

Івано-Франківський національний технічний університет нафти і газу  
Міністерства освіти і науки України

Національний університет «Львівська політехніка»  
Міністерства освіти і науки України

Кваліфікаційна наукова праця  
на правах рукопису

СТРІЛЕЦЬКИЙ ЮРІЙ ЙОСИПОВИЧ

УДК 004.62:681.2.083:621.37:539.3:536.6

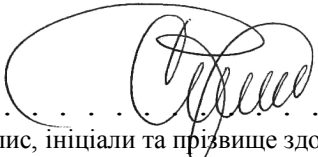
## ДИСЕРТАЦІЯ

**Методи та засоби опрацювання сигналів при дослідженні спектрального  
імпедансу елементів промислових систем**

05.13.05- Комп'ютерні системи та компоненти

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

  
.....  
(підпис, ініціали та прізвище здобувача)

Ю. Й. Стрілецький

Науковий консультант  
Дунець Роман Богданович  
д.т.н., професор.

Львів – 2018

## АНОТАЦІЯ

*Стрелецький Ю. Й.* Методи та засоби опрацювання сигналів при дослідженні спектрального імпедансу елементів промислових систем. – На правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук за спеціальністю 05.13.05 – Комп’ютерні системи та компоненти.– Івано-Франківський національний технічний університет нафти і газу Міністерства освіти і науки України. Національний університет «Львівська політехніка» Міністерства освіти і науки України, Львів, 2018.

Обґрунтовано актуальність проблеми досліджень, показано зв’язок обраного напрямку з науковими програмами, планами, темами, сформульовано мету та основні задачі досліджень, подано наукову новизну і практичне значення отриманих результатів, визначено особистий внесок здобувача, наведено дані про апробацію, публікації за темою роботи.

Проведено узагальнюючий огляд методів контролю промислових об’єктів на прикладі підземного металевого трубопроводу. В результаті проведеного аналізу встановлено, що основними показниками, які змінюються в процесі тривалої експлуатації таких об’єктів є їх геометричні розміри і структура металу. Зміни пов’язані з електрохімічною корозією і механічними зусиллями, які діють на трубопровід в процесі експлуатації. Тому дослідження стану відбувається з використанням комплексу відповідних методів контролю, за допомогою яких контролюються ефективність протикорозійного захисту, а також зміни, пов’язані з макродеформаціями трубопроводу, і зміни в металі стінки труби на мікроструктурному рівні. Вказані дослідження передбачають контроль стану ізоляційного покриття, яке захищає поверхню металу від корозії, контроль корозійних процесів за умови втрати суцільності покриття і контроль зміни механічних параметрів, які сталися внаслідок невиконання якоїсь із умов експлуатації.

Проаналізовано методи та ІВС дослідження суцільності ізоляційного покриття, яке захищає метал від впливу корозійних процесів, а також методи та ІВС дослідження інтенсивності корозійних процесів у випадку пошкоджень. Розглянуто існуючі підходи до оцінки механічних властивостей матеріалів неруйнівними методами. Узагальнено напрямки розвитку методів формування інформаційних сигналів, які використовуються для збудження середовища при дослідженні механічних властивостей матеріалів. Проведено критичний аналіз методів, покладених в основу роботи ІВС для вихрострумового, акустичного та електромагнітного дослідження структури металу.

Виявлено спільні ознаки в описаних методах дослідження властивостей, які проявляються в опрацюванні багаточастотних сигналів для збільшення інформативності контролю, що дозволяє зменшити невизначеності в



параметрах при проведенні контролю. Схожість підходів до визначення властивостей об'єктів у різних методах із використанням багаточастотних сигналів пояснюється схожістю процесів, які відбуваються при дії збуджуючої сили. Опрацювання багаточастотного сигналу при вимірюванні цільових параметрів дозволяє отримати більше інформації, яка за допомогою певної математичної моделі досліджуваного процесу використовується для пошуку чи компенсації невідомих величин.

Запропоновано взаємно поширити методи дослідження об'єктів за реакцією на дію сторонньої збуджуючої сили, що за фізичною сутністю в електричних та механічних системах описується імпедансом. Множина імпедансів на різних частотах формує спектральний імпеданс досліджуваного параметра.

Проаналізовано методи опрацювання сигналів, зокрема дискретизованих, які застосовуються в ІВС для вимірювання імпедансу електричних ланок, механічних та електрохімічних систем на певних частотах, і методи формування відповідних збуджуючих сигналів.

На підставі зробленого аналізу сформувано задачі подальших досліджень.

Розроблено узагальнений підхід до оцінки властивостей об'єкта з використанням повздовжнього та поперечного спектрального імпедансу для відповідного силового поля. Пошук спектрального імпедансу для якогось із полів визначається відношенням спектральної щільності сигналу збуджуючої сили до спектральної щільності сигналу відклику, представленого швидкістю.

Аналіз спектральних імпедансів різних об'єктів показав, що важливу інформацію несуть власні частоти об'єкта, які описують здатність перетікання різних виглядів енергії з одного виду в інший, а також втрати цієї енергії в процесі перетікання. Тому при опрацюванні сигналів будується регресійна модель, яка описує лінійну комбінацію гармонійних сигналів, пов'язаних із власними частотами об'єкта. Регресійна модель будується з використанням квадратурного представлення коливань відомої частоти та частот сторонніх сигналів із домінуючими амплітудами

Реалізація методу визначення спектральної щільності сигналу відклику для множини окремих частот в сукупності сторонніх сигналів передбачає почергове збудження парою синхронних гармонійних сигналів із рівними амплітудами. Сигнал збудження формується амплітудною модуляцією, в результаті чого утворюється пара гармонійних сигналів. Частота несучого сигналу визначає частоту дослідження. Частоти пари гармонійних сигналів розташовані настільки близько одна від одної, щоб можна було вважати, що на них однаковою мірою впливають сторонні завади. В результаті завади, які однаково впливають на складові збуджуючого сигналу, відділяються за рахунок віднімання миттєвих амплітуд пари гармонійних сигналів через період модулюючого сигналу. Завади, які нерівномірно впливають на амплітуди пари гармонійних сигналів, вводяться в регресійну модель. Для цього визначається

частота, на якій діє завада. Частоти домінуючої за амплітудою складової завади визначаються за її взаємодією з амплітудами складових збуджуючого сигналу.

З використанням запропонованого підходу до представлення сигналу у вигляді регресійної моделі було розроблено метод визначення параметрів вільних коливань досліджуваного об'єкта. При побудові моделі прийнято, що вільні коливання досліджуваного об'єкта на вибраній частоті мають форму синусоїдального сигналу з експоненціально затухаючою амплітудою, тому описуються частотою, амплітудою і коефіцієнтом затухання амплітуди коливання. Із набору дискретизованих значень вхідного сигналу за допомогою ітерації шукається уточнене значення частот вільних коливань і коефіцієнт затухання вибраної моди.

Розроблено метод опрацювання сигналів, який дозволяє збільшити інформативність оцінки амплітуди вибраної спектральної складової в часі. Збільшення інформативності досягається скороченням довжини вікна, на якому визначається амплітуда. Визначення амплітуди спектральної складової у ковзному вікні, коротшому за період сигналу, відбувається після синтезу всього періоду за його фрагментом. Дві половини описаного вектором кола симетричні між собою. За допомогою перенесення значень однієї половини періоду в іншу із відповідною корекцією знаку відновлюється форма всього періоду. Використовуючи перетворення Гільберта для всього набору вхідних значень, шукається ортогональна форма вхідного сигналу що дозволило за четвертиною періоду синтезувати половину і за половиною – вже цілий період.

Відтворена форма вибраної спектральної складової має ознаки тієї ділянки реального сигналу, з якої її синтезовано. Таким чином за один період досліджуваної спектральної складової сигналу отримується чотири оцінки її амплітуди.

Удосконалено метод визначення фазового кута гармонійного сигналу відклику, який поширюється від точки прикладання збуджуючої сили до точки вимірювання за час, більший за тривалість свого періоду. Пошук цього часу на вибраній частоті передбачає формування кадру фазоманіпульованого гармонійного сигналу досліджуваної частоти. Модулюючий сигнал має форму симетричного прямокутного імпульсу з періодом, тривалішим за час поширення сигналу в досліджуваному середовищі. Автокореляційна функція такого сигналу має форму симетричного трикутного імпульсу, що дозволяє представити її в аналітичному вигляді за допомогою вектора, вершина якого при обертанні описує квадрат. Таким чином за координатами вектора можна знайти фазовий кут, на який змістився кадр після проходження по досліджуваному середовищу.

На основі розроблених методів опрацювання сигналів розроблено ІВС для визначення перехідного електричного спектрального імпедансу між підземним трубопроводом і оточуючим ґрунтом. Складовою частиною перехідного імпедансу є перехідний опір ізоляційного покриття, який є важливим

показником захисту від електрохімічної корозії підземного металевого трубопроводу. Зв'язок між електричними параметрами ділянки підземного металевого трубопроводу описується моделлю у вигляді електричної схеми, вид якої залежить від наявності пошкоджень ізоляційного покриття. Перехідний імпеданс вибраної ділянки поверхні на множині частот визначається відношенням комплексної напруги між металевою поверхнею трубопроводу і ґрунтом, який до неї прилягає, до комплексного струму, який витікає з цієї поверхні у ґрунт. Оскільки трубопровід занурений у ґрунт, то кількість доступних для електричних вимірювань місць є обмеженою. Тому окремо вирішуються задачі вимірювання напруги і струму на вибраній для дослідження ділянці.

Струм, який проходить через поверхню труби у ґрунт, вимірюється за різницею струмів на сусідніх із досліджуваною ділянках. Напруга вздовж трубопроводу із незначними відхиленнями описується законом для довгої електричної лінії. Тому при відомому коефіцієнті поширення хвилі напруга на вибраній ділянці розраховується. Коефіцієнт поширення хвилі розраховується за результатами вимірювання напруги на кінцях трубопроводу, в пристосованих для цього місцях.

Пошук амплітудного коефіцієнта поширення напруги здійснюється після визначення амплітуди корисного сигналу напруги на кінцях трубопроводу. Амплітуда напруги визначається методом її синхронного усереднення. Усереднення дозволяє усунути вплив відносно швидкоплинних процесів впродовж часу усереднення. При цьому енергія вищих спектральних складових перетворюється в енергію нижчих складових і може бути відділена у вигляді постійної складової.

Необхідною умовою усереднення сторонніх складових до нульового значення є симетричний закон розподілу значень складових завади, який формується маніпуляцією стороннього сигналу біполярною функцією.

Опрацювання сигналів здійснюється за допомогою розроблених спецпроцесорів для модуляції при формуванні сигналу збудження і демодуляції при прийомі сигналу відклику. Розроблені спецпроцесори є складовими частинами ІВС, призначеної для опрацювання сигналів при визначенні спектрального імпедансу об'єктів із розподіленими параметрами, і в даному випадку використані при дослідженні якості протикорозійного захисту підземного трубопроводу.

Також розроблено методи опрацювання сигналів ІВС дослідження механічних властивостей систем за їх механічним спектральним імпедансом. Механічний спектральний імпеданс системи значною мірою залежить від власних коливань об'єкта. Власні коливання визначаються його фізичними властивостями, тому дослідження значення їх частоти і, зокрема, зміни має велике значення при контролі стану об'єкта. В такому випадку спектральний імпеданс визначається із врахуванням значення цих частот. З огляду на

можливі втрати в коливальній системі чи, навпаки, високу її добротність для збудження коливань використовується квазірезонансний режим збудження, при якому підтримуються коливання, сумарна амплітуда яких незмінна. Початкове збудження задається широкосмуговим сигналом. Надалі аналізується сигнал відклику і на його основі формується передаточна характеристика фільтра, який модифікує спектр широкосмугового збуджуючого сигналу перед повторною подачею на досліджувану ланку.

У результаті проведених досліджень встановлено, що в складних коливальних системах власні частоти модульовані за частотою і залежать від втрат механічної енергії. Приймаючи частоту коливання першої моди за опорну, введено оцінку відхилення частот коливань вищих мод від гармоніки першої моди за допомогою коефіцієнта приведеної частоти гармоніки (ПЧГ).

Визначення відношення частот відбувається із використанням функції різниці частот. Дискретне значення різниці частот служить вихідною інформацією про відхилення частоти моди і гармоніки. Цей дискретний сигнал надходить в мікропроцесорний блок (МПБ), апроксимується лінійною моделлю і використовується для пошуку відношення частот.

Таким чином, використовуючи поняття спектрального імпедансу, поширеного на довгі об'єкти із розподіленими механічними параметрами, розробивши відповідні методи опрацювання сигналів, було створено цифрову ІВС, яка дає змогу визначати втрати енергії при циклічних коливаннях, що служить інформативним параметром при визначенні стану цього об'єкта.

Розроблено методи опрацювання сигналів ІВС для дослідження електричного спектрального імпедансу електрохімічних реакцій, які виникають на поверхні обладнання при пошкодженні захисного покриття і впливають на структуру матеріалу цього обладнання.

Особливістю таких досліджень є необхідність використання широкого частотного діапазону при аналізі сигналів і тривалого часу спостереження. Формування сигналу збудження гармонійної форми в широкому діапазоні частот без застосування протипідмінних фільтрів відбувається з використанням синтезатора сигналу гармонійної форми із використанням кусково-лінійної апроксимації. При такому способі синтезу четвертина гармонійного сигналу розділяється на чотири проміжки, в межах яких відтворюється лінійною функцією, коефіцієнт якої є степенем числа 2. Кожна із ділянок синтезу має свій коефіцієнт множення і коефіцієнт зміщення.

Долання домінуючої за амплітудою спектральної складової в сигналі відклику на 3 гармоніці відбувається з використанням цифрового фільтра, синхронного з генератором синтезатора. Фільтр використовує згортку сигналу відклику із прямокутним сигналом із щільністю 3, у яких відсутня третя гармоніка в спектральній щільності.

На основі розроблених методів побудовано ІВС визначення спектрального імпедансу електрохімічної системи. Надалі ці результати використано для

контролю електрохімічних процесів на поверхні підземного металевого трубопроводу, дослідження матеріалів із розвиненою площею поверхні і пошуку швидкості електрохімічної реакції на поверхні металевого трубопроводу.

На основі запропонованого узагальненого підходу до оцінки відклику об'єкта на збуджуючу силу розроблено ІВС дослідження локальних відмінностей у теплопровідності металевих пластин із використанням спектрального імпедансу. Збудження теплового поля відбувається з використанням знакозмінного теплового потоку.

З огляду на складність формування знакоперемінного температурного поля було розроблено спосіб опрацювання сигналів відклику при збудженні досліджуваного об'єкта широкосмуговим температурним сигналом, у якого тепловий потік має стрибкоподібну форму. Така форма сигналу описується функцією Хевісайда. Для отримання лінійного виду спектральної щільності збуджуючого теплового потоку визначається похідна за часом сигналу температури і теплового потоку, а вже після цього шукається спектральна щільність.

Таким чином, після визначення похідної температури по часу і пошуку спектральної щільності буде отримано результат, пропорційний тепловому спектральному імпедансу ділянки від точки прикладання теплового потоку до точки вимірювання температури.

Проведені дослідження показали, що тепловий спектральний імпеданс ділянки із пластичною деформацією суттєво відрізняється. Тому за допомогою вимірювання температурного поля в множині точок на поверхні металеві пластини в режимі нестационарного теплообміну і знаходження за їх результатами температурного спектрального імпедансу ділянки встановлюються зміни в структурі металу, які виникли внаслідок її пластичної деформації.

Наведено структурні і принципові схеми вузлів ІВС та ІВС, які на основі розроблених методів здійснюють пошук спектрального імпедансу сукупності параметрів, що визначають стан металу стінки підземного металевого трубопроводу.

Наведено алгоритми функціонування та структурні схеми ІВС для визначення спектрального імпедансу ізоляційного покриття. Обґрунтовано вимоги до параметрів джерела сигналу збудження. Розроблено протоколи обміну між генератором сигналу і приймальним пристроєм.

Розроблено принципові схеми ІВС для аналізу спектрального імпедансу електрохімічних комірок. Розроблено схеми ІВС для визначення швидкості корозії (ІК-1) за зміною поляризаційного імпедансу електрохімічної реакції, призначеного для польових досліджень в автономному режимі. Наведено результати його випробовувань у порівнянні з існуючими аналогами, призначеними для лабораторних експериментів.

Розроблено принципові схеми ІВС для дослідження механічних властивостей деталей за аналізом коефіцієнта відношення власних частот і їх гармонік згідно з коефіцієнтом ПЧГ. Проведено лабораторні дослідження запропонованого методу дослідження, в результаті якого виявлено залежність між структурою металу взірця і коефіцієнтом ПЧГ.

Розроблено принципові схеми ІВС для визначення теплового спектрального імпедансу. Наведено результати практичних досліджень теплового імпедансу між ділянками металевих взірців із різними структурними неоднорідностями, які підтвердили правильність розроблених методів.

Наведено фотографії ІВС, впроваджених у виробництво, і результати їх роботи.

**Ключові слова:** спектральний імпеданс, спектральна щільність сигналу, лінійна регресія, кореляційний аналіз, кореляційний фільтр, цифровий синтез сигналу, множина спектральних оцінок, тепловий імпеданс.

*Striletskyi Yu. Y.* Signal Processing Methods and Means in Spectral Impedance Investigation of Industrial Systems Elements. – Manuscript copyright. Thesis for Sc.D (Doctor of Technical Sciences) degree by specialty 05.13.05 – Computer Systems and Components. – Lviv Polytechnic National University, Ministry of Education and Science of Ukraine, Lviv, 2018.

The relevance of the research problem is proved, the connection of the chosen direction with the scientific programs, plans, themes, the purpose and main tasks of the research is formulated, the scientific novelty and the practical value of the obtained results are presented, the personal contribution of the applicant is determined, data on testing, publications on the subject of work are given.

A general overview of the methods of control of industrial objects is conducted on the example of an underground metal pipeline. As a result of the analysis, it was established that the main indicators that change in the course of long-term exploitation of such objects are their geometric dimensions and metal structure. The changes are related to electrochemical corrosion and mechanical forces acting on the pipeline during operation. Therefore, the state of the study is carried out using a set of appropriate control methods that control the effectiveness of anticorrosion protection, as well as changes associated with the macrodeformations of the pipeline, and changes in the metal wall of the pipe at the microstructural level. The above-mentioned studies include the control of the state of an insulating coating that protects the surface of the metal from corrosion, control of corrosion processes provided that the coating is permanently lost and control the change in mechanical parameters that have occurred as a result of failure to fulfill any of the operating conditions.

The methods and IMC of the investigation of the continuity of the insulating coating, which protects the metal from the influence of corrosion processes, as well as the methods and IVS of the study of the intensity of corrosion processes in the event of damage, are analyzed. The existing approaches to the estimation of mechanical properties of materials by non-destructive methods are considered. The

directions of the development of methods of formation of information signals, which are used for excitement of the environment in the study of mechanical properties of materials, are generalized. The critical analysis of the methods laid out in the basis of the work of the IMS for the eddy current, acoustic and electromagnetic research of the metal structure is carried out.

The common features in the described methods of investigation of properties that are manifested in the processing of multifrequency signals for increasing the control informativity, which allows to reduce the uncertainty in the parameters during the control, are revealed. Similarity of approaches to the definition of properties of objects in different methods using multi-frequency signals is due to the similarity of processes that occur under the action of the excitatory force. The processing of a multi-frequency signal when measuring target parameters allows you to obtain more information which, with the help of a certain mathematical model of the investigated process, is used to search for or compensate for unknown quantities.

It is proposed to mutually extend the methods of research of objects by reaction to the action of a third-party stimulus, which by the physical essence in electrical and mechanical systems is described by impedance. The set of impedances at different frequencies forms the spectral impedance of the investigated parameter.

The methods of processing signals, in particular, discrete ones, which are used in IVS for measuring the impedance of electrical links, mechanical and electrochemical systems at certain frequencies, and methods of formation of corresponding excitatory signals are analyzed.

On the basis of the analysis, the problems of further research have been formed.

A generalized approach to evaluating the properties of an object using a longitudinal and transverse spectral impedance for the corresponding force field is developed. The search for a spectral impedance for one of the fields is determined by the ratio of the spectral density of the signal of the excitatory force to the spectral density of the response signal represented by the velocity.

The analysis of spectral impedances of various objects has shown that important information has its own frequency of an object, which describes the ability to flow different types of energy from one species to another, as well as the loss of this energy in the process of flood. Therefore, when processing signals, a regression model is constructed that describes a linear combination of harmonic signals associated with the object's own frequencies. The regression model is constructed using quadrature representation of the oscillations of the known frequency and frequencies of external signals with dominant amplitudes.

Implementation of the method for determining the spectral density of the response signal for the set of individual frequencies in the set of third-party signals involves alternate excitation by a pair of synchronous harmonic signals with equal amplitudes. The excitation signal is formed by amplitude modulation, resulting in the formation of a pair of harmonic signals. Frequency of the bearing signal determines the frequency of the study. The frequencies of the pair of harmonic signals are located so close to each other that one can assume that they are equally affected by external obstacles. As a result, noise that equally affects the components of the exciting signal is separated by subtracting the instantaneous amplitudes of a pair of harmonic signals through the period of the modulating signal. Obstacles that

unevenly affect the amplitudes of a couple of harmonic signals are introduced into a regression model. For this purpose, the frequency at which the interference works is determined. The frequencies dominant in the amplitude of the component of the noise are determined by its interaction with the amplitudes of the constituents of the exciting signal.

Using the proposed approach to representing the signal in the form of a regression model, a method for determining the parameters of free oscillations of the investigated object was developed. When constructing the model, it is assumed that the free oscillations of the object under study at the selected frequency are in the form of a sinusoidal signal with an exponentially damped amplitude, therefore, they are described by the frequency, amplitude and damping coefficient of the amplitude of the oscillation. From the set of discretized values of the input signal by means of iteration, the refined value of free oscillation frequencies and the attenuation coefficient of the chosen mode are searched.

The method of signal processing is developed, which allows to increase the informativeness of estimating the amplitude of the selected spectral component in time. The increase in informality is achieved by reducing the length of the window, which determines the amplitude. Determination of the amplitude of the spectral component in a sliding window, shorter than the signal period, occurs after synthesis of the entire period for its fragment. Two halves of the vector described by the circle are symmetric with each other. By moving the values of one half of the period to another with the corresponding correction of the sign, the form of the entire period is restored. Using the Hilbert transform for the entire set of input values, the orthogonal form of the input signal is searched, which allowed for the quarter period to be synthesized half and half - for the entire period.

A reproduced form of the selected spectral component has the characteristics of the part of the real signal from which it is synthesized. Thus, for one period of the investigated spectral component of the signal, four estimates of its amplitude are obtained.

The method for determining the phase angle of a harmonic feedback signal extending from the point of application of the excitatory force to the measurement point over time greater than the duration of its period is improved. Searching for this time at the selected frequency involves the formation of a frame of a phase-manipulated harmonic signal of the investigated frequency. The modulating signal is in the form of a symmetrical rectangular pulse with a period longer than the signal propagation time in the medium under test. The autocorrelation function of such a signal has the form of a symmetrical triangular pulse, which allows it to be represented in an analytic form by means of a vector whose vertex in the rotation describes a square. Thus, according to the coordinates of the vector, one can find the phase angle on which the frame is shifted after passing through the investigated medium.

On the basis of the developed methods for processing signals, an IVC was developed to determine the transient electric spectral impedance between the underground pipeline and the surrounding soil. An integral part of the transient impedance is the transition resistance of the insulating coating, which is an important indicator of protection against electrochemical corrosion of the underground metal



pipeline. The connection between the electrical parameters of the underground metal pipeline site is described by the model in the form of an electric circuit, the type of which depends on the presence of damage to the insulation coating. The transient impedance of the selected surface area on the frequency set is determined by the ratio of the complex voltage between the metal surface of the pipeline and the ground to which it is adjacent to the integrated current flowing from this surface into the soil. Since the pipeline is submerged, the number of places available for electrical measurements is limited. Therefore, the tasks of measuring the voltage and current on the selected area for study are solved separately.

The current passing through the surface of the pipe into the soil is measured by the difference in currents in the neighboring regions. The voltage along the pipeline with minor deviations is described by law for a long electrical line. Therefore, at a known wave propagation factor, the voltage at the selected section is calculated. The wave propagation coefficient is calculated by measuring the voltage at the ends of the pipeline, in the adapted places.

The search for the amplitude distribution coefficient of the voltage is carried out after determining the amplitude of the useful voltage signal at the ends of the pipeline. The amplitude of the voltage is determined by the method of its synchronous averaging. Averaging allows you to eliminate the influence of relatively fast processes over the time of averaging. In this case, the energy of the higher spectral components is converted into the energy of the lower components and can be separated as a constant component.

A prerequisite for the averaging of extraneous components to zero is the symmetric law of the distribution of values of constituent obstacles, which is formed by manipulating a third-party signal by a bipolar function.

The signal processing is carried out with the help of developed special processors for modulation in the formation of a signal of excitation and demodulation when receiving a response signal. The developed special processors are constituent parts of the IBC designed to process the signals in determining the spectral impedance of objects with distributed parameters, and in this case used in the study of the quality of corrosion protection of the underground pipeline.

Also worked out the methods of processing the signals IVS research of mechanical properties of systems by their mechanical spectral impedance. The mechanical spectral impedance of the system depends to a great extent on the object's own fluctuations. Own fluctuations are determined by its physical properties, so the study of the value of their frequency and, in particular, the change is very important in controlling the state of the object. In this case, the spectral impedance is determined taking into account the values of these frequencies. In view of possible losses in the oscillatory system or, conversely, its high Q-factor for oscillation excitation, uses a quasi-resonance excitation mode, which supports oscillations, the total amplitude of which is unchanged. Initial excitation is given by a broadband signal. In the future, the response signal is analyzed and on the basis of it is formed the transfer characteristic of the filter, which modifies the spectrum of the broadband exciting signal before being re-fed to the link being investigated.

As a result of the conducted research it was established that in complex oscillatory systems, the own frequencies are modulated by frequency and depend on

mechanical energy losses. Taking the frequency of the oscillation of the first mode for the reference, the estimation of the deviation of the oscillation frequencies of the higher modes from the harmonic of the first mode with the help of the coefficient of the harmonics relation factor (HRF) is introduced.

The determination of the frequency relation takes place using the frequency difference function. The discrete value of the frequency difference is the source information about the deviation of the frequency of the mod and the harmonics. This discrete signal enters the microprocessor unit, approximates the linear model and is used to find the ratio of frequencies.

Thus, using the concept of spectral impedance extended to long objects with distributed mechanical parameters, having developed the appropriate methods for processing signals, a digital IMC was created that enables to determine energy losses during cyclic fluctuations, which serves as an informative parameter in determining the state of this' thing

The methods of processing the signals of the IBS for the investigation of the electric spectral impedance of electrochemical reactions that arise on the surface of the equipment when the protective coating is damaged and influence the structure of the material of this equipment are developed.

The peculiarity of such studies is the need to use a wide frequency range in the analysis of signals and long observation time. The formation of a harmonic wave excitation signal over a wide frequency range without the use of anti-surrogate filters occurs using a harmonic signal synthesizer using a piecewise linear approximation. With this method of synthesis, the quaternary of the harmonic signal is divided into four intervals, within which a linear function is reproduced, whose coefficient is the power of number 2. Each of the sections of the synthesis has its multiplication factor and the bias coefficient.

Overcoming the dominant spectral component in the response signal on 3 harmonics occurs using a digital filter synchronous with the synthesizer generator. The filter uses a reciprocal waveform convolution with a gap of 3, which does not have a third harmonic in spectral density.

On the basis of the developed methods, an IMC was constructed to determine the spectral impedance of the electrochemical system. In the future, these results are used to control the electrochemical processes on the surface of the underground metal pipeline, to study materials with a developed surface area and to find the rate of electrochemical reaction on the surface of the metal pipeline.

On the basis of the proposed generalized approach to the estimation of the object's response to the excitatory force, an IMC designed a study of local differences in the thermal conductivity of metal plates using spectral impedance. Excitement of the thermal field occurs using the alternating heat flux.

Given the complexity of the formation of alternating temperature field, a method was developed for processing the response signals when the object under investigation was excited by a broadband temperature signal, in which the thermal flow has a jump-like form. This form of signal is described by the Heaviside function. To obtain the linear form of the spectral density of the exciting heat flux, the derivative of the temperature signal and the heat flux is determined, and after that the spectral density is sought.

Thus, after determining the temperature derivative in time and searching for the spectral density, a result is obtained, which is proportional to the thermal spectral impedance of the site from the point of application of the heat flux to the point of measurement of temperature.

The conducted studies have shown that the thermal spectral impedance of the site with plastic deformation is significantly different. Therefore, by measuring the temperature field in a plurality of points on the surface of a metal plate in the mode of non-stationary heat exchange and finding the results of the temperature spectral impedance of the site, changes in the structure of the metal that arose due to its plastic deformation are determined.

Structural and principle diagrams of IMC nodes are presented, which, based on the developed methods, search the spectral impedance of a set of parameters that determine the metal state of the wall of an underground metal pipeline.

The algorithms of operation and structural diagrams of the IMC for determining the spectral impedance of the insulating coating are given. The requirements for the parameters of the source of the excitation signal are substantiated. Protocols of exchange between signal generator and receiver are developed.

The principle diagrams of the IMC for analyzing the spectral impedance of electrochemical cells are developed. The IMC schemes for determining the corrosion rate (IR-1) were developed by changing the polarization impedance of the electrochemical reaction intended for field research in the autonomous mode. The results of his tests are compared with the existing analogues intended for laboratory experiments.

The basic schemes of the IMC for the study of the mechanical properties of the components are developed based on the analysis of the ratio of the eigenfrequency ratio and their harmonics in accordance with the coefficient of HRF. The laboratory research of the proposed method of research was conducted, as a result of which the dependence between the pattern structure metal and the HRF coefficient was revealed.

The principle diagrams of the IMC for determination of thermal spectral impedance have been developed. The results of practical studies of thermal impedance between sections of metal models with different structural inhomogeneities, which confirmed the correctness of the developed methods, are presented.

The photos of IMCs, introduced in production, and the results of their work are presented.

**Key words:** spectral impedance, spectral density of a signal, linear regression, correlation analysis, correlation filter, digital signal synthesis, spectral estimates of signal, thermal impedance

#### Список публікацій здобувача

1. Стрілецький Ю.Й. Визначення змінної складової струму в підземному трубопроводі / Ю.Й. Стрілецький, І.С. Кісіль // Методи та прилади контролю якості. – 2002. – № 9. – С. 46–47.

2. Стрілецький Ю.Й. Встановлення оптимальної віддалі між приймальними котушками в складі системи для вимірювання змінного струму в

- стінках підземних трубопроводів / Ю.Й. Стрілецький // Методи та прилади контролю якості. – 2006. – № 16. – С.32–33.
3. Автоматизированная многоканальная установка циклирования электрохимических ячеек / [И.М. Гасюк, В.В. Угорчук, Ю.Й. Стрилецкий и др.] // Датчики и системы. – 2007. – № 6. – С. 39–40. [РИНЦ].
4. Євчук О.В. Використання аналогових кодеків для наукових досліджень / О.В. Євчук, В.А. Ровінський, Ю.Й. Стрілецький // Методи та прилади контролю якості. – 2006. – № 17. – С. 110–115.
5. Стрілецький Ю.Й. Аналіз розподілу напруженості магнітного поля в результаті протікання струму в стінках підземних трубопроводів / Ю.Й. Стрілецький, Р.Т. Боднар // Методи та прилади контролю якості. – 2007. – № 18. – С. 36–39.
6. Стрілецький Ю.Й. Методика і пристрій для визначення швидкості корозії / Ю.Й. Стрілецький // Методи та прилади контролю якості. – 2008. – № 20. – С. 55–58.
7. Стрілецький Ю.Й. Моніторинг положення осі трубопроводу / Ю.Й. Стрілецький // Методи та прилади контролю якості. – 2008. – № 21. – С. 48–51.
8. Стрілецький Ю.Й. Система вимірювання віддалі між точками на осі підземного трубопроводу / Ю.Й. Стрілецький // Методи та прилади контролю якості. – 2009. – № 23. – С. 111–115.
9. Стрілецький Ю.Й. Дослідження пасивуючих плівок на поверхнях сталевих металевих конструкцій електромагнітним методом / Ю.Й. Стрілецький, І.С. Кісіль, І.З. Лютак // Методи та прилади контролю якості. – 2010. – № 24. – С. 112–115.
10. Євчук О.В. Використання графічних процесорів в задачах цифрової обробки сигналів в реальному часі / О.В. Євчук, В.А. Ровінський, Ю.Й. Стрілецький // Методи та прилади контролю якості. – 2010. – № 25. – С. 97–110.
11. Костів Б.В. Безконтактний контроль стану ізоляційного покриття підземних трубопроводів з допомогою системи КІ-1 / Б.В. Костів, Ю.Й. Стрілецький, М.М. Семененко // Методи та прилади контролю якості. – 2011. – № 26. – С. 30–33.
12. Євчук О.В. Особливості реалізації нелінійних опорів в системах цифрової обробки сигналів / О.В. Євчук, В.А. Ровінський, Ю.Й. Стрілецький // Методи та прилади контролю якості. – 2011. – № 27. – С. 91–95.
13. Євчук О.В. Використання графічних процесорів NVIDIA для підвищення продуктивності обчислень коротких розгортки в задачах трансверсальної фільтрації / О.В. Євчук, В.А. Ровінський, Ю.Й. Стрілецький // Наукові вісті. Галицька академія. – 2010. – № 2. – С. 35–40.

