0}{P_\theta} \frac{M}{S} \frac{d^2x}{dt^2} + \frac{V}{B} \frac{M}{S} \frac{d^3x}{dt^3}. \quad (5.36)$$

Використовуючи перетворення Лапласа  $K_1 = K_2 A(\rho)$ , отримуємо:

$$K_2 A(\rho) \cdot \sqrt{1 - \frac{M}{SP_\theta} \rho^2} X(\rho) = S \rho X(\rho) + \left( \frac{f}{2} + \frac{q_0}{P_\theta} \right) \cdot \frac{M}{S} \rho^2 X(\rho) + \frac{V}{2B} \frac{M}{S} \rho^3 X(\rho). \quad (5.37)$$

$$\text{Тоді: } H_H(p) = \frac{X(p)}{A(p)} = \frac{K_2 \sqrt{1 - \frac{M}{SP_e} p^2} Xp}{Sp \left[ 1 + \left( \frac{f}{2} + \frac{q_0}{P_e} \right) \frac{M}{S^2} p + \frac{V}{2B} \frac{M}{S^2} p^2 \right]} \quad (5.38)$$

Функція  $\text{sgn}(x)$  тут безпосередньо задається  $X(p)$  і, отже,  $x(t)$  за визначенням.

Ця передавальна функція не є лінійною, як ми передбачали через радикал (5.25). У гідравлічній системі введемо такі позначення:

$$\omega_f = \frac{K_2}{S} = \frac{\xi \pi D}{S} \sqrt{\frac{P_e}{\rho}} \quad - \text{приріст швидкості в системі без зворотнього зв'язку};$$

$$\omega_c = \sqrt{\frac{2BS^2}{VM}} \quad - \text{власна частота поршня};$$

$$\xi_1 = \frac{\omega_c}{2} \cdot \frac{f_1 M}{2S^2} \quad - \text{коефіцієнт демпфування через витік в зазорі поршня і}$$

циліндра;

$$\xi_2 = \frac{\omega_c}{2} \cdot \frac{Q_\theta}{P_\theta} \cdot \frac{M}{S^2} \quad - \text{коефіцієнт демпфування через негерметичність}$$

клапанів.

Тоді передавальна функція стає:

$$H_H(p) = \frac{\omega_f \cdot \sqrt{1 - \frac{M}{SP_e} p^2} Xp}{p \left[ 1 + \frac{2}{\omega_c} (\xi_1 + \xi_2) p + \frac{1}{\omega_c^2} p^2 \right]} \quad (5.39)$$

Ці відношення можна лінеаризувати щодо робочої точки.

Лінеаризація типового рівняння потоку через п'єзоелектричний клапан.

Ми бачили, що його вираз є функцією квадратного кореня втрати тиску, такою, що:

$$Q = K\sqrt{\Delta P} = K\sqrt{P_e - P}.$$

Застосовуючи відношення лінеаризації до потужності, добутку та суми, отримуємо  $K$ , що розглядається як змінна, і  $K_0 \dots K$  (коефіцієнт пропорційності):

$$\frac{Q}{Q_0} = 1 \cdot \frac{K}{K} + \frac{1}{2} \left[ \frac{d(P_e - P)}{(P_e - P)_0} \right] = 1 + \frac{1}{2} \frac{\Delta P_e}{(P_{e0} - P_0)} - \frac{1}{2} \frac{\Delta P}{(P_{e0} - P_0)}.$$

Так, що:

$$Q = Q_0 \cdot \left[ 1 + \frac{1}{2} \frac{\Delta P_\theta}{(P_{\theta 0} - P_0)} - \frac{1}{2} \frac{\Delta P}{(P_{\theta 0} - P_0)} \right] \quad (5.40)$$

Саме ця лінійна залежність, яка пов'язана із співвідношеннями (5.14) та (5.15), дозволяє нам отримати доступ до більшості передавальних функцій гідравлічної системи [ 4].

Вираз (5.39) можна безпосередньо лінеаризувати, зберігаючи лише лінійну частину виразу чисельника. Це означає лінеаризацію роботи сервоклапана на основі припущення, що швидкість потоку  $Q$  пропорційна отвору розподільника. Розрахунки показали, що це спрощення не зменшує точність кінцевого результату. Тоді розрахунок можна провести з достатньою точністю, записавши співвідношення швидкості потоку у вигляді  $Q = Ka$ .

Таким чином, в рамках динамічного дослідження сервоуправління (налаштування коефіцієнта підсилення, пошук резонансної частоти із замкнутою петлею, врахування стійкості тощо) застосуємо спрощене співвідношення:

$$H_H(\rho) = \frac{\omega_1}{\rho \left[ 1 + \frac{2}{\omega_c} (\xi_1 + \xi_2) \rho + \frac{1}{\omega_c^2} \rho^2 \right]}. \quad (5.41)$$

Отже:

$$H_H \left( j \frac{\omega}{\omega_c} \right) = \frac{\frac{\omega_1}{\omega_c}}{j \frac{\omega}{\omega_c} \left[ 1 + 2j(\xi_1 + \xi_2) \frac{\omega}{\omega_c} - \frac{\omega^2}{\omega_c^2} \right]}. \quad (5.42)$$

Форма змінного сигналу, його частота та знакозмінний рух поршня відносно перетину нульового рівня, а також амплітуда цього руху забезпечується системою керування розробленого гідравлічного вібростенду.

### 5.3. Розробка конструкції п'єзоелектричного клапана

Для збільшення швидкодії системи керування в якості привода керування потоком рідини в гідравлічному стенді запропоновано застосувати клапан з п'єзоелектричним уніморфним приводом. Згідно [16] у порівнянні з електромагнітним приводом п'єзоелемент забезпечує більш швидке спрацювання, час якого складає близько 0,125 мс (проти 0,5 мс електромагнітного приводу).

В ідеалі п'єзоелектричний уніморфний привід - це лінійний, консервативний, перетворювач працюючий на зворотному п'єзо ефекті [6,7,8]. Як виконавчий механізм, п'єзоелектрична композитна діафрагма здійснює прогинання дискової поверхні у відповідь на прикладену змінну напругу (Рис.5.3).

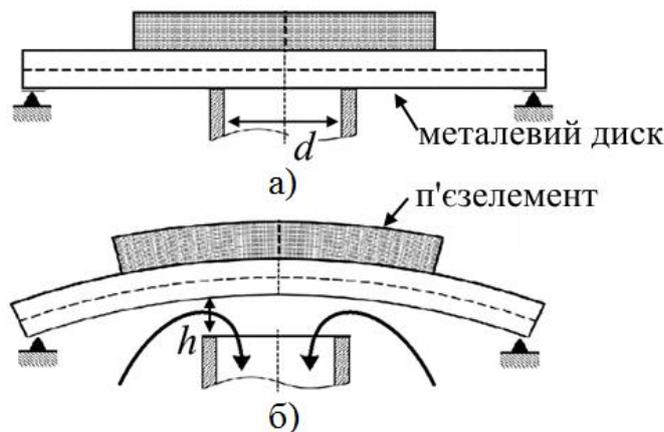


Рис.5.3. Дисковий п'єзоелектричний привід в закритому стані - а) та в відкритому стані- б)

Таким чином, як показано на рис.5.3 а) канал з діаметром  $d$  в закритому стані, а рис.5.3 б) – в закритому, здійснюється керування потоком рідини в гідравлічній магістралі.

Основні фізичні характеристики, що визначають експлуатаційні параметри п'єзоелектричних актюаторів [9,10,11]: резонансна частота, статична ємність, величина переміщення, блокуюче зусилля, резонансна частота .

Для побудови п'єзоелектричного клапана був застосований уніморфний диск з параметрами (дивись Додаток Б.4).

Визначена його АЧХ та ФЧХ, які наведено на рис.5.4.