14. Ровінський В.А. Використання цифрових хвилових фільтрів у задачах технічної вібродіагностики / В.А. Ровінський, О.В. Євчук, Ю.Й. Стрілецький // Метрологія та прилади. – 2011. – № 6. – С. 68–70.

15. Євчук О.В. Реалізація аналогових активних елементів керованих напругою, в системах цифрової обробки сигналів // О.В. Євчук, В.А. Ровінський, Ю.Й. Стрілецький // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. – 2012. – № 4. – С.96–101. [РИНЦ]

16. Євчук О.В. Використання технології CUDA в задачах спектрального та частотно-часового аналізу сигналів / О.В. Євчук, В.А. Ровінський, Ю.Й. Стрілецький // Вісник Східноукраїнського національного університету ім. В. Даля. – 2012. – № 10 (81). – С. 81–86.

17. Стрілецький Ю.Й. Вплив відстані між паралельними трубопроводами на формування електромагнітного поля навколо них / Ю.Й. Стрілецький, О.В. Євчук, В.А. Ровінський // Вісник Східноукраїнського національного університету ім. В. Даля. – 2012. – №18 (189). – С. 267–276.

18. Стрілецький Ю.Й. Цифрова обробка сигналів при дослідженні ізоляційного покриття підземних нафтогазопроводів / Ю.Й. Стрілецький, В.А. Ровінський, О.В. Євчук // Методи та прилади контролю якості. – 2013. – № 30. – С. 33–38.

19. Інформаційна технологія моделювання біполярних транзисторів хвиловими цифровими фільтрами / В.А. Ровінський, О.Ю. Фуфалько, Ю.Й. Стрілецький, О.В. Євчук // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2013. – № 5. – С. 81–84. [РИНЦ]

20. Стрілецький Ю.Й. Метрологічне дослідження пристрою для прецизійного вимірювання різниці температур / Ю.Й. Стрілецький, А.Г. Винничук, О.Є. Середюк // Системи обробки інформації. – 2015. – Вип. 2 (127). – С. 100–103. [Copernicus]

21. Ровінський В.А. Розширення можливостей діагностування нафтодобувного обладнання за швидкісними характеристиками привідного електродвигуна / В.А. Ровінський, О.В. Євчук, Ю.Й. Стрілецький // Розвідка та розробка нафтових і газових родовищ. – 2015. – № 1 (54). – С. 65–71.

22. Лютак І.З. Удосконалення методу контролю стінок трубопроводів ультразвуковим методом із застосуванням інформаційно-програмного забезпечення / І.З. Лютак, З.П. Лютак, Ю.Й. Стрілецький // Методи та прилади контролю якості. – 2015. – № 35. – С. 27–37.

23. Striletskyi Yu. Method of studying corrosion processes of metal electrodes by surface voltage fluctuations / Yu. Striletskyi, V. Rovinskyi, O. Yevchuk // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. – 2016. – № 3 (9). – С. 24–29. [Scopus]

24. Стрілецький Ю.Й. Використання коливань струни для збудження хвиль у металі / Ю.Й. Стрілецький // Методи та прилади контролю якості. – 2016. – № 37. – С. 79–84.

25. Стрілецький Ю.Й. Дослідження перехідного імпедансу ізоляційного покриття підземних металевих трубопроводів / Ю.Й. Стрілецький // *Методи та прилади контролю якості*. – 2017. – № 38. – С. 14–21.

26. Стрілецький Ю.Й. Спосіб дослідження нерівномірності температурного імпедансу металеві пластини / Ю.Й. Стрілецький // *Вісник Житомирського державного технологічного університету*. – 2017. – № 2 (80), Т. 1. – С. 97–101.

#### [Copernicus]

27. Стрілецький Ю.Й. Спосіб дослідження параметрів затухаючих коливань механічних систем / Ю.Й. Стрілецький, Р.Б. Дунець // *Методи та прилади контролю якості*. – 2017. – № 39. – С. 33–39.

28. Стрілецький Ю.Й. Збудження механічних коливальних систем для вивчення їх властивостей із використанням спектрального імпедансу / Ю.Й. Стрілецький, Р.Б. Дунець // *Прикарпатський вісник НТШ. Число*. – 2017. – № 2 (38). – С. 123–132.

29. Пат. 28731 України, МПК<sup>6</sup> G01R19/00. Спосіб безконтактного визначення струмів у підземних трубопроводах і пристрій для його реалізації / Ю.Й. Стрілецький, І.С. Кісіль.– №97094501; заявл. 05.09.1997; опубл. 16.10.2000, Бюл. №5.

30. Пат. 73617 України, МПК (2012.01) G01F 3/00. Лічильник газу / О.Є. Середюк, А.Г. Винничук, Ю.Й. Стрілецький, Р.Я. Тимків, О.Р. Зелінський.– № u201205199; заявл. 27.04.12; опубл. 25.09.12. Бюл. №18.

31. Пат. 114372 України, МПК (2017.01) C25D7/04, C25D17/12, C25D19/00 Пристрій для локального формування покриттів із електроліту на довгомірних деталях / Л.Я. Роп'як, М.Й. Бурда, О.В. Рогаль, Ю.Й. Стрілецький. – № a201600557; заявл. 25.01.2016; опубл. 25.05.2017. Бюл. №10.

32. Пат. 112046 України, G01N 27/26. Пристрій для вимірювання електричного імпедансу / Ю.Й. Стрілецький, В.А. Ровінський, О.В. Євчук, С.І. Мельничук, І.М. Лазарович. – № a201512001; заявл. 03.12.15; опубл. 11.04.2016. Бюл. №7.

33. Пат. 112047 України, МПК (2016.01) G01N 17/00, G01N 27/28. Методика і пристрій для визначення швидкості корозії / Ю.Й. Стрілецький, О.В. Євчук, В.А. Ровінський. – № 201512504; заявл. 17.12.15; опубл. 11.04.2016. Бюл. №7.

34. Стрилецкий Ю.И. Вариант разработки автоматизированной многоканальной установки циклирования электрохимических ячеек / Стрилецкий Ю.Й., Гасюк И.М., Угорчук В.В. // *Фундаментальные проблемы преобразования энергии в литиевых электрохимических системах*. – Уфа, 2006 г.– С. 315.

35. Стрілецький Ю.Й. Визначення відносних переміщень підземних магістральних нафтогазопроводів в експлуатаційних умовах // *Міжнар. наук.-техн. конф. «Приладобудування-2008»*, Київ, 22–23 квітня 2008 р.: тези. – Київ, 2008. – С. 219.

36. Стрілецький Ю.Й. Вплив ґрунту на результати вимірювання струму в підземних металевих трубопроводах // Міжнар. наук.-техн. конф. «Приладобудування-2009», Київ, 28–29 квітня 2009 р.: тези доп. – Київ, 2009. – С. 269–270.

37. Стрілецький Ю.Й. Дослідження посивуючих плівок на поверхні сталевих трубопроводів / Ю.Й. Стрілецький // Міжнар. наук.-техн. конф. «Сучасні прилади, матеріали і технології для неруйнівного контролю і технічної діагностики машинобудівного і нафтогазопромислового обладнання», Івано-Франківськ, 29 листопада – 2 грудня, 2011 р.: тези доп. – Івано-Франківськ, 2011. – С. 235–237.

38. Стрілецький Ю.Й. Визначення зміщень підземних магістральних газопроводів в процесі їх експлуатації / Ю.Й. Стрілецький, Б.В. Костів // Міжнар. наук.-техн. конф. «Приладобудування-2010», Київ, 27–28 квітня 2010 р.: тези доп. – Київ, 2010. – С. 219.

39. Стрілецький Ю.Й. Дослідження руху ґрунтового флюїду поблизу підземних металевих трубопроводів / Ю.Й. Стрілецький // Національна наук.-техн. конф. «Неруйнівний контроль і технічна діагностика», Київ, 20–23 листопада 2012 р.: тези доп. – Київ, 2012. – С. 337–338

40. Стрілецький Ю.Й. Розроблення прецизійного пристрою для вимірювання малих перепадів температур / Ю.Й. Стрілецький, А.Г. Винничук, О.Є. Середюк // Наук.-техн. конф. молодих вчених і спеціалістів «Сварка и родственные технологии», Київ, 22–24 травня 2013 р.: тези доп. – Київ, 2013. – С. 185.

41. Годорів В.І. Дослідження активності іонів у розчинах електролітів ґрунтового флюїду / В.І. Годорів, Ю.Й. Стрілецький // Наук.-техн. конф. студентів і молодих вчених «Методи та засоби неруйнівного контролю промислового обладнання», Івано-Франківськ, 26–27 листопада 2013 р.: тези доп. – Івано-Франківськ, 2013. – С. 174.

42. Стрілецький Ю.Й. Оцінка втрати механічних властивостей металу після тривалої експлуатації / Ю.Й. Стрілецький, М.М. Липчук, З.П. Лютак // Міжнар. наук.-техн. конф. «Сучасні прилади, матеріали і технології для неруйнівного контролю і технічної діагностики машинобудівного і нафтогазопромислового обладнання», Івано-Франківськ, 25–28 листопада 2014 р.: тези доп. – Івано-Франківськ, 2014. – С. 84.

43. Підвищення точності контролю товщини металу безеталонним методом / [З.П. Лютак, Ю.Й. Стрілецький, Д.В. Нестерук та ін.] // Міжнар. наук.-техн. конф. «Сучасні прилади, матеріали і технології для неруйнівного контролю і технічної діагностики машинобудівного і нафтогазопромислового обладнання», Івано-Франківськ, 25–28 листопада 2014 р.: тези доп. – Івано-Франківськ, 2014. – С. 79.

44. Стрілецький Ю.Й. Особливості визначення коефіцієнта теплопровідності металевої пластини / Ю.Й. Стрілецький, В.А. Ровінський //

Міжнар. наук.-практ. конф. «Інформаційні технології та комп'ютерне моделювання», Івано-Франківськ–Яремче, 23–28 травня 2016 р.: тези доп. – Івано-Франківськ, 2016. – С. 31–33.

45. Стрілецький Ю.Й. Дослідження температурного імпедансу пластично-деформованих ділянок металу при неруйнівному контролі / Ю.Й. Стрілецький, О.Є. Середюк // Національна наук.-техн. конф. «Неруйнівний контроль і технічна діагностика», Київ, 22–24 листопада 2016 р.: тези доп. – Київ, 2016. – С. 190–192.

46. Стрілецький Ю.Й. Використання імпедансу для опису властивостей об'єкта / Міжнар. наук.-практ. конф. «Прикладні науково-технічні дослідження», Івано-Франківськ, 5–7 квітня 2017 р.: тези доп. – Івано-Франківськ, 2017. – С. 80.

47. Стрілецький Ю.Й. Спосіб формування множини оціночних сигналів для дослідження функціонального простору об'єкта / Ю.Й. Стрілецький, В.А. Ровінський // Міжнар. наук.-практ. конф. «Інформаційні технології та комп'ютерне моделювання», Івано-Франківськ, 15–20 травня 2017 р.: тези доп. – Івано-Франківськ, 2017. – С. 4–7.

48. Стрілецький Ю.Й. Використання широкосмугової модуляції сигналів при дослідженні електричного імпедансу / Ю.Й. Стрілецький // Міжнар. наук.-техн. конф. «Сучасні прилади, матеріали і технології для неруйнівного контролю і технічної діагностики машинобудівного і нафтогазопромислового обладнання», Івано-Франківськ, 14–16 листопада 2017 р.: тези доп. – Івано-Франківськ, 2017. – С. 19–20.

49. Стрілецький К.Р. Обробка сигналів при томографічних дослідженнях структури ґрунтових масивів за допомогою сигналів із розширеним спектром / К.Р. Стрілецький, Ю.Й. Стрілецький // Всеукр. наук.-практ. конф. студентів і молодих вчених «Методи та засоби неруйнівного контролю промислового обладнання», Івано-Франківськ, 15–16 листопада 2017 р.: тези доп. – Івано-Франківськ, 2017. – С. 70.

50. Школяр А.А. Дослідження пластичних властивостей металевої пластини за частотами мод натягнутої над нею струни / А.А. Школяр, Ю.Й. Стрілецький // Всеукр. наук.-практ. конф. студентів і молодих вчених «Методи та засоби неруйнівного контролю промислового обладнання», Івано-Франківськ, 15–16 листопада 2017 р.: тези доп. – Івано-Франківськ, 2017. – С. 82.



## ЗМІСТ

Вступ.....	25
1 Методи та інформаційно-вимірювальні системи оцінки стану елементів промислових систем із використанням багаточастотних досліджень .....	31
1.1 Узагальнений підхід до побудови інформаційно-вимірювальних систем неруйнівного контролю об'єктів .....	31
1.2 Аналіз тенденцій розвитку методів неруйнівного контролю промислового обладнання.....	37
1.2.1 Комплексні системи контролю параметрів ізоляційного покриття металевих конструкцій.....	37
1.2.2 Методи дослідження стану ізоляційного покриття .....	38
1.2.3 Класифікація методів визначення перехідного опору.....	44
1.2.4 Основні підходи опрацювання сигналів у ІВС діагностування корозійних процесів .....	48
1.2.5 Інтерпретація імпедансу при дослідженні електрохімічних реакцій на поверхні електрода.....	52
1.2.6 Теорія, методи та засоби опрацювання сигналів в системах оцінювання та контролю механічних властивостей металу .....	59
1.2.7 Використання вихрострумовеого контролю при дослідженні властивостей металу.....	64
1.2.8 Структуроскопічні ІВС .....	70
1.3 Методи вимірювання спектрального імпедансу досліджуваних ланок ....	75
1.3.1 Вимірювання електричного імпедансу.....	75
1.3.2 Інтегральні схеми для імпедансної спектроскопії електричних ланок... ..	77
1.4 Системи цифрового опрацювання сигналів при вимірюванні імпедансу. 80	80
1.4.1 Методи опрацювання сигналів при проведенні неруйнівного контролю промислових об'єктів .....	80
1.4.2 Мікропроцесорні засоби вимірювання імпедансу .....	84
1.5 Методи формування сигналів при дослідженні стану елементів промислових систем.....	86
1.5.1 Формування вузькосмугових сигналів .....	86
1.5.2 Методи формування широкосмугових сигналів збудження при неруйнівному дослідженні об'єктів .....	90
1.5.3 Використання стохастичних процесів із нерівномірним розподілом енергії в частотному діапазоні для розширення можливостей спектрального імпедансу .....	92
1.5.4 Широкосмугові сигнали на основі випадкових і псевдовипадкових послідовностей в засобах дослідження стану.....	93
1.6 Обґрунтування і постановка задачі досліджень .....	94
2 Математичні основи побудови інформаційно-вимірювальних систем визначення спектрального імпедансу технологічних об'єктів.....	96
2.1 Структурний підхід до розробки ІВС вимірювання параметрів технологічних об'єктів для оцінки його технічного стану .....	96

2.1.1 Використання сигналів для опису параметрів об'єктів та процесів...	99
2.1.2 Використання спектрального імпедансу для отримання множини незалежних оцінок стану окремих елементів, деталей .....	105
2.2 Методи опрацювання сигналів в ІВС для оцінки амплітуди пошукового сигналу .....	107
2.2.1 Опрацювання сигналу в ІВС для визначення амплітуд пари пошукових гармонійних сигналів .....	107
2.3 Опрацювання сигналів власних коливань коливальної системи при дослідженні її імпедансу .....	116
2.3.1 Опрацювання сигналів, утворених затухаючими коливаннями системи .....	116
2.3.2 Опрацювання сигналів при дослідженні амплітудної огинаючої вибраної спектральної складової .....	124
2.4 Опрацювання сигналів в ІВС для визначення фазового кута при дослідженні спектрального імпедансу технологічних об'єктів .....	131
2.4.1 Визначення часової затримки сигналу за допомогою взаємкореляційної функції вхідного сигналу і гармонійних складових синхронного опорного сигналу .....	131
2.4.2 Визначення часової затримки кадру за допомогою обробки квадратурної взаємкореляційної функції вхідного і синхронних опорних сигналів .....	136
2.5 Висновки до розділу .....	149
3 Інформаційно-вимірвальні системи опрацювання сигналів із кусково-лінійною зміною фази в лініях із розподіленими параметрами .....	151
3.1 Розробка методу визначення перехідного імпедансу ізоляційного покриття ділянки підземного трубопроводу .....	151
3.2 Дослідження фізичних основ поширення сигналу в довгих лініях із розподіленими параметрами із втратами .....	155
3.2.1 Модель заміщення розподілених електричних параметрів підземного металевому трубопроводу .....	155
3.2.2 Вимірювання параметрів змінної електричної напруги при дослідженні перехідного імпедансу .....	160
3.2.3 Дослідження схеми заміщення електричних параметрів ділянки ізолюваного трубопроводу оточеного ґрунтом .....	161
3.2.4 Розробка структурних схем ІВК вимірювання змінної напруги і струму в підземному металевому трубопроводі .....	165
3.3 Методи опрацювання сигналів для визначення електричної напруги ....	169
3.3.1 Розробка методу симетрування закону розподілу значень сторонніх сигналів .....	169
3.3.2 Оцінка ефективності симетрування в залежності від частоти модулюючого сигналу .....	171
3.3.3 Розробка структурної схема ІВК вимірювання напруги .....	174
3.3.4 Розробка схеми ІВК вимірювання напруги .....	177
3.3.5 Будова вузла демодуляції .....	178
3.3.6 Розробка вузла синхронізації демодулятора SYNC .....	181

3.3.7 Розробка генератора фіксованої частоти із корекцією фазового зсуву..	183
3.4 Метод опрацювання сигналів для визначення електричного струму, що протікає по стінках підземного металевого трубопроводу.....	190
3.5 Метод опрацювання сигналів при визначенні інтегрального фазового зсуву.....	194
3.6 Розробка структурної схеми ІВК для визначення часу затримки кадру при проходженні по досліджуваній лінії .....	198
3.7 Опрацювання сигналів при визначенні диференційного фазового зсуву ...	204
3.7.1 Розробка модуля опрацювання сигналів при пошуку опорних точок впродовж періоду.....	205
3.7.2 Розробка пристрою для опрацювання сигналів при вимірюванні усередненого фазового кута накопиченням .....	211
3.8 Висновки до розділу.....	217
4 Методи опрацювання сигналів в Інформаційно-вимірювальних системах при дослідженні імпедансу багатомодових коливальних систем .....	219
4.1 Теоретичні основи дослідження властивостей об'єктів із використанням спектрального імпедансу багатомодових механічних систем.....	220
4.2 Методи формування та опрацювання сигналів при дослідженні імпедансу багатомодових механічних систем із використанням струнного сенсора ....	227
4.2.1 Механічний імпеданс ідеальної натягнутої струни фіксованої довжини .....	227
4.2.2 Методи перетворення механічних коливань натягнутої струни в електричний сигнали.....	232
4.3 Особливості збудження багатомодових коливань.....	236
4.3.1 Опрацювання сигналів при імпульсному збудженні механічної системи.....	237
4.3.2 Збудження коливань шумоподібним сигналом .....	243
4.3.3 Виділення спектральної інформації усередненням .....	249
4.3.4 Усереднення ковзною резонансною характеристикою .....	252
4.4 Розроблення ІВС для визначення геометричного положення точки збудження струнного сенсора .....	258
4.5 Розроблення ІВС для опрацювання сигналів при оцінці втрат енергії в коливальній системі із використанням струнного сенсора .....	269
4.5.1 Опрацювання сигналів при дослідженні резонансних частот багатомодових систем.....	269
4.5.2 Опрацювання сигналів для отримання співвідношення частот багатомодових систем.....	277
4.6 Висновки до розділу.....	280
5 Методи опрацювання сигналів при вимірюванні спектрального імпедансу нестационарних процесів.....	282
5.1 ІВС для вимірювання електричного імпедансу електрохімічної реакції	283
5.1.1 Передумови використання електричного імпедансу для отримання інформації про швидкість корозії.....	283

5.1.2	Опрацювання сигналів при дослідженні швидкості корозії за імпедансом електрохімічної реакції на одній частоті .....	285
5.2	Розробка ІВС для спектральної спектроскопії систем при збудженні гармонійним сигналом ковзної частоти .....	288
5.2.1	Опрацювання сигналів при спектральній спектроскопії систем .....	288
5.2.2	Синтез гармонійного коливання із квадратурними сигналами синхронізації .....	291
5.2.3	Формування і опрацювання сигналів в широкому діапазоні частот .....	294
5.3	Опрацювання сигналів від широкосмугових джерел збудження .....	309
5.3.1	Передумови отримання широкосмугових сигналів при дослідженні спектрального імпедансу .....	309
5.3.2	Опрацювання сигналів із шумоподібним джерелом збудження .....	310
5.3.3	Визначення миттєвої огинаючої спектральної складової сигналу .....	316
5.4	Висновки до розділу .....	318
6	Методи опрацювання сигналів в ІВС для вимірювання теплового спектрального імпедансу .....	319
6.1	Фізичні основи досліджень теплових параметрів матеріалів .....	319
6.1.1	Вплив механічного зусилля на структуру металу .....	319
6.1.2	Вплив структури металу на його теплопровідність і електричний опір .....	321
6.1.3	Дослідження впливу теплового імпедансу на теплові потоки за допомогою еквівалентної електричної схеми .....	325
6.1.4	Опрацювання сигналів при визначенні теплового опору ділянки металевієї пластини при нестационарному теплообміні .....	329
6.2	Методи формування інформаційних сигналів при дослідженні теплового спектрального імпедансу .....	334
6.2.1	Формування стрибкоподібної форми збуджуючого теплового сигналу .....	335
6.2.2	Формування періодичного теплового сигналу .....	337
6.3	Методи опрацювання інформаційних сигналів при дослідженні імпедансу теплопровідності .....	339
6.3.1	Розробка методу опрацювання сигналів при періодичній зміні теплового сигналу на поверхні металевієї пластини .....	339
6.3.2	Розробка методу опрацювання сигналів при стрибкоподібній зміні теплового сигналу на поверхні металевієї пластини .....	347
6.4	Розробка засобів опрацювання температурних сигналів для знаходження теплового спектрального імпедансу ділянки металевієї стінки .....	351
6.4.1	Розробка структурної схеми системи для вимірювання теплового спектрального імпедансу ділянок стінки труби .....	351
6.4.2	Розробка блоку опрацювання сигналу при періодичній зміні теплового поля .....	354
6.5	Застосування методів опрацювання сигналів для визначення теплового спектрального імпедансу при дослідженні стану стінки труби .....	358
6.5.1	Опрацювання сигналів при визначенні коефіцієнта теплопровідності стінки труби .....	358

6.5.2	Опрацювання сигналів при визначенні імпедансу теплопровідності зумовлених механічними властивостями металу .....	363
6.6	Висновки до розділу .....	364
7	Розробка практичних схем інформаційно-вимірювальних систем для дослідження спектрального імпедансу елементів промислових систем .....	365
7.1	Розробка ІВС вимірювання імпедансу перехідного опору труба-землі ..	366
7.1.1	Вибір параметрів системи вимірювання струму .....	366
7.1.2	Генератор струму збудження коливань в довгій лінії .....	368
7.1.3	Принципова схема генератора струму збудження .....	370
7.1.4	Розробка ІВК вимірювання струму в підземному трубопроводі .....	374
7.1.5	Розробка алгоритму роботи ІВК для вимірювання струму .....	381
7.2	Метрологічний аналіз засобів вимірювання імпедансу перехідного покриття .....	385
7.2.1	Метрологічний аналіз системи вимірювання заникання напруги в трубопроводі .....	385
7.2.2	Оцінка необхідної точності засобів вимірювання напруги .....	388
7.2.3	Оцінка похибки вимірювання струму .....	391
7.2.4	Оцінка похибки вимірювання напруги .....	393
7.2.5	Оцінка загальної похибки вимірювання електричного спектрального імпедансу .....	394
7.3	Розробка ІВС дослідження механічного спектрального імпедансу .....	395
7.4	Розробка ІВС для контролю спектрального імпедансу на стаціонарних процесів на поверхні металу .....	406
7.4.1	Розробка ІВС дослідження імпульсних збуджуючих сигналів .....	406
7.4.2	Розробка ІВС дослідження гармонійних збуджуючих сигналів .....	410
7.4.3	Розробка ІВС для дослідження шумоподібних сигналів збудження ..	414
7.4.4	Розробка ІВС для дослідження швидкості електрохімічної реакції ..	419
7.5	Розробка пристрою для дослідження температурних властивостей металу. ....	420
7.6	Висновки до розділу .....	425
	Висновки до роботи .....	427
	Перелік використаних джерел .....	431
	Додатки .....	461

## ПЕРЕЛІК ПОЗНАЧЕНЬ ТА СКОРОЧЕНЬ

$s(t)$  – змінний в часі сигнал

$i$  – індексна змінна

$s_i$  – дискретизований в часі сигнал

$S_i$  – дискретне спектральне значення вхідного сигналу

$K$  – коефіцієнти регресійної моделі

$\omega$  – колова частота

$u(t)$  – миттєві значення напруги

$i(t)$  – миттєві значення струму

$y_i$  – ордината функції

$x_i$  – абсциса функції

$Z(\omega)$  – спектральний імпеданс

$U(\omega)$  – спектральна щільність напруги

$I(\omega)$  – спектральна щільність струму

$N$  – кількість

$\alpha_T$  – температурний коефіцієнт розширення

$\alpha_k$  – коефіцієнт температуропровідності

АМ – амплітудна модуляція

ФМ – фазова маніпуляція

АКФ – автокореляційна функція

ВКФ – взаємно кореляційна функція

ГКН – генератор керований напругою

ФНЧ – фільтр низької частоти

ІВК – інформаційно-вимірювальний комплекс

ІВС – інформаційно-вимірювальна система

## ВСТУП

Дисертаційна робота присвячена вирішенню актуальної проблеми розвитку теорії та впровадженню програмно-апаратних засобів на основі спектрального підходу до створення нових ефективних технологій опрацювання сигналів у комп'ютерних системах, зокрема у компонентах первинного перетворення інформації, цифрових системах обробки вимірюваної інформації для неруйнівного контролю.

**Актуальність теми.** Загальний розвиток техніки і концентрація виробничих ресурсів на виробництві дозволили спростити багато повсякденних завдань людства. Простіше стало пересуватися, спілкуватися і виготовляти нові засоби. Все це заохочує до пошуку і впровадження нових рішень для створення надійних промислових систем.

Відмінною особливістю промислових систем є висока інтенсивність їх використання і експлуатаційна надійність впродовж терміну експлуатації, що забезпечується складністю конструкції і надійністю матеріалів, з яких їх виготовлено. До елементів промислових систем висувають особливі вимоги. Деякі технічні показники елементів промислових систем перевіряють при виготовленні і впродовж терміну їх експлуатації. Перевірка здійснюється на основі результатів вимірювання певного технологічного параметра і подальшого його аналізу на придатність.

Використання електронних засобів для перетворення і аналізу вимірюваних сигналів суттєво підвищило точність і достовірність результатів. Із появою електронних цифрових засобів опрацювання сигналів значно змінилися підходи до виробництва електронної апаратури. Переважаючим став програмно-апаратний принцип побудови засобів електронної техніки. Однак значна кількість електронних цифрових засобів неруйнівного контролю в своїй реалізації використовує методи аналогової техніки для опрацювання вимірюваних сигналів. Тому поряд із зростанням обчислювальних можливостей апаратної частини цифрових засобів обробки актуальною залишається розробка нових алгоритмів опрацювання дискретизованих сигналів.

Вивченням технічного стану елементів систем при взаємодії їх із зовнішньою силою займалися багато дослідників. Працюють дослідницькі інститути, колективи яких досліджують подібні проблеми. В Україні це такі як ФМІ ім. Г. В. Карпенка, Інститут металофізики ім. Г. В. Курдюмова, Інститут електрозварювання ім. Е. О. Патона, відомі науковці З. Т. Назарчук, Р. М. Джала, В. М. Учанин, В. Р. Скальський, Ю. С. Герасименко, В. С. Хандецький, В. О. Троїцький, Ю. М. Посипайко. Проблемами вимірювання електричного імпедансу займалися науковці Ф. Б. Гриневич, В. В. Хома, Є. В. Походило, П. Г. Столярчук, Б. І. Стадник, І. М. Гасюк, Г. І. Барило, М. Н. Сурду.

Опрацюванням сигналів при дослідженні інформаційних потоків займалися В. П. Бабак, Я. М. Николайчук, С. І. Мельничук.

Інтенсивний розвиток електронної техніки при використанні узагальнюючого підходу до вирішення поставлених задач доводить його прогресивність і змушує шукати схожі принципи в інших галузях, зокрема при проведенні неруйнівного контролю. Одним із напрямків узагальнення є спосіб оцінки контрольованого параметра. Вичерпну кількість незалежних змінних, що дають можливість встановити всі можливі стани контрольованого об'єкта, пов'язані із вибраним параметром, можна отримати з використанням множини спектральних оцінок, які стали наслідком взаємодії цього параметра з відповідною збуджуючою силою. Такий підхід використовується при пошуку імпедансу в електриці, механіці чи акустиці, де імпеданс повною мірою характеризує поведінку об'єкта. Досліджувані об'єкти є поєднанням множини простих елементів із власними імпедансами, що змушує визначати відповідну множину змінних із використанням різних частот. Загальним параметром, який описує поведінку об'єкта, є множина імпедансів, залежних від частоти. Множину імпедансів, залежних від частоти, отриману імпедансною спектроскопією, називають спектральним імпедансом. Отже, узагальнюючим підходом, який дозволяє удосконалити неруйнівні дослідження елементів промислових систем, є представлення їхніх параметрів у вигляді спектрального імпедансу і застосування до його визначення цифрових засобів.

Тому *актуальною проблемою, яка вирішується в дисертаційній роботі*, є створення системи неруйнівного контролю промислових об'єктів в основі роботи якої є багаточастотна оцінка досліджуваного елемента, подана у вигляді спектрального імпедансу.

**Метою і завданням дослідження** є подальший розвиток існуючої теорії і розроблення нових методів формування сигналів збудження спеціальної форми та опрацювання сигналів відгуків для створення інформаційно-вимірювальних систем (ІВС) неруйнівного контролю промислових систем в основі роботи яких є багаточастотна оцінка досліджуваного параметру, поданого у вигляді спектрального імпедансу.

Для досягнення поставленої мети в роботі необхідно вирішити наступні наукові задачі:

- здійснити аналіз і вибір важливих фізичних параметрів, що визначають загальний технічний стан елементів промислової системи, систематизувати методи неруйнівного контролю цих параметрів, на основі чого створити теоретичні засади для побудови ІВС для їх визначення;

- розробити метод та ІВС визначення амплітуди сигналу відклику заданої частоти в сукупності сторонніх завад, широкосмугових та зосереджених в його околі;

- розробити метод та ІВС вимірювання часу затримки сигналу відклику при його поширенні по досліджуваному середовищу в умовах дії сторонніх завад;



– розробити метод та ІВС визначення параметрів власних коливань досліджуваного об'єкта за дискретизованим сигналом, що описує його положення в режимі вільних коливань;

– розробити метод збільшення інформативності амплітудних оцінок вибраних спектральних складових швидкоплинних процесів, представлених дискретизованим сигналом;

– розробити метод формування та опрацювання сигналів при дослідженні спектральних характеристик теплових опорів.

**Об'єктом дослідження** є процес опрацювання вимірювальної інформації про стан об'єкта на основі спектрального підходу до оцінки імпедансу окремих його параметрів.

**Предметом дослідження** є методи та засоби перетворення інформаційних сигналів для визначення їх спектральної оцінки.

**Методи дослідження:** теорія цифрового опрацювання сигналів, спектральна теорія, теорія вимірювань, теорія ймовірності, інтегральне числення, теорія інваріантності (дослідження принципів побудови ІВС), теорія множин, теорія систем, теорія електричних кіл, теорія автоматичного керування.

### **Наукова новизна одержаних результатів**

1. Вперше розроблено метод визначення амплітуди вибраної спектральної складової сигналу відклику із застосуванням збуджуючого сигналу у вигляді пари гармонійних коливань, близьких до неї за частотою, на основі рекурсивного аналізу їх синхронно визначених амплітуд і побудови регресійної моделі, яка додатково описує сторонні складові з домінуючими амплітудами, що дало змогу підвищити точність вимірювання амплітуди корисного сигналу при визначенні спектрального імпедансу за рахунок зменшення впливу сторонніх моночастотних завад зосереджених у спектральній смузі досліджуваних сигналів на близько 95% у порівнянні із результатом, отриманим за дискретним перетворенням Фур'є.

2. Вперше розроблено метод формування і опрацювання інформаційних сигналів на основі модуляції випадковими кодовими послідовностями, використання яких дозволило розширити спектральну щільність зосереджених на одній частоті завад, завдяки чому зменшити вплив когерентних, стаціонарних широкосмугових й імпульсних завад на досліджуваний сигнал при його синхронному усередненні після демодуляції, що дало можливість підвищити точність вимірювання амплітуди корисного сигналу, отриману в процесі моделювання, до 20% у порівнянні із дискретним перетворенням Фур'є.

3. Вперше розроблено метод визначення частоти власних коливань механічних систем, модульованих зміною їх фізичних параметрів на основі генерування пари опорних сигналів і налаштування їх симетрично відносно максимуму спектральної щільності в смузі частот першої гармоніки, що дало змогу визначити відношення частоти вищих гармонік першої моди до реальних власних частот і встановити рівень втрати енергії в фізичному об'єкті при його коливаннях деформаціях із роздільною здатністю представлення результуючої

частоти вищою за точність представлення дискретної частотної складової дискретизованого сигналу.

4. Вперше розроблено метод оцінки огинаючої спектральної складової ковзним дискретним віконним перетворенням Фур'є на основі синтезу періоду гармонійного сигналу за його четвертою частиною після використання перетворення Гільберта і маніпулюючи значеннями в межах півперіоду, що дозволило зменшити часову затримку при відтворенні амплітудної огинаючої спектральної складової та підвищити інформативність дослідження змінюваного в часі сигналу до 4 разів при дослідженні швидкоплинних процесів.

5. Набув подальшого розвитку метод визначення затримки поширення сигналу заданої частоти, модульованого однобітним кодом на основі використання множини опорних сигналів, отриманих зсувом модульованого сигналу на певні кути, та визначення з їх допомогою коефіцієнтів взаємної кореляції із досліджуванним сигналом впродовж реалізації коду на льоту (fly-by), що дало змогу зменшити час опрацювання сигналу, а також усунути потребу в цифровій пам'яті для зберігання дискретизованих значень досліджуваного сигналу в процесі опрацювання.

6. Набув подальшого розвитку метод збудження інерційної резонансної коливальної системи широкосмуговим сигналом, модифікований фільтром із адаптивно корегованими коефіцієнтами, отриманими за допомогою усереднення спектральної щільності відклику цієї системи на збуджуючий сигнал, що дозволило зменшити час збудження окремих складових системи та збільшити точність визначення їх власних резонансних частот в режимі вільних коливань та отримати в результаті експериментальних досліджень роздільну здатність визначення частоти на рівні 0.01 Гц.

7. Набув подальшого розвитку метод опрацювання сигналу, отриманого при дослідженні вільних коливань механічних систем на основі ітераційного підбору частоти і коефіцієнта затухання лінійної регресійної моделі коливання, параметри якої шукаються шляхом апроксимації, що дало змогу підвищити точність визначення частоти власних коливань системи в межах визначеної частотної смуги і знайти числове значення коефіцієнта затухання коливання з урахуванням впливу сторонніх завад у досліджуваному сигналі.

**Практичне значення отриманих результатів** полягає у тому, що на основі розроблених теоретичних засад, методів і математичних моделей створено нові методики й алгоритми опрацювання сигналів, побудовано ІВС підвищеної точності і завадостійкості, а також спеціалізовані процесори на базі ПЛІС FPGA як основу ІВС неруйнівного контролю промислових систем, що дало можливість визначати спектральний імпеданс параметрів їх елементів.

Розроблені методи та засоби доведено до інженерного рівня, вони знайшли застосування в наступних пристроях:

- ІВС для дослідження стану ізоляційного покриття підземних металевих трубопроводів;

- ІВС для виявлення розподілених по об'єму структурних змін в металі за змінами відношення власних коливань струнного сенсора, який є складовою коливальної системи;
- ІВС виявлення локальних структурних змін у металевій стінці труби за зміною її теплопровідності.
- ІВС для вимірювання ємності металевих поверхонь, яка використовується для дослідження імпедансу електрохімічної комірки з розвиненою площею електродів і високою електричною ємністю;
- ІВС для вимірювання швидкості електрохімічної корозії на поверхні підземного металевого трубопроводу за величиною поляризаційного опору;
- ІВС для вимірювання положення дзвона дзвонової витратовимірювальної установки з використанням струнного сенсора;
- ІВС для вимірювання електричного імпедансу ділянки на частотах від 0.001Гц до 12МГц.

ІВС для визначення швидкості електрохімічної корозії впроваджено на виробничих підприємствах УНДП ВАТ «Укрнафта». ІВС для вимірювання положення дзвона взірцевої установки витрати газу впроваджено в науково-впровадницькій фірмі «Темпо» (м. Івано-Франківськ). ІВС контролю та вимірювання параметрів процесу заряд-розряду електрохімічних комірок використовувався лабораторією кафедри матеріалознавства і новітніх технологій фізико-технічного факультету ДВНЗ «Прикарпатський національний університет імені Василя Стефаника» та Інституту металофізики НАН України. Вказані провадження підтверджуються відповідними актами.

Результати дисертаційної роботи також впроваджуються в навчальному процесі у Івано-Франківському національному технічному університеті нафти і газу на кафедрі методів та приладів контролю якості і сертифікації продукції, інформаційно-вимірювальної техніки, систем управління та автоматики, геофізики.

**Особистий внесок здобувача.** Усі наукові положення та результати, що виносяться на захист, отримані автором особисто. Роботу з експериментального дослідження ІВС та їх впровадження проведено разом із співавторами, прізвища яких наведено у бібліографічному списку.

Розроблені автором теоретичні засади формування і обробки сигналів для дослідження імпедансу промислових об'єктів розглянуто як у монопрацях [2, 6-8, 24-26, 35- 37, 39, 46, 48], так і у працях, виконаних у співавторстві.

Розробки способів та пристроїв дослідження властивостей промислових об'єктів запатентовані у співавторстві [29-33].

Внесок автора в роботах, опублікованих у співавторстві, зазначено в списку праць за темою роботи. Крім того автору належить розробка структурної схеми і алгоритму роботи ІВС [ 38–42]; постановка задачі і розробка методу дослідження [43–45, 47, 49, 50]; програмна реалізація алгоритму роботи ІВС [34, 40].

**Апробація роботи.** Основні положення дисертаційної роботи доповідалися і обговорювалися на 15 наукових конференціях: конференції

«Фундаментальные проблемы преобразования энергии в литиевых электрохимических системах» (м. Уфа, 2006 р.); 7-мій Міжнародній наук. техн. конференції «Приладобудування-2008» (м. Київ, 22-23 квітня 2008 р.); 8-мій Міжнародній наук. техн. конференції «Приладобудування-2009» (м. Київ, 28-29 квітня 2009 р.); 6-тій Міжнародній наук. техн. конференції «Сучасні прилади, матеріали і технології для неруйнівного контролю і технічної діагностики машинобудівного і нафтогазопромислового обладнання» (м. Івано-Франківськ, 29 листопада – 2 грудня 2011 р.); 9-тій Міжнародній наук. техн. конференції «Приладобудування-2010» (м. Київ 27-28 квітня 2010 р.); 7-мій національній наук. техн. конференції «Неруйнівний контроль і технічна діагностика» (м. Київ, 20-23 листопада 2012 р.); 7-мій наук. техн. конференції молодих вчених і спеціалістів «Сварка и родственные технологии» (м. Київ, 22-24-травня 2013 р.); наук. практи. конференції студентів і молодих вчених «Методи та засоби неруйнівного контролю промислового обладнання» (м. Івано-Франківськ, 26-27 листопада 2013 р.); 7-мій Міжнародній наук. техн. конференції «Сучасні прилади, матеріали і технології для неруйнівного контролю і технічної діагностики машинобудівного і нафтогазопромислового обладнання» (м. Івано-Франківськ, 25-28 листопада 2014 р.); Міжнародній науково-практичній конференції «Інформаційні технології та комп'ютерне моделювання» (м. Івано-Франківськ, 23-28 травня 2016 р.); 8-мій національній наук. техн. конференції «Неруйнівний контроль і технічна діагностика» (м. Київ, 22-24 листопада 2016 р.); Міжнародній науково-практичній конференції «Інформаційні технології та комп'ютерне моделювання» (м. Івано-Франківськ, 15-20 травня 2017 р.); 1-шій науково-технічній конференції з міжнародною участю «Неруйнівний контроль в контексті асоційованого членства України в Європейському союзі», (м. Люблін, 24– 27 жовтня 2017 р.); 8-мій Міжнародній наук. техн. конференції «Сучасні прилади, матеріали і технології для неруйнівного контролю і технічної діагностики машинобудівного і нафтогазопромислового обладнання» (м. Івано-Франківськ, 14-16 листопада 2017 р.); 6-тій Всеукраїнській наук. техн. конференції студентів і молодих учених «Методи та засоби неруйнівного контролю промислового обладнання» (м. Івано-Франківськ, 15-16 листопада 2017 р.).

**Публікації.** За темою дисертації опубліковано 50 робіт, у тому числі 28 статей у фахових виданнях, з них 9 одноосібно, отримано 5 патентів на винаходи. Перелік основних публікацій наведено в авторефераті.

**Структура і обсяг дисертації.** Дисертаційна робота складається із вступу, семи розділів з висновками до кожного з них, загальних висновків, списку використаної літератури та додатків. Робота містить 494 с. загального обсягу, з яких 391 с. основного змісту, 298 рисунків, 6 таблиць, список бібліографічних посилань із 307 джерел та додатки на 52 с. Зміст дисертації відображає результати досягнення мети та вирішення основних завдань, результати теоретичних та експериментальних досліджень.

# 1 МЕТОДИ ТА ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНІ СИСТЕМИ ОЦІНКИ СТАНУ ЕЛЕМЕНТІВ ПРОМИСЛОВИХ СИСТЕМ ІЗ ВИКОРИСТАННЯМ БАГАТОЧАСТОТНИХ ДОСЛІДЖЕНЬ

## 1.1 Узагальнений підхід до побудови інформаційно-вимірювальних систем неруйнівного контролю об'єктів

Електроніка стала важливим інструментом для створення засобів автоматизації і розширення можливостей функціонування людей. Розвиток електронних засобів призвів до розвитку нових галузей науки. Особливо швидко розвиваються засоби обробки даних.

Розвиток конструктивних матеріалів дозволяє будувати кращі конструкції. Однак для їх безпечної експлуатації необхідно, контролювати їх властивості.

В рамках автоматичного контролю технічних систем функції нагляду слугують для позначення небажаних чи непідтверджених станів процесу та вжиття відповідних заходів для підтримки операцій та уникнення пошкоджень або аварій. Можна виділити наступні функції:

а) моніторинг – вимірювані змінні перевіряються з допуском, і створюються сигнали для оператора;

б) автоматичний захист – у разі небезпечного стану процесу, функція моніторингу автоматично ініціює відповідну протидію;

в) спостереження з діагностикою несправностей – на основі вимірюваних змінних обчислюються особливості, симптоми генеруються шляхом виявлення змін, виконується діагностика несправностей та приймаються рішення щодо протидії.

Функції моніторингу та автоматичного захисту – класичні методи, придатні для загального нагляду за процесами. Для встановлення допусків слід досягти компромісів між розміром виявлення ненормальних відхилень та непотрібними тривогами через звичайні коливання змінних. Найчастіше застосовується проста перевірка граничного значення, що особливо добре працює, якщо процес працює приблизно у стійкому стані. Проте ситуація стає

все більш цікавою, якщо операційна точка процесу швидко змінюється. У випадку замкнених циклів зміни процесу покриваються контрольними діями і не можуть бути виявлені за вихідними сигналами, якщо вхідні оброблювані процеси залишаються в нормальному діапазоні. Тому системи зворотного зв'язку перешкоджають ранньому виявленню помилок процесу.

Великою перевагою класичних методів є їхня простота та надійність. Однак вони здатні реагувати лише після відносно великої зміни, тобто після великої раптової несправності або довготривалого поступового збільшення несправності.

Механічне руйнування визначається як зміна розміру форми чи властивостей матеріалу конструкції, машини чи окремої деталі внаслідок якої конструкція чи машина вже не може виконувати свої функції[1]. Щоб виявляти руйнування необхідно мати їх класифікацію. Вид руйнування можна визначити як один фізичний процес, чи як декілька різних, але пов'язаних між собою процесів, що призводять до руйнування. При класифікації руйнування пропонується враховувати три фактори[2] – характер, причини і місце руйнування. За характером руйнування ділять на чотири підкласи: пружна деформація, пластична деформація, розрив на частини і зміна матеріалу внаслідок металургійної, хімічної чи радіаційної дії. Причинами руйнування можуть бути різного виду навантаження, тривалість використання, температура, чи дія оточуючого середовища. За місцем утворення руйнування поділяють на поверхневі і об'ємні.

Для запобігання недопустимого руйнування використовуються методи технічної діагностики [3,4] і неруйнівного контролю [5, 6, 7]. Технічна діагностика є галуззю вимірювальної техніки. Цим терміном називають процедуру непрямого вимірювання параметрів технічного пристрою, як правило, без його розбирання. Областю застосування діагностики є заводський контроль готової продукції та контроль за станом пристроїв під час їх експлуатації. Діагностична інформація використовується для оцінки працездатності обстежуваних об'єктів і для прогнозування їх подальшої поведінки.

Діагностика тісно пов'язана з проблемою надійності. Основним досягненням теорії надійності, мабуть, треба вважати усвідомлення того факту, що поломки механізмів є випадковими подіями, тобто їх характер і момент появи не пов'язані однозначно з будь-якими контрольованими зовнішніми факторами, і їх закономірності потребують імовірнісного розгляду. Стан механізму в певний момент часу не визначається однозначно значенням часу, а залежить від поєднання численних обставин, що складаються як в процесі виготовлення і ремонту машини, так і в процесі її роботи. Кожному моменту часу відповідає не одне, а множина можливих станів, в одному з яких може перебувати машина. Ця множина являє собою сукупність фізичних можливостей, з яких насправді реалізується тільки одна.

Створення методів та засобів діагностики – це частина загально-технічної проблеми підвищення надійності машин. Стан машин неперервно якісно змінюється. Ці зміни обумовлені другим законом термодинаміки, який стверджує, що упорядковані системи, а до них відносяться всі технічні пристрої, мають тенденцію мимовільно руйнуватися, тобто втрачати впорядкованість, закладну в них при створенні. Ця тенденція проявляється при спільній дії багатьох незмінних факторів, які не можуть одночасно бути врахованими при будь-якому розгляді, тому ніколи не припиняються у машині. Процес її руйнування виглядає неорганізованим, випадковим, а його наслідки несподіваними.

Другим процесом, який завжди супроводжує роботу машини, і який так само неминучий, як і процес її руйнування, – це процес управління, звичайно в дуже широкому сенсі, як послідовність свідомих вольових дій по відношенню до машини. Основу процесу управління складають знання (дійсні або передбачувані) про властивості машин, істотних для прийняття щодо них тих чи інших рішень.

Завдання діагностики полягає у визначенні стану машини в умовах експлуатації, або при заводському контролі готової продукції. Результати діагнозу служать підставою для прийняття рішення про подальше використання

машини, а також про характер попереднього ремонту або технічного обслуговування.

Діагностика, по суті, є непрямим методом вимірювання деяких параметрів машини і, як будь-яке вимірювання, являє собою порівняння вимірюваної величини з еталоном. В результаті отримуємо інформацію про внутрішні властивості досліджуваної машини. Необхідність в діагностиці, тобто в спеціальних цілеспрямованих діях по виявленню властивостей машини, виникає тому, що перехід машини з одного стану в інший за певний проміжок часу – це випадковий подія. Тому поточний і майбутній стан машини може мати певну невизначеність, що вимагає для її розкриття певних зусиль з боку обслуговуючого персоналу.

Елементи машини, властивості яких підлягають визначенню, звичайно недоступні для безпосереднього спостереження та виміру, тому приходится вимірювати не їх параметри, а параметри процесів, що породжуються робочою машиною і доступні для вимірювання.

Діагностика як метод вимірювання повинна супроводжуватися двома очевидними вимогами: повторюваністю і однозначністю.

Перша вимога полягає в тому, щоб діагностичний процес можна було повторювати будь-яку кількість разів, він повинен бути строго регульованим і складатися з послідовності точних та чітких попереджень.

Друга вимога відноситься до об'єктивності діагнозу і полягає в тому, щоб повторні діагностичні огляди механізмів, що знаходяться в одному і тому ж стані, приводили до однакових результатів. Діагностичний висновок визначається лише станом механізму і не повинен залежати від суб'єктивних властивостей оператора та інших зовнішніх по відношенню до механізму умов.

Для того, щоб мати можливість визначити стан деякої машини, необхідно попередньо розробити систему діагностики для машин даного класу. Ця розробка починається з постановки діагностичної задачі, яка включає в себе ряд умов, а головне – перелік всіх станів машин, які можуть зустрічатися під час діагнозу. Необхідно відзначити, що ця частина роботи пов'язана з найбільшими труднощами.



Машина володіє багатьма властивостями, але не всі з них однаково істотні в тих чи інших конкретних умовах.

Вибір істотних властивостей машини з урахуванням призначення діагнозу викликає труднощі тому, що дуже часто не цілком зрозумілі мета і призначення діагностичної інформації. Тому в багатьох випадках доводиться обходитися без чіткого формулювання діагностичної задачі, а її рішення будувати на інтуїтивних критеріях.

Процес якісної зміни машини відбувається безперервно, а це означає, що множина можливих її станів нескінченна і навіть нечітка. Тому завдання полягає в тому, щоб розбити множину станів на кінцеву і бажано невелику кількість класів стану. В кожному класі об'єднуються стани, що володіють однаковими властивостями, вибраними в якості ознак класифікації. Ці класи стану називають станами машини, а завдання діагностики стоїть у визначенні класу стану, до якого належить стан обстежуваної машини.

Множина можливих станів машини, які повинні відрізнятися при діагностиці – це абстрактна множина назв або кодових значень деяких класів. Однак під час постановки діагнозу стан машини проявляє себе як реальне явище, що володіє нескінченним числом властивостей, і тому не піддається повному визначенню. З цим пов'язані основні труднощі при проведенні діагностичного обстеження.

Труднощі класифікації полягають в тому, що не всі можуть виявити і перерахувати істотні ознаки, за наявністю або відсутністю яких ці об'єкти можуть розділятися на різні класи. Не завжди вдається встановити безсумнівні межі між різними класами. Труднощі детального опису ознак, що притаманні різним станам при складанні їх переліку, можуть бути подолані. При створенні методу діагностики деякої машини іноді виявляється більш зручним вибрати представника від кожного класу її стану, а самі класи повністю не визначати. Потім необхідно знайти метод оцінки подібності між типовими станами та станами діагностованої машини. Практично в діагностиці подібність встановлюється не між станами, а між сигналами, що відповідають цим станам.

Теорія надійності, розглядає реалізацію того чи іншого стану в механізмі, зокрема поломку механізму, як випадкову подію. Але випадковість поломки слід вважати суб'єктивною властивістю, так як вона пов'язана з певними очікуваннями персоналу обслуговуючого механізму, а не з характером фізичних процесів, що відбуваються в механізмі і призводять його до аварії. Поломки є випадковими подіями тому, що рішення, які приймаються персоналом щодо механізму, оснований на неповних даних про властивості його структури (технічного стану), а також тому, що прогноз про зовнішні дії, на механізм в майбутньому, не цілком достовірний. Неповні знання вихідної структури механізму та можливих впливів на нього призводять до неможливості однозначного прогнозу подій, які відбудуться в даному механізмі, і дозволяють зробити про ці події тільки імовірнісний прогноз.

Ефективна система діагностики, що доставляє докладні відомості про властивості деталей механізму, та тенденція створення пристроїв, малочутливих до шкідливих зовнішніх впливів, можуть значно зменшити роль випадковості в поведінці машин і дозволять побудувати теорію надійності на іншій основі, відмінній від ймовірнісної.

При розгляді технічного пристрою нас цікавить його структурна організація та спосіб функціонування. Сукупність взаємопов'язаних і взаємодіючих елементів, властивості і характер їх взаємозв'язку мають істотне значення для працездатності механізму та складають структурну організацію пристрою. Проблема підвищення надійності – це проблема забезпечення стійкості структури технічних пристроїв.

Спосіб функціонування пристроїв проявляється у взаємодії механізму із зовнішнім середовищем. Структурна організація пристрою та спосіб функціонування тісно пов'язані між собою, перебувають у причинно-наслідковому відношенні один до одного і можуть розглядатися окремо тільки абстрактно. Кожен конкретний спосіб функціонування механізму визначається його конкретною структурною організацією.

У діагностичній задачі шуканими є невідомі властивості структурної організації обстежуваного механізму, а спосіб його функціонування вважається заданим.

При роботі механізму виникає велика кількість різноманітних фізичних процесів, параметри яких доступні для безпосереднього вимірювання. Інші чинники пов'язані з технічним станом механізму, тобто з властивостями його структури в даний момент часу. При зміні як тих, так і інших чинників характер функціонування механізму змінюється.

Справедливе і зворотне твердження: якщо змінилися властивості вихідних процесів механізму, то це викликано або зміною зовнішніх умов його роботи або зміною його технічного стану.

Процес діагнозу складається зі сприйняття сигналу, випромінюваного механізмом, виділення в сигналі характерних ознак і зіставлення цих ознак з ознаками сигналів, що відповідають можливим станам механізму, які повинні відрізнятися при діагнозі. Результат діагнозу – це рішення про приналежність стану обстежуваного механізму до одного з класів заздалегідь складеної класифікації станів.

## **1.2 Аналіз тенденцій розвитку методів неруйнівного контролю промислового обладнання**

### **1.2.1 Комплексні системи контролю параметрів ізоляційного покриття металевих конструкцій**

Для підвищення надійності і продовження термінів експлуатації підземних сталевих споруд здійснюють комплексний (пасивний та активний) захист від корозії, який полягає у використанні захисних покриттів (ізоляції) та електрохімічного захисту (далі – ЕХЗ). Економічно і практично більш вигідним є пасивний захист підземних трубопроводів шаром ізоляції, який повинен запобігати проникненню ґрунтової вологи з розчиненими в ній солями (електроліту) до поверхні металу. ЕХЗ є необхідним доповненням до пасивного захисту. Він обумовлений тим, що практично неможливо забезпечити ідеальну

ізоляцію – вірогідні її пошкодження при будівництві та внаслідок старіння під впливом різних факторів у процесі експлуатації.

Стан захисних покриттів треба оцінювати на всіх етапах, починаючи з будівництва трубопроводів (як у період нанесення ізоляції, так і при прийманні споруд). В умовах експлуатації контроль стану захисних покриттів слід проводити щороку. Якщо в ізоляції трубопроводу є пошкодження, то їх необхідно усунути негайно. Крупні дефекти ізоляції при недосконалій катодній поляризації за 5 – 6 років спричиняють корозійні пошкодження трубопроводу, що призводять його до аварійного стану [8]

Контролем стану ізоляційного покриття підземних трубопроводів в Україні займалися Джала Р.М., Вербенець Б.Я., Мельник М.І., Яворський А.В., Костів Б.В.

Є декілька причин руйнування ізоляційного покриття металевих споруд[9]. До таких причин при нанесенні належать: використання неякісних матеріалів; дефекти, які виникають в процесі нанесення покриття на поверхню; дефекти, які виникають при укладанні споруди в ґрунт. В процесі експлуатації покриття руйнується в результаті механічної дії ґрунту. Також ґрунтові електроліти взаємодіють із покриттям і змінюють його фізико-хімічні властивості. Неправильна експлуатація чи проектування, різкі перепади температур, а особливо намерзання ґрунту на покриття, призводить до пришвидшеного його руйнування.

### 1.2.2 Методи дослідження стану ізоляційного покриття

Враховуючи різні причини руйнування ізоляційного покриття використовують різні діагностичні заходи в процесі нанесення, монтування і експлуатації металевих споруд захищених ізоляційним покриттям. Розрізняють поопераційний контроль при ізоляційних і укладальних роботах, контроль ізоляції збудованих трубопроводів і контроль ізоляції трубопроводів у процесі експлуатації.

При будівництві підземних трубопроводів контролюють і перевіряють адгезію покриття, міцність захисного покриття за допомогою ударних

пристроїв, суцільність ізоляційних покриттів іскровими дефектоскопами, перехідний опір покриття труби після його нанесення (до укладки в траншею і засипки або в шурфах) методом «мокрого» контакту.

У процесі укладання контролюють підготовку траншеї (ширину, планування дна, відповідність радіуса кривих), підготовку подушки з м'якого ґрунту, укладку труби в траншею, справність захватів і бандажів, засипку м'яким ґрунтом. При цьому контролюють температуру (погодні умови) і період часу між закінченням ізоляційних робіт та укладанням трубопроводу.

Після виконання монтажних робіт інтегральну оцінку стану покриття ділянки трубопроводу, покладеного в ґрунт, виконують методом катодної поляризації, яку здійснюють шляхом постановки дослідної катодної станції [10,11]. Проводять вимірювання загального струму катодної установки та напруги «труба-земля» в декількох точках траси до і після включення станції. В результаті вимірювань та обчислень отримують перехідний опір «труба-земля»  $R_{TЗ}$ , який дорівнює відношенню зміщення різниці потенціалів «труба-земля»  $U_{TЗ}$  до густини струму натікання  $j$ , який викликав це зміщення:

$$R_{TЗ} = \frac{U_{TЗ}}{j}. \quad (1.1)$$

При цьому одержують деяке усереднене значення опору на даній ділянці, оскільки і струм, і напруга розподілені нерівномірно (рис.1.1).

Відомі модифікації методу катодної поляризації, в яких використовують різні формули усереднення вимірюваних різниць потенціалів, опору ґрунту та розрахункові співвідношення для  $R_{TЗ}$  при різних довжинах трубопроводів. Величину перехідного опору за діючими методиками визначають шляхом числової обробки результатів вимірювань за прямими розрахунковими співвідношеннями, трансцендентними рівняннями чи номограмами [11]. Також використовуються розрахункові методи визначення перехідного опору за результатами вимірювання потенціалів в доступних місцях[12].

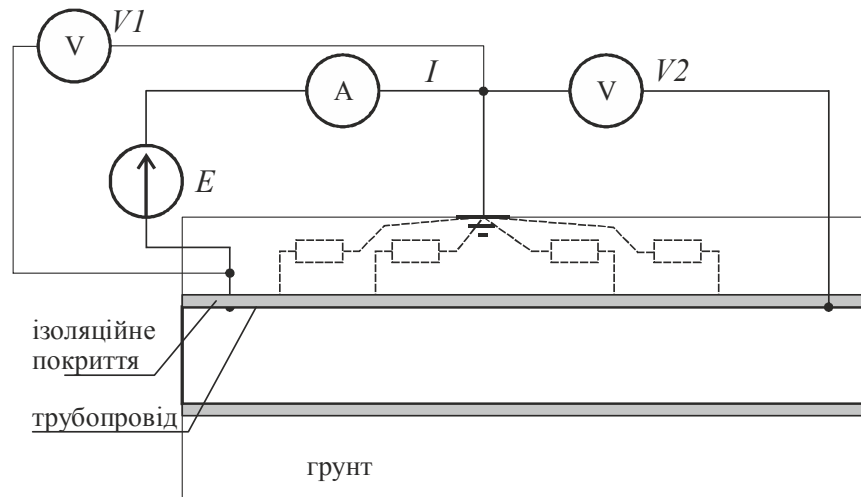


Рисунок 1.1– Загальний вид досліджень перехідного опору ізоляційного покриття підземного трубопроводу

Якщо отримана внаслідок обстежень та обчислень сумарна оцінка перехідного опору «труба-земля» є нижча за нормативну, то треба визначити місця пошкоджень ізоляції. Після їх виявлення і ліквідації контроль величини перехідного опору на даній ділянці трубопроводу повторюють.

Пошук пошкоджень ізоляції підземного трубопроводу. Пошкодження ізоляції підземних трубопроводів традиційно шукають контактними електрометричними методами. Для цього до труби і заземлення підключають генератор змінного струму. Струм витікає з труби через пошкодження ізоляції, створюючи аномалії поля. Їх можна фіксувати за змінами різниці потенціалів на поверхні ґрунту. Для цього використовують електроди, підключені до входу приймача (підсилювача з фільтром та індикатором) або вольтметра, налаштованого на частоту зондуючого струму.

Електроди у вигляді штирів (це можуть бути контакти на взутті операторів, дискові електроди) розміщують на відстані 6 м – 10 м над трубою (поздовжній спосіб) або один з електродів відносять від труби (поперечний спосіб). Переміщують електроди вздовж траси. При наближенні до пошкодження сигнал зростає, досягаючи максимуму над дефектом (для поперечного способу) і мінімуму між двома максимумами – у разі поздовжнього розміщення електродів [13].

Як модифікацію двоелектродного методу можна розглядати три-електродний спосіб та метод виносного електрода. Третій електрод

встановлюють посередині між двома зондуєчими і використовують в якості заземлення генератора. Це дозволяє шукати пошкодження ізоляції з меншими затратами зондуєчого струму, ніж при стаціонарному заземленні. Проте очевидно, що триелектродний спосіб пошуку громіздкіший і трудоемніший.

У методі виносного електрода один електрод приймача (вольтметра) підключають до металу труби, а другий – металевий (чи мідносульфатний) електрод порівняння переміщують вздовж траси. Місця пошкоджень ізоляції визначають за різницею потенціалів «труба-земля».

Для пошуку наскрізних пошкоджень ізоляції підземних трубопроводів контактним методом призначені прилади типу ИП-60, ИП-74, ИМПИ, ИПИ-85, «Пеленг», УКИ, АНПИ, УДИП-1М тощо [10, 14, 15].

Основними недоліками класичного контактного методу пошуку пошкоджень ізоляції є обмежена ділянка контролю, залежність сигналу від опору ґрунту та глибини залягання труби, потреба попереднього уточнення місцезнаходження трубопроводу, підвищена чутливість до сторонніх сигналів та клемного шуму, ненадійність контакту електродів із ґрунтом при опорі поверхні ґрунту більше 100 Ом·м, що ускладнює використання цього методу на трасах із сухими ґрунтами і робить його практично непридатним для контролю ізоляції під покриттям поверхні землі.

При контролі на змінному струмі звукової частоти безпосередній електричний контакт можна замінити ємнісним. Для цього служать дві металеві пластини, закріплені на штанзі з фіксованою віддалю між ними від 1 м до 1,5 м. Ємнісними електродами, при достатній віддалі між ними, можуть бути самі оператори. Метод рекомендується використовувати лише у тих випадках, коли важко встановити добрий електричний контакт із ґрунтом.

Є способи пошуку пошкоджень ізоляції підземних трубопроводів за допомогою індуктивних приймачів. Для цього орієнтуються приймачі (один або два включені диференційно) вздовж трубопроводу. Проте, як показує аналіз просторових характеристик розподілу векторного електромагнітного поля, ці способи є дуже чутливими до орієнтації приймача відносно трубопроводу. Таку орієнтацію важко реалізувати в натурних умовах, і фактично придатних для

цього способів немає. Відомі невдалі спроби розробки пристроїв для здійснення цього способу, однак практичного застосування для прямого пошуку пошкоджень ізоляції підземних трубопроводів вони не знайшли. У такому підході індуктивний спосіб має лише пізнавальний характер.

Пошук місць пошкоджень ізоляції підземних трубопроводів можна проводити за фазовою ознакою [16]. За максимальним фазовим зсувом між сигналами, наведеними у двох антенах, можна визначати місце пошкодження [17]. Проте тут важливо, щоб геометричні та електромагнітні параметри трубопроводу й оточуючого середовища були однорідні вздовж траси, що суттєво обмежує практичні можливості цього способу.

Загалом описані вище способи і пристрої орієнтовані на пошук пошкоджень ізоляції підземного трубопроводу шляхом виявлення аномалій поля, створеного струмом спеціального стороннього джерела (генератора), підключеного до труби і заземлення. Вони дозволяють віднаходити локальні чітко виражені контрастні дефекти (наскрізні пошкодження) ізоляції. За величинами аномалій можна робити висновок про величину пошкодження. Проте ці способи є непридатними для оцінки стану ізоляції, коли її характеристики змінюються плавно або є неоднорідними вздовж траси. Крім того, аномалії поля можуть бути обумовлені не лише дефектами ізоляції, але й іншими неоднорідностями геометричних і електромагнітних параметрів як трубопроводу, так і середовища (зокрема, змінами глибини залягання чи електропровідності ґрунту) вздовж траси, що призводить до невірних висновків. Описані способи не дають можливості розрізнити характер аномалій (розпізнавати дефекти ізоляції і неоднорідності конструкції). Ці труднощі вирішуються через вимірювання струмів [18].

На даний час Україна експлуатує величезну кількість підземних споруд, серед яких – трубопроводи, кабелі, резервуари. Тому особливо важливими є методи дослідження діючих об'єктів.