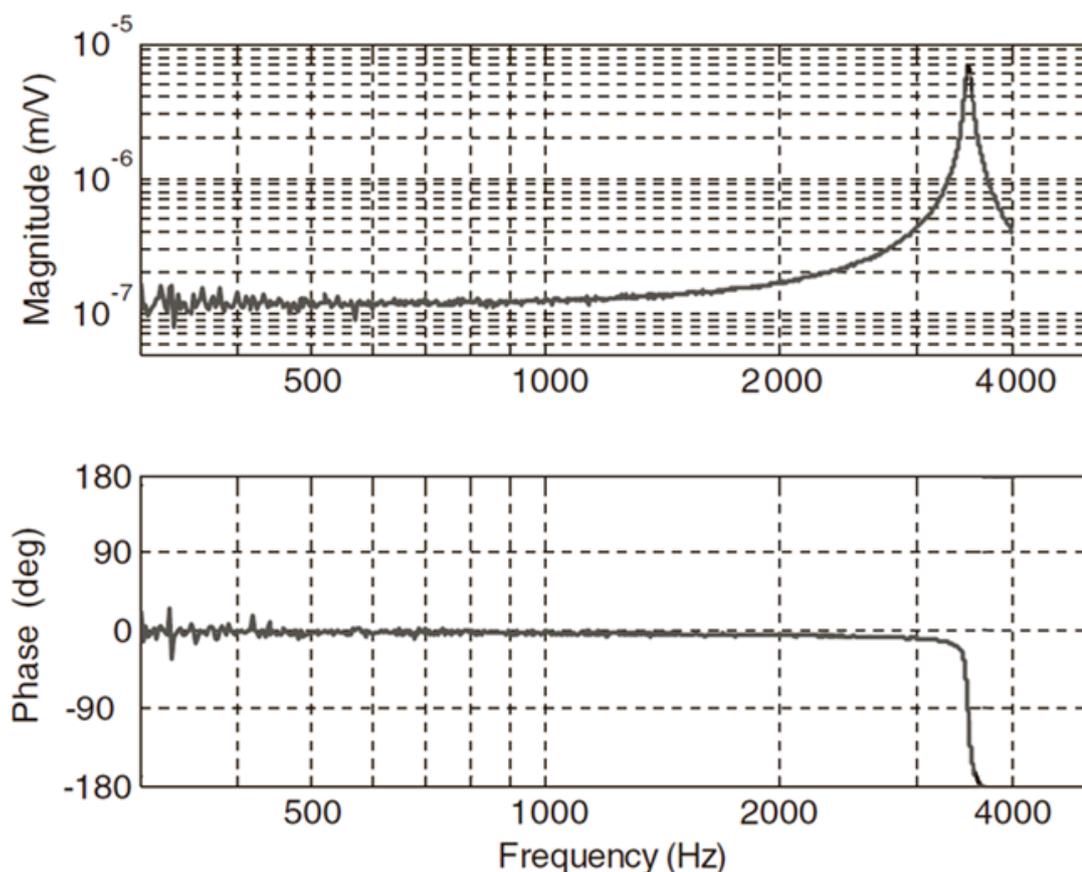


Рис.5.4. АЧХ та ФЧХ п'єзоелектричного уніморфного диску

Максимальне переміщення, яке відтворює даний дисковий уніморф було перевірено експериментальним шляхом з застосуванням механічного мікрометром ( рис.5.5), та склало  $109\mu\text{m}$ .

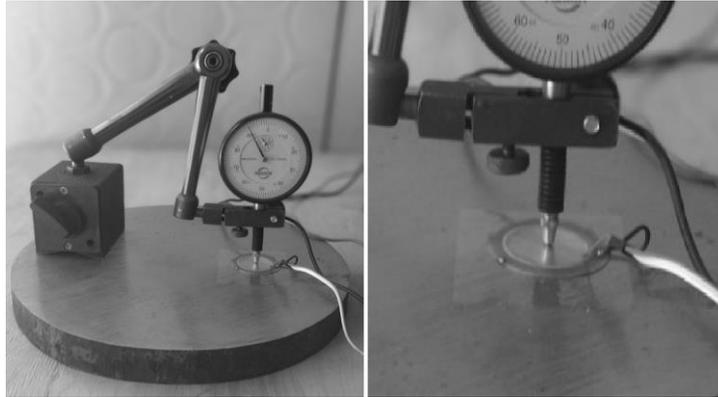


Рис.5.5. Визначення максимального переміщення дискового уніморфу

Конструктивно розроблений п'єзоелектричний клапан (ПК) представлений на рис.5.6) представляє собою прохідний об'єм з вхідним та вихідним отворами діаметром 10 мм в якому розташований дисковий п'єзопривід краї якого, без заземлення, прижаті кришкою в корпусі.

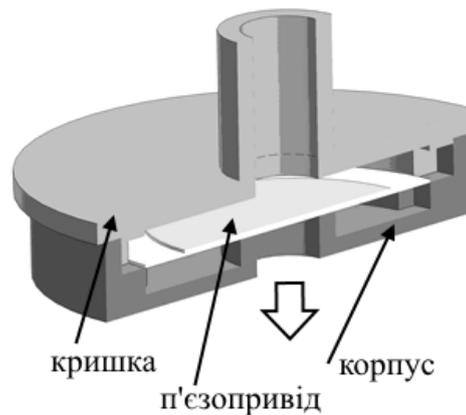


Рис.5.6. Конструкція п'єзоелектричного клапану

Конструкція корпусу п'єзоелектричного клапану виконана так, що в робочому стані рідина під тиском  $P$  діє на верхню поверхню з силою

$$F_{\text{в}} = PS_{\text{в}},$$

а на нижню поверхню:

$$F_{\text{н}} = PS_{\text{н}}.$$

При чому  $S_{\text{н}} = S_{\text{в}} - S_{\text{отв}}$ , де  $S_{\text{в}}, S_{\text{н}}, S_{\text{отв}}$  - площі верхньої поверхні, нижньої поверхні та прохідного отвору відповідно.

Тобто, для того щоб перейти в відкритий стан п'єзоелектричному клапану необхідна сила  $F > \Delta F$ , де  $\Delta F = F_e - F_n$ .

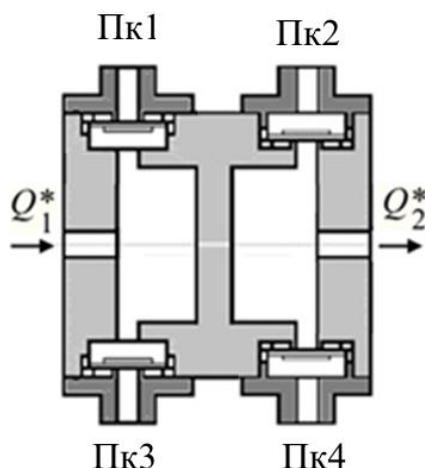


Рис.5.7. З'єднання п'єзоелектричних клапанів Пк по схемі мосту

Для зазпечення роботи в мостовій схемі п'єзоелектричні клапани -Пк попарно розміщені в корпусі з камерами вхідної магістралі і витoku (рис.5.7). Вони працюють попарно –інверсно.

#### 5.4. Синтез схеми керування вібростенду

Систему керування побудуємо виходячи з того, що гідравлічний механізм вібростенду, який складається з розподільного сервоклапана і гідроциліндра є типовою інтегруючою ланкою.

Система керування повинна забезпечити відтворення гідроциліндром, навантаженим сталою масою, руху, згідно заданого сигналу, по формі, амплітуді та частоті. Виконавчими пристроями система керування, які керують гідравлічними потоками вібростенду є п'єзоелектричні клапани та сервоклапан.

Як відомо, усі реальні гідравлічні системи певною мірою містять нелінійні елементи: вони мають насиченість у потоці та тиску [9,10].

Нелінійні системи дуже важко аналізувати, оскільки вони не мають єдиної точки рівноваги, і складно кількісно визначити критерії стабільності для цих систем. На відміну від нелінійних систем, лінійна система має лише

одну унікальну точку рівноваги, і критерії її стійкості чітко визначені [20,21,24].

З точки зору системи керування, є велика перевага використання лінійних систем. Лінійні диференціальні рівняння мають унікальні рішення, і всі аспекти продуктивності системи, такі як реакція та стабільність, передбачувані. Використовуючи метод лінеаризації існуючих нелінійностей, повну систему можна розглядати як лінійну. Це робить конструкцію системи управління набагато зрозумілішою та легшою у виконанні.

Найпоширенішим контролером звичайного типу є ПД-контролер. Однак навіть за допомогою цього контролера все ще може виникнути потреба у більш динамічних компенсаціях у контурі управління. У гідравлічній системі відносно демпфування часто досить низьке. При необхідності збільшення демпфірування можна використовувати додатковий зворотний зв'язок стабілізації тиску або прискоренню. Залежно від варіації вхідного сигналу буде виникати затримка між похідною командного сигналу та вихідним сигналом. Ця затримка може бути зменшена до мінімуму за допомогою посилення зворотного зв'язку.

Дія ПД-регулятора в тому, що коефіцієнт посилення похідної збільшується пропорційно частоті. В іншому випадку високочастотні порушення сигналів будуть посилені до рівня, який може в основному впливати на функціонування системи. Тому, для зменшення коефіцієнта посилення похідної на високих частотах, ми застосували прямий контурний фільтр.

Також, якщо вхідний сигнал динамічно зміниться, у сервоприводі буде затримка фази від вхідного до вихідного сигналу. У сервоприводі положення затримка фази викликає помилку положення, пропорційну похідній часу від командного сигналу (швидкість). І, якщо застосувати упереджувальне посилення (ланка упередження), яке дасть похідну від командного сигналу, можна буде усунути затримку фази. Це упередження допомагає контуру

управління сервоприводом (сервоклапан) швидко реагувати на зміну командного сигналу.

Тобто, у той час як зворотний зв'язок працює з відхиленнями від бажаної поведінки в минулому, схема упередження є прогностичним елементом, який змушує систему проявляти бажану поведінку відносно вхідного сигналу [25].

Упереджувальне посилення представлено передавальною функцією:

$$G_{iy} = \frac{s}{K_v} \quad (5.43)$$

де  $K_v$  - стаціонарний коефіцієнт посилення в контурі управління від вхідного сигналу подачі до вихідного сигналу системи.

У своєму складі ланка упередження також має фільтр низьких частот.

З наведеного вище загальна структура контролера буде такою, як показано на рис.5.8.



Рис.5.8. Структурна схема керування електрогідравлічним вібростендом

Перед налаштуванням ПІД-контролера необхідно перевірити його реалізацію. Однією із загальних реалізацій контролера, описаною в частотній області, є:

$$Y(s) = K_p \cdot e(s) + \frac{1}{T_I} \cdot \frac{1}{s} \cdot e(s) \cdot f(aw) + \frac{T_D s}{1 + \frac{T_D}{N} s} \cdot u_{fb}(s) \quad (5.44)$$

Наведене вище рівняння показує, що коефіцієнт посилення інтегратора множиться на помилку керування  $e(s)$  та функцію усунення помилки  $f(aw)$ . Похідна дія застосовується лише до сигналу зворотного зв'язку  $u_{fb}(s)$ , а потім додається фільтр низьких частот, де постійну часу  $T_D / N$  потрібно налаштувати на відповідну межу коефіцієнта посилення похідної на високих частотах.

При налаштуванні ПД-регулятора для гідравлічної системи доцільно використання методів, викладених в [19]. Тобто система запускається тільки з  $P$ -регулятором, поступово збільшується коефіцієнт посилення, поки не почнеться процес автоколивання. В цей час пропорційний коефіцієнт дорівнює  $K_C$ , а період коливань дорівнює  $T_C$ . Тепер параметри в ПД-контролері налаштовуються наступним чином:

$$T_D = 0,075 \cdot K_C \cdot T_C; \quad \frac{1}{T_I} = 1,2 \cdot \frac{K_C}{T_C}; \quad K_P = 0,6 \cdot K_C - 0,5 \cdot \frac{T_S}{T_I},$$

$$Y(s) = K_p \cdot e(s) + \frac{1}{T_I} \cdot \frac{1}{s} \cdot e(s) \cdot$$

Де  $T_S$  - час вибірки.

Алгоритм адаптивного підналаштування наведений в Додатку Б.5.

Сформований сигнал управління в широтно модульованому виді, подається на п'єзоелектричні клапани (Пк на рис.5.1). Таким чином Пк керують гідравлічним потоком двома станами: повністю відкритий і повністю закритий. Таке керування дає змогу уникнути нелінійності (гістерезису) характеристики п'єзоелектричних перетворювачів і побудови додаткових схем компенсації.

## 5.5. Розробка макету електрогідравлічного вібростенду

Опираючись на проведені теоретичні опрацювання літературних джерел [5,14], та вивчення принципів побудови електрогідравлічних вібростендів компанії Dongling Technologies Co.,Ltd. (DONGLING), серія

вібростендів SY-70, компанії ASLi (China) Test Equipment Co., Ltd, серія вібростендів ES, компанії ECON серія вібростендів HVS, які сьогодні представлені на ринку, та на структурну схему (рис.5.1 ) був розроблений макет електрогідравлічного вібростенду. В основу побудови та розрахунків покладена гідростанція продуктивністю 20 л/хв (робоча рідина-мінеальна олива АМГ-10 в'язкістю 10 сСт при 50°C) та потужністю 7,5 кВт/год.

До складу якого, окрім гідростанції входять:

- Ресивер;
- Манометри для моніторингу тиску;
- Сервоклапан;
- Робочий симетричний циліндр;
- Блок п'єзоелектричних клапанів та блок системи керування.

Зовнішній вид макету вібростенду наведено рис.5.9.



Рис.5.9. Зовнішній вид макету електрогідравлічного вібростенду

За відправну точку розрахунку було взято відношення зусилля виштовхування (максимальне зусилля), яке розвиває на штокові вертикально розташований гідроциліндр, до маси корисного навантаження. Це значення було визначено аналітичним методом. Шляхом аналізу характеристик електрогідравлічних вібростендів різних потужностей та виробників був визначений коефіцієнт відношення, який дорівнює 5. Таким чином, провівши попередні підрахунки були визначені початкові дані для побудови.

Отримані та основні характеристики макету стенду наведені в табл.5.1.

Таблиця 5.1

Основні характеристики макету електрогідравлічного вібростенду

| Назва параметру  | Величина     |
|--|--------------|
| Максимальне зусилля (кН)                                   | 1,2          |
| Максимальне навантаження (кг)                              | 20,0         |
| Діапазон частот (Гц)                                       | 0,5...500    |
| Максимальне зміщення (мм)                                  | 10           |
| Максимальне прискорення (м/с <sup>2</sup> )                | 1850*        |
| Розмір стола (мм)  | 200x200      |
| Витрата гідро насоса, Q (л/хв)                             | 20           |
| Споживана потужність (кВт)                                 | 7,5          |
| Розмір Д×Ш×В ( м )   | 1,0x0,85x0,7 |
| маса (кг)  | 180          |
| *Отримано на частоті 500 Гц при амплітуді коливань 1,25 мм |              |

Розрахункова та отримана експериментально на макеті АЧХ наведена на рис. 5.10.

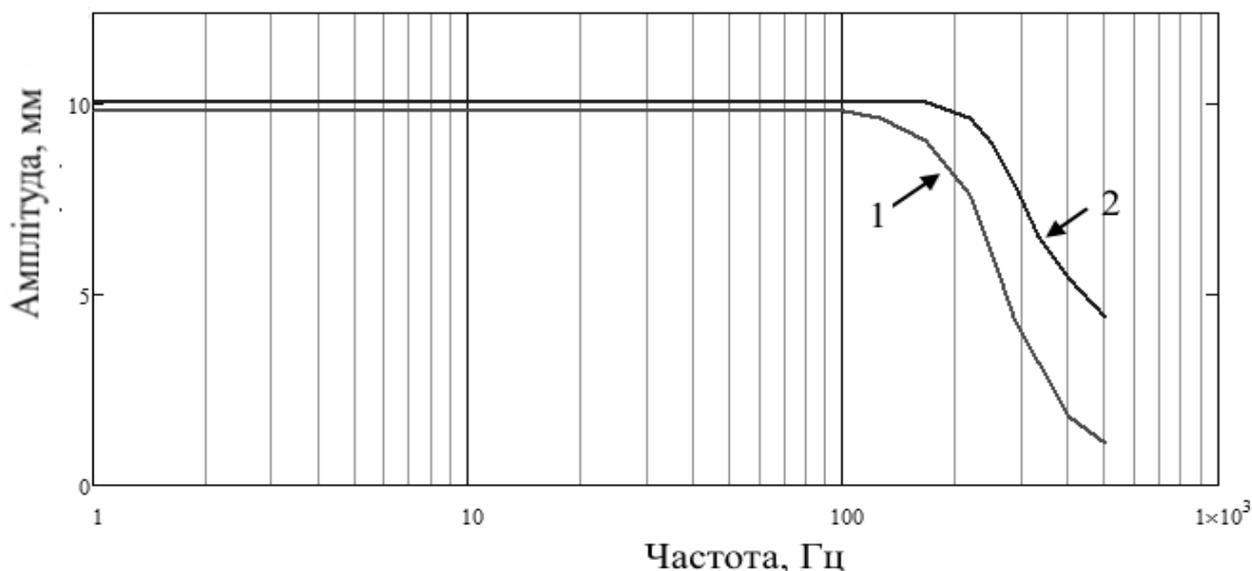


Рис.5.10. Експериментальна (1) та розрахункова (2) АЧХ вібростенду

Експериментальні дослідження показали, що, в порівнянні з відомими моделями вище названих виробників та вимогами стандарту до цього виду вібростендів, розробний макет електрогідравлічного вібростенду відрізняється покращеними показниками: діапазон частот коливань розширено в 2,3 рази, віброшвидкість та прискорення в 1,85 раза ( дивись Додатки Б.7).