Для контролю стану захисних покриттів діючих трубопроводів рекомендується користуватись методами катодної поляризації, при якому вимірюється поляризаційний потенціал металу в ґрунті, а також модифікації



методу дослідної катодної станції [19, 20, 21]. Поляризаційний потенціал поверхні металу визначає швидкість протікання електрохімічної реакції, яка супроводжує корозійне руйнування цього металу. Такі методи дозволяють опосередковано виявляти місця із пошкодженим ізоляційним покриттям, через які не забезпечується задані умови електрохімічного захисту.

Недоліком цих методів є відсутність порівняльних оцінок стану ізоляції на різних ділянках зони станцій катодного захисту. Загальна довжина ділянок до 10 км, і ізоляція трубопроводу в різних місцях може суттєво відрізнятись за станом. Через необхідність забезпечення електричного контакту пошукових неполярних електродів із ґрунтом дослідження вимагають багато часу і певних погодних умов.

Для вибіркової оцінки рекомендується шукати перехідний опір «труба-земля» методом мокрого контакту, який потребує розкриття трубопроводу для доступу до його поверхні в шурфах. Це трудомістка операція. До того ж, вибірки випадкові і не дають надійних відомостей про стан на сусідніх ділянках.

Інтегральні і диференційні кількісні оцінки стану ізоляції підземних трубопроводів на різних ділянках ефективно проводять на основі методу безконтактних вимірювань струмів [22, 23]. Застосовуючи наявні нові засоби, струм натікання доцільно визначати за безконтактними вимірами струму, що протікає по підземному трубопроводу. Причому використовується вимірювання як постійного струму [24] так і змінного [25,26,27,28,29,30]. На даний час основні зусилля науковців зосередженні на розвитку методів інтегральної оцінки стану ізоляційного покриття.

Одним із найбільш інформативних параметрів, який оцінює стан ізоляційного покриття підземних споруд є перехідний опір «труба-земля». Цей параметр найбільш адекватно характеризує зміни ефективності захисного покриття підземних трубопроводів, дозволяє виявляти ділянки трубопроводу, які вимагають негайного ремонту ізоляції, а також встановлювати черговість і час планових ремонтів для забезпечення протикорозійного захисту [11].

Перехідний опір захисних покриттів підземних газопроводів займає особливе місце серед інших параметрів контролю протикорозійного захисту[31]. Після засипки трубопроводу ґрунтова волога суттєво змінює фізико-механічний стан ізоляції. Щоб оцінити величину цієї зміни, треба визначити перехідний опір «труба-земля», який є вихідним параметром якості захисного покриття, і його контроль не може бути замінений поопераційним контролем. Більше того, з часом ізоляція старіє, стає крихкою, у ній з'являються пори, тріщини, в які проникає волога з розчиненими в ній солями. Періодичні вимірювання перехідного опору «труба-земля» дають можливість контролювати динаміку стану ізоляції, виявляти зміни і прогнозувати корозійні пошкодження, а отже, вчасно їм запобігати.

### 1.2.3 Класифікація методів визначення перехідного опору

За означенням, перехідний електричний опір захисних покриттів підземного трубопроводу (перехідний опір «труба-земля»  $R_n$ ) у довільній точці трубопроводу дорівнює відношенню різниці потенціалів «труба-земля» в даній точці до густини струму витікання, пов'язаного з цією різницею потенціалів. Складність проблеми визначення  $R_n$  обумовлена великою довжиною трубопроводів та відсутністю прямого доступу до його поверхні.

Визначення  $R_n$  здійснюють за допомогою оцінки безпосереднього локального контакту, витікаючого струму, затухаючого сигналу, вхідного опору та взаємозв'язку параметрів [32]. Ці методи можна поділити на класи.

До класу локального контакту відноситься метод «мокрого» контакту, описаний в довідниках. Він просто реалізується за наявності кругового доступу до поверхні трубопроводу та спеціальних пристосувань (електрод-бандаж тощо). Метод має лабораторний характер. Головними його недоліками є: необхідність шурфування, обмежена зона контролю, порушення умов залягання труби. Цим методом визначається не повний перехідний опір «труба-земля», а лише його частина – опір ізоляційного шару. При цьому фізико-хімічні властивості самого ізоляційного шару можуть бути змінені накладанням «мокрого» контакту і відрізнятись від реальних умов підземного трубопроводу.

Метод «мокрого» контакту придатний для оцінки величини перехідного опору ізоляційного шару після його нанесення на трубу в період будівництва чи ремонту. Під час експлуатації цей метод рекомендовано для вибіркової оцінки.

Метод витікаючого струму передбачає визначення густини струму, що стікає з поверхні труби в середовище на певній ділянці трубопроводу, та вимірювання різниці потенціалів «труба-земля» [33]. Відношення вимірних величин дає значення перехідного опору захисних покриттів підземного трубопроводу [10].

Метод затухаючого сигналу реалізує закономірності розподілу напруги і струму в довгій електричній лінії, яка утворюється трубопроводом і оточуючим ґрунтом. Для проведення досліджень додатково потрібні параметри лінії, зокрема поздовжній опір трубопроводу.

Метод вхідного опору використовує співвідношення вимірюваних напруги і струму трубопровідної лінії з її поздовжнім і поперечним опорами. Вважається, що лінія є однорідною і достатньо довгою.

Метод взаємозв'язку параметрів є розрахунковим – подання перехідного опору сумою опору ізоляційного шару та опору розтікання струму з підземного трубопроводу. Складові  $R_{II}$  розраховують за проектними або вимірними геометричними та електричними параметрами об'єкта і середовища.

Важливою перевагою інтегральних методів оцінки стану ізоляційного покриття є їх відносна безконтактність. Частина сигналів, зокрема струм, що протікає в стінках трубопроводу вимірюється безконтактно [34]. Такі методи також придатні для пошуку пошкоджень ізоляції в підземних кабелях [35].

Для визначення перехідного опору розглядається лінія «трубопровід-земля». Вважаючи лінію однорідною, для кожної ділянки трубопроводу довжиною  $\Delta z$  матимемо перехідний опір [36]:

$$R_{II} = \frac{1}{g_0 \cdot \Delta z}, \quad (1.2)$$

де  $r_0$  - сумарний погонний поздовжній опір, а  $g_0$  - поперечна погонна провідність. Якщо у деякій точці  $z_1$ , у трубопроводі збуджено струм  $I_1$ , то його значення вздовж траси описується формулою

$$I(z) = I_1 e^{-(z-z_1) \sqrt{r_0/g_0}} \quad (1.3)$$

Напруга і струм у кожному поперечному перерізі лінії зв'язані співвідношенням

$$\frac{U_1}{I_1} = R_{BX} = \sqrt{\frac{r_0}{g_0}} = \frac{U(z)}{I(z)} \quad (1.4)$$

З наведених виразів можна отримати

$$R_{II} = \frac{r_0 \cdot \Delta z}{\ln\left(\frac{I_1}{I_2}\right)} \quad (1.5)$$

де  $I_1$  і  $I_2$  - струм, що протікає вздовж трубопроводу на початку і в кінці ділянки,  $\Delta z = z_1 - z_2$

Щоб визначити перехідний опір за даною формулою, треба знати величину погонного поздовжнього опору  $r_0$ . Для короткої ділянки лінії  $\Delta z \ll (r_0 g_0)^{-1/2}$  можна використати рівняння

$$\Delta U = I \cdot r_0 \cdot \Delta z \quad (1.6)$$

Помірявши струм у поперечному перерізі трубопроводу, можна взяти біля цього перерізу малу ділянку  $\Delta z$ , поміряти на її кінцях напруги «труба-земля»  $U_1$  та  $U_2$  і визначити  $\Delta U = U_1 - U_2$ . Проте такий спосіб незручний, адже на трасі немає достатньої кількості контактів з трубою.

Вираз (1.6) можна перетворити таким чином, щоб виключити необхідність визначення  $r_0$ . Оскільки для нескінченно довгої лінії кожен її переріз можна вважати початком нової довгої лінії і вхідний опір  $R_{BX}$  визначається співвідношенням (1.3), то його можна виміряти як відношення напруги «труба-земля» до струму в трубі в будь-якому перерізі (зокрема, у місці підключення генератора)  $R_{BX} = U_1/I_1$ . При відомому  $R_{BX}$  з наведених співвідношень отримується вираз перехідного опору «труба-земля» для ділянки  $\Delta z$  нескінченно довгого трубопроводу

$$R_{II} = R_{BX} \frac{1}{\ln\left(\frac{I_1}{I_2}\right)}. \quad (1.7)$$

Враховуючи діаметр трубопроводу, маємо:

$$R_{II} = R_{BX} \frac{\pi D \Delta z}{\ln\left(\frac{I_1}{I_2}\right)}. \quad (1.8)$$

Для оперативних оцінок захисних покриттів при безконтактних вимірюваннях струмів на трасі замість коефіцієнта затухання зручніше використовувати відносну величину натікання струму на ділянці труби [37]

$$\delta I_{II} = \frac{\Delta I_{II}}{I_{CP} \cdot \Delta z} = \frac{2(I_{II} - I_{II-1})}{(I_{II} + I_{II+1}) \cdot \Delta z_{II}}. \quad (1.9)$$

Відносну зміну струму на ділянці трубопроводу можна називати коефіцієнтом пошкоженості (провідності) захисного покриття. Величина, обернена до нього, пропорційна опорі і може називатись коефіцієнтом добротності захисного покриття.

Основною складністю таких досліджень є саме безконтактне вимірювання струму. Суть його полягає у вимірюванні параметрів електромагнітного поля навколо трубопроводу, в стінках якого протікає досліджуваний струм. При цьому використовується як постійний, так і змінний струм. Перехідний опір «труба-земля», виміряний на постійному струмі, можна порівняти із довідниковими значеннями. Однак вимірюванню постійного магнітного поля перешкоджають різноманітні завади, серед яких, зокрема, магнітне поле землі, яке суттєво більше за магнітне поле струму, що протікає по стінках трубопроводу. Тому дослідження проводять із використанням змінного струму, що спрощує вимірювання.

Для того, щоб за розподілом електромагнітного поля встановити струм в стінках трубопроводу необхідно знати, чи визначити геометричні параметри цього розподілу. Оскільки електромагнітне поле утворюється довгим провідником, яким є металевий трубопровід в ґрунті, то необхідно знати напруженість магнітного поля на відомій відстані від провідника. Тому наукові

розробки ведуться в напрямку підвищення інформативності вимірювання розподілу електромагнітного поля навколо трубопроводу.

Наукові роботи за напрямком вимірювання перехідного опору «труба-земля» ведуться в таких напрямках: наближення результатів дослідження на змінному струмі до постійного струму; розробка методів багатоточкового вимірювання напруженості електромагнітного поля[38]; усунення впливу сторонніх чинників, таких як завади[39], вплив оточуючого ґрунту[40] та атмосферної корозії [41].

Для уточнення виду дефекту ізоляційного покриття проводиться електрохімічна локальна імпедансна спектроскопія [42]. Використовується джерело змінної напруги від 500 Гц до 10000 Гц. Два електроди, які занурюють в землю в спеціально відведених місцях, або залишають на час моніторингу.

Таким чином, вичерпну інформацію про стан захисного покриття занурених металевих об'єктів: трубопроводів, кабелів, резервуарів, можна отримати за перехідним опором «труба-земля». Цей опір може визначатися за результатами безконтактних вимірювань. При дослідженнях в певній смузі частот отримують додаткову інформацію не тільки про наявність і вид дефектів у покритті, а й про стан оточуючого середовища.

#### 1.2.4 Основні підходи опрацювання сигналів у ІВС діагностування корозійних процесів

Попри захист металу за допомогою ізоляційного покриття і зовнішньої поляризації під впливом корозійних процесів трубопроводи та інші споруди всерівно руйнуються. Тому, для подальшого захисту використовують інгібітори корозії. Дослідження швидкості корозійних процесів, а також контроль впливу інгібіторів проводять за допомогою дослідження електрохімічних процесів на поверхні металу в присутності електроліту, який контактує з ним.

Важливими чинниками протікання електрохімічних реакцій є температура середовища, розподіл зарядів в електроліті і їх продуктивність, тобто їх рухливість і здатність до електронного обміну.

Корозія найбільш вагомий чинник руйнування металевих конструкцій. При наявності вологи, а іноді і без неї, метал в агресивному середовищі змінює свою структуру і втрачає міцність. Тому, процесами корозії займається багато науковців. Відомі роботи Нікітенко Е.А., Жука Н.П., Оразема М.Е. В нашій країні відомі роботи Похмурського В.І., Полякова С.Г., Герасименка Ю.С. Більшість досліджень цієї тематики проводяться в інституті електрозварювання ім. Є.О. Патона НАНУ і ФМІ ім. Г.В. Карпенка НАНУ.

Корозійні процеси супроводжуються зміною стану матеріалу. Для металу найбільшу вагу мають електрохімічні реакції, що призводять до зміни стану. Відповідно найбільшу увагу приділяють електричним властивостям електрохімічних реакцій[43]. Кінетику електрохімічних реакцій досліджують в лабораторних і виробничих умовах. Лабораторні дослідження проводять із використанням моделі досліджуваної системи, яка складається із трьох електродів, занурених в досліджуваний електроліт. Один із електродів виготовлено із досліджуваного матеріалу. Інші мають спеціальну будову. Виробничі дослідження частіше проводять із використанням двохелектродної установки, в якій електроди виконано із досліджуваного матеріалу. Систему, яка складається із електродів і електроліту називають електрохімічною коміркою.

Кінетику електрохімічних реакцій досліджують, спостерігаючи за електричними властивостями системи. При цьому будують модель, яка може описати електричну поведінку системи і оцінити кінетику процесу. Досліджують як властивості джерела електричного сигналу в електрохімічній реакції, так і електричні властивості оточуючого електроліту.

Електрохімічні процеси на поверхні металу пов'язані із неоднорідністю електричного заряду на різних частинах поверхні, за рахунок якої, складають передумови перерозподілу цього заряду. Перерозподіл часто проходить через електроліт, який оточує поверхню. Спостерігаючи за зміною заряду на досліджуваному електроді роблять висновки про активність реакції.

При корозійному враженні металу виникає відразу декілька небезпечних процесів, які швидко призводять до повного руйнування. В залежності від

температури і концентрації електроліту електрохімічні реакції можуть проходити за різними механізмами. Найбільш небезпечний механізм виділення електронів із металу, і утворення із ними молекул водню. Вільні місця в металі займають іони кисню, окисляючи метал. Також небезпечні реакції із сірководневими іонами. Вони не тільки пришвидшують корозійні процеси, але й сприяють наводненню металу.

Зміна структури металу через заміну в його ґратках електронів на іони спричиняє механічне послаблення в цьому місці. Втрата суцільності в товщі металу призводить до появи концентраторів напружень, які при наявності механічних зусиль створюють передумови сильнішого окислення. Вільний водень за певних умов наводнює метал. Це явище посилюється у сірководневому середовищі. Наявність водню в металі змінює його механічні властивості, метал стає крихким і зростає небезпека крихкого руйнування при стрімкому наростанні механічного зусилля.

Вид і швидкість електрохімічної реакції дуже залежить від властивостей середовища і хімічного складу електроліту оскільки електрохімічні реакції протікають на поверхні металевих електродів в середовищі електроліту. Здебільшого розподілом зарядів в металевому електроді нехтують і зосереджуються на розподілі зарядів в електроліті. Електроліт в процесі роботи змінюється, так само змінюється і розподіл зарядів в ньому біля поверхні металевого електрода. В залежності від виду електроліту і ретельності моделювання його властивостей розроблено численну кількість моделей, які описують поведінку зарядів і їх взаємодію в електрохімічних процесах.

Модель типу «Rint» [44] описує природний потенціал металевого електрода в електроліті як ідеальне джерело напруги  $U_{oc}$ . Опір електроліту враховує резистор  $R_1$ .  $U_{oc}$  і  $R_1$  є функціями температури, стану поверхні і будуть змінюватися в залежності від цих параметрів.

Наявність природного електродного потенціалу металевого електрода свідчить про наявність електрохімічних процесів на поверхні електрода і, як наслідок, небезпека корозійних процесів. Сема цей потенціал вимірюється при контролі корозійних процесів на поверхні підземних споруд. Вимірювання



потенціалу супроводжується появою струму в електричному колі і, відповідно, спадом напруги на опорі.

Більш досконала модель була запропонована Національною лабораторією відновлюваної енергетики (NREL) [45]. Модель типу «RC» складається з двох конденсаторів і трьох резисторів. Ємність  $C_c$  відносно мала, щоб інтерпретувати поверхневі ефекти батареї. У той же час, ємність  $C_b$  є відносно великою, щоб інтерпретувати ємність заряду на поверхні металу. Еквівалентна схема для моделі «RC» (рис.1.2).

В даній моделі враховано обмежений заряд, який виникає на поверхні електроду. Як і в попередній моделі враховано омичний опір електроліту.

В електроліті, який використовується як провідник в електрохімічній комірці, заряди розподіляються нерівномірно. Існує градієнт потенціалу в електроліті, стан якого визначає кінетику електрохімічної реакції. Наявність градієнта пояснюється подвійним електролітичним шаром, який виникає на границі «металевий електрод-електроліт».

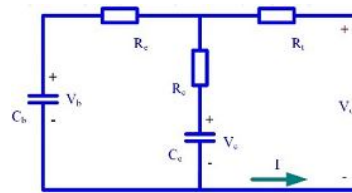


Рисунок 1.2– «RC» модель електрохімічної комірки

Модель першого порядку [46, 47] враховує наявність подвійного електролітичного шару шляхом додавання паралельної ланки  $RC$  до моделі «Rint». Додана паралельна ланка  $RC$  використовується для інтерпретації динамічних характеристик електролітичного шару. Еквівалентна схема першого порядку моделі показана на рис.1.3.

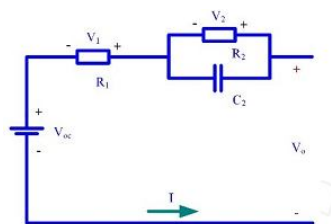


Рисунок 1.3– Еквівалентна схема RC першого порядку моделі електрохімічної комірки

В модель першого порядку включені чотири елементи:  $U_{oc}$ , внутрішній опір  $R_1$ , опір поляризації  $R_2$  і поляризація ємності  $C_2$ .  $U_2$  використовується для позначення напруги на паралельній ланці RC. Така модель широко використовується для опису електрохімічної системи яка утворюється в підземних металевих спорудах[48]

Насправді в електроліті при появі градієнту потенціалу в товщі виникає серія подвійних шарів. Їх вплив на загальну провідність різна, тому в кожному конкретному випадку будується власна еквівалентна схема електрохімічної комірки, яка пояснює кінетику електрохімічної реакції конкретної системи. Для прикладу на рис. 1.4 наведено RC модель другого порядку. Опір RC ланки  $R_3$  використовується для опису поляризації концентрації, в той час як ємність  $C_3$  використовується для опису електрохімічної поляризації.

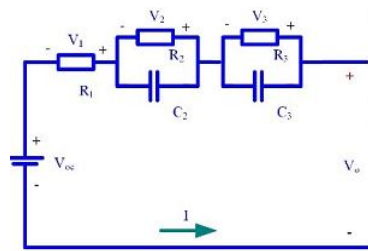


Рисунок 1.4– Еквівалентна схема RC моделі електрохімічної комірки другого порядку

1.2.5 Інтерпретація імпедансу при дослідженні електрохімічних реакцій на поверхні електрода

Як правило, більш точна модель електрохімічної комірки може призвести до більш точної оцінки її стану. Моделі проаналізовані вище, були широко використані для оцінки стану електрохімічної комірки, але проблема полягає в тому, що вони іноді не досить точні, щоб отримати задовільну оцінку результату. Електрохімічна імпедансна спектроскопія (далі – ЕІС) являє собою експериментальний метод для характеристики електрохімічних систем, і він вважається одним з найбільш точних методів для моделювання електрохімічних систем при дослідженні корозійних процесів, літій-іонних батарей і суперконденсаторів [49, 50, 51].

Для визначення параметрів електрохімічних комірок шукають номінали елементів, які їх моделюють. Як видно із наведених моделей, вони мають внутрішнє джерело енергії і внутрішній опір комплексного виду. Тому, для визначення кожної окремої складової у внутрішньому опорі використовується багаточастотне вимірювання опору. Для складних моделей використовується вимірювання спектрального імпедансу, за формою якого визначаються параметри елементів заміщення.

При вимірюванні спектрального імпедансу змінний струм подається до електрохімічної комірки, а результуючий сигнал напруги, а саме, амплітуда і фаза, записується. Ці процедури повторюються для різних частот в залежності від властивостей електрохімічної комірки, чи системи, частиною якої є ця комірка.

Результат таких досліджень здебільшого подається у виді діаграми Найквіста, яка на координатній площині відображає вершину вектора імпедансу ланки для різних частот. Електрохімічний спектральний імпеданс вимірюється в широкому діапазоні частот від мГц до МГц. За допомогою нього визначають нелінійності, а також дуже повільну динаміку безпосередньо. Таким чином, електрохімічний спектральний імпеданс розглядається як унікальний інструмент для аналізу динаміки електрохімічної реакції.

Для пояснення діаграми вводиться елемент із постійною фазою (СРЕ) відповідно до ЕТ, який часто згадується як елемент Варбурга:

$$Z_{Warburg}(j\omega) = \sqrt{\frac{R_p}{j\omega C_p}} \coth\left(\sqrt{R_p j\omega C_p}\right), \quad (1.10)$$

де  $j$  - комплексна одиниця;  $\omega$  – колова частота;  $R_p$ ,  $C_p$  - поляризаційні опір і ємність.

В теорії електричних кіл немає елемента зі схожими до елемента Варбурга властивостями. Для опису його властивостей на електричне коло вводиться дробова степінь в описі імпедансу реактивного елемента. Дробовий елемент приводиться в наступному рівнянні [52, 53, 54]:

$$Z_{fractional}(j\omega) = \frac{I}{Q(j\omega)^r} \quad (1.11)$$

де  $r$  – раціональне число в межах від мінус 1 до +1 і є порядком дробового елемента, який може бути цілим або дробовим;  $Q$  – коефіцієнт (при  $r = 0$ , елемент еквівалентний резистору; при  $r = +1$ , описує індуктивність, при  $r = -1$  описує конденсатор). Крім того, фаза дробового елемента рівна  $r\pi/2$ , а підсилення  $20 \cdot r$  дБ на  $\text{дек}^{-1}$ , відповідно. На діаграмі Нейквіста дробовий елемент є прямою лінією. Нахил лінії є постійною величиною  $r\pi/2$ . Таким чином, СРЕ може бути виражений дробовим елементом, який також доведений в [53].

Згідно з попередніми дослідженнями, більшість явищ, в тому числі дампінг, потік, в'язкопружність, тертя, хаос, динамічний люфт, механічна вібрація, поширення звуку тощо, були пояснені елементами із дробовою степінню в описі параметрів [53,55].

На основі ФОС, все більше і більше досліджень проводять для розробки електрохімічних моделей [22, 56]

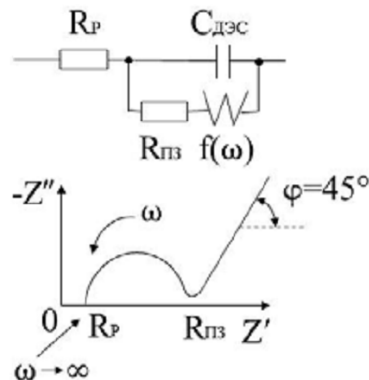


Рисунок 1.5 – Схема заміщення електрохімічної реакції і діаграма

Наявність води чи конденсату під впливом електричного струму захисту дуже впливає на властивості металу.

Кінетику електрохімічної реакції досліджують за допомогою потенціо- та гальвано-статичних досліджень.

Потенціостатичні дослідження супроводжуються вимірюванням струму в колі електрохімічної комірки при фіксованому потенціалі на її клеммах. При

гальваностатичних дослідженнях вимірюється потенціал на клеммах комірки при фіксації струму через неї. Оскільки хімічні реакції на поверхні металевих електродів проходять із перерозподілом зарядів між електродом і електролітом, то електричний струм зовнішнього джерела впливає на хід протікання реакції.

Дослідження електричних параметрів електрохімічної реакції проводять із використанням декількох типів приладів. Потенціостати, гальваностати, вимірювачі поляризаційного опору, аналізатори електрохімічного шуму.

Потенціостати і гальваностати є стаціонарними приладами, які фіксують один із електричних параметрів струм чи напругу при скануючій зміні іншого. Часові параметри сканування вибираються. Структурна схема потенціостата наведено на рис.1.6

В потенціостаті встановлюється потенціал між допоміжним і опорним електродами, а струм вимірюється між допоміжним і робочим. Джерелом потенціалу є зовнішній генератор, який за заданою програмою міняється в часі.

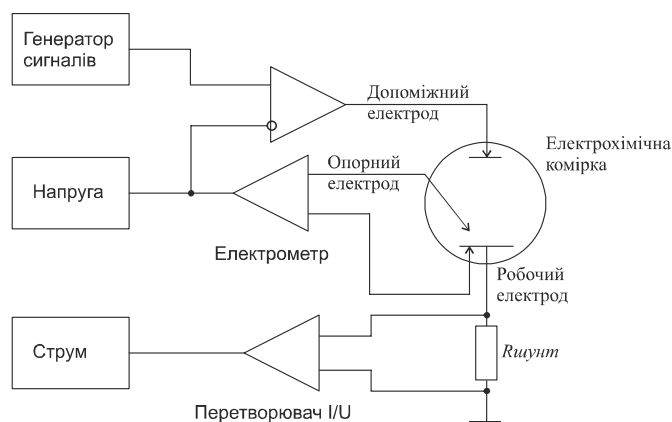


Рисунок 1.6 – Спрощена схема потенціостата

Багато складових частин потенціостату є і в гальваностаті, тому такі прилади здебільшого універсальні і вибір конкретного виду дослідження проводиться переключенням декількох сигнальних ланок. На рис.1.7 наведено структурну схему універсального пристрою для проведення потенціо- і гальваностатичних досліджень.

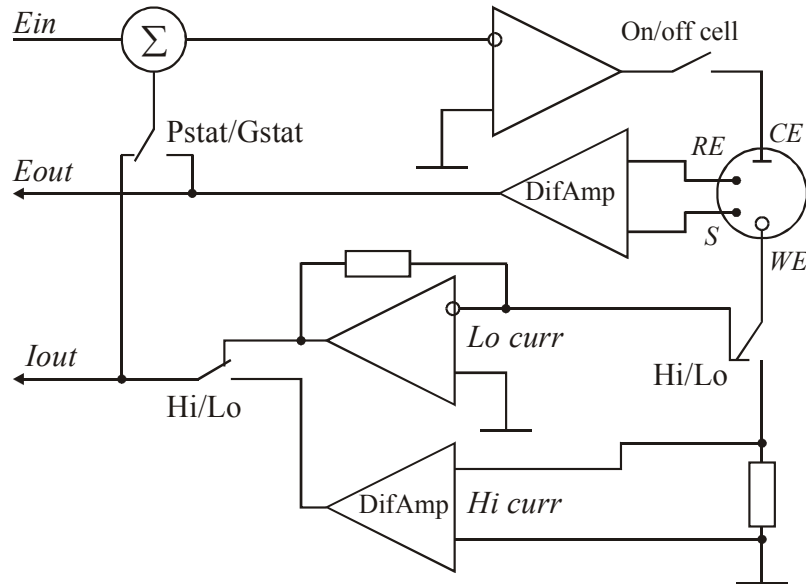


Рисунок 1.7– Пристрій для проведення потеціостатичних(Pstat) і гальваностатичних (Gstat) досліджень

Структурну схему приладу 2049 фірми Amel із мікропроцесорним керування наведено на рис.1.8.

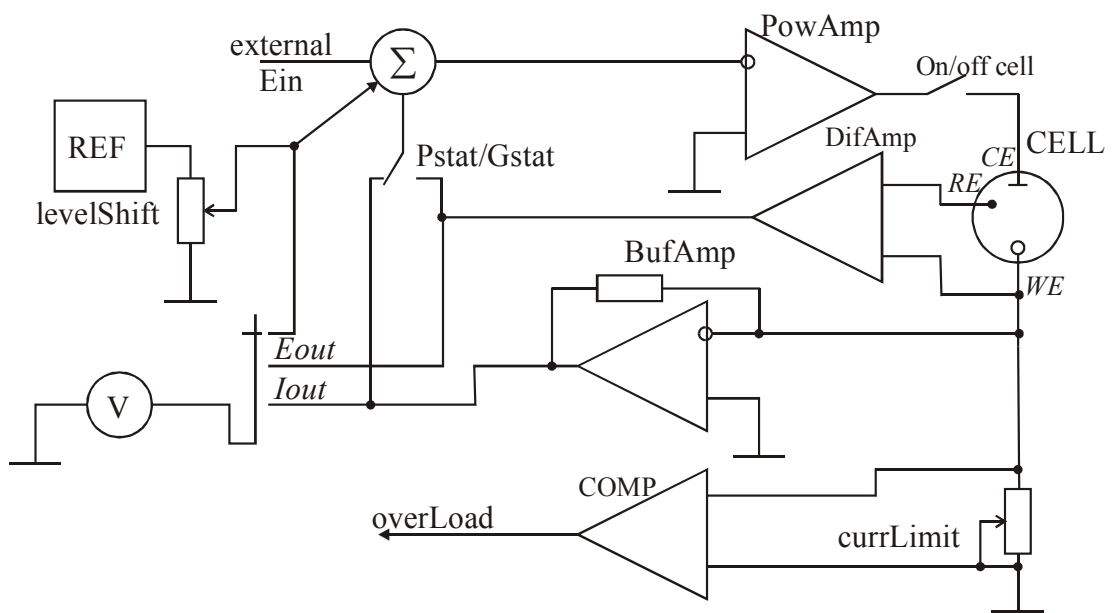


Рисунок 1.8– Структурна схема пристрою 2049 Amel для проведення потеціостатичних і гальваностатичних досліджень

За допомогою потенціостатів будують залежність струму реакції від поляризуючого її потенціалу. Залежність побудовану в логарифмічному масштабі апроксимують рівнянням, які запропонував Тафель. Подальшу інтерпретацію результатів для розрахунку швидкості корозії запропонували Вагнер і Трауд висунувши теорію змішаного потенціалу. Згідно з цією концепцією, на електроді одночасно проходять анодні і катодні реакції. На них

можна впливати анодною чи катодною поляризацією. Тому екстраполюючи графіки Тафеля можна знайти такий потенціал, при якому швидкості обох реакцій врівноважуються. Цей потенціал вважається природним потенціалом електрохімічної реакції.

Існує недолік методу екстраполяції Tafel. Для його подолання запропоновано нову техніку, метод аналізу поляризаційного опору. Зроблено висновок, що прикладена густина струму – лінійна функція електродного потенціалу, як показано на рис.1.9.

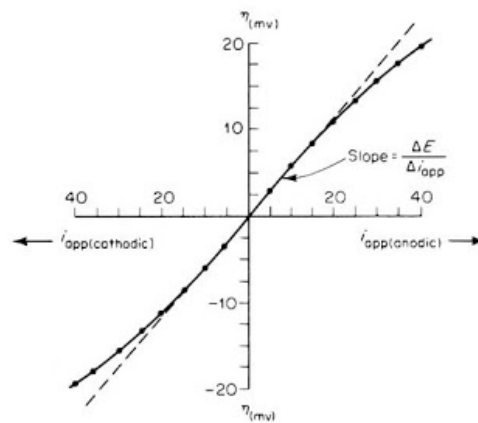


Рисунок 1.9- ВАХ електрохімічної реакції

Ця крива показує поляризацію на ближчих 20 мВ. Нахил цієї лінійно-поляризаційної кривої пов'язаний з кінетичними параметрами системи.

Спочатку необхідно визначити коефіцієнт бета, а потім можна шукати швидкість корозії за величиною поляризаційного опору [57, 58, 59, 60, 61].

Спрощений варіант потенціостата використовується при побудові приладів для вимірювання швидкості корозії в промислових умовах. Пристрій містить джерело змінюваної напруги, яка використовується для пошуку природного потенціалу реакції. Після чого вимірюється поляризаційний опір реакції як відношення невеликого зміщення напруги до приросту струму. Структурна схема такого корозиметра наведена на рис.1.10 [62]

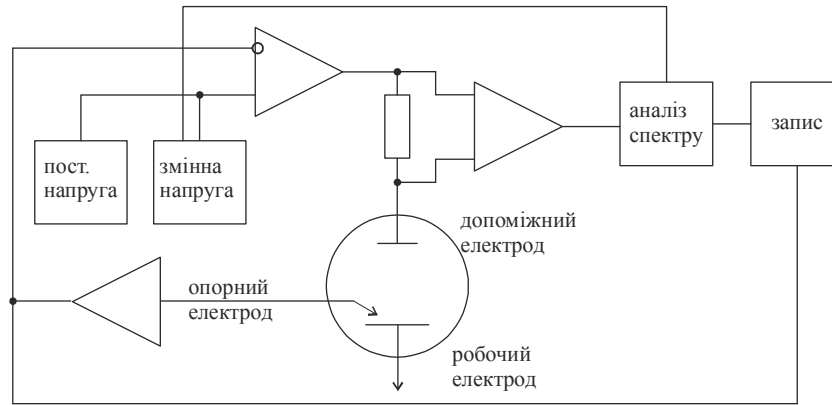


Рисунок 1.10– Структурна схема пристрою для аналізу реакцій на зміну електродного потенціалу

Важливу інформацію при дослідженні корозійних процесів дає аналіз сигналу, який формується на електроді при проходженні електрохімічної реакції. Обмін зарядів на поверхні електроду має спонтанний характер. Тому і сигнал шумоподібний.