Різниця розрахункової і реальної пролоси частот по рівню -3 дБ складає 90 Гц, що пояснюється кінцевою потужністю гідравлічної станції (розрахунковий графік 2) та додатково втратами тиску на тертя рідини в гідравлічній системі на частотах більше 200 Гц на експериментальному графіку 1 (рис.5.10).

### **Висновки до розділу 5**

Переваги гідравлічних збудників вібраційних коливань у порівнянні з електродинамічними, з точки зору максимальної сили, що розвивається, максимально можливого ходу, міцності та експлуатації в низькочастотній області, а також мобільності є очевидними. Також велике значення має відсутність електромагнітних полів при відтворенні коливань великої потужності.

Використовуючи сучасні технології, гідравлічні збудники вібраційних коливань можна також використовувати в тестах на удар, дотримуючись спеціальних запобіжних заходів та використовуючи акумулятори стисненої рідини належного розміру і мати сполучення короткими магістралями з силовим циліндром.

Теоретичні розрахунки показують, що на сьогодні є технічні можливості побудувати вібростенди з електрогідравлічними приводами, які здатні генерувати вібрації полосною до 1000 Гц завдяки прогресу в розробці швидких сервоклапанів. Так, з нашої точки зору, в вузлах керування потоками рідини необхідно застосувати багатошарові п'єзоактуатори, які на сьогодні розвивають блокуючі зусилля в 10 кН і більше. Малий хід актуаторів можливо компенсувати відповідними мультиплікаторами руху. Це дасть можливість подолати основний недолік притаманний сучасним моделям електрогідравлічних вібраційних стендів: наявність повільного сервоклапана з рухоми інерційними масами механічних частин.

### **Перелік літератури до розділу 5**

1. Кемпф Х. Гидропривод. Основы и компоненты./Х. Кемпф// Бош Рексрот АГ, Эрбах, Германия, 2003.-323 с.
2. Стесин С.П. Гидродинамические передачи/ С.П.Стесин, Е.А.Яковенко // – М.: Машиностроение, 1973. – 352 с.

3. ISO 10813-2:2019 Vibration-generating machines - Guidance for selection-Part 2: Equipment for dynamic structural testing.
4. Попов Д. Н. Гидромеханика: учебник для вузов / Попов Д.Н., Панаиотти С.С.//2-е изд., стер. -М. : Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2002.
5. Воронов Д.Ю. Гидроцилиндры: учеб.-метод. пособие / Д.Ю. Воронов и др//. Тольятти : ТГУ, 2011. – 72 с
6. Ивина Н. Ф., Балабаев С. М. Анализ собственных колебаний круглых биморфных пьезокерамических пластин произвольных размеров. I. Свободно опертая пьезопластина. Дефектоскопия, 2001, вып. 8, 37–44.
7. Антоняк Ю. Т., Вассергисер М. Е. Расчет характеристик изгибного пьезоэлектрического преобразователя мембранного типа. Акустический журнал, 1982, т. XXVIII, вып. 3, С.294–302.
8. Вассергисер М. Е. Оценка предельных значений характеристик дисковых изгибных преобразователей. Доклады X Всесоюз. акуст. конф. М.: Акуст. Инст, 1983, С.46–49.
9. Тихонов А. Н., Самарский А. А. Уравнения математической физики. М.: Наука, 1972. 735 с.
10. Лэмб Г. Динамическая теория звука. М.: Государственное издательство физико–математической литературы, 1960. 372 с.
11. Передерко А.Л. Засоби забезпечення динамічного діапазону вимірювального каналу/Передерко А.Л.// Вісник Черкаського державного технологічного університету. – 2021. – Вип. 1. – С.42–49.
12. Будак Б. М., Самарский А. А., Тихонов А. Н. Сборник задач по математической физике. М.: Наука, 1979. 686 с.
13. Гейер В.Г. Гидравлика и гидропривод: учеб. для вузов / В.Г. Гейер, В.С. Дулин, А.Н. Заря// - 3-е изд., перераб. и доп. - М.: Недра, 1991.-331с.
14. Суров Г.Я. Гидравлика и гидропривод в примерах и задачах: учеб. пособие /А.Н. Вихарев, И.И. Долгова, В.А. Барабанов//.2-е изд., перераб. и доп. - Архангельск: Северный федеральный университет, 2010. -338 с.
15. Штеренлихт Д.В. Гидравлика: учеб. для вузов: в 2 кн. / Д.В.

Штеренлихт// 2-е изд., перераб. и доп. - М.: Энергоатомиздат, 1991. - Кн.1. - 351 с.

16. Насос форсунка с пьезоэлектрическим клапаном. Конструкция и принцип действия //Volkswagen AG Service Training VK-21 П/я 1995 38436 Wolfsburg.

17. Вакина В.В. Машиностроительная гидравлика. Примеры расчетов / В.В. Вакина, И.Д. Денисенко, А.Л. Столяров // - Киев: Выща шк., 1986. - 280 с.

18.Свешников, В.К. Станочные гидроприводы: справ. / В.К. Свешников А.А.Усов //- 2-е изд., перераб. и доп. - М.: Машиностроение, 1988. -512 с.

19. Y. Takahashi, C. S. Chan, D. M Auslander: Parametereinstellung bie Linearen DDC - Algorithmen. Regelungstchnik und Process-Datenverarbeitung, Vol. 19, No. 6, 1971, pp. 237-284.

20. Давыдов, Н. И. Определение параметров настройки ПИД – регулятора по переходной характеристике объекта управления/ Н. И. Давыдов, О. М. Идзон, О. В. Симонова // Теплоэнергетика. - 1995. - №10. - с. 17-22.

21. Astrom K. J. Advanced PID control/ K. J. Astrom, T. Hagglund – ISA (The instrumentation, Systems, and Automation Society), 2006 – 460 p.

22. Новиков, С. И. Оптимизация автоматических систем регулирования теплоэнергетического оборудования: учеб. пособие. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2006. Ч.1. – 108 с.

23. Astrom K. J. Revisiting the Ziegler-Nichols step response method for PID control/ K. J. Astrom, T. Hagglund // Journal of Process Control - 2004. - №4 - p.635-650.

24. Yaniv, O. Design of PID controller satisfying gain margin and sensitivity constraints on a set of plants/ O. Yaniv, M. Nagurka // Automatica – 2004. – №40 –p. 111-1.

25. Wen. Tan. Comparison of some well-known PID tuning formulas/ Wen. Tan. Jizhen Liu, Tongwen Chen, Horacio. J. Marquez // Computers and Chemical Engineering. -2006. - № 30. –p. 1416-1423.

## ВИСНОВКИ

В дисертаційній роботі отримані нові наукові результати, які у відповідності до мети дослідження є вирішенням актуальної науково-технічної задачі по розвитку методології вібровипробувань та удосконалення засобів вимірювань вібрації об'єктів складної техніки. При цьому отримано такі нові наукові та практичні результати:

1. Проведено аналіз сучасних методів і засобів для забезпечення динамічних випробувань і вібродіагностики машин і устаткування, первинних перетворювачів для забезпечення вимірювання параметрів вібрації та виконати аналіз перспектив їх подальшого розвитку.

2. Здійснено математичне моделювання датчиків з п'єзоелектричними перетворювачами для вимірювання вібраційних параметрів. Отримати їх амплітудно-частотні та фазо-частотні та перехідні характеристики. Отримати математичну модель фазових спотворень при вимірюванні вібраційного прискорення датчиками з п'єзоелектричними перетворювачами. Розробити модель похибок п'єзоелектричного акселерометра, провести їх аналіз. Визначити залежність генеруємого п'єзоелементом заряду від зовнішнього температурного впливу.

3. Отримана математична залежність п'єзомодуля акселерометрів від впливу ударних імпульсів при проведенні динамічних випробувань. Обґрунтувати необхідність застосування фільтрів нижніх частот для виключення резонансної області в полосі частот вимірювань. Отримати експериментальні залежності віброколивань і вихідних сигналів п'єзоакселерометра під дією ударного прискорення при його установці на в'язкопружну прокладку шляхом моделювання.

4. Розроблено заходи по розширенню динамічного діапазону автономних реєстраторів при вимірюванні ударних сигналів. Розроблена методика розрахунку та відтворення ударного спектру, при впливі на обладнання імпульсним вібраційним прискоренням, в основі якої лежать

співвідношення для обчислення ударного спектра осцилятора. Проведено моделювання реакції системи на ударні імпульси.

5. Проведено моделювання фільтрації, за допомогою вейвлет перетворення, вібраційного сигналу від шумових завад. Розглянуто використання розподілу піків стаціонарного гаусівського процесу в розрізі нетрадиційних підходів та методів в частині обробки і аналізу вихідної інформації при вібродіагностиці. Проведено дослідження розподілу піків вібраційного сигналу як критерію аналізу випадкового вібраційного сигналу, з метою підвищення достовірності та глибини діагностування.

6. Розроблена структурна схема, проведено моделювання роботи ланок вимірювального каналу автономного реєстратора вібраційних сигналів.

7. Розроблено конструкцію п'єзоелектричного акселерометра з пристроєм компенсації і системою керування для компенсації похибки вимірювання внесеної температурним впливом середовища.

8. Проведено теоретичні розрахунки електрогідравлічної системи, розроблено схему побудови та макет електрогідравлічного вібраційного стенду, отримані експериментальні дані, які підтверджують перспективність прийнятої концепції побудови та актуальність подальших досліджень даного напрямку.

# ДОДАТКИ

## Додаток А

Акти впровадження результатів дисертаційної роботи

ЗАТВЕРДЖУЮ

Проректор з наукової роботи та міжнародних зв'язків ОДАТРЯ

  
Г.Д. Братченко

“06” жовтня 2020 р.

АКТ

впровадження результатів дисертаційної роботи

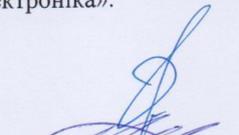
Комісія у складі: декан факультету метрології, автоматизації, інтелектуальних технологій та електроніки к.т.н., доцент Грабовський О.В. та завідувач кафедри електроніки та мікросистемної техніки д.т.н., доцент Банзак О.В. констатує, що результати дисертаційної роботи докторанта, доцента кафедри стандартизації, оцінки відповідності та освітніх вимірювань, Одеської державної академії технічного регулювання та якості, Передерко Анатолія Леонтійовича впроваджені у навчальний процес Одеської державної академії технічного регулювання та якості на кафедрі стандартизації, оцінки відповідності та освітніх вимірювань, 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. Апаратне забезпечення якості реєстрації вібраційних та ударних сигналів шляхом збільшення динамічного діапазону вимірювального каналу за рахунок зменшення впливу шумів квантування АЦП. [п.п. 3.4, 3.4.1 (стр.136, 153)]. | Досягнуто підвищення якості вимірювання прискорення при реєстрації динамічних ударних процесів автономними реєстраторами в умовах слабкої відтворюваності умов експерименту.  |
| 2. Методика та алгоритм розрахунку ударного спектру при впливі на обладнання імпульсним вібраційним прискоренням. [п.4.1 (стр.199)].  | Запропонований аналітичний метод визначення реакції системи на імпульсні навантаження при забезпеченні випробувань на надійність функціонування та розрахунку стійкості до ударних впливів приладів на стадіях проектування та виробництва. |

Результати дисертаційної роботи Передерко А.Л. за темою «Розвиток методології вібровипробувань та удосконалення засобів вимірювань вібрацій об'єктів складної техніки» впроваджені у навчальний процес кафедри електроніки та мікросистемної техніки:

- використовуються у курсах лекцій з дисципліни «Вимірювальні перетворювачі» в рамках освітньо-професійної програми зі спеціальності 171 «Електроніка», 152 «Метрологія та інформаційно-вимірювальна техніка» та 153 «Мікро та наносистемна техніка»;
- застосовуються в процесі підготовки кваліфікаційних робіт зі спеціальності 153 «Мікро та наносистемна техніка» та 171 «Електроніка».

Голова комісії:

  
О.В. Грабовський

Члени комісії:

  
О.В. Банзак

  
О.І. Лешенко

ПУБЛІЧНЕ АКЦІОНЕРНЕ ТОВАРИСТВО  
“НАУКОВО-ВИРОБНИЧЕ  
ОБ’ЄДНАННЯ  
“КИЇВСЬКИЙ ЗАВОД АВТОМАТИКИ”



PUBLIC JOINT STOCK COMPANY  
RESEARCH-AND-PRODUCTION  
ASSOCIATION  
“KYIV AUTOMATICS PLANT”

вул. Старокіївська, 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

«ЗАТВЕРДЖУЮ»  
Т.в.о. Голови Правління  
Шведчиков С.С.  
«07» 09 2021 р.

### АКТ ВПРОВАДЖЕННЯ результатів дисертаційної роботи

Ми, що нижче підписалися, в.о. начальника КТУ Йолтуховський М.Й., завідувач метрологічної лабораторією КТУ Малахов В.В., завідувач фізико-хімічної лабораторією КТУ Пашнюк Г.Г., начальник цеху Галицький В.А. склали дійсний акт про те, що результати дисертаційної роботи докторанта Передерка Анатолія Леонтіївича впроваджені у практику контролю авіаційної техніки на ПАТ «Київський завод автоматики».

У роботі вирішені питання підвищення точності та достовірності механічних вимірювань, а саме: вібраційного прискорення при проведенні стендових вібраційних випробувань, що досягнуто шляхом розширення динамічного діапазону АЦП вимірювального каналу. Розроблена методика розрахунку та відтворення ударного спектру, при впливі на обладнання імпульсним вібраційним прискоренням, в основі якої лежить обчислення ударного спектра, що дає змогу скоротити час на проведення вказаних випробування.

Використання цих результатів докторської дисертації Передерка А. Л. забезпечило для підприємства:

- Підвищення точності виготовлення виробів, що пройшли випробування на вібраційних стендах;
- Розробку методик випробування на вібраційних стендах для виробів шляхом розширення динамічного діапазону АЦП вимірювального каналу.

Комісія підтверджує, що результати дисертаційної роботи Передерка А. Л. мають значний науковий внесок в розробку по вимірюванню механічних величин і представляють практичний інтерес для фахівців ПАТ «Київський завод автоматики».

Взаємних фінансових претензій організації не мають.

В.о. начальника КТУ

Йолтуховський М.Й.

Завідувач метрологічної  
лабораторією КТУ

Малахов В.В.

Завідувач фізико-хімічної  
лабораторією КТУ

Пашнюк Г.Г.

Начальник цеху

Галицький В.А.



Шевченко С.Б.

## АКТ ВПРОВАДЖЕННЯ результатів дисертаційної роботи

Ми, що нижче підписалися, заступник директора по розвитку Шевченко Б.Д., начальник виробництва Марюх О.В. склали даний акт про те, що результати дисертаційної роботи докторанта Передерка Анатолія Леонтійовича впроваджені на ТОВ «АРАМІС» (виробник координатних станків лазерного різання, зварювання, гравірування та ін., м. Черкаси, Україна), а саме при проведенні вимірювання вібраційних впливів та лінійного прискорення системою керування рухом, що суттєво вплинуло на точність позиціонування та фокусування оптоволоконної лазерної головки.

Задача підвищення точності позиціонування лазерної головки та фокусування лазерного променя вирішена за рахунок поліпшення чутливості каналу вимірювання прискорення системи керування рухом, що досягнуто шляхом застосування алгоритму вейвлет перетворення при очищенні сигналу прискорення від завад.

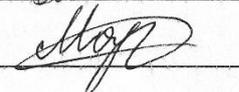
Використання результатів докторської дисертації Передерка А.Л. забезпечило підвищення точності лазерної обробки при виготовленні виробів на координатних лазерних станках, що будуються на підприємстві.

Комісія підтверджує, що результати дисертаційної роботи Передерка А. Л. мають значний науковий внесок в розробку по вимірюванню механічних величин та представляють практичний інтерес для фахівців ТОВ «АРАМІС».

Заступник  
директора по розвитку

 Шевченко Б.Д.

Начальник виробництва

 Марюх О.В.