Модель заміщення електрохімічної комірки будують за результати аналізу електричного спектрального імпедансу. Струм через електроди задається, а шукається амплітуда напруги і фаза між струмом і напругою.

Інший вид пристрою передбачає визначення квадратурних складових струму при збудженні напругою (рис.1.11).

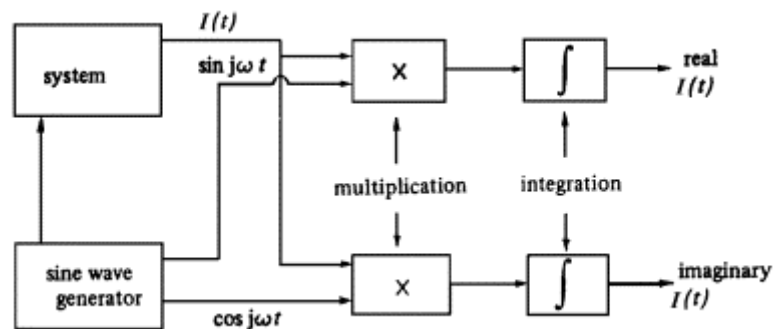


Рисунок 1.11– Структура пристрою для кореляційного дослідження квадратурних складових імпедансу комірки

При дослідженні корозійних процесів, основою яких є електрохімічні реакції важливу роль займає вимірювання спектрального імпедансу. Він обумовлюється видом електроліту, в якому проходить реакція, тому за допомогою аналізу спектрального імпедансу оцінюють зовнішні умови корозійного процесу. Інший вид вимірювання при дослідженні швидкості корозії – є спектральний і продуктивний аналіз джерела струму, яке



утворюється при перебігу електрохімічної реакції, що є основою корозійного процесу.

#### 1.2.6 Теорія, методи та засоби опрацювання сигналів в системах оцінювання та контролю механічних властивостей металу

Кінцевою метою всіх попередніх досліджень є встановлення стану металу, з якого виготовлено трубопровід, резервуар чи кабель. Корозія є дуже важливим чинником зменшення міцності металу. Під її впливом проходить зміна конфігурації металевих деталей, змінюється їх товщина, виникають точкові пошкодження, що призводить до появи мікротріщин і пітингових пошкоджень. Також під впливом корозійних процесів проходить водневе окрихчування металу[63]. Деякі небезпеки в металі виникають в статичному режимі, а деякі під впливом зовнішніх чи внутрішніх навантажень і вібрацій. Відомо, що в процесі експлуатації на трубопровід діють сили, які призводять до виникнення напружень в його стінках [64, 65, 66].

Можна виділити два підходи до визначення властивостей металів. Функціональний і структурний. При функціональному методі здійснюється перевірка важливих експлуатаційних параметрів не вдаючись в їх суть. Якщо необхідно, щоб метал витримував певні навантаження, то здійснюється перевірка міцності металевого взірця під впливом цього навантаження. Металеві взірці розривають, крутять, вдаряють і на основі певної кількості фізичних експериментів встановлюють шуканий параметр із допуском на випадковість. Розрізняють декілька видів навантаження: на розтяг, стиск чи кручення в різних площинах.

Такі дослідження проводяться із використанням спеціального обладнання для вимірювання переміщення, яке супроводжує деформацію металевого взірця і зусилля, яке прикладається до взірця. Деформація вимірюється прямими методами. Зусилля здебільшого вимірюється тензомостовими датчиками. Вихідним результатом є залежність деформації взірця від прикладеного зусилля. Враховуючи велику базу таких діаграм, проходить оцінка відповідності вибраного взірця заданим нормам.

Інший вид функціональних досліджень, які проводять із металевими взірцями, пов'язаний із встановленням їх стійкості до циклічних навантажень[67]. Відомо, що деформації металевого взірця, в залежності від степені і умови виникнення, призводять до зрушення в кристалічні ґратці і, як наслідок, зміни їх взаємного положення. Якщо деформації призводять до взаємного переміщення вузлів кристалічної ґратки, то враховуючи неоднорідність структури металу, яка по-суті є сумішшю частинок із різними механічними властивостями, частинки переміщуються в об'ємі. Таким чином, змінюються механічні властивості металу, що може призвести до виникнення руйнування.

Такі дослідження проводять із використанням циклічних навантажень заданої амплітуди і заданої частоти. В залежності від умов проведення задається зусилля чи деформація і вимірюється, відповідно, деформація чи напруження в досліджуваній деталі при заданій частоті прикладання навантаження.

Вихідним результатом є циклограми для заданого взірця, в яких фіксується деформація чи напруження від кількості циклів навантаження. За результатами дослідження прогнозується стійкість деталі із досліджуваного матеріалу до циклічних навантажень.

Одним із варіантів таких досліджень є статистична обробка результатів досліджень множини взірців на руйнування при заданих зусиллях в залежності від кількості циклів навантаження.

Вихідним результатом є залежність кількості циклів від прикладеного навантаження до початку видимого руйнування, чи зміна деформації в залежності від кількості деформацій.

Функціональні дослідження проводять із використанням взірців із матеріалу, який досліджується. Як правило, такі дослідження супроводжуються руйнуванням взірця.

Структурний аналіз металевих деталей передбачає дослідження розподілу концентрацій густини в його об'ємі. На основі апріорних знань про властивості металу, які отримуються з функціональних досліджень, робиться висновок про

здатність металу витримати прикладені зусилля при заданих умовах. Оскільки вимірювання змін в концентрації густини є складною задачею, використовуються різні методи непрямих вимірювань. Всі вони є дорадчими і не замінюють методів функціонального дослідження. Однак, при проведенні структурного аналізу деталей на діючих об'єктах, перевага надається неруйнівним методам, тому їх використовують для встановлення роботоздатності готових деталей після виготовлення і в процесі експлуатації.

Зважаючи на кількість обладнання, яке функціонує на даний час, контроль справності його металевих складових є надзвичайно актуальним. В процесі експлуатації металеві деталі змінюють свої властивості. Вплив середовища на властивості металу описані в [68,69, 70, 71].

Зміни, які виникають в металі в процесі експлуатації, можна розділити на: зміну форми, зміну структури і появу градієнту густини. Всі методи неруйнівного контролю в межах своїх можливостей намагаються виявити ці зміни. Найбільше поширення отримали акустичні, магнітні, електромагнітні методи та методи проникаючих речовин.

Методи проникаючих речовин традиційно використовуються для пошуку градієнтів густини в деталі. На поверхні шукаються тріщини за допомогою капілярних методів контролю, а в середині за допомогою аналізу проникаючого високоенергетичного випромінювання. Здебільшого використовується гамма і рентгенівське випромінювання. Аналіз зводиться до фіксації прониклого через деталь випромінювання і його подальшого аналізу методом цифрової обробки зображень для пошуку аномальних градієнтів густини [72].

Фіксація прониклого опромінення проводиться на фотоплівку, після чого вона оцифровується і опрацьовується. Для зменшення витрат на фотообробку пропонується використовувати для фіксації прониклого опромінення сцинтиляційні екрани і ПЗЗ матриці для візуалізації, оцифрування обробки і зберігання результатів дослідження. Використання цифрової фіксації опромінення дозволяє застосувати синхронну обробку результатів, що дозволяє розширити можливості традиційних засобів контролю [73].

Недоліками методів проникаючих речовин є висока небезпека при використанні засобів опромінення і громіздкість обладнання.

Дослідження розміру, структури і наявності градієнту густини широко проводять за допомогою акустичних методів[74]. Акустичні методи класифікують за багатьма показниками[75]. При обробці більшість засобів використовують два підходи: частотний аналіз коливань, які поширюються в деталі від внутрішніх чи зовнішніх джерел збудження; аналіз параметрів хвиль, що поширюються в деталі при зовнішньому збудженні.

Пристрій, який проводить аналіз коливань в деталі перетворює коливання в електричний сигнал, обробляє його для виділення корисної смуги частот і дискретизує сигнал для подальшої цифрової обробки.

Основні зусилля науковців зосереджені на пошуку характерних спектральних образів, притаманних певному обладнанню, для побудови автоматичних систем діагностування [76,77].

Більш складні пристрої акустичного контролю використовують для дослідження властивостей деталей сигнали збудження. При цьому досліджують імпедансні властивості деталей із вибраного матеріалу і параметри поширення хвиль в деталі.

Імпедансні властивості досліджують при вібродіагностиці, яку можна вважати частковим видом акустичних досліджень на низьких частотах[78]. Механічний імпеданс є відношенням сили до швидкості, яка виникла внаслідок дії цієї сили. Всі матеріали на мікроструктурному рівні володіють трьома основними властивостями, які є чинниками імпедансу: масою, пружністю і втратами. Спектральний механічний імпеданс вибраної деталі залежить від її форми і структури матеріалу, з якого її виготовлено. Тому, він інтегрально оцінює всі її механічні особливості.

Для вимірювання розмірів і пошуку градієнтів густини в деталях використовуються методи дослідження властивостей механічних хвиль. Суть таких методів полягає в збудженні певних типів хвиль в досліджуваному середовищі та аналіз параметрів їх поширення, таких як час і затухання.

Серед множини завдань, які треба вирішити при проведенні акустичних досліджень, можна виділити групи, що пов'язані із збудженням необхідного виду коливання, аналізу його поширення по досліджуваній деталі і вимірюванням вибраного параметру цього коливання після прийому. При збудженні акустичних коливань використовуються перетворювачі електричних сигналів в акустичні. Найбільш поширеними є перетворювачі на основі електромагнітного поля, п'єзоелектричні і магнітострикційні.

Для збудження акустичних коливань здебільшого використовуються генератори ударної дії. При цьому в короткий час випромінюється максимальна енергія. Однак, для вирішення конкретних задач для збудження, особливо перетворювачів на основі електромагнітного поля, можуть застосовуватися синусоїдальні і пилкоподібні форми сигналу [79].

Перетворювачі на основі п'єзо ефекту і магнітострикційні при ударному збудженні генерують механічні коливання, які по формі нагадують радіоімпульс із частотою заповнення, яка визначається геометричними розмірами їх випромінювача [80, 81]. Для збудження коливань таких перетворювачів використовуються генератори імпульсів, які розряджають попередньо заряджений високою напругою конденсатор на коливальний контур, складовою частиною якого є цей перетворювач.

В залежності від вирішуваної задачі шукається час поширення збудженого коливання в товщі досліджуваного матеріалу чи його затухання. Для визначення часу поширення синхронно із генеруванням імпульса збудження формується сигнал для запуску лічильника синхросигналів, зупинка якого станеться при отриманні прийнятого сигналу. Також використовується синхронний перезапуск імпульса збудження по приходу фронту коливання до приймального сенсора, за рахунок чого формується квазірезонансний режим роботи системи. Таким чином, вдається підвищити точність визначення часу проходження хвилі за рахунок накопичення результатів вимірювання впродовж великої кількості періодів перезапуску.

На основі властивостей поширення чи відбивання певних типів механічних хвиль робиться припущення про наявність градієнтів густини на шляху хвилі.

Аналіз затухання хвилі при проходженні деталі має обмежене застосування через малу точність і вплив стану контакту перетворювачів і деталі. Частіше вимірюється швидкість поширення хвилі, за якою роблять припущення про структуру матеріалу.

### 1.2.7 Використання вихрострумowego контролю при дослідженні властивостей металу

Для вимірювання структури електропровідних матеріалів використовуються також вихрострумові методи контролю [82, 83].

Методи, засновані на використанні вихрових струмів, можуть застосовуватися для контролю електропровідних виробів для виявлення дефектів, неоднорідностей структури і відхилень хімічного складу. Методи вихрових струмів знаходять також застосовують для сортування металів, виявлення тріщин, пустот і включень, вимірювання товщини покриттів, листових металів і труб, а також товщини непровідних плівок, нанесених на основний метал. Методи вихрових струмів найбільш ефективні при виявленні дефектів, розташованих поблизу поверхні виробу. Результати випробувань можуть послужити лише для непрямой оцінки досліджуваних характеристик; в кожному конкретному випадку має бути встановлено співвідношення між вимірюваними величинами і цими характеристиками[84].

Коли до поверхні металевої деталі підноситься котушка, по якій протікає змінний електричний струм, в металі наводяться вихрові струми. Величина наведених вихрових струмів залежить від величини і частоти змінного струму, електропровідності, магнітної проникності і форми деталі, відносного розташування котушки і деталі, а також від наявності у деталі неоднорідностей або несучільностей. Електропровідність, в свою чергу, визначається механічною або термічною обробкою деталі. Якщо матеріал деталі відноситься до класу аустенітних нержавіючих сталей, то механічна або термічна обробка будуть також впливати на величину магнітної проникності. З вихровими струмами, наведеними в металі, пов'язано магнітне поле, напрямом якого протилежний напрямку початкового магнітного поля; внаслідок цього вихрові

струми будуть впливати на величину імпедансу котушки збудження або будь-якої іншої котушки, розташованої в безпосередній близькості до виробу. Характер розподілу вихрових струмів змінюється при наявності в металі дефектів або інших неоднорідностей, що, в свою чергу, тягне за собою зміну уявного імпедансу котушки, який може бути визначений і використаний для виявлення дефектів або відмінностей у фізичній, хімічній та металургійній структурі матеріалу.

Однак, у багатьох випадках цілком прийнятні коливання якості виробу можуть мати значно більший вплив на розподіл і величину вихрових струмів, ніж небажаний дефект.

Наведені вихрові струми концентруються поблизу поверхні виробу. Для випадку плоского провідника зміна величини струму в залежності від глибини носить експоненціальний характер.

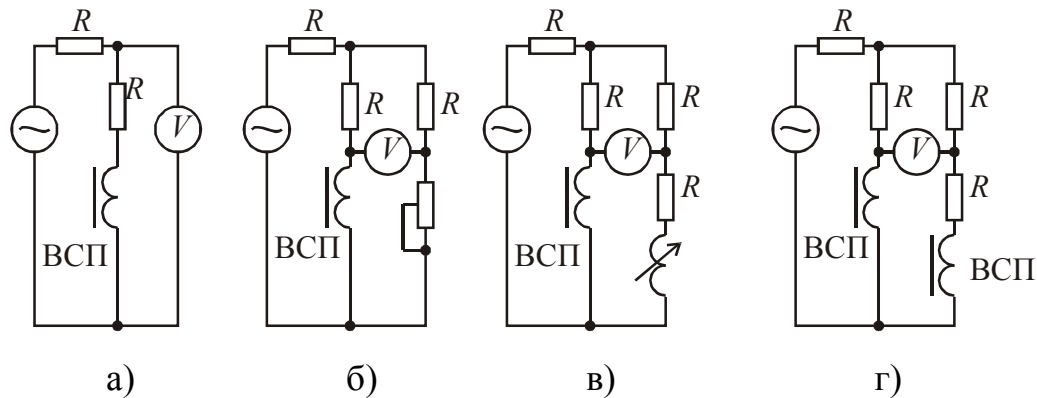
За типом перетворення параметрів об'єкта контролю (далі – ОК) у вихідну величину вихрострумові перетворювачі (далі – ВСП) поділяють на трансформаторні та параметричні. У трансформаторних ВСП, що мають як мінімум дві котушки (збуджуючу та вимірювальну), параметри ОК перетворюються в напругу вимірювальної котушки, а в параметричних, як правило, з однією котушкою – в комплексний опір (імпеданс).

Параметричні ВСП прості в конструкції, однак їх вихідна величина залежить від температури, чого практично немає у трансформаторних ВСП.

Залежно від способу з'єднання обмоток котушок розрізняють абсолютні та диференційні ВСП (рис.1.12)[85]. При вимірюванні абсолютних значень користуються розрахованими заздалегідь величинами імпедансу для заданих умов дослідження. Вони мають більшу варіацію через вплив сторонніх факторів.

Диференційні перетворювачі більш чутливі, оскільки частина параметрів, що впливають на перетворення компенсується. Для цього вимірювальні обмотки ВСП спеціально орієнтують у просторі для вимірювання складових, що ортогональні первинному електромагнітному полю, або включають їх диференційно. Використання рознесених збуджувальних і вимірювальних

обмоток збільшує глибину контролю, бо відносне затухання густини вихрових струмів зменшується з віддаленням від обмотки збудження. Оскільки в таких перетворювачах реалізується компенсація поля вихрових струмів бездефектного об'єкта контролю, то цим досягається високий ступінь пригнічення змін проміжку між перетворювачем і контрольованою поверхнею, електричної провідності та інших завад.



*а- простий імпеданс, б- мостове вимірювання імпедансу, в-мостове вимірювання із балансуною котушкою, г- мостове вимірювання із диференційною котушкою*

#### Рисунок 1.12– Типи вимірювань параметрів вихрострумових перетворювачів

Коли вимірювальна котушка знаходиться біля поверхні провідника, опір котушки зазнає певних змін. Аналіз цих змін вкрай ускладнений внаслідок великої кількості змінних, від яких залежить зазначена величина. Імпеданс змінюється по амплітуді і по фазі. Імпеданс вимірювальної котушки може бути розкладений на дві складові – реактивну і активну.

Для виключення залежності результатів вимірювань від конкретної конструкції або геометрії котушки, криві графіка нормалізовані шляхом ділення активної і реактивної складових імпедансу на величину індуктивності порожньої котушки ( $\omega \cdot L_0$ ). Велику кількість таких діаграм було складено Форстером, Ліббі і Олівером. Величину реактивної складової, відкладеної по осі абсцис, можна зіставити з кількістю енергії, сконцентрованої в деталі і в котушці протягом кожного циклу змінного струму. Величину активної складової можна зіставити з кількістю енергії, розсіяної у виробі протягом кожного циклу.



Якщо деталь має нульову електропровідність ( $\epsilon$  ізолятором), вихрові струми в ній не наводяться; при збільшенні електропровідності деталі до певної величини виникають вихрові струми. Це впливає на імпеданс вимірювальної котушки двояко. Наведені вихрові струми створюють своє власне електромагнітне поле, спрямоване проти магнітного поля котушки, що призводить до зменшення енергії, зосередженої в системі, і розсіювання енергії у вигляді тепла. Збільшення електропровідності викличе зменшення реактивної складової; при цьому активна складова спочатку зросте до деякого максимального значення, а потім почне зменшуватися.

Проблема детектування вихрових струмів ускладнена тим, що вихрові струми повинні бути виявлені індуктивним способом. Крім того, будь-які зміни проміжку між виробом і котушкою позначаються на характері розподілу і величині вихрових струмів. Однак в багатьох випадках вплив подібних ефектів може бути виключено.

Наявність дефектів або коливань фізичної, хімічної або металургійної структури може бути виявлено по зміні уявного імпедансу котушки збудження або іншої, незалежної котушки.

Вплив дефектів на імпеданс котушки зазвичай носить вкрай складний характер, і його теоретичний аналіз з достатньою точністю неможливий, але використання спеціальних дослідних зразків або штучних дефектів дозволяє зробити необхідні уточнення конкретних характеристик котушки.

Основні розробки науковців ведуться в напрямку пошуку способу виділення лише тієї частини сигналу ВСП, яка обумовлена контрольованим параметром. Якісні зміни поведінки імпедансу при дослідженні феромагнітних і немагнітних матеріалів наведено на рис.1.13.

В напрямку штрихової лінії змінюється імпеданс при зміні впливу деталі на перетворювач. Зміна електропровідності деталі змінює фазу і амплітуду сигналу, зміна відстані між деталлю і перетворювачем міняє тільки амплітуду. Використовуючи синхронну із сигналом збудження обробку можна виділити якийсь один параметр для вимірювання. Існує декілька способів синхронної

обробки для зменшення впливу того чи іншого параметру, зокрема, амплітудний, фазовий та амплітудно-фазовий.

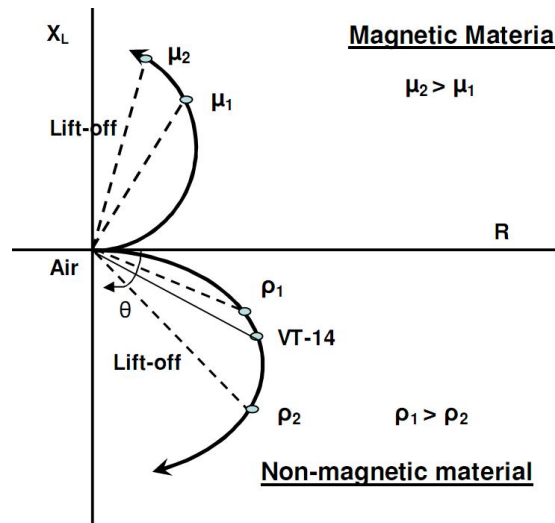
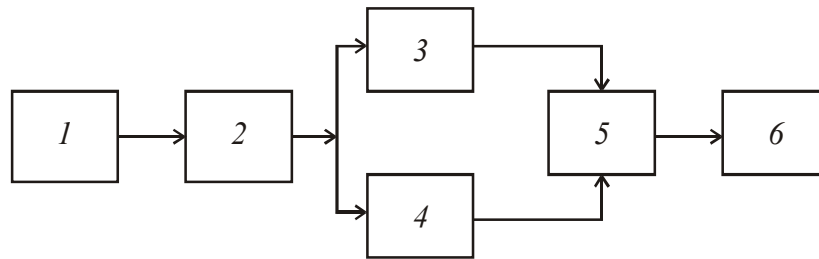


Рисунок 1.13– Годограф зміни сигналів в залежності від параметрів матеріалу

При амплітудному способі після компенсаційного повороту вектора сигналу вздовж однієї з осей шукається координата вектора вздовж цієї осі. Фазовий спосіб передбачає вимірювання кута вектора, незважаючи на його амплітуду. Широке застосування в апаратурі контролю знайшов амплітудно-фазовий спосіб (метод проєкцій). У комплексній площині внесеної напруги інформаційний сигнал згідно з цим способом, визначається проєкцією вектора внесеної напруги на додатковий напрям, що визначається вектором  $U_{on}$ .

У модуляційному (динамічному) способі використовують різницю просторового розподілу характеристик ОК і, відповідно, різницю просторового спектра сигналу від контрольованого і заважаючого параметрів при переміщенні ВСП відносно ОК. Цим методом зручно контролювати видовжені ОК (дроти, прутки, труби тощо). При модуляційному способі під час обробки імпульсу огинаючої сигналу ВСП виділяють лише частину його спектра, що характеризує контрольований параметр. При цьому короткі, різкі зміни суцільності матеріалу ОК (наприклад, тріщини) приводять до формування коротких імпульсів із широким частотним спектром. Просторові зміни таких завад, як питома електропровідність або повітряний проміжок, викликають

плавну зміну сигналу ВСП і формують імпульс більшої тривалості. Структурну схему такого приладу представлено на рис.1.14.



*1 - генератор; 2 - ВСП; 3 - фільтр низьких частот із частотою зрізу  $\omega_1$ ; 4 - фільтр низьких частот із частотою зрізу  $\omega_2$ ; 5 - суматор; 6 - реєстраційний пристрій*

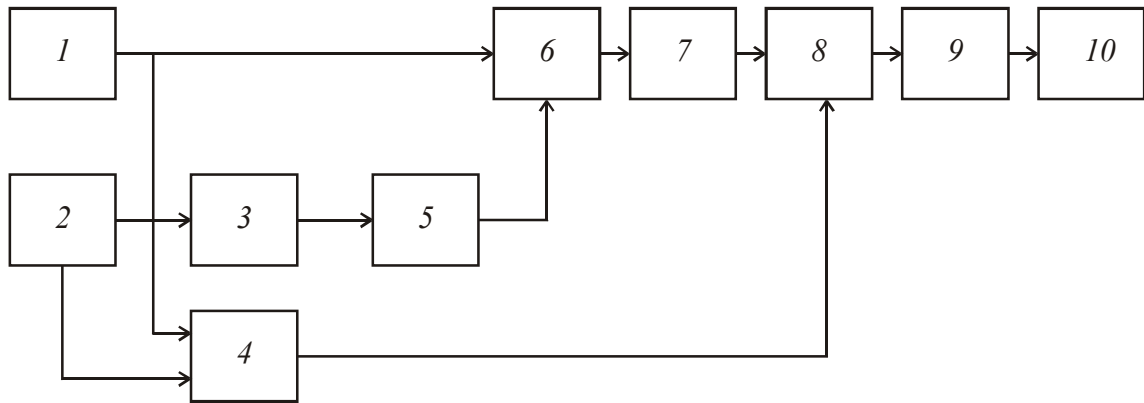
Рисунок 1.14– Функціональна схема приладу модуляційного контролю

До інших методів виділення корисної інформації і зменшення впливу завади можна віднести також амплітудно-частотний спосіб і його варіанти – автогенераторний і резонансний. У цьому способі використовують частотні й резонансні характеристики автогенераторів, в контур яких включений ВСП. В приладах застосовують, як правило, найпростіші ВСП параметричного типу, що мають певні переваги з точки зору простоти їх виконання і розмірів. Зокрема, на основі двоконтурних автогенераторних схем можна досягти повного усунення впливу проміжку між ВСП і ОК, а також впливу краю ОК при високій чутливості до дефектів типу тріщин або змін структури матеріалу. На підставі цього способу реалізовані найрозповсюдженіші автогенераторні вихрострумові дефектоскопи з локальними ВСП [86].

Важливе значення має двочастотний спосіб контролю, де для компенсації впливу завади використовують сигнал ВСП на допоміжній частоті. Формування інформаційного сигналу в цьому випадку відбувається в різних варіантах. Це може бути векторне додавання сигналів на змінному струмі, перетворених у сигнали проміжної частоти, проміжного фазового кута, додавання на постійному струмі або перетворення внесеної напруги сигналів відгуку основної та допоміжної частот з їх часовим розділенням. Однак із цих варіантів формування інформаційного сигналу лише векторне додавання сигналів основної та допоміжної частот не змінює мірності сигналу ВСП. Інформаційний сигнал формується додаванням сигналів ВСП основної та

допоміжної частот, попередньо перетворених у сигнали проміжної частоти. Таке формування сигналу дозволяє використовувати для контролю обидва інформативні параметри сигналу відгуку.

На рис. 1.15 показано структурну схему пристрою двохчастотного контролю за миттєвими значеннями сумарного сигналу ВСП.



*1 і 2 - синхронізовані генератори основної та допоміжної частот; 3 - регулятор амплітуди; 4 - блок формування строб-імпульсів для роботи ключового елемента; 5 - фазообертач; 6 - суматор; 7- ВСП; 8 - ключовий елемент; 9 - смуговий фільтр; 10- реєстратор.*

Рисунок 1.15– Функціональна схема пристрою двохчастотного контролю за миттєвими значеннями сигналу ВСП

В існуючих реалізаціях засобів вихрострумове контролю для зменшення впливу кількох завад використовують декілька способів, наприклад, двохчастотний та амплітудно-фазовий, двохчастотний і амплітудний. При цьому одним способом зменшують вплив одного заважаючого параметра, а другим – іншого.

### 1.2.8 Структроскопічні ІВС

Проведені дослідження показали доцільність застосування вихрострумове контролю на підвищених частотах для виявлення: міжкристалічних ушкоджень на початкових стадіях, дрібних тріщин в графітних матеріалах, зносу алітованих шарів на лопатках із жароміцних сталей та оцінки напруженого стану поверхневих шарів.

Для дослідження напруженого стану металу широко використовуються магнітні методи контролю. Коерцитивна сила – одна з найбільш структурно-чутливих характеристик феромагнітних матеріалів (різні марки чавунів, сталей,

твердих сплавів, деякі спеціальні сплави). Тому аналіз коерцитивної сили застосовують для вирішення різноманітних завдань неруйнівного контролю. За значенням коерцитивної сили можна визначити механічні характеристики матеріалів (твердість, границю міцності, границю текучості, ударну в'язкість, модуль пружності), їх структурні параметри (розмір зерна, розмір включень, пористість, густину), хімічний склад (зокрема, вміст легуючих елементів), якість термічної або хіміко-термічної обробки (глибину загартованого чи цементованого шару, фазовий склад). Встановлено, що коерцитивна сила корелює з параметрами напружено-деформованого стану, втомними структурними змінами, що дозволяє оцінювати залишковий ресурс конструкцій.

Коерцитивна сила за намагніченістю або за індукцією – величина, яка чисельно дорівнює напруженості магнітного поля, необхідного для зміни намагніченості (індукції) попередньо намагніченого до технічного насичення об'єкта контролю від залишкової намагніченості (індукції) до нуля. Вимірювання коерцитивної сили зводиться до визначення напруженості розмагнічувального поля.

З точки зору техніки проведення вимірювань розрізняють вимірювання коерцитивної сили в замкненому, частково замкненому і розімкненому магнітному колі. Кожен з цих випадків має свої особливості. Так, визначити коерцитивну силу за індукцією в розімкненому магнітному колі потрібно вимірювачем індукції, який розташований біля поверхні контрольованого зразка (виробу), в його середній частині. Якщо ж коерцитивна сила визначається за значенням струму при відомій постійній розмагнічувальній котушці, то отриманий результат буде набагато меншим від встановленого в замкненому магнітному колі. Що стосується коерцитивної сили за намагніченістю, то вона однакова як в замкненому, так і в розімкненому магнітному колі, і може бути визначена вимірювачами, розміщеними біля поверхні об'єкта контролю, і за струмом у розмагнічувальній котушці.

Визначення коерцитивної сили за струмом у розмагнічувальній котушці дозволяє відносно просто автоматизувати процес вимірювань. У зв'язку з цим у

сучасних коерцитиметрах типу ИКС, розроблених у ФМІ ім. Г. В. Карпенка НАН України, та KOERZIMAT, розроблених в Інституті д-ра Фьорстера (ФРН), переважно вимірюється коерцитивна сила за намагніченістю. Вибір типу магнітного кола (замкнене чи розімкнене), в якому здійснюють вимірювання коерцитивної сили, значною мірою залежить від особливостей об'єкта контролю. Для об'єктів, форма яких забезпечує контакт їх поверхні з полюсами осердя електромагніта, широко практикують коерцитиметрію з приставними П-подібними електромагнітами. Такі прилади вимірюють інтегральне значення коерцитивної сили контрольованого об'єкта в цілому або тієї його частини, через яку замикається магнітний потік. Їх використовують для вирішення різноманітних задач магнітної структуроскопії. Як приклад коерцитиметрів даного типу можна назвати прилади серії КИФМ. Однією з найсучасніших розробок коерцитиметрів з приставними П-подібними електромагнітами є прилади серії КРМ-Ц, які розроблені й випускаються фірмою «Спеціальні наукові розробки» (м. Харків).

При неруйнівному контролі зразків малих розмірів, а також об'єктів неправильної форми з поверхнями великої кривизни переважно застосовують коерцитиметри з вимірюванням коерцитивної сили в розімкненому магнітному колі. В Україні та на території країн СНД прилади даного класу переважно представлені коерцитиметрами типу ИКС різних модифікацій.

Характерною особливістю коерцитиметрів типу ИКС є те, що вони складаються зі спеціалізованих приладів, кожен з яких орієнтований на контроль певних матеріалів і виробів, і має відносно обмежений діапазон вимірювання коерцитивної сили. Такий підхід дозволяє спростити конструкцію коерцитиметрів і зробити їх значно дешевшими, порівняно з приладами універсального типу. Структурну схему одного із таких приладів наведено на рис.1.16.