**V&K 4371**

Діапазон частот ( $\pm 10\%$  обмеження): від **0,1** до **12600 Гц**

Температура: - від **74** до **+ 250 ° C**

Вага: **11 грам**

Чутливість: **1 пк / мс<sup>-2</sup>**

Ємність (без кабелю): **1100 пФ**

Рівень залишкового шуму в діапазоні частот спектра (середньоквадратичне значення):  $\pm$  **0,24 мг**

Максимальний робочий рівень (пік): **6000 g.**

Електричний роз'єм: **10-32 UNF**

Кріплення: **шпилька**

Вихід: **Charge-PE**

Програми: **загального призначення**

Одиниця виміру: **пк**

Резонансна частота: **15 кГц**

Максимальний рівень удару ( $\pm$  пік): **20000 g.**

**V&K 4370**

Діапазон частот ( $\pm 10\%$  обмеження): від **0,1** до **4800 Гц**

Температура: - від **74** до **+ 250 ° C**

Вага: **54 грам**

Чутливість: **10 пк / мс<sup>-2</sup>**

Ємність (без кабелю): **1100 пФ**

Рівень залишкового шуму в діапазоні частот спектра (середньоквадратичне значення):  $\pm$  **0,02 мг**

Максимальний робочий рівень (пік): **2000 g.**

Електричний роз'єм: **10-32 UNF**

Кріплення: **шпилька**

Вихід: **Charge-PE**

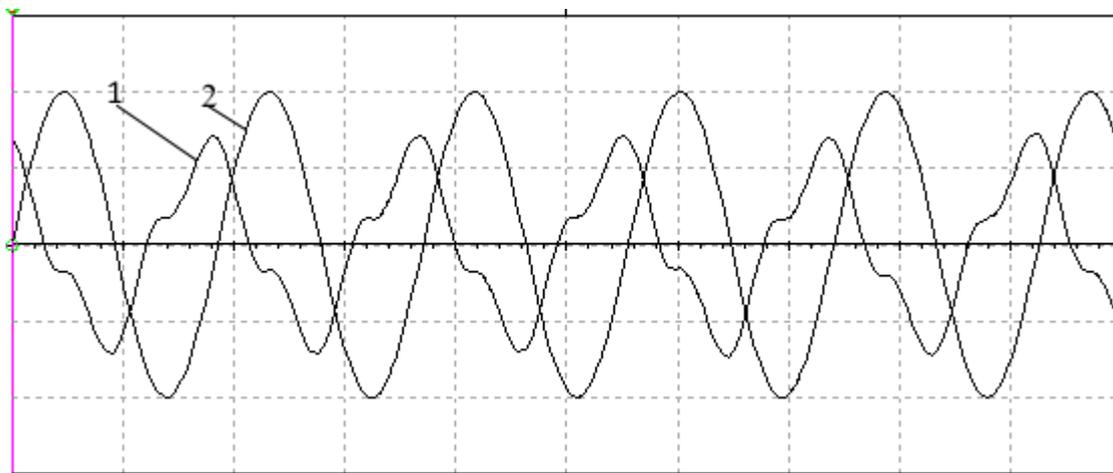
Програми: **загального призначення**

Одиниця виміру: **пк**

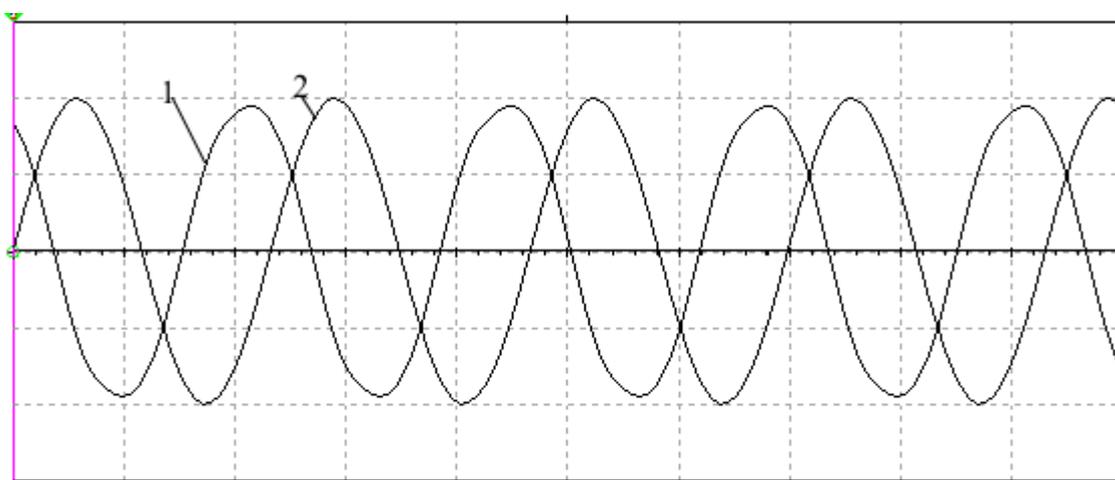
Резонансна частота: **5,6 кГц**

Максимальний рівень удару ( $\pm$  пік): **2000 g.**

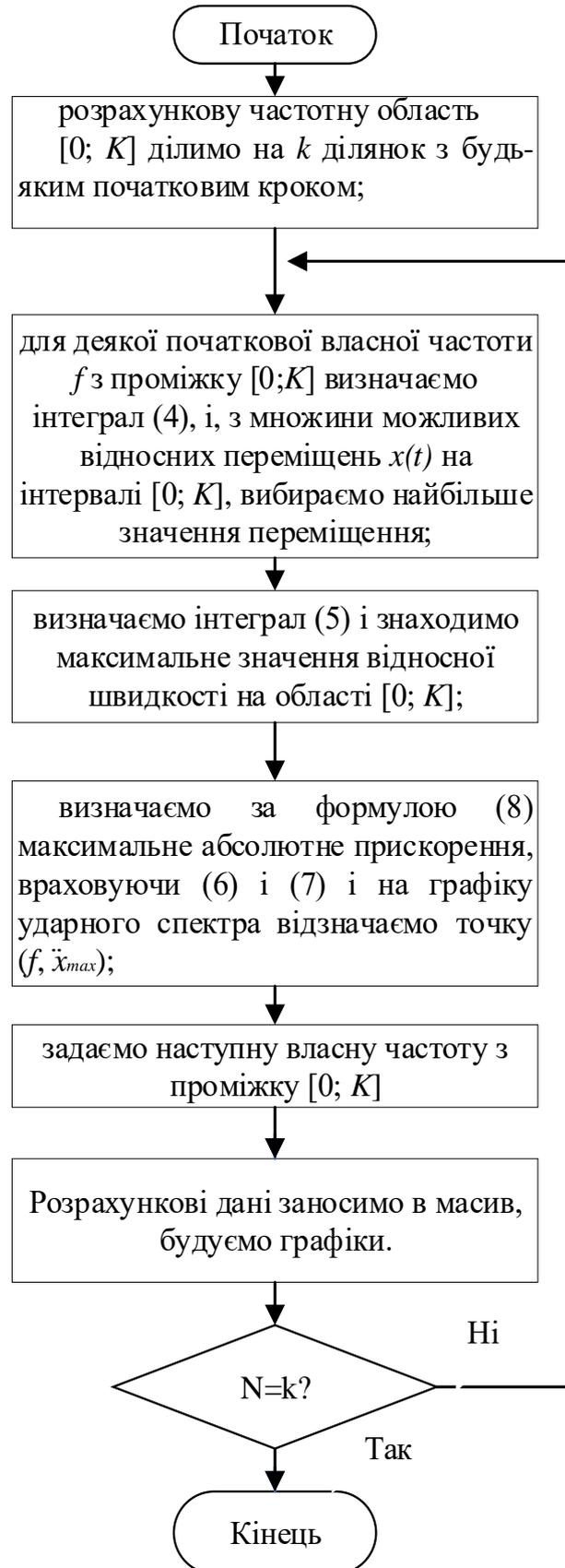
Напруги в діагоналі вимірювання та в ланцюгу живлення



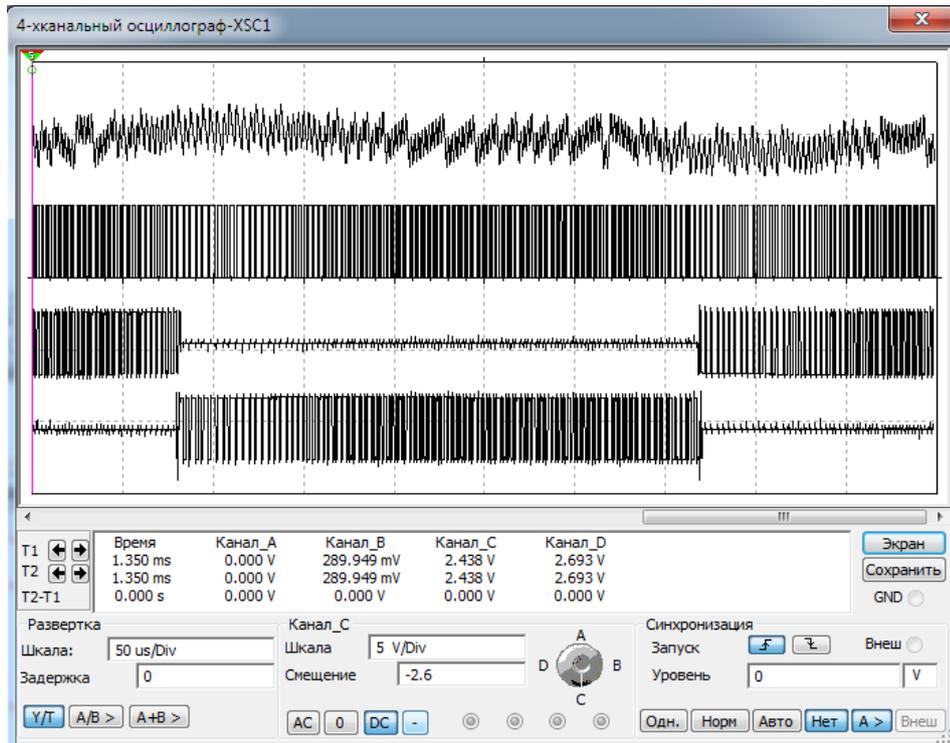
а) Напруга в ланцюгу вимірювання 1 та в ланцюгу живлення 2 без ФАПЧ.



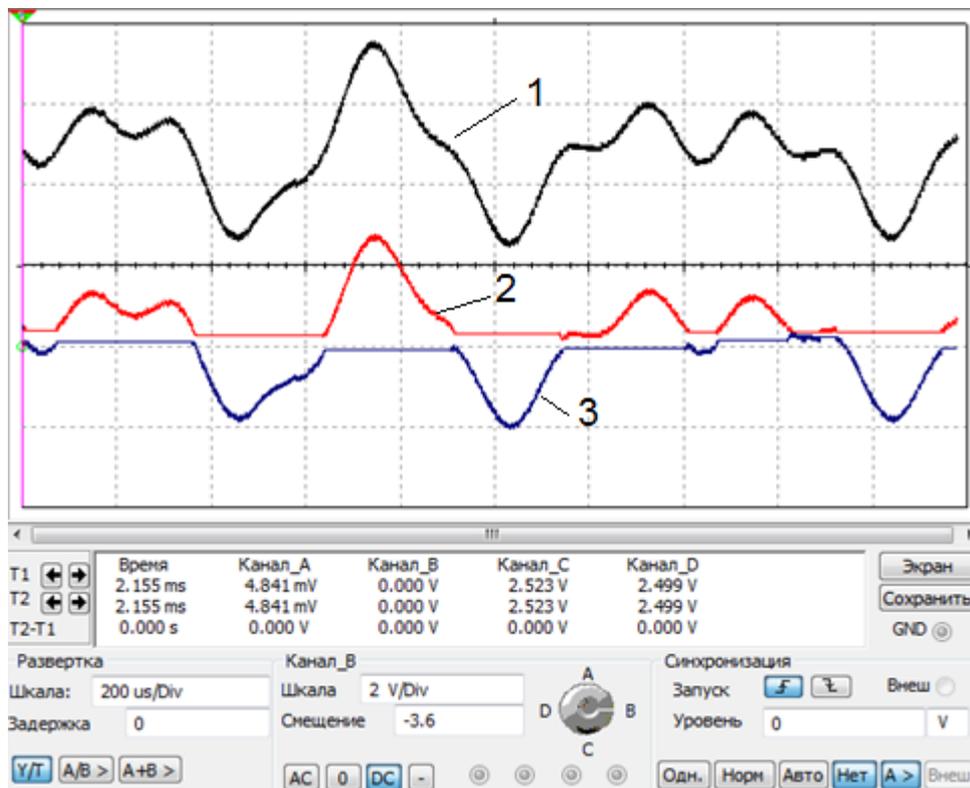
б) Напруга в ланцюгу вимірювання 1 та в ланцюгу живлення 2 з ФАПЧ.



а) Алгоритм розрахунку ударного спектра



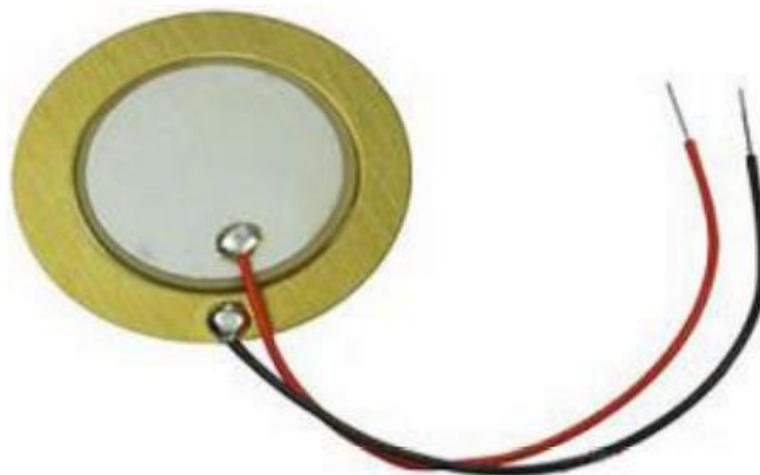
а) Сигнал на виході АЦП (рис.5.1)



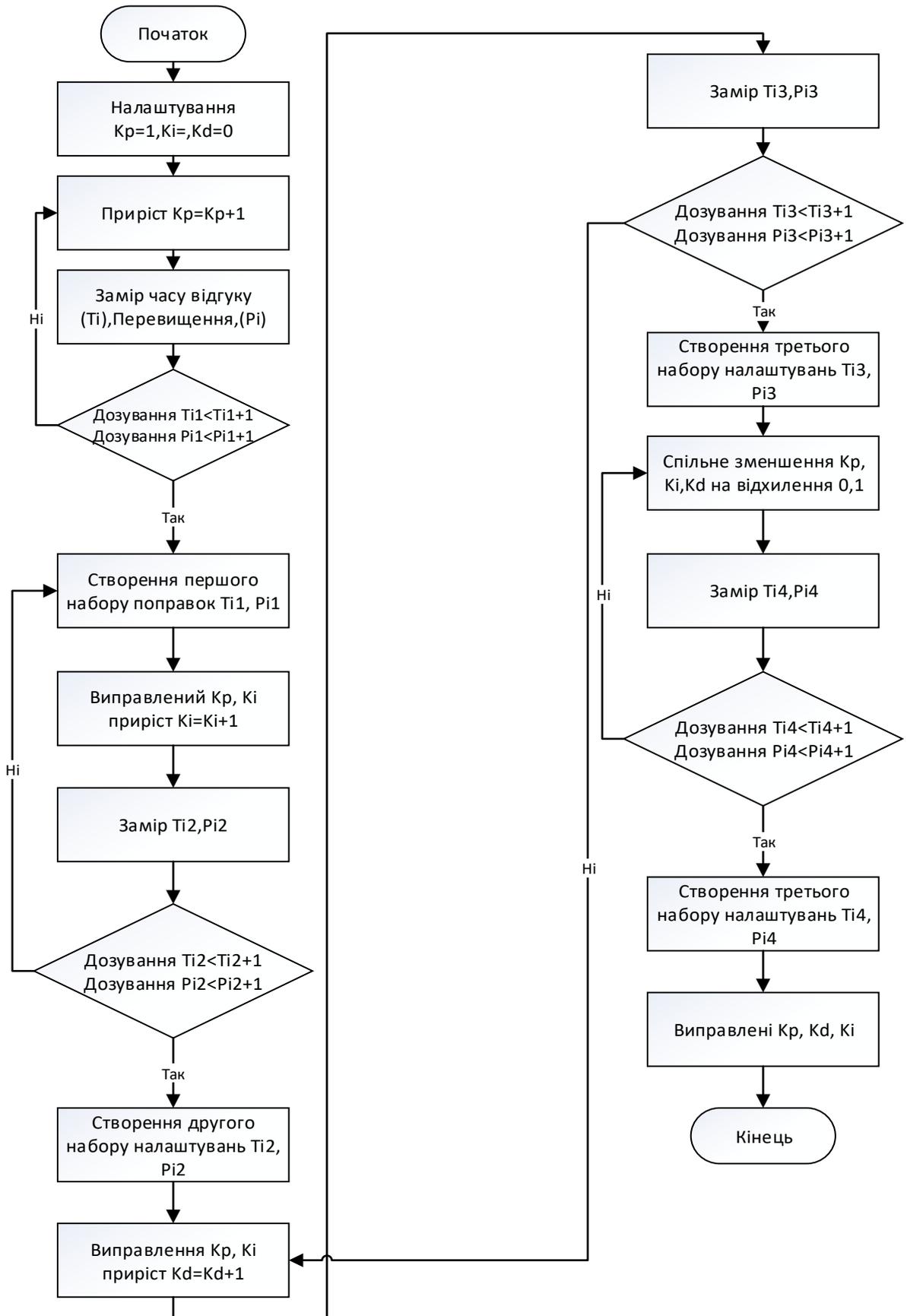
б) Сигнал на виході інтегратора (1), на виході ключів S1 (2) та S2 (3) схеми на рис.5.1