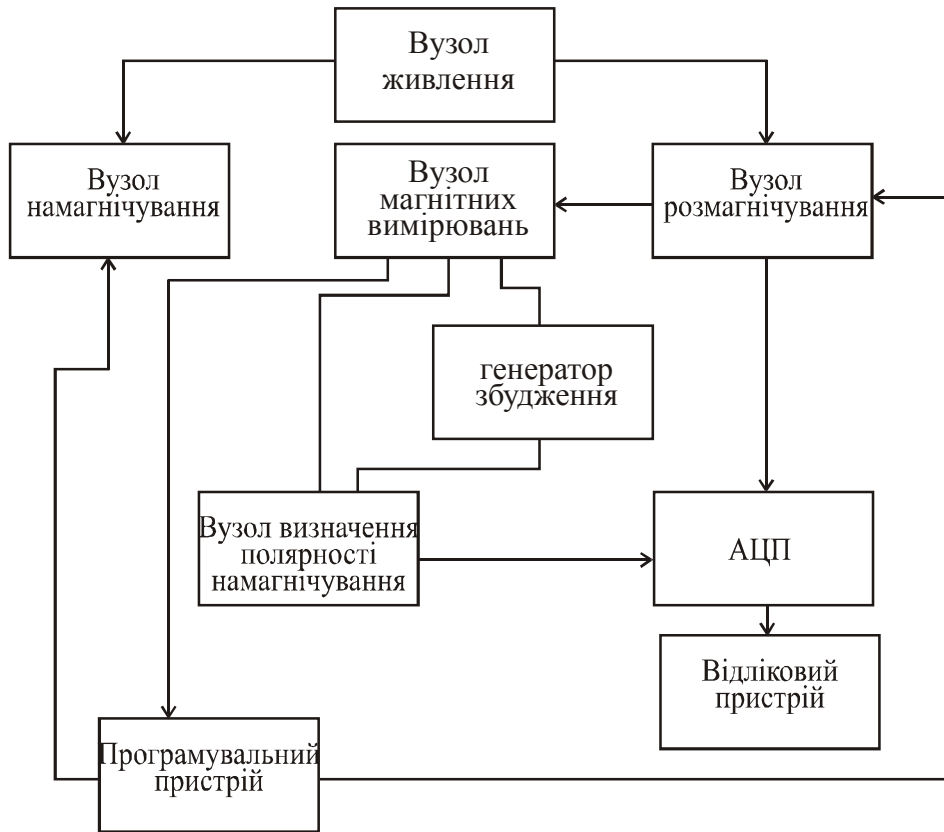


Рисунок 1.16– Функціональна схема коерцитиметра ИКС-096М

Коерцитиметр ИКС-096М конструктивно складається з двох блоків – магнітних вимірювань та електронних перетворень. До складу блоку магнітних вимірювань входять котушки намагнічування та розмагнічування, ферозонд-градієнтометр, який виконує роль давача полярності намагніченості об'єкта контролю, транспортувальний пристрій для подачі об'єкта контролю на позицію вимірювань та кінцевий вимикач. Блок електронних перетворень складається з вузлів намагнічування та розмагнічування, схеми визначення полярності намагніченості, генератора збудження, програмувального пристрою, аналого-цифрового перетворювача та відлікового пристрою.

Працює коерцитиметр таким чином. Об'єкт контролю розміщують на платформі транспортувального пристрою і подають на позицію вимірювання. При цьому спрацьовує кінцевий вимикач, який запускає програмувальний пристрій. За командою останнього першим включається вузол намагнічування і відбувається розряд батареї накопичувальних конденсаторів через котушку намагнічування. В зоні розміщення об'єкта контролю виникає достатнє для його технічного насичення імпульсне магнітне поле. Після закінчення розряду

батарея конденсаторів переключається на заряд і включається схема нормування вихідного сигналу ферозондового перетворювача, яка приводить цей сигнал до фіксованого рівня. Після завершення процесу нормування запускається вузол розмагнічування. В коерцитиметрі ИКС-096М реалізовано оригінальний спосіб розмагнічування, який виключає вплив магнітної в'язкості на час встановлення магнітної рівноваги. Як тільки розмагнічування завершується, результат вимірювання фіксується відліковим пристроєм.

Для контролю локальних ділянок сталевих і чавунних виробів, а також виробів з деяких марок спечених твердих сплавів розроблено коерцитиметр-структуроскоп ИКС-104М. На відміну від інших приладів серії ИКС він забезпечений виносним приставним перетворювачем. До складу виносного перетворювача входять соленоїд, який по чергово використовується як котушка намагнічування, і як котушка розмагнічування, компенсатор розмагнічувального магнітного поля і ферозонд-полемір, який виконує функцію давача полярності намагніченості. Коерцитиметр ИКС-104М застосовують переважно при неруйнівному контролі структури і механічних властивостей матеріалів, наприклад, глибини цементованого або гартованого шару виробів, вмісту легуючих елементів, визначення марок сплавів тощо.

Серед західних приладів відзначимо широкодіапазонні універсальні коерцитиметри типу KOERZIMAT (Інститут д-ра Фьорстера, ФРН). Вони охоплюють практично весь можливий діапазон значень коерцитивної сили і дозволяють контролювати як магнітом'які ( $H_c < 4,5$  кА/м), так і магнітотверді ( $H_c > 2,5$  кА/м) матеріали, у тому числі й постійні магніти. Найновіший прилад KOERZIMAT CS 1.096 є комплексом апаратних і програмних засобів, що включає вимірювальний модуль, намагнічувальні та розмагнічувальні котушки двох типів і IBM-сумісний комп'ютер. Крім того, коерцитиметр KOERZIMAT CS 1.096 комплектується прецизійною вагою і постійним магнітом для створення магнітного поля при вимірюванні питомої намагніченості насичення. KOERZIMAT CS 1.096 дозволяє вимірювати коерцитивну силу за намагніченістю в розімкненому магнітному колі.



### 1.3 Методи вимірювання спектрального імпедансу досліджуваних ланок

#### 1.3.1 Вимірювання електричного імпедансу

Поняття імпедансу більш відоме в електричних дослідженнях. Вважається, що змінний струм взаємодіє із електричною ланкою, яка складається із комбінації трьох лінійних компонентів: електричного опору, електричної ємності і електричної індуктивності. Внаслідок такої взаємодії на різних частотах вплив ланки на електричний струм буде різним. Цей вплив визначається модулем і фазою зсуву струму по відношенню до напруги на цій ланці.

Для вимірювання електричного імпедансу через досліджувану ділянку часто пропускають струм із фіксованою амплітудою, заданою частотою і нульовим зсувом фази [87]. При цьому вимірюють амплітуду і зсув фази напруги на цій ділянці.

Структурна схема пристрою, який здійснює такі вимірювання, наведена на рис.1.17.

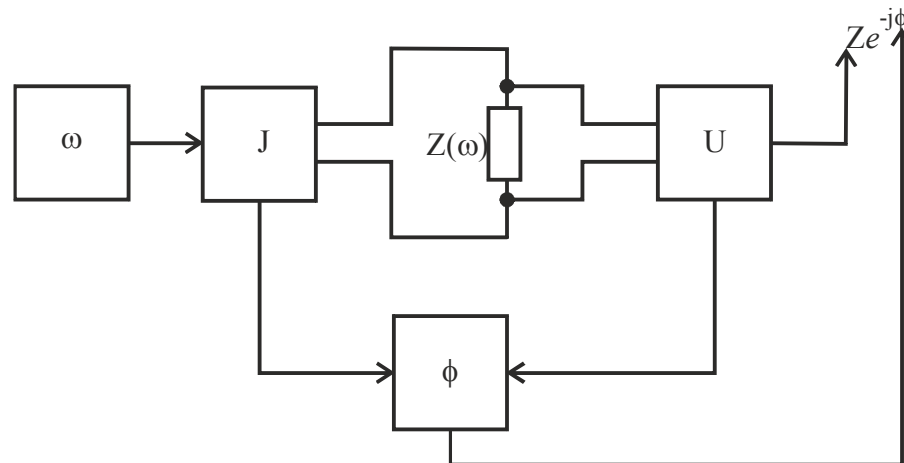


Рисунок 1.17– Спосіб вимірювання імпедансу електричного імпедансу

На схему джерело струму  $J$  подає на досліджувану ланку із імпедансом  $Z(\omega)$  струм із заданою частотою  $\omega$  і з одиничною амплітудою. Вимірявши амплітуду напруги за допомогою перетворювача  $U$  буде знайдено модуль імпедансу  $Z$ . Кут між коливаннями джерела струму  $J$  та сигналу з  $U$  дає можливість встановити фазу імпедансу  $\phi$ .

Певні труднощі виникають із визначенням амплітуди коливань напруги на  $Z$ . Тому часто для вимірювання імпедансу використовують схему із розкладанням на квадратурні складові. Структурна схема такого пристрою зображена на рис. 1.18.

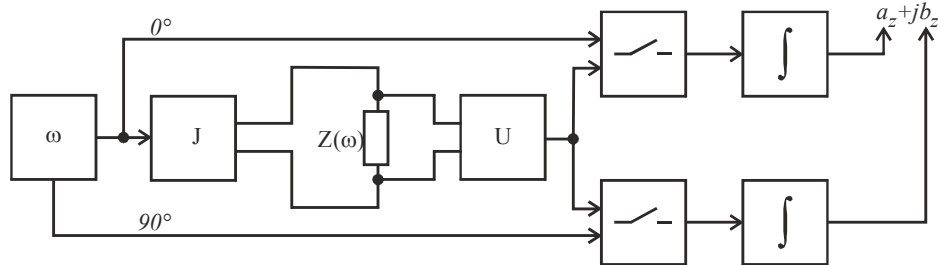


Рисунок 1.18-Вимірювання імпедансу за квадратурними складовими напруги

В даному пристрої використовується синхронне детектування сигналу спаду напруги на досліджуваному імпедансі  $Z$ . Тактові сигнали, що використовуються для синхронного детектора формуються генератором сигналу  $\omega$ . В результаті такого вимірювання визначаються квадратурні складові імпедансу.

В такому пристрої необхідно забезпечити нульовий зсув сигналу струму. В широкому діапазоні імпедансів забезпечити стабільний струм складно. Було запропоновано пристрій, схему якого зображено на рис. 1.19.

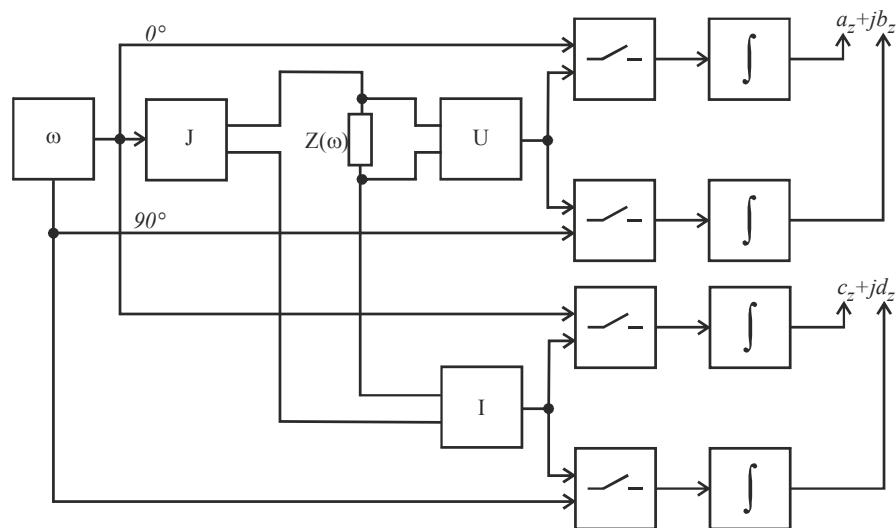


Рисунок 1.19- Вимірювання імпедансу за квадратурними складовими струму і напруги

Як і в попередньому пристрої сигнал змінної частоти формується генератором  $\omega$ . Сигнал поступає на формувач струму  $J$ . Однак внаслідок обмежених можливостей струму при високих імпедансах струм не може

підтримуватися на заданому рівні. Тому для подальшого визначення струму перетворювачем «струм-напруга» перетворюється в сигнал напруги. За допомогою синхронних детекторів сигнал пропорційний напрузі і сигнал пропорційний струму детектується і інтегрується. Результатом вимірювання імпедансу є відношення:

$$Z = \frac{a_Z + j \cdot b_Z}{c_Z + j \cdot d_Z} \quad (1.12)$$

При такій схемі вимірювання враховуються всі фазові зсуви при формуванні сигналів струму і всі виміри коректні в широкому діапазоні імпедансів (від низьких до високих).

Іншим способом вимірювання імпедансу із використанням генератора змінної частоти, який формує струм через імпеданс, є використання одночастотного перетворення Фур'є для визначення вектора спаду напруги на імпедансі. При такому вимірюванні результат буде дискретним і тому більшу точність можна отримати для сигналів низьких частот. Для сигналів високої частоти більшу точність будуть мати пристрої із використанням синхронного детектування.

### 1.3.2 Інтегральні схеми для імпедансної спектроскопії електричних ланок

Для дослідження імпедансної спектроскопії розроблено декілька інтегральних схем для проведення відповідних вимірювань. Використання таких інтегральних схем спрощує побудови вимірювальних пристроїв. Відомі інтегральні схеми типу AD5933 [88] і AFE4300 [89].

Структурна схема такої інтегральної схеми наведено на рис. 1.20.

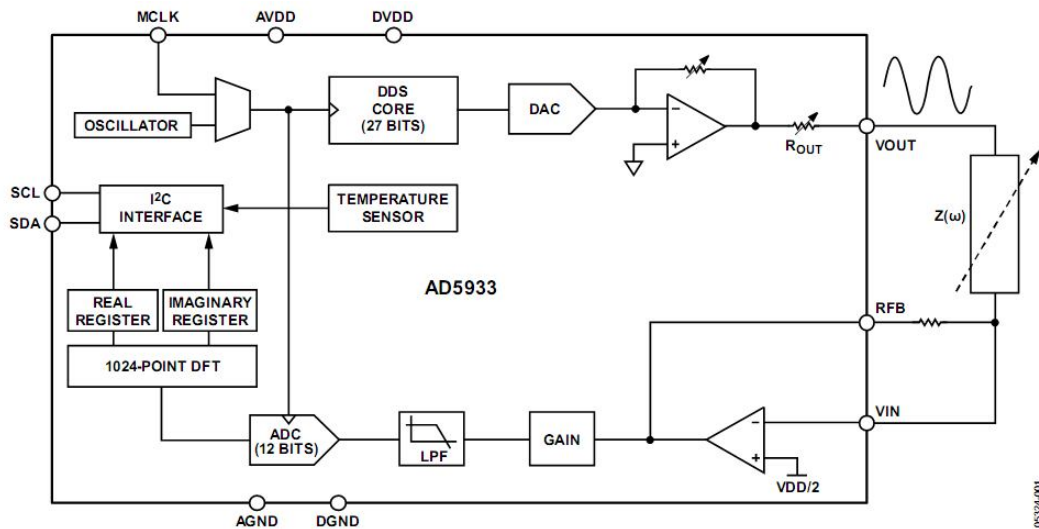


Рисунок 1.20—Структурна схема інтегральної схеми AD5933

Схема містить генератор гармонійних сигналів із керованою цифровим чином частотою DDS. Вихідний сигнал із цифрового виду в аналоговий перетворюється за допомогою ЦАП. За допомогою цього виходу формується напруга, яка подається на зовнішній елемент, імпеданс якого вимірюється. Струм через цей елемент подається на вхід перетворювача «струм-напруга» і далі на вхід АЦП. Після цього сигнал поступає на вхід синхронного детектора, який працює синхронно із генератором [90].

Із використанням цієї інтегральної схеми будують прилади для дослідження біоімпедансу [91, 92].

Вихідні ланки схеми передбачають роботу з обмеженим діапазоном вимірюваних опорів від 1 кОм до 10 МОм. Розширення діапазону вимірюваних опорів досягається побудовою зовнішніх аналогових буферних схем [93].

Схожу структурну схему має інтегральна схема AFE4300, схема якої наведена на рис.1.21.

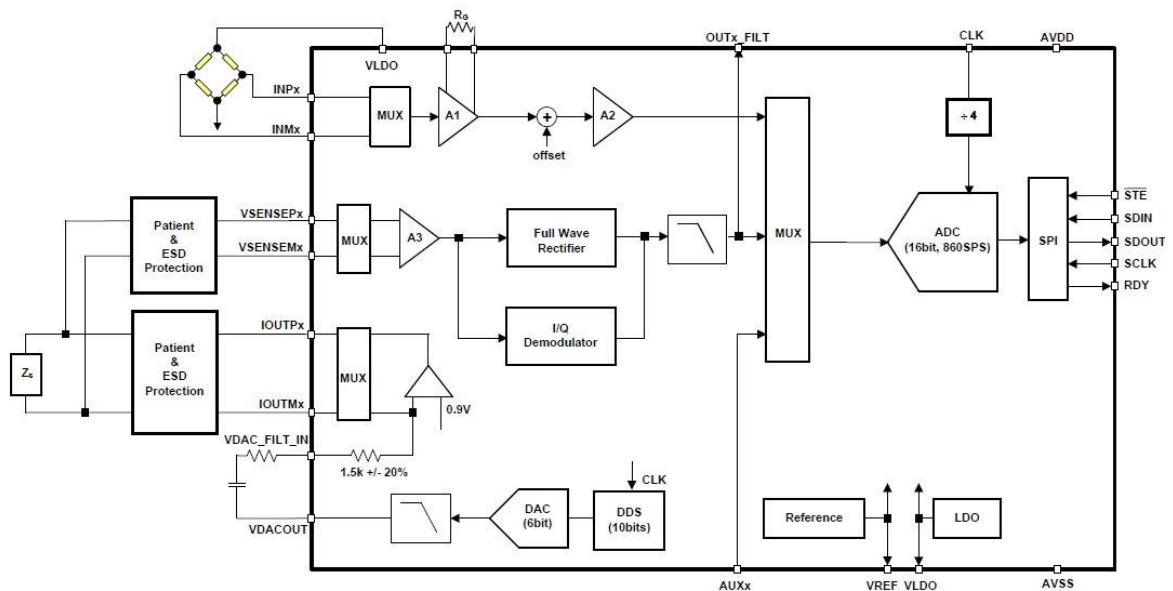


Рисунок 1.21– Структурна схема інтегральної схеми AFE4300

В даному випадку інтегральна схема є вузлом опрацювання сигналів двох видів сенсорів, серед яких ланки із вимірюваним імпедансом і мостові сенсори. В даній мікросхемі для формування сигналу збудження також використовується генератор гармонійних коливань, форма якого створюється цифровим синтезом. При цьому збуджуючий сигнал подається у виді струму. Вхідним сигналом є спад напруги на вимірюваній ланці.

Для виділення інформації про амплітуду і кут використовується комбінований демодулятор.

Використання збуджуючого сигналу у виді струму також має обмеження на верхній діапазон вимірюваних імпедансів [94]

Із наведених відомостей видно, що вимірювання спектрального імпедансу є важливим завданням і вже існують спеціалізовані інтегральні схеми для вирішення певного кола задач із їх використанням. Однак при цьому необхідно проектувати прецизійні схеми узгодження вихідних сигналів для досягнення можливості проводити вимірювання імпедансу у необхідних межах.

## 1.4 Системи цифрового опрацювання сигналів при вимірюванні імпедансу

1.4.1 Методи опрацювання сигналів при проведенні неруйнівного контролю промислових об'єктів

При проведенні діагностичних досліджень використовуються різноманітні методи аналогової і цифрової обробки сигналів. Шукаються відмінності в амплітуді, чи фазі досліджуваних сигналів.

Оцінку амплітуди сигналу проводять багатьма методами, які загалом можна об'єднати в три класи: методи пошуку статистичних оцінок часових послідовностей (в тому числі, після нелінійних і синхронних перетворень); кореляційні методи оцінки (в тому числі, на основі перетворення Фур'є); методи підбору параметрів регресійної моделі.

Оцінка амплітуди сигналу за статистичними оцінками часових послідовностей доволі простий метод, який ґрунтується на добре описаних математично методах статистичних оцінок. Здебільшого оцінюються енергетичні властивості сигналу, які можна визначити за середньоквадратичним значенням. Раніше застосовувалися термоперетворювачі, які перетворювали енергію сигналу в тепло, за яким і визначалася енергія сигналу. Такі перетворювачі мають дуже широкий частотний, але малий динамічний діапазони [95].

На даний час середньоквадратичне значення сигналу після обмеження частотного діапазону і дискретизації визначають розрахунковим способом.

Для змінних сигналів середньоквадратичне значення сигналу шукається після нелінійного перетворення. Джерелом сигналу є досліджуваний процес (Проц) (рис.1.22). Здебільшого використовуються вентилі із односторонньою провідністю (Випр), а однополярний сигнал на виході усереднюється інтегратором (Інтегр).



Рисунок 1.22– Структура пристрою для пошуку амплітудних значень сигналів

За таким принципом працюють амплітудні детектори [96].

Перетворення змінного сигналу може здійснюватися шляхом синхронного переключення його полярності. Використання синхронного переключення дозволяє оцінювати вплив сигналу генератора (Генер), який служить джерелом синхронних сигналів на досліджуваний процес (рис.1.23).

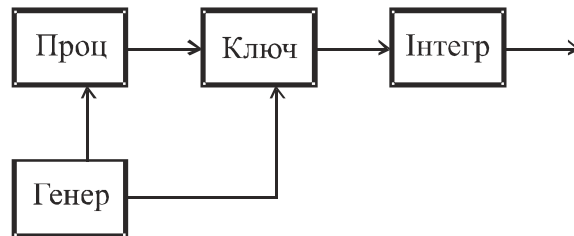


Рисунок 1.23– Структура пристрою для синхронного пошуку амплітудного значення

Використання синхронного детектування дозволяє позбутися адитивних завад, які мають симетричний закон розподілу при тривалому часі спостереження[97].

Якщо сигнал було дискретизовано і він присутній в обчислювачі у виді набору значень, тоді легко провести оцінку амплітуди сигналу для відомої частоти. Найбільш простий спосіб при цьому використати дискретне перетворення Фур'є. Якщо час спостереження кратний частоті досліджуваного сигналу, то в результаті перетворення можна отримати усереднене значення амплітуди сигналу[98].

Основні проблеми оцінки амплітуди сигналу виникають при невідомій або змінюваній в часі його частоті, а також внаслідок неминучого усереднення результату за час спостереження. Тому ведуться розробки методів пошуку амплітуди, частоти і фази сигналу на фоні завад. При цьому приділяється увага мінімізації кількості даних, необхідних для знаходження відповідної оцінки.

Окрім пошуку амплітуди вибраних спектральних складових, проводиться пошук згинаючої амплітуди сигналу за допомогою перетворення Гілберта.

Ще один клас методів пошуку амплітуди гармонійного сигналу використовує апроксимацію лінійної регресійної моделі до вхідного набору даних. При наближенні використовується метод найменших квадратів. Для

побудови моделі необхідні відомості про частоту досліджуваного сигналу, а амплітуда і фаза шукається[99].

Недоліком таких методів є потреба у знанні частоти сигналу. Перевагою – можливість пошуку амплітуди навіть при неповній реалізації періоду сигналу.

Як і амплітуда методи пошуку фази також можна згрупувати в три класи: оцінка часу між вибраними на періоді фазами двох сигналів; використання кореляційних методів; використання апроксимації регресійних моделей.

Оцінити різницю фаз між двома сигналами можна після пошуку в сигналах опорних точок, які коливаються в одній фазі на періоді. Здебільшого ці опорні точки шукають на перетині сигналу нульового значення при центрованих по амплітуді реалізаціях. Таким чином важливим є перетворювач, який формує імпульси появи вибраної фази на періоді. Маючи ці імпульси для двох вхідних сигналів шукається час між їх появою.

При реалізації таких методів значне навантаження припадає на апаратну частину пристрою. Необхідно забезпечити формування імпульсів точно при появі вибраної фази періоду сигналу, а це важко забезпечити при зміні амплітуди сигналу, появі постійної складової в ньому, і наявності випадкової складової. Іншою проблемою є необхідність точного вимірювання часу між двома імпульсами. Час може мірятися дискретно і це обмежує точність при малих фазових зсувах. Тому часові проміжки шукають за допомогою ноніусних методів чи перетворення їх в напругу з подальшим вимірюванням напруги з заданою точністю. Для усунення прояву шумів на точність вимірювання фазового кута між сигналами використовують усереднення результатів вимірювання.

Кореляційні методи пошуку різниці фаз між двома сигналами використовують аналіз автокореляційних функцій двох синхронно дискретизованих сигналів. Схожі результати можна отримати при використанні результатів синхронного для обох сигналів перетворення Фур'є. Результатом перетворення для вибраної спектральної складової будуть фазові кути, різниця між якими і буде шуканою різницею фаз[100].



Недоліком таких методів дослідження є усереднення фазового зсуву, тривалий час пошуку. Тому для пошуку миттєвої різниці фаз такі методи не використовуються.

При використанні апроксимації регресійної моделі гармонійного сигналу, здебільшого методом найменших квадратів, шукається сукупність параметрів сигналу, в тому числі, і фаза. При синхронній дискретизації двох сигналів і подальшої апроксимації шукається фазовий кут двох сигналів, різниця між якими і є шуканою різницею фаз. При використанні апроксимації, як і при пошуку амплітуди, можна знайти фазовий кут при відомій частоті сигналу за частиною періоду цього сигналу, не дочекуючись його повної реалізації. Таким чином, можна шукати миттєву зміну фази впродовж періоду. Однак, для такого пошуку треба мати достатню кількість точок і знати частоту досліджуваного сигналу.

Як вже зазначалося, при пошуку діагностичної інформації широко використовується спектральний опис сигналів, продукованих досліджуваним об'єктом самостійно, чи під впливом діагностичного збудження. Тому, значна кількість досліджень пов'язана із вдосконаленням методів спектрального аналізу.

Для пошуку спектральних складових використовується селективна модифікація спектру сигналу із подальшою амплітудною оцінкою його часової форми. Таким чином можна виділити частину спектру і її оцінювати, чи навпаки, оцінювати всі складові окрім вибраних. Частковим випадком таких досліджень є скануюче гетеродинне перетворення сигналу і оцінка параметрів проміжної вузької смуги частот[101].

Перевагою таких досліджень є широка смуга досліджуваних частот. Однак спектр буде отримано через певний час, протягом якого окремі спектральні складові можуть мінятися. Також при таких дослідження здебільшого нехтують фазовими характеристиками сигналу і визначають тільки енергетичні властивості.

Також проводять дослідження амплітуди сигналу при скануючій зміні частоти збуджуючого сигналу, оцінивши попередньо рівень сигналу при

відсутності збудження. Такі дослідження проводять для оцінки спектральних властивостей ланок без внутрішніх джерел сигналу.

Недоліками таких досліджень є тривалий час дослідження, а також відсутність спектральної селекції при оцінці сигналу. Тому можливі неточності, якщо при збудженні ланок однією частотою сигналу в них виникають відклики на інших частотах.

Одним із найпоширеніших способів пошуку спектральної щільності сигналу є використання перетворення Фур'є. Після виконання перетворення буде отримана сукупність оцінок спектральних складових за час спостереження.

Недоліком перетворення є відносна складність його проведення і нерівномірне усереднення оцінок для різних спектральних складових.

#### 1.4.2 Мікропроцесорні засоби вимірювання імпедансу

Використання мікропроцесорного опрацювання сигналів при вимірюванні імпедансу ланок на різних частотах в багатьох випадках зводиться до забезпечення інтерфейсу з оператором і виконання сукупності додаткових математичних обчислень. Приклади таких систем були наведені в [102].

Також використання мікропроцесорної обробки дозволяє використовувати різні схеми перетворення імпедансу в часові проміжки для різних елементів [103]. Активний опір визначається за спадом напруги. Схема вимірювання ємності використовує формування прямокутного сигналу, тривалість імпульсу якого визначається заряджанням-розряджанням фіксованою напругою через взірцевий резистор [104]. Індуктивність визначається за напругою, яка наростає при подачі на неї імпульсу фіксованої тривалості. Алгоритм роботи такого пристрою наведено на рис.1.24.

Також мікропроцесорне управління дозволяє спростити балансування мостового вимірювача. Запропонована схема була виконана за допомогою мікроконтролера Intel 8751 та протестована [105].

Описаний квазірівноважений міст на мікроконтролері для вимірювання параметрів індуктора або конденсатора (рис.1.25).

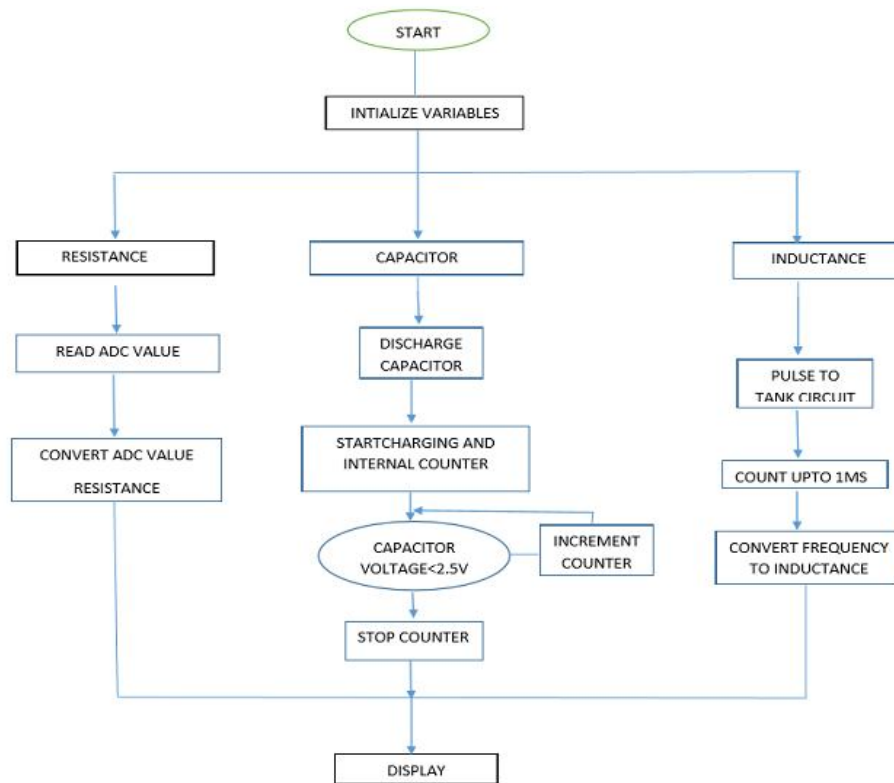


Рисунок 1.24–Алгоритм роботи мікропроцесорного пристрою для роздільного вимірювання імпедансу

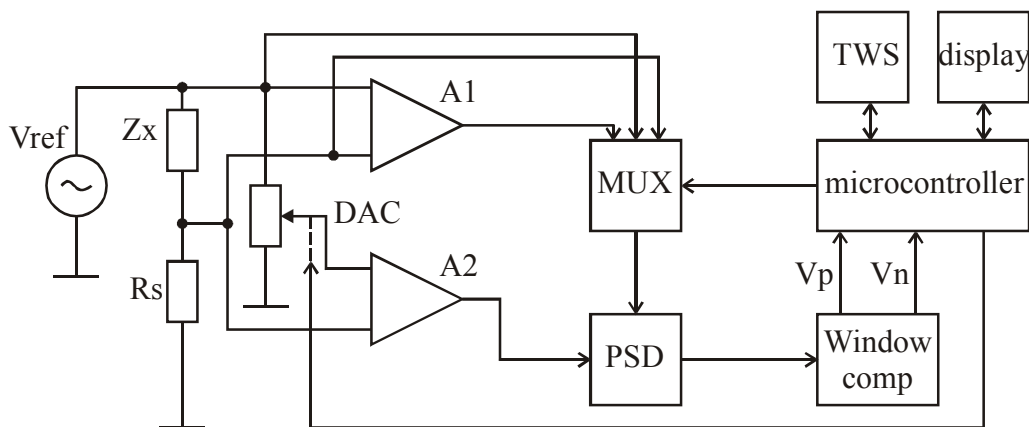


Рисунок 1.25–Структурна схема мікропроцесорного мостового вимірювача імпедансу

Невідомий елемент (індуктивність або конденсатор) послідовно з резистором утворює половину моста змінного струму, в той час як перемножуючий цифро-аналоговий перетворювач (MDAC) служить іншою половиною. Міст вводять у два незалежні квазізбалансовані стани мікроконтролером через MDAC. Параметри невідомого елемента показані як функції налаштувань MDAC у двох квазізбалансованих умовах. Відповідні

вирази для цих параметрів оцінюються мікроконтролером, а результати відображаються у відповідних полях відображення.

## 1.5 Методи формування сигналів при дослідженні стану елементів промислових систем

Для збудження полів при дослідженні властивостей матеріалів використовуються сигнали різноманітної форми. Загалом збуджуючі сигнали можна поділити на вузькосмугові і широкосмугові. Вузькосмугові сигнали здебільшого гармонійної форми. Широкасмугові сигнали – спеціальної форми, на основі псевдовипадкових послідовностей і шумоподібні.

### 1.5.1 Формування вузькосмугових сигналів

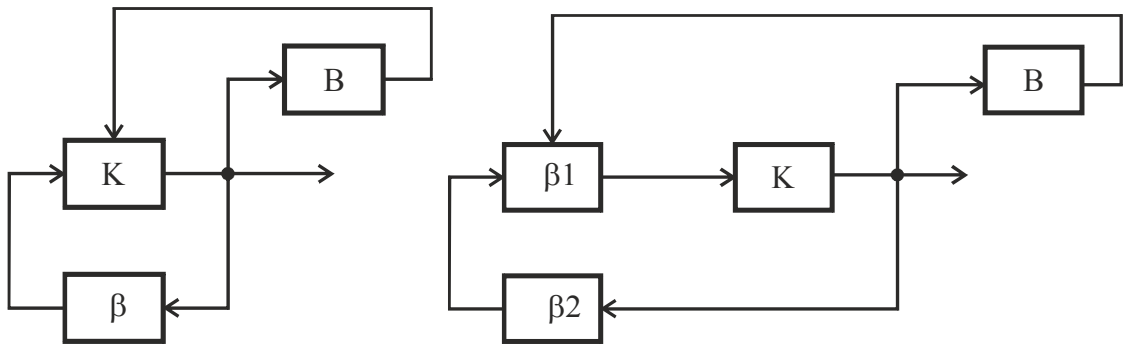
Вузькосмугові сигнали отримують з гармонійних [106]. Гармонійні сигнали мають перевагу над іншими типами сигналів через добре опрацьований математичний апарат обробки таких сигналів. Використання гармонійного сигналу при збудженні дає можливість виділити корисний сигнал із сукупності випадкових складових при дії стаціонарних випадкових процесів. Це підвищує точність вимірювання. Наступною перевагою гармонійного сигналу є точне значення амплітуди збуджуючого сигналу на одиницю частоти. Ще однією перевагою – є простота розрахунку і проектування засобів передачі і прийому збуджуючого сигналу.

Гармонійні сигнали можуть формуватися трьома способами: параметричним, фільтруванням і прямим цифровим синтезом.

Параметричне формування найпростіше. Суть його полягає у використанні реактивних властивостей електричної ланки, яка змінює параметри сигналу на вибраних частотах. Таку ланку включають в коло зворотного зв'язку генератора. На тих частотах, де в колі підтримується нульовий зсув фаз і одиничне підсилення, виникає незатухаюче коливання [107]. Загальна структура таких типів генераторів представлена на рис. 1.26 (а).

На рис. 1.26 (б) із виходу підсилювача  $K$  сигнал через ланку із частотозалежними параметрами  $\beta$  повертається на вхід. Для підтримання

амплітуди коливань на заданому рівні використовується вузол випрямлення  $B$ , сигнал якого керує коефіцієнтом передачі підсилювача. Можливий варіант, коли підсилювач має усталений завідомо вищий коефіцієнт передачі, а керування здійснюється ослабленням додаткової всечастотної ланки.



а) з керованою ланкою підсилення

б) з керованою ланкою ослаблення

Рисунок 1.26– Загальна структура генератора гармонійних коливань.

Існує декілька усталених схем для формування гармонійного сигналу за описаним принципом [108]. Основними проблемами таких генераторів є неможливість підлаштування частоти коливання і підтримка заданого рівня сигналу.

При такому способі формування можна забезпечити високу спектральну чистоту і прийнятну точність середньої амплітуди коливань. Використовуючи нелінійні перетворювачі спектр одного коливання можна перенести чи розмножити в іншу частотну область, отримавши множину спектральних складових. На низьких частотах не застосовується через низьку стабільність частоти і складність переналаштування частоти в широких межах. Для стабільності на високих частотах використовується фазова автопідстройка частоти. На високих частотах вдається змінювати реактивні параметри частотнозадаючих елементів і тим самим здійснювати підстройку частоти і управління за допомогою обчислюючих засобів.

Фільтрування передбачає формування гармонійного сигналу із інших форм, які простіше формуються. Найбільш поширене фільтрування сигналу прямокутної і трикутної форми. Сигнали прямокутної форми простіше отримати із високою точністю. Трикутні сигнали мають спектр максимально

наближений до гармонійного, тому окрім фільтрування використовуються апроксимаційне наближення. Використання фільтрування для отримання гармонійних сигналів дозволяє отримати високу стабільність амплітуди і частоти [109].

Основою таких генераторів є генератор симетричних трикутних імпульсів на основі інтегратора  $I$  і компаратора (Комп).

Для формування форми сигналу, яка наближається до форми синусоїдального сигналу, використовуються смугові фільтри  $\Phi$  [110] або апроксиматори. Апроксиматори є нелінійними перетворювачами, які із лінійної форми напруги формують сигнал схожий на четвертину періоду синусоїдального коливання [111] (рис.1.27).

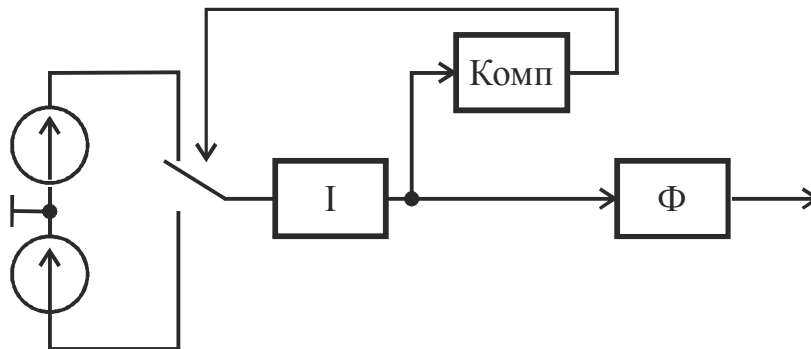


Рисунок 1.27– Рисунок Структурна схема формувача гармонійного сигналу із сигналу імпульсної форми

Використання генераторів імпульсних сигналів прямокутної форми дозволяє забезпечити високу точність встановлення частоти при використанні високостабільних механічних резонуючих ланок [112]. Використання імпульсних сигналів трикутної форми дозволяє легко змінювати частоту коливання в широких межах із високою точністю.

Прямий синтез дозволяє формувати сигнали будь-якої форми шляхом відтворення форми сигналу у дискретній формі [113]. Дискретність відтвореної форми передбачає наступне використання ФНЧ для усунення високочастотних складових спектру в сигналі, які пов'язані із комутаційними перехідними процесами. Використання прямого синтезу, окрім забезпечення заданої форми сигналу, дозволяє отримати синхронне формування допоміжних сигналів [114].

Недоліком гармонійного сигналу є відносна складність його формування і вплив на результати вимірювання нестаціонарних чи когерентних завад. Також останнім часом важливим чинником є високі втрати потужності при формуванні синусоїдального сигналу.

Одним із параметрів гармонійного сигналу є частота коливань. На високих частотах, які не дозволяють використовувати прямий цифровий синтез без зашумлення вихідного сигналу сторонніми спектральними шумами, використовуються параметричні генератори. Неточність встановлення частоти компенсується системою фазової автопідстройки частоти[115]. Опорну частоту формує цифровий синтезатор прямокутних імпульсів, стабілізований високостабільними резонансними ланками. Фазовий детектор порівнює частоту генератора гармонійних коливань і частоту синтезатора. Різниця в фазі двох сигналів служить керуючим сигналом для корекції частоти гармонійного генератора. Таким чином поєднуються переваги параметричного генератора і точність підтримання частоти коливань. Використовується трирівнева імпульсна генерація, яка зменшує вплив вищих частот[116]

При обмеженій потужності елементів живлення сигнал синусоїдальної форми отримують за допомогою прямокутних імпульсів різної ширини. Генератор гармонійного коливання із імпульсним вихідним сигналом із імпульсами різної ширини [117] дозволяє отримати синусоїдальну форму енергії. Подаючи такий сигнал на інтегруючу ланку можна отримати синусоїдальну форму сигналу. Такий спосіб збудження використовується при подачі сигналу в підземний трубопровід. Інтегруючою ланкою при цьому може бути котушка індуктивності, чи інтегрування відбувається на навантаженні, яке має інтегруючі властивості [118].

Для розширення смуги частот при пошуку аномальних відхилень реактивних властивостей датчиків під впливом досліджуваного параметру використовується гармонійний сигнал із змінюваною частотою. В даному випадку використовується сканування параметрів датчика по частоті.

Параметричні генератори мають обмежений діапазон переналаштування частоти коливань. Тому змінний по частоті гармонійний сигнал формують за

допомогою функціональних генераторів із апроксимацією. При цьому сигнал має зайві спектральні складові через неточність апроксимуючої характеристики.

Високу спектральну чистоту генерованого сигналу можна забезпечити при використанні двох параметричних генераторів, частоти яких набагато вищі за частоти, в межах яких змінюється вихідний сигнал. Для генерування використовується гетеродинне перетворення сигналів. Один із них виступає опорним генератором чи гетеродином, а інший – із змінюваною в невеликих межах частотою коливаль. Діапазон зміни відповідає різниці частот заданої частоти. Подаючи сигнали двох генераторів на балансний модулятор, після фільтрації буде гармонійний сигнал із високою спектральною чистотою, змінюваний у заданому діапазоні частот [119, 120].

1.5.2 Методи формування широкосмугових сигналів збудження при неруйнівному дослідженні об'єктів

При проведенні діагностичних досліджень окрім гармонійних використовуються і сигнали із різною формою. Пов'язано це із особливостями формування збуджуючих сигналів. Здебільшого ці сигнали мають імпульсну форму і утворилися в результаті переключень чи ударів.

До простої форми можна віднести пружний удар, або аналог функції Дірака – в'язкий удар, або аналог функції Хевісайда – прямокутний імпульс (однополярний чи біполярний).

Імпульси прямокутної форми отримуються при комутації електричних ланок [121,122,123]. Форма імпульсів буде збережена при високій потужності джерела сигналу і малих втратах на комутуючих елементах. При аналізі процесів, що протікають при формуванні імпульсів, використовують математичні моделі переключення. Широко відомі імпульси Хаара [124], Дірака, Хевісайда.

При складній взаємодії сигналу із середовищем, яке він збуджує, розглядаються імпульси пів-синусоїди [125] – при абсолютно-пружному ударі,



експоненціальні імпульси – при розрядці конденсатора, гаусоподібні – при непружному ударі.

В літературі наводиться багато видів імпульсних характеристик взаємодії сигналу із середовищем. Прикладом може бути форма залежності тиску в часі для ударної хвилі [126], чи форма залежності переміщення поверхні деталі при ударі пневмомолота (рис. 1.28).

В основному є чотири різні способи отримання «ударної хвилі»: іскровий розряд, п'єзоелектричний, електромагнітний та пневматичний (або електрогідравлічний). У генерованій хвилі буде різна енергія, а також різні характеристики. Однак ці залежності можна узагальнити. По суті, при ударній взаємодії виникає імпульсне збудження коливальної системи, утвореної послідовним з'єднанням збуджуючого і збуджуваного середовища.

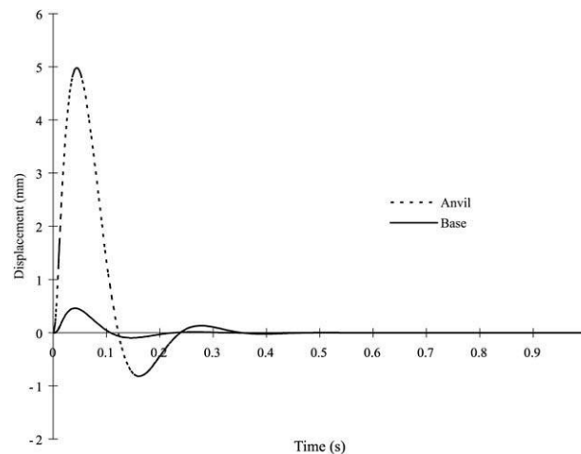


Рисунок 1.28– Загальний профіль ударної хвилі і коливань спричинених ударом пневмомолота

Такого виду сигнали утворюються при збудженні механічних коливань при проведенні акустичних досліджень.

1.5.3 Використання стохастичних процесів із нерівномірним розподілом енергії в частотному діапазоні для розширення можливостей спектрального імпедансу

Всі процеси супроводжуються супутніми сигналами відповідної природи. Їх властивості залежать від фізичних властивостей системи і можуть служити джерелом інформації про стан цієї системи і процеси які там проходять.

Якщо повного розуміння процесів, які є джерелом сигналів немає, то ці сигнали вважають шумом і їх опрацювання здійснюється із використанням узагальнених методик.

Є багато прикладів випадкових процесів. Добре відомими прикладами є Марковські і  $1/f$  процеси.

Стохастичний процес, який називається випадковим процесом, і для простоти  $X(t, \vartheta)$  позначається як  $X(t)$ . Активність складних систем, як правило, можна охарактеризувати появою  $1/f^\beta$  шуму, форма часових коливань, якого чи спектральна щільність потужності в широкому діапазоні частот визначається  $\beta$ . Коефіцієнт  $\beta$  є показником спектральної щільності потужності.

Прикладом самоафінного стохастичного процесу є процес дробового броунівського руху (FBM). Це нестационарний випадковий процес із нульовим середнім значенням нормального розподілу. Інший приклад  $1/f^\beta$  процесу є дробовий гаусовий шум ( $-1 \leq \beta \leq 1$ ). Можна показати, що броунівський рух ( $\beta = 2$ ) просто інтеграл від білого шуму.

Шум  $1/f^\beta$  описує процеси, пов'язані із потужністю, яку продукує система із великої кількості об'єктів. Кожен із учасників системи здійснює коливання, амплітуда яких визначається його внутрішньою енергією і будовою. При цьому учасниками загальної системи можуть бути як хвилеві процеси, у яких елементи маси не мають, і коливні процеси з елементами, які мають власні маси.

Якщо у хвилевого процесу маса, а відповідно і інерція відсутня, то спектральна щільність потужності таких процесів описується залежностями для білого шуму. Тобто у всій смузі частот потужність таких процесів постійна.

Натомість, у коливному процесі з елементами, які мають власні маси, енергія, надана цьому процесу, витрачається не тільки на підтримку амплітуди коливань, а й на додання інерційних сил. За умови рівності наданої енергії втратам, амплітуда коливань кожного із елементів в складі системи залишиться незмінною. Потужність, яка при цьому буде витрачатися системою на

підтримання коливань всіх елементів, буде описуватися спектральною щільністю потужності виду  $1/f$ . Якщо коливальні елементи будуть мати властивості, які при наданні їм збудження будуть витрачати більше енергії, ніж піде на утворення коливного руху, то із ростом частоти збуджуючої сили амплітуда коливань таких елементів буде зменшуватися. Спектральна щільність потужності таких процесів буде описуватися залежністю  $1/f^\beta$ . Таким чином, коефіцієнт  $\beta$  є кількісною оцінкою розміру частинок, які є учасниками коливань в процесах, що є складовими загальної системи, спектральну потужність якої досліджують.

Аналіз спектральної щільності власних шумів системи дає можливість оцінити діапазон частот, які мають більшу інформативну цінність з поміж інших.

#### 1.5.4 Широкополосні сигнали на основі випадкових і псевдовипадкових послідовностей в засобах дослідження стану

Випадкові сигнали в залежності від джерела випадковості і природи процесу мають унікальний вид спектру. Використання таких сигналів дозволяє охопити заданий діапазон частот із максимальною точністю, звівши дискретність формування частоти до мінімуму. Підбираючи вид випадкового процесу можна конкретизувати ділянку частотного спектру, оптимізуючи подальшу обробку. Наприклад, таким чином підібрати процес, щоб сигнал після взаємодії з імпедансом мав рівномірну спектральну щільність, яку зручніше вимірювати і обробляти.

Випадкові шумові сигнали широко використовують для передачі чи шифрування даних [127]. Для генерації шуму застосовують генератори випадкових послідовностей. Їх є багато. В даному випадку мова може йти про тривалість періоду і рівномірність спектру. При дослідженні тривалих процесів на низьких частотах зростає потреба у генераторах із великим періодом повтору.

При тривалих дослідженнях зручно використовувати апаратний генератор шуму із корекцією частотної характеристики для отримання акценту на низьких

частотах. Також апаратний генератор шуму має більшу роздільну здатність і корисний для короткочасних і швидкоплинних досліджень.

Широкосмугові сигнали, утворені псевдовипадковими послідовностями, володіють власними властивостями в частотній області. Здебільшого вони використовуються для формування сигналу із неперервним частотним спектром. Таким чином можна охопити всі частотні складові незалежно від наперед заданих частотних властивостей системи. Псевдовипадкову послідовність легко реалізувати, її спектральні властивості добре описані.

Використання псевдовипадкової послідовності дозволяє виділити власний широкосмуговий сигнал із ансамблю сторонніх, а також застосовувати синхронні вимірювання. Зручно використовувати генератори в цифровій обробці. Вони генерують сигнали із відомою спектральною щільністю, і тому, при гарантованому підтриманні рівня сигналу згідно генерованих послідовностей, цей сигнал можна не вимірювати. Також вони легко прилаштовуються до систем, які мають тільки комутаційний спосіб формування сигналів.

## **1.6 Обґрунтування і постановка задачі досліджень**

Із наведених відомостей можна зробити висновок, що в кожному із методів контролю, який використовується для дослідження механічних властивостей металу, для аналізу зміни структури металу використовуються спектральні вимірювання досліджуваного параметру. Причому механічний спектральний імпеданс має прямі аналогії із механічними властивостями, а електричний і магнітний спектральних імпеданс – опосередковані. Відомо, що електричні і механічні властивості металів взаємопов'язані.

На основі зробленого аналізу проблеми необхідно розробити методи формування інформаційних електричних сигналів для дослідження їх взаємодії із досліджуваним об'єктом (за умови їх сильного затухання після взаємодії та при наявності сторонніх завад), що дасть змогу шукати узагальнюючу оцінку властивостей об'єкта у вигляді спектрального імпедансу.

Необхідно розробити метод вимірювання часу затримки пошукового сигналу, за яким визначити фазову швидкість поширення коливань в середовищі, проходження по якому триває більше одного періоду сигналу на основі по-кадрового дослідження сигналу при сильному його затуханні і наявності сторонніх завад.

Враховуючи особливості циклічної взаємодії металевого взірця із періодичною вимушуючою силою необхідно розробити метод та ІВС для виявлення зміни структурних властивостей металу, що виникли внаслідок його експлуатації, на основі аналізу механічного спектрального імпедансу коливальної системи, до складу якої входить взірець. Також необхідно розробити метод декомпозиції сигналу, що отримано при дослідженні вільних коливань коливальної системи, для оцінки характерних складових цього сигналу.

Необхідно удосконалити методи дослідження миттєвих спектрів сигналів за допомогою віконних перетворень для оцінки швидкоплинних спектральних імпедансів, а також розробити ІВС для опрацювання сигналів, що супроводжують такі вимірювання.

Крім цього, необхідно удосконалити методи опрацювання широкосмугових сигналів, які використовуються при збудженні, і отримані після взаємодії сигналу із досліджуваною фізичною системою при визначенні спектрального імпедансу.

## **2 МАТЕМАТИЧНІ ОСНОВИ ПОБУДОВИ ІНФОРМАЦІЙНО-ВІМІРЮВАЛЬНИХ СИСТЕМ ВИЗНАЧЕННЯ СПЕКТРАЛЬНОГО ІМПЕДАНСУ ТЕХНОЛОГІЧНИХ ОБ'ЄКТІВ**

### **2.1 Структурний підхід до розробки ІВС вимірювання параметрів технологічних об'єктів для оцінки його технічного стану**

Зростання складності обладнання і всебічна залежність людського життя від його справності заставляють постійно вдосконалювати методи неруйнівного контролю. Не дивлячись на досконалі засоби розробки і моделювання постійне прагнення до оптимізації конструкцій заставляють вибирати параметри деталей балансує між вартістю і надійністю.

Ускладнення об'єктів контролю вимагає ускладнення засобів і методів неруйнівного контролю. Використання окремих засобів контролю певних параметрів для багатьох задач стає неефективним.

В той же час можна спостерігати стрімкий розвиток засобів цифрового опрацювання сигналів, який пояснюється широкою уніфікацією їх методів побудови. Рішення знайдені для одної задачі поширюються на весь напрямок. Така уніфікація обтяжує розрахункові процеси і ускладнює засоби розробки, однак, за рахунок розширення можливостей виявляється більш прийнятною ніж штучні рішення із оптимальною архітектурою.

Можна спостерігати прогрес засобів опрацювання сигналів від аналогових схем до використання графічних процесорів. Поява кожного наступного засобу на цьому шляху була викликана необхідністю покращення ефективності розробки. Після впровадження нової системи вона розповсюджувалася на задачі де її обчислювальні ресурси можливо й надлишкові, але уніфікація подальшого використання чи модифікації загалом підвищує привабливість такого підходу.

Зважаючи на цей досвід доцільно шукати загальні підходи при рішенні задач в інших галузях, серед яких є неруйнівний контроль. Загальноприйнятим напрямком вдосконалення засобів неруйнівного контролю є використання вимірювальних засобів із більшою точністю, чи використаних до вимірювання

раніше не досліджуваних величин. При цьому було виявлено, що подальшим напрямком розвитку є збільшення інформативності контролю.

Особливо важливу роль має задача створення систем для збирання, опрацювання і зберігання вимірювальної інформації, на основі аналізу якої приймаються діагностичні рішення. Вхідні величини таких інформаційно-вимірювальних систем в значній мірі мають випадковий характер в часі і просторі. Тому для опису інформативності отриманих результатів використовується теорія, розроблена до засобів передачі даних. Можливість використання методів теорії інформації у вимірювальній системі пояснюється схожістю завдання оцінки кількості інформації, яку отримує система. Суттєвою обставиною, яка дозволяє розширити можливість інформаційної вимірювальної системи є використання математичного апарату опрацювання випадкових сигналів, який розвинуто в системах передачі даних. Характерною особливістю теорії інформації є всебічне проникнення її понять в суміжні галузі науки, що відкриває нові можливості в оцінці відомих параметрів.

Будь-який технічний об'єкт є сукупністю з'єднаних між собою деталей, що володіють певними фізичними властивостями (лінійні розміри, структура і твердість матеріалу тощо). При виготовленні об'єкту, а також в процесі експлуатації та його ремонті деякі з цих властивостей можуть змінюватися.

Одним з основних параметрів діагностики є стан об'єкту, який визначається на основі інформації, отриманої інформаційно-вимірювальною системою при проведенні контролю. Стан визначається набором дійсних чисел (параметрів стану)  $x_1, x_2, \dots, x_n$ , що оцінюють істотні властивості деталей механізму і способи їх з'єднання один з одним в даний момент часу [128].

Стан механізму буде визначено, якщо стане відоме значення кожного параметра  $x_1, x_2, \dots, x_n$ . Пошук цих параметрів є головною задачею інформаційно-вимірювальної системи контролю.

Для сукупності параметрів, що визначають стан механізму, необхідне виконання наступних умов:

– кож ен параметр  $x_i$  може змінюватися незалежно від зміни параметрів  $x_j$  ( $j \neq i$ ). Це означає введення поняття ступеня свободи для механізму. Система

незалежних параметрів не повинна містити надлишкових параметрів, введення яких не додає додаткової інформації про стан механізму;

– сукупність параметрів стану повинна бути повною, тобто крім цих величин в механізмі не повинно існувати інших незалежних параметрів, визначення яких входить в діагностичну задачу, і зміна яких призводить до істотної зміни діагностичного стану.

Вимога повноти від системи параметрів стану еквівалентна вимозі рівності кількості параметрів, прийнятих для опису стану, числу ступенів свободи механізму. Опис стану технічного об'єкта кінцевим набором параметрів призводить до ідеалізації і більш-менш узгоджується з дійсністю. Неповний опис об'єкта  $n$  параметрами – одне з основних джерел труднощів при визначенні його стану. При вирішенні питання про включення того чи іншого параметра механізму в сукупність параметрів, що визначають його стан, необхідно враховувати дві обставини. Деякі шукані параметри механізму можуть безпосередньо входити в формулювання діагностичної задачі. При розробці ІВС контролю, коли вже вибрані фізичні процеси, які будуть використовуватися в якості діагностичного сигналу, слід розглянути параметри стану з точки зору їх впливу на параметри сигналу. Якщо зміна будь-якого параметра стану не призводить до істотної зміни параметрів сигналу, то поставлену діагностичну задачу слід вважати нерозв'язною. Необхідно або змінити завдання, або використовувати для діагностики інший сигнал, залежність якого від всіх параметрів стану більш яскраво виражена і піддається контролю наявними технічними засобами.

Сукупність  $n$  числових оцінок стану технічного об'єкта можна розглядати як вектор, заданий в багатомірному просторі, а самі числа, як проекції вектора на координатні осі. Тому стан об'єкта слід вважати векторною величиною, заданою в  $n$ -мірному просторі станів. При наявності множини станів, які може мати досліджувана машина можна також скористатися їх статистичним пошуком [129].

Отримані внаслідок роботи ІВС числові оцінки в подальшому використовуються для прийняття рішення про допустимість експлуатації.



Сукупність інформаційних оцінок про стан об'єкта обробляють методом допусків, за допомогою нейромереж, чи з використанням нечіткої логіки.

При наявності описаного функціонально зв'язку між параметром і станом машини чи конструкції його встановлюють за допустимими значення, які визначають конкретний стан. При відсутності чіткої межі між числовими значеннями, які визначають той чи інший стан, використовуються засоби нечіткої логіки, при яких рішення про віднесення стану до одного із прийнятих приймається на основі сукупності ознак із певними ваговими коефіцієнтами на основі експертних оцінок їх важливості[130].

Використання нейромережевого пошуку стану машини чи конструкції обумовлений відсутністю чіткого розуміння взаємозв'язку між функціональними параметрами, які визначають стан [131,132]. Штучні нейромережі широко використовуються в медичній діагностиці [133, 134], однак для технічних об'єктів, у більшості випадків, можна знайти функціональну залежність між станом і параметрами.

### 2.1.1 Використання сигналів для опису параметрів об'єктів та процесів

Враховуючи викладене, одним із напрямків розвитку ІВС контролю є пошук оцінки множини параметрів, які корелюють із станом досліджуваного об'єкта, і в повній мірі його визначають.

Простір сигналів є відображенням простору станів і кожна його точка є образом точки простору станів. Для здійсненості діагнозу необхідно, щоб це відображення було взаємно однозначним, тобто щоб кожна точка простору сигналів була б відображенням тільки одного стану. Постулюється ізоморфізм обох розглянутих просторів, тобто їх тотожність з точністю до термінологічних позначень. У зв'язку з тотожністю структурних властивостей простору станів і простору сигналів немає необхідності спеціально обговорювати властивості останнього.

Найважливішою умовою здійсненості діагнозу є вимога, щоб кількість незалежних параметрів діагностичного сигналу була не меншою кількості ступенів свободи обстежуваного об'єкта.

Для отримання багатовимірного сигналу існують два різних шляхи. На обстежуваному механізмі можна встановити  $n$  датчиків, причому потрібно, щоб кожен з них реєстрував один параметр деякого процесу, і щоб цей параметр не залежав від параметрів, що реєструються іншими датчиками. Так, в роботі [135] описується досвід діагностування штангових глибинно-насосних установок за допомогою аналізу електричних сигналів. Інформація із множини датчиків електричних сигналів опрацьовувалася для дослідження параметрів насоса, встановленого на штанзі. Інформація з датчиків надходить по відповідних інформаційно-вимірювальних каналах (ІВК) в обчислювальну машину, яка її аналізує і видає відповідь, справний насос чи ні, і якщо несправний, то який його елемент потребує ремонту або регулювання.

Використовуючи для діагнозу двигунів ІВС вдасться зменшити потребу в висококваліфікованих механіках. Можна обійтися меншою кількістю датчиків, зокрема всього одним, для отримання багатовимірного сигналу, за допомогою якого можна встановлювати діагноз складного механізму, що має велику кількість ступенів свободи.

Багатовимірний сигнал може бути отриманий з одного датчика, встановленого на механізмі, але фізичний процес, який він реєструє, повинен мати багатопараметричний характер, тобто цей процес повинен мати сукупність інформативних оцінок притаманних об'єкту дослідження [136].

В математиці доводиться, що кожен коефіцієнт Фур'є є незалежною величиною від інших коефіцієнтів [137]. Також доведена взаємна незалежність уявної частини коефіцієнта і дійсної. Отже, маючи часову реалізацію діагностичного сигналу із  $k$  точок, можна отримати з неї  $k/2$  незалежних оцінки.

Математичний апарат обробки сигналів добре розвинений. Його основу складають гармонійні функції, які є розв'язком багатьох рівнянь математичної фізики [138]. Велика кількість задач, в тому числі, і задачі коливання та поширення хвиль в твердих тілах, розв'язуються за допомогою гармонійних функцій. Тому параметри гармонійних функцій повністю описують властивості багатьох лінійних систем.

Доведено еквівалентність законів руху механічних об'єктів і електричних сигналів, що широко використовується при модулюванні [139]. Для повного опису властивостей деталі чи матеріалу, із якого її виготовлено, необхідно мати інформацію про параметри коливних процесів, які можуть існувати в цій деталі на мікроструктурному рівні. Коливні процеси можуть стосуватися як механічних властивостей, так і хвильових. Вибір фізичного процесу, коливання якого будуть досліджуватися, залежить від мети дослідів.

Якщо власних джерел коливань в досліджуваному об'єкті немає, то всі коливання, які виникають в ньому, є результатом зовнішнього впливу. Ці коливання будуть залежати від параметрів джерела збудження і від властивостей самої деталі. Щоб отримати однозначність необхідно нормувати сукупність коливних процесів до параметрів джерела збудження. В такому випадку оцінка, отримана за допомогою певного коливного процесу, не буде залежати від виду джерела збудження.

В багатьох фізичних системах існує відносний коефіцієнт, який виражає властивості об'єкта в цій системі. В акустиці використовується нормована оцінка коливних властивостей середовища за відношенням тиску  $p$  до об'ємного потоку  $U$ , яка називається акустичним імпедансом. Таким самим чином описуються електричні [140], механічні і хвильові властивості середовища.

Широко відомий електричний імпеданс. Потік електронів взаємодіє із провідником і це призводить до появи різниці потенціалів. Якщо вважати, що вплив середовища на потік не залежить від інтенсивності, то залежність між різницею потенціалів і потоком є постійний коефіцієнт. Однак, внаслідок різноманітних явищ в середовищі при різних частотах потоку коефіцієнт буде змінюватися. Тому цей коефіцієнт описують функцією частоти і називають імпедансом. Часто імпеданс крім частоти залежить від амплітуди потоку. Це особливо стосується нелінійних середовищ. Нелінійними є середовища із наявністю певної кількості заряджених частин із різною енергією активізації. Наприклад, в провідниках із домішками різні заряди будуть активуватися, або звільнятися із зв'язку і приймати участь у переносі заряду з різною енергією. Так само, значною нелінійністю володіють електролітичні системи, в яких від заряду

прикладеного до електроліту, змінюється кількість заряджених частинок і, відповідно, змінюється вплив такого середовища на потік заряджених частинок.

Часто електричний імпеданс застосовують для дослідження електролітичних середовищ, з тим, щоб встановити структуру цього середовища. Якщо використовують інертні електроди для введення струму в середовище, то можна встановити рухливість іонів, їх кількість тощо. Такі дослідження широко використовуються для аналізу біологічних рідин як додатковий параметр їх дослідження.

При використанні металевих електродів за допомогою дослідження імпедансу визначають електрохімічні процеси на їх поверхні. За цими процесами прогнозують стан металу.

Крім електричного імпедансу також досліджують механічний імпеданс.

Як уже було зазначено, прикладання енергії до механічної системи викликає реакцію у вигляді переміщень чи деформацій. Відомо, що механічний імпеданс описується пружністю, масою і в'язкістю. Тому, за допомогою досліджень імпедансу можна визначати властивості матеріалу, які раніше досліджувалися тільки в статичному вигляді. От наприклад, для визначення пружності матеріалу використовувалися розривні машини, які створюють визначене зусилля, що призводить до вимірюваного деформування матеріалу. Такі дослідження проводять при статичному прикладанні сили. Однак, із зростанням частоти пружність може змінюватися. Як приклад можна навести поведінку так званих нен'ютонівських рідин, які змінюють свої властивості із зміною швидкості прикладання сили. Часто вплив сили на механічні деталі описують в стані статичному і динамічному. Це пояснюється тим, що при динамічному впливі на деталі вони потрапляють під дію більших зусиль. Описати таку дію можна із використанням імпедансу. Маса речовини розподілена по деталі. Сила прикладається зосереджено. Якщо частота прикладання сили буде високою, то внаслідок інертності передачі зусилля в товщі речовини деформація буде розподілена вздовж деталі нерівномірно, тому і напруження, які виникають в деталі, будуть розподілені нерівномірно. Біля точки прикладання сили напруження будуть більші. Чим більша частота, тим більші нерівномірності

деформації. Тому часто, при імпульсному прикладанні зусилля в зосередженій точці, деталь руйнується, оскільки маса речовини інертно не встигає передати прикладену деформацію по товщині.

Окрім визначення властивостей самого матеріалу механічний імпеданс дає вичерпну оцінку конфігурації досліджуваного об'єкта. Зміна положення чи конфігурації деталі із визначеним механічним імпедансом призводить до зміни самого імпедансу.

Так само як для механічних деталей механічний імпеданс використовують для дослідження біологічних тканин і речовин. Такі дослідження дають цінну додаткову інформацію при діагностиці.

Акустичний імпеданс є частковим випадком механічного імпедансу, тільки з іншими частотами дослідження і способами проведення. Якщо для механічних досліджень використовуються вимірювачі деформації чи переміщення і датчик імпульсів, то для вимірювання акустичного імпедансу використовуються вимірювачі тиску і величини потоку. Як і для механічного імпедансу акустичний застосовується для комплексного визначення властивостей середовища. Також акустичний імпеданс використовується для опису засобів формування і сприйняття звукових коливань (при проектуванні різних типів рупорів, акустичних антен тощо).

В медицині методами акустичного імпедансу досліджують дихальні органи.

Температурний імпеданс може бути використаний для дослідження зміни структури матеріалу. Як і у електричного імпедансу в температурного є еквівалент ємності – теплоємність матеріалу, і еквівалент опору – теплопровідність. Еквівалент індуктивності при дослідженні теплових процесів не розглядається. Теплопровідність чутлива до зміни в структурі матеріалу, тому за допомогою дослідження температурного імпедансу можна встановити зміни структури, наприклад металу, яка настала внаслідок його деформації.