## а) Параметри унімофного п'єзокерамічного диску

|   |           |
|---|-----------|
| Товщина металевого диску $\delta$ , мм  | 0,28      |
| Товщина п'єзокерамічного шару $\delta$ , мм   | 0,28      |
| Діаметр металевого диску $D$ , мм   | 35        |
| Діаметр п'єзокераміки $d$ , мм  | 25        |
| Електрична ємність $C$ , нФ   | 21,5      |
| Резонансна частота $f$ , кГц  | 3,6       |
| Максимальне переміщення $L$ , $\mu\text{м}$   | 120       |
| Максимальна напруга $U$ , В   | 135       |
| Робоча температура $T$ , $^{\circ}\text{C}$   | -10...+75 |
| Особливості:  |           |
| <ol style="list-style-type: none"> <li>1. Низьке споживання електроенергії.</li> <li>2. Висока ефективність.</li> <li>3. Швидка реакція.</li> </ol> |           |

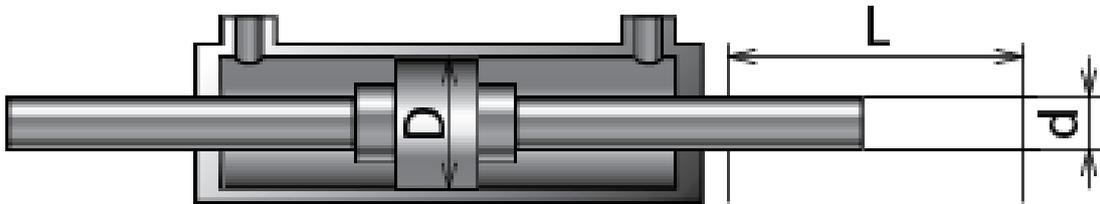


## б) Загальний вид



а) Алгоритм адаптивного налаштування ПІД регулятора

а) Розрахункові дані гідроциліндра електрогідравлічного вібростенду

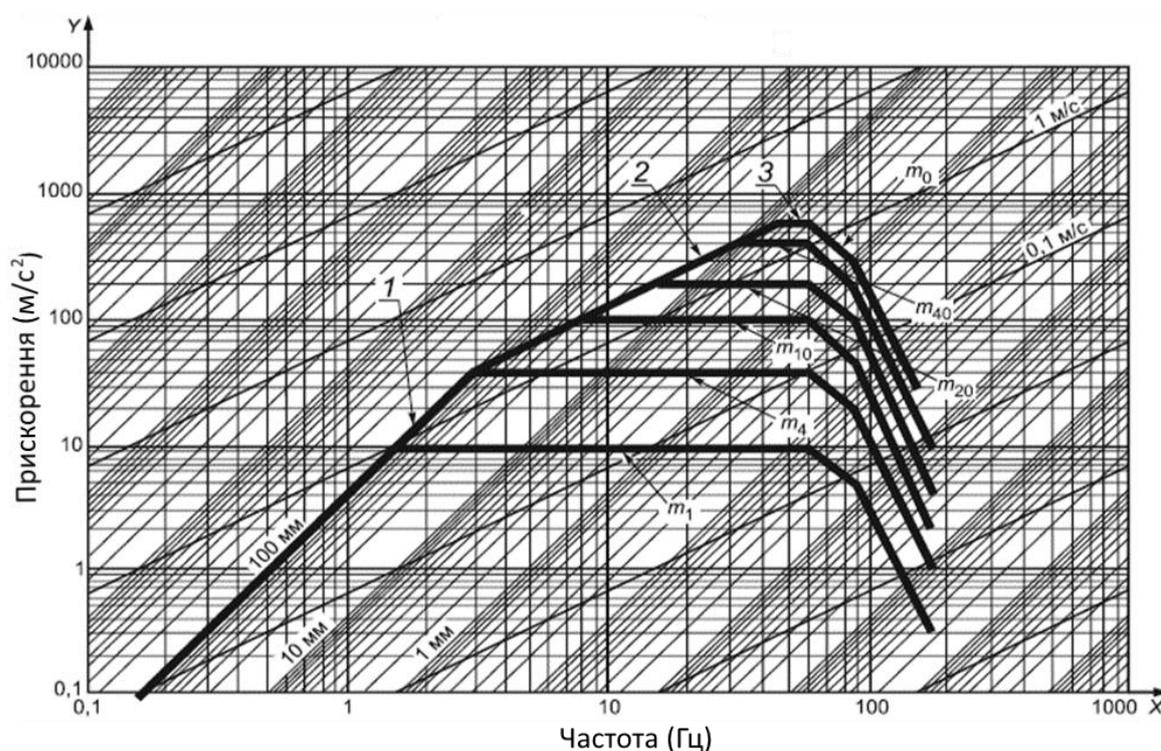


1. Зусилля, на поршні,  $F_p = 1,2$  кН.
2. Хід поршня гідроциліндра,  $L = 10$  мм.
3. Мінімальний час виходу штока,  $t = 0,002$  с.
4. Швидкість руху штока,  $V_{max} = 3,7$  м/с.
4. Робочий тиск,  $P = 21$  МПа.
5. Діаметр штока,  $d = 12$  мм.
6. Діаметр поршня (гільзи),  $D = 16$  мм.
7. Номінальна витрата насоса,  $Q = 20$  л/хв.
8. Потужність гідравлічного насоса,  $W = 7,5$  кВт.



б) Номограма визначення діаметру штока гідроциліндра

а) Типові відношення параметрів електрогідравлічного вібраційного стенду (ISO 10813-2:2019 “Vibration-generating machines”)



X- частота, Гц; Y - прискорення, м /с<sup>2</sup>; 1 - межа по переміщенню; 2 - межа по швидкості; 3 - максимальне прискорення.

б) Типові значення характеристик електрогідравлічних вібростендів

| Збуджуюча сила, Н | Діапазон частот, Гц   | Максимальне переміщення, мм | Максимальна швидкість, м/с | Максимальне прискорення, м/с <sup>2</sup> | Рухома маса, кг |
|-------------------|-----------------------|-----------------------------|----------------------------|---|-----------------|
| 5000              | Від 0,1 до 140        | 100                         | 2,0                        | 1000                                      | 5               |
| 8000              | Від 0,1 до 100        | 100                         | 2,0                        | 1000                                      | 8               |
| 10000             | Від 0,1 до 100        | 100                         | 2,0                        | 1000                                      | 10              |
| 15000             | Від 0,1 до 100        | 100                         | 2,0                        | 1000                                      | 15              |
| <b>20000</b>      | <b>Від 0,1 до 100</b> | <b>100</b>                  | <b>2,0</b>                 | <b>1000</b>                               | <b>20</b>       |
| 30000             | Від 0,1 до 60         | 100                         | 2,0                        | 1000                                      | 30              |
| ...               | ....                  | .....                       | ....                       | ....                                      | ....            |
| 1000000           | Від 0,1 до 30         | 100                         | 0,1                        | 30  | 33333           |

в) Порівняльні характеристики макету вібростенда з вимогами до гідравлічних вібростендів згідно з ISO 10813-2:2019 «Vibration-generating machines» та промисловим зразком фірми ECON присутнім на ринку.

| Параметр                       | Промисловий зразок ECON | Згідно ISO10813-2019 | Макет вібростенда |
|--------------------------------|-------------------------|----------------------|-------------------|
| Рухома маса, кг                | 200                     | 20                   | 20                |
| Частота, Гц                    | 160                     | 100                  | 230               |
| Швидкість, м /с                | 0,5                     | 2                    | 3,7               |
| Прискорення, м /с <sup>2</sup> | 40                      | 1000                 | 1850              |