В останні роки спостерігається інтерес до області механічної динаміки з різних причин. По-перше, розвиток міцніших матеріалів і економії в дизайні привело до легших конструкцій, які більше схильні до проблем вібрації. У той

же час, збільшення швидкості обертання збільшує ймовірність появи структурного резонансу.

Поняття механічного імпедансу і мобільності були розроблені на основі електромеханічних та електроакустичних аналогій в 1920 роки. Коло застосування такого підходу до аналізу механічних об'єктів зросло. В широкому змісті терміном імпеданс описується оцінка динамічної взаємодії між маніпулятором та середовищем.

Імпеданс важливий для виявлення властивостей об'єктів [141, 142]. Прості об'єкти можуть описуватися малою кількістю оцінок, як наприклад, конденсатор описується ємністю. Тому для визначення імпедансу конденсатора достатньо провести одне вимірювання на довільній частоті і мати уявлення, яке числове значення буде мати імпеданс конденсатора на інших частотах. Імпеданс електричного коливального контуру залежить вже від трьох параметрів. Для його визначення необхідно аналізувати множину спектральних оцінок на різних частотах. Складні системи мають множину параметрів, які описуються множиною оцінок, що отримуються після вимірювань проведених на різних частотах. Кількість вимірів та їх частотний діапазон визначаються властивостями об'єкта і метою дослідження. От наприклад, за допомогою електричного імпедансу визначають наявність тріщин в матеріалі використовуючи сигнали в діапазоні частот від 100 Гц до 250 кГц [143].

Дослідження імпедансу об'єкта на різних частотах проводять із використанням імпедансної спектроскопії, яка широко використовується при дослідженні електрохімічних реакцій і фізіологічних систем [144,145]. Результатом таких досліджень, в загальному випадку, є множина імпедансів на різних частотах, які можна описати терміном – спектральний імпеданс [146].

Отже, можна стверджувати, що для опису властивостей більшості технологічних об'єктів необхідно визначити їх спектральний імпеданс в заданому діапазоні частот із використанням тих фізичних полів, які в повній мірі характеризують об'єкт.

2.1.2 Використання спектрального імпедансу для отримання множини незалежних оцінок стану окремих елементів, деталей

За допомогою спектрального імпедансу описуються властивості різноманітних технологічних об'єктів. Тому доцільно використовувати різні підходи до вимірювання.

Якщо розглядати спектральний імпеданс в широкому змісті, то методи і засоби опрацювання його в одній галузі можна застосувати при дослідженні імпедансу в іншій галузі. Однак при цьому виникають певні труднощі, пов'язані із особливостями кожного із видів імпедансу. Значні проблеми виникають з вибором способу дії збуджуючої сили і вимірюванням приросту швидкості.

За характером взаємодії збуджуючої сили на досліджуваній об'єкт її можна розділити на відбиту і поглинуту. Прикладена до точки чи множини точок сила вимушує їх до руху. Точки є частиною об'єкта, відповідно їх рух залежить від виду цієї взаємодії. Тому вимірювання швидкості переміщення точки чи сукупності точок прикладання сили є інформативним параметром.

Іншим видом вимірювання є дослідження швидкості переміщення точки чи сукупності точок, які безпосередньо не потрапили під дію збуджуючої сили, але внаслідок взаємодії вийшли зі стану рівноваги.

Залежно від вибраного підходу буде мінятися час відклику на дію вимушуючої сили. При дослідженні реакції середовища на збудження в точці, фазовий зсув буде знаходитися в межах періоду. Якщо досліджується реакція середовища на ділянці, то в залежності від властивостей середовища і розміру ділянки фазовий зсув може перевищувати час періоду збуджуючої сили.

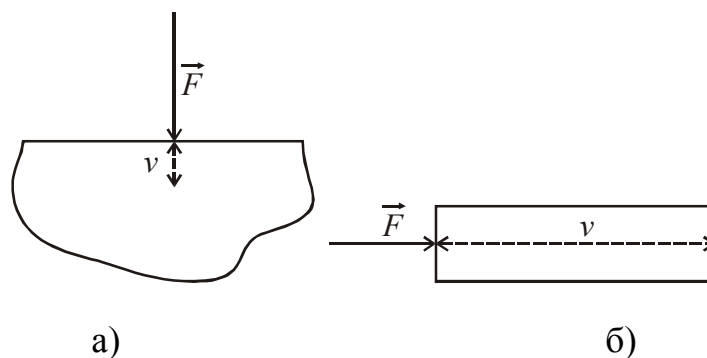


Рисунок 2.1– Види взаємодії середовища із збуджуючою силою

Зростання фазового зсуву більше ніж на період коливання вимагає додаткових методів опрацювання.

В багатьох випадках спектральний імпеданс визначається впливом безмежної кількості матеріальних точок, які в результаті мають описуватися безмежною кількістю складових. Тому варто обмежитися пошуком деяких характерних значень спектрального імпедансу. Значну кількість інформації можна отримати за значеннями власних частот об'єкта, які шукаються за локальними екстремумами функції спектрального імпедансу. За умови однорідності об'єкта пошук локальних екстремумів – один із простих і ефективних методів оцінки.

Імпеданс може бути стаціонарний і нестаціонарний. Стаціонарний імпеданс існує відносно довго і може бути виміряний в разі побудови якогось алгоритму стаціонарної обробки із заданою точністю. Нестационарність вказує на те, що ніякі способи не зможуть оцінити імпеданс із заданою точністю. Для оцінки нестаціонарного імпедансу варто використовувати максимально швидкі способи формування збудження і враховувати, яка із реакцій пов'язана із силою, а яка із впливом фактора нестаціонарності. Результат вимірювання, очевидно, буде містити окрім вірних даних, ще й похибки, пов'язані як із зміною стану об'єкта в процесі прикладання сили, так і з випадковими факторами, які виникали в процесі.

Імпеданс може бути лінійним і нелінійним. Під нелінійністю слід розуміти існування безлічі імпедансів зі зміною амплітуди збуджуючої, а також статичної сили. В даному випадку вирішенням будуть, як мінімум, алгоритми компенсації статичних сил і по чергове визначення імпедансу для різних амплітуд, або пошук розподілу зміни імпедансів при зміні амплітуди збуджуючої сили. Але тут виникає проблема швидкості переходу із одного стану в інший при зміні амплітуди. Якщо перехід стається миттєво, то можна використовувати випадковий сигнал і шукати відклики у вигляді випадкових величин, які трактувати не як усереднення вимірювання, а як діапазон чи дисперсію результату у відповідь на дисперсію вимушуючих сил.



Реакція на збуджуючу силу при визначенні імпедансу може бути повільною чи швидкою. Об'єкт відкликається на збуджуючу силу через певний час, який властивий об'єкту, в якійсь мірі, це описується фазовим коефіцієнтом. Залежно від суті об'єкту можуть бути різні причини збільшення часу реакції. Час може зростати внаслідок впливу механічної інерції. В такому випадку для визначення імпедансу необхідно оцінювати час перехідного процесу і проводити вимірювання не швидше. Також об'єкт може бути розподілений в просторі. Тому, окрім проблем із зростанням часу на проведення дослідження виникають проблеми із скінченою швидкістю поширення сигналу збудження.

Узагальнюючи, очевидно можна стверджувати, що спектральний імпеданс в повній мірі описує стан об'єкта при виборі відповідної кількості параметрів і виду збудження. Важливими при цьому є розробка методів формування відповідного типу збудження і виділення його результатів із сукупності сигналів, які присутні в технологічних об'єктах.

## **2.2 Методи опрацювання сигналів в ІВС для оцінки амплітуди пошукового сигналу**

Використання цифрових ІВС для опрацювання сигналів передбачає попередню дискретизацію вимірюваних сигналів. Дискретизований сигнал отримує дискретний спектр і безмежну спектральну характеристику.

### **2.2.1 Опрацювання сигналу в ІВС для визначення амплітуд пари пошукових гармонійних сигналів**

Виділити сигнали із сукупності завад на частоті корисного сигналу можна маючи додаткову інформацію про нього. Для відділення корисного сигналу в провідному включенні використовується диференційне включення провідників. При передачі формуються два сигнали однакової амплітуди і різні за знаком. При прийомі вони віднімаються.

Так само можна зробити при передачі сигналу по одній лінії. Формується сигнал, який містить дві складові із однією амплітудою і протилежними фазами.

Такий сигнал можна сформувати за допомогою амплітудної модуляції, яка описується формулою:

$$s(t) = A \cdot \sin(\omega t) \cdot \sin(\omega_{\Delta} t). \quad (2.1)$$

Прийнявши, що  $\omega_{\Delta} = 1$ , цю формулу можна переписати у вигляді:

$$s(t) = \frac{A}{2} \cdot [\cos([\omega - 1]t) - \cos([\omega + 1]t)]. \quad (2.2)$$

З формули (2.2) видно, що з'явилися дві гармонійні складові, які відрізняються на 2 Гц. Відомо, що амплітудно-модульований сигнал можна зобразити у вигляді векторної діаграми (рис. 2.2)

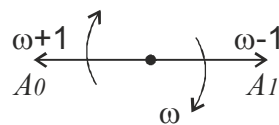


Рисунок 2.2–Векторна діаграма амплітудно модульованого сигналу із коефіцієнтом модуляції 100%

При проходженні модульованого сигналу по лінійній ланці сигнали отримають зміну амплітуди  $A_0$ ,  $A_1$  і фазові зміщення, які при  $\omega \gg 1$  будуть практично однакові для двох гармонійних складових (рис. 2.3).

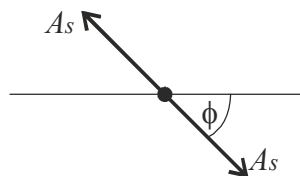


Рисунок 2.3– Обертання векторів модульованого коливання

Таким чином, для визначення амплітуди коливання на частоті  $\omega \gg 1$  необхідно визначити різницю між векторами двох складових. Фазове зміщення модульованого коливання можна визначити за кутом різницевого вектора.

Використання двох гармонійних сигналів на практично однаковій частоті, але з різними фазами, дає можливість виділити корисний сигнал із суміші завад, навіть якщо частота завади співпадає із частотою несучого коливання. При додаванні сигналу завади до модульованого буде симетричний приріст одного із векторів і, відповідно, зменшення іншого так, що різниця між векторами залишиться незмінною (рис. 2.4).

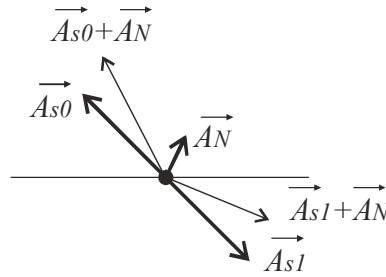


Рисунок 2.4– Вплив адитивної завади на складові вектори модульованого коливання

Для пошуку векторів двох гармонійних складових, які відрізняються на невелику частоту можна скористатися регресійною моделлю.

Гармонійні складові після проходження через лінійну ланку можна описати наступною залежністю:

$$s_o(t) = A_{s_0} \cdot \sin([\omega - 1]t + \phi_0) + A_{s_1} \cdot \sin([\omega + 1]t + \phi_1). \quad (2.3)$$

Вектори можна представити у вигляді комплексних чисел.

$$s_o(t) = A_{s_{0R}} \cos([\omega - 1]t) + i \cdot A_{s_{0I}} \sin([\omega - 1]t) + A_{s_{1R}} \cos([\omega + 1]t) + i \cdot A_{s_{1I}} \sin([\omega + 1]t). \quad (2.4)$$

Регресійну модель можна записати у вигляді:

$$s_{o_i} = A_0 + A_{s_{0R}} \cdot x_{1,i} + i \cdot A_{s_{0I}} \cdot x_{2,i} + A_{s_{1R}} \cdot x_{3,i} + i \cdot A_{s_{1I}} \cdot x_{4,i} + u_i, \quad (2.5)$$

де  $x_{n,i}$  - незалежні пояснювальні змінні;

$u_i$  - випадкова похибка.

У матричному виді:

$$Y = K \cdot X + u, \quad (2.6)$$

де

$$X = \begin{bmatrix} 1 & j \cdot \sin\left([\omega - 1] \cdot \frac{1 \cdot T}{N}\right) & \cos\left([\omega - 1] \cdot \frac{1 \cdot T}{N}\right) & j \cdot \sin\left([\omega + 1] \cdot \frac{1 \cdot T}{N}\right) & \cos\left([\omega + 1] \cdot \frac{1 \cdot T}{N}\right) \\ 1 & j \cdot \sin\left([\omega - 1] \cdot \frac{2 \cdot T}{N}\right) & \cos\left([\omega - 1] \cdot \frac{2 \cdot T}{N}\right) & j \cdot \sin\left([\omega + 1] \cdot \frac{2 \cdot T}{N}\right) & \cos\left([\omega + 1] \cdot \frac{2 \cdot T}{N}\right) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & j \cdot \sin\left([\omega - 1] \cdot \frac{N \cdot T}{N}\right) & \cos\left([\omega - 1] \cdot \frac{N \cdot T}{N}\right) & j \cdot \sin\left([\omega + 1] \cdot \frac{N \cdot T}{N}\right) & \cos\left([\omega + 1] \cdot \frac{N \cdot T}{N}\right) \end{bmatrix}. \quad (2.7)$$

За методом найменших квадратів:

$$K = (X^T X)^{-1} X^T Y. \quad (2.8)$$

Елементи матриці  $K$  містять дійсні і уявні частини двох комплексних чисел, які описують положення вершини векторів гармонійних складових коливання  $so(t)$

$$Z_1 = K_1 + K_2, \quad (2.9)$$

$$Z_2 = K_3 + K_4, \quad (2.10)$$

Знаючи вершини векторів, початок яких розташований в точці  $0,0$  можна визначити різницю між ними за формулою

$$A = \sqrt{\operatorname{Re}(Z_1 - Z_2)^2 + \operatorname{Im}(Z_1 - Z_2)^2}, \quad (2.11)$$

а кут між різницею векторів можна знайти за формулою

$$\phi = \begin{cases} \arctan\left(\frac{\operatorname{Im}[Z_1 - Z_2]}{\operatorname{Re}[Z_1 - Z_2]}\right), & \operatorname{Re}[Z_1 - Z_2] > 0; \\ \pi + \arctan\left(\frac{\operatorname{Im}[Z_1 - Z_2]}{\operatorname{Re}[Z_1 - Z_2]}\right), & \operatorname{Re}[Z_1 - Z_2] < 0, \operatorname{Im}[Z_1 - Z_2] \geq 0; \\ \arctan\left(\frac{\operatorname{Im}[Z_1 - Z_2]}{\operatorname{Re}[Z_1 - Z_2]}\right) - \pi, & \operatorname{Re}[Z_1 - Z_2] < 0, \operatorname{Im}[Z_1 - Z_2] < 0; \\ \pi/2, & \operatorname{Re}[Z_1 - Z_2] = 0, \operatorname{Im}[Z_1 - Z_2] > 0; \\ -\pi/2, & \operatorname{Re}[Z_1 - Z_2] = 0, \operatorname{Im}[Z_1 - Z_2] < 0. \end{cases} \quad (2.12)$$

Сигнал модульований низькочастотним гармонійним сигналом наведено на рис.2.5

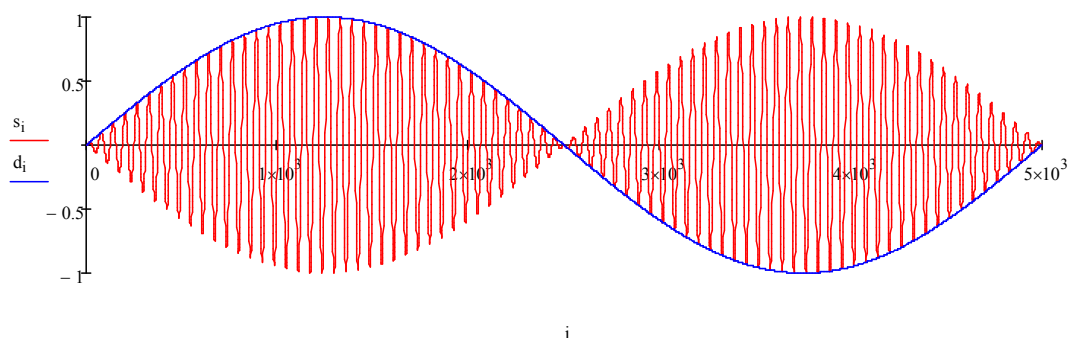


Рисунок 2.5– Амплітудно-модульований сигнал із огинаючою

Для перевірки стійкості алгоритму пошуку амплітуди сигналу до впливу сторонньої завади модельовано суму модульованого сигналу і сигналу на частоті несучої із випадковою фазою (рис. 2.46).

В усіх випадках, коли когерентна завада потрапляє на гармоніку дискретизації сигналу вона або легко виділяється за різницею амплітуд двох коливань, або немає суттєвого впливу через рівність нулю кратних гармонік.

Завади на частотах, які в рази відрізняються від частот опорних сигналів, і широкопasmові завади приблизно однаково впливають на спектральну щільність кожного із них, тому за різницею їх амплітуд можна оцінити сигнал при дії таких завад.

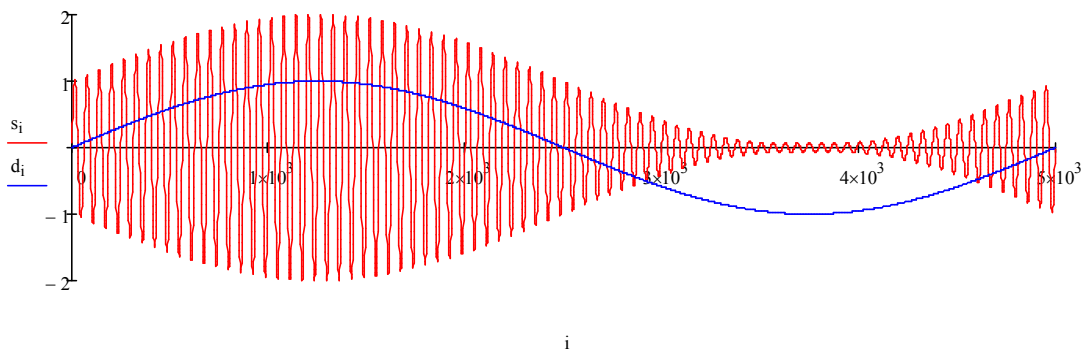


Рисунок 2.6– Амплітудно-модульований сигнал із завадою на частоті несучого сигналу

За допомогою числового моделювання проведено дослідження впливу різних видів завад на різницю амплітуд опорних сигналів. Модельовано вплив когерентної завади у виді гармонійного сигналу із фіксованою частотою, імпульсної завади і широкопasmової завади у виді рівномірного шуму.

При наявності некогерентної завади із одиничною амплітудою різниця амплітуд практично не міняється (рис.2.7,1). В даному випадку імпульсна завада проявляється як широкопasmова із обмеженим спектром, і її вплив долається за рахунок усереднення корисного сигналу протягом тривалого часу спостереження. Широкопasmова завада за рахунок проникнення в дискретну смугу частот опорних сигналів впливає на їх амплітуду, але цей вплив можна зменшити усередненням результатів впродовж тривалого спостереження (рис.2.7,2).

Широкопasmова завада із безмежним спектром проникаючи в смугу досліджуваних сигналів призводить до зростання амплітуди обох складових в рівній мірі, і тому, на кінцевий диференційний результат не впливає

Основний вплив на результат має стаціонарна завада із частотою чи частотами зосередженими в околі частот опорних сигналів (рис.2.7,3).

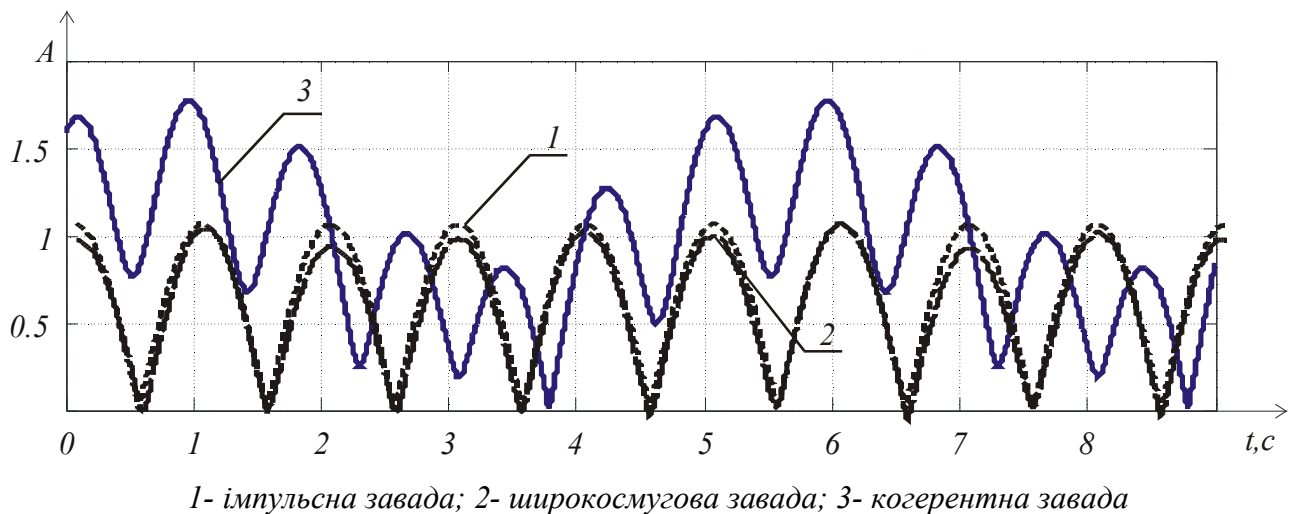


Рисунок 2.7– Різниця амплітуд опорних сигналів при дії різних видів завад

Щоб усунути дію завади, частота якої близька до частот опорних сигналів і потрапляє в їх дискретні частотні смуги необхідно її відняти. При дискретизації сигналу в частотній області кожна спектральна складова представляється за допомогою сукупності спектральних складових, які можна описати функцією «вікна» спостереження. Для прямокутного вікна ця залежність має вигляд:

$$S(\omega_n) = \int \sin c \left( \frac{[\omega - \omega_n] \cdot T}{2} \right) d\omega, \quad (2.13)$$

де  $\omega_n$  - частота гармоніки;

$T$  - період основної гармоніки, рівний періоду модульованого коливання.

При рівності частоти когерентної завади частоті якоїсь із гармонік  $\omega_n$  вплив її на сусідні гармоніки буде рівний 0, тому заваду можна легко відділити від корисного сигналу, або просто не враховувати, аналізуючи тільки ті спектральні складові, в яких присутні опорні сигнали.

Якщо частота когерентної завади не буде рівна гармоніці основного сигналу, то спектральна щільність завади впливає на всі спектральні складові дискретизованого сигналу, в тому числі і на складові, які описують опорні сигнали. Це явище називають «витіканням» спектру. Його прояв можна

спостерігати на прикладі (рис 2.8), де зображено дискретну спектральну щільність вхідного сигналу із когерентною завадою  $S(\omega_n)$ .

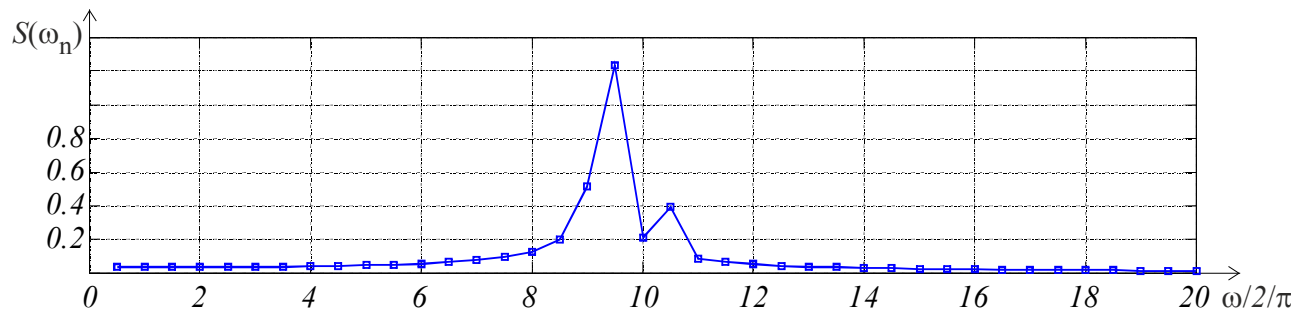


Рисунок 2.8– Дискретна спектральна щільність вхідного сигналу із завадою

Наведена спектральна щільність сумарного сигналу формується трьома складовими, дві з яких є опорними сигналами і їх спектральні щільності представлено на рис. 2.9 суцільними лініями. Штриховою лінією зображено спектральну щільність завади.

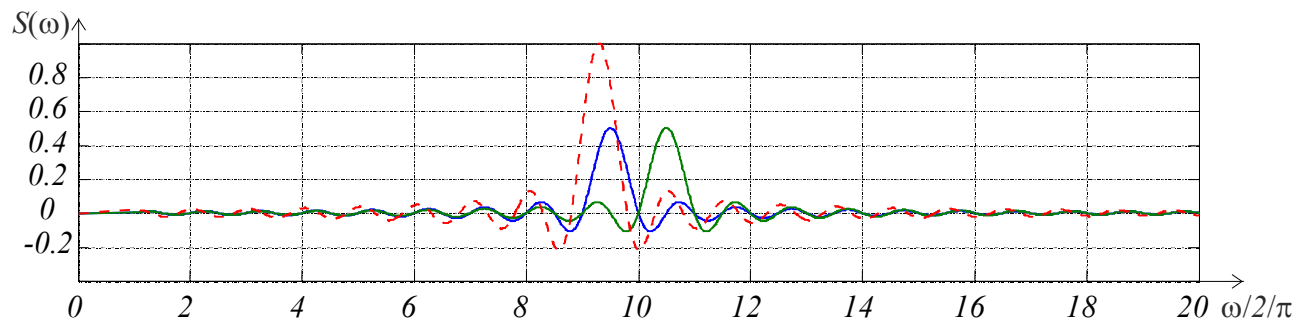


Рисунок 2.9– Спектральна щільність трьох окремих складових вхідного сигналу

Дискретна спектральна щільність може точно описати тільки ті частоти, які потрапляють в гармоніки дискретизованого сигналу. Однак використовуючи апроксимацію гармонійних складових за допомогою регресійної моделі можна врахувати будь-які частоти в межах від 0 до  $\frac{1}{2 \cdot \Delta t}$ . Кожна із гармонійних складових, описана регресійною моделлю, представлена своїм набором коефіцієнтів (2.5). При цьому враховані гармонійні складові не будуть накладатися на сусідні. Залишається тільки знайти частоту на якій діє завада і включити її в склад моделі.

Пошук частоти завади здійснюється за результатами спостереження за амплітудами опорних сигналів при ковзанні вздовж вхідного набору значень. При ковзному дослідженні, амплітуда вибраної складової змінюється із частотою  $\omega_0 + \Delta\omega$  чи  $\omega_0 - \Delta\omega$ , тобто через певну кількість точок, які залежать від часу

спостереження  $T_C$  і кількості дискретизованих точок  $N$  та визначаються за формулами:

$$n_{\Delta 1} = \frac{N}{T_C} \cdot \frac{2 \cdot \pi}{\omega_0 + \Delta \omega} \quad \text{і} \quad n_{\Delta 2} = \frac{N}{T_C} \cdot \frac{2 \cdot \pi}{\omega_0 - \Delta \omega}, \quad (2.14)$$

Амплітуда буде у фазі із попередніми періодами. Якщо впливу завади немає, то амплітуда буде незмінна на всіх періодах, а визначена в точках із одною фазою буде виглядати горизонтальною лінією.

При дії завади із частотою  $\omega_3$  амплітуди опорних сигналів будуть коливатися із частотою  $\omega_1 \pm \omega_3$  і  $\omega_2 \pm \omega_3$  (рис. 2.10).

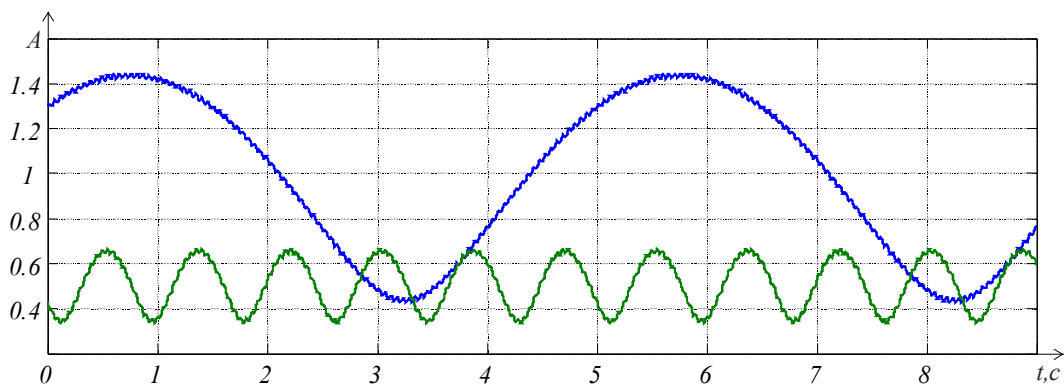


Рисунок 2.10– Биття амплітуди опорних сигналів при дії когерентної завади

Аналізуючи коливання амплітуд двох опорних сигналів не складно визначити частоту завади. При близькості частот їх амплітуда змінюється із частотою  $\omega_{13} = (\omega - \Delta\omega) \pm \omega_3$  і  $\omega_{23} = (\omega + \Delta\omega) \pm \omega_3$ . Прийнявши різницю частот  $\omega_{12} = 2 \cdot \Delta\omega$  частоту завади можна визначити за формулою:

$$\omega_3 = \begin{cases} (\omega - \Delta\omega) - \omega_{13}, & \omega_{23} > \omega_{12}; \\ (\omega + \Delta\omega) + \omega_{23}, & \omega_{13} > \omega_{12}; \\ (\omega - \Delta\omega) + \omega_{13}, & \text{інакше.} \end{cases} \quad (2.15)$$

Якщо частота завади співпадає із частотою одного із опорних сигналів його амплітуда буде більшою за іншу і змінюватися не буде. Враховуючи близькість частот опорних сигналів можна стверджувати, що вони мають мати однакову амплітуду. Тому амплітуда спотвореного завадою сигналу приймається рівною амплітуді його пари.



Точність визначення частоти завади визначається часом спостереження за вхідним сигналом  $T_C$ :

$$\Delta f = \frac{\Delta \omega}{\pi \cdot T_C}. \quad (2.16)$$

Знаючи частоту завади в регресійну модель додається новий параметр і вона наново перераховується. Регресійну модель (2.5) можна переписати наступним чином:

$$y_i = A_0 \cdot x_{0,i} + \sum_{j=1}^m (As_{0R} \cdot x_{2j-1,i} + j \cdot As_{0I} \cdot x_{2j,i}) + u_i, \quad (2.17)$$

де  $m$  - кількість параметрів моделі,

$u_i$  - неописані параметри моделі, в тому числі і випадкові значення.

Перші два параметри визначаються парою опорних сигналів. Наступні параметри визначаються наявними сигналами завод. Всі складові визначаються послідовним пошуком гармонійних складових завади за їх впливом на амплітуди опорних сигналів. Вплив завади на опорні сигнали оцінюється за дисперсією їх амплітуд при ковзанні вздовж вхідного набору.

Використовуючи запропоновані залежності побудовано алгоритм визначення параметрів сигналу в умовах стаціонарних завод. Алгоритм передбачає наступну послідовність виконання операцій:

а) на стороні генератора сигналів;

- вибір досліджуваної частоти  $\omega_0$ ;
- формування векторної пари опорних сигналів, частоти яких знаходять на відстані  $\pm \Delta \omega$  від  $\omega_0$ ;
- подача сформованого сигналу в досліджуваний канал;

б) на стороні приймача;

- виділення сигналу після проходження досліджуваним каналом;
- дискретизація вхідного сигналу протягом множини періодів модульованого сигналу;
- побудова регресійної моделі із використанням частот векторної пари опорних сигналів (2.5);

- розрахунок коефіцієнтів регресійної моделі (2.17);
- аналіз амплітуди коливань векторної пари опорних сигналів через дискретну кількість точок (2.14);
- визначення дисперсії зміни амплітуд (якщо дисперсія менша за встановлений рівень припинити обчислення);
- визначення частоти завади (2.15);
- перебудова регресійної моделі;
- повторення кроків, починаючи із розрахунку коефіцієнтів регресійної моделі;
- розрахунок різниці амплітуд опорних сигналів в момент, коли їх вектори в протифазі.

Реалізацію такого алгоритму зручно проводити засобами мікропроцесорної техніки, оскільки при обчисленні параметрів регресійної моделі виконується багато математичних операцій. Використання двохчастотного сигналу дозволяє будувати вузли опрацювання сигналів і визначати затухання корисного сигналу при впливі сторонніх завад на досліджуваній частоті. Таке опрацювання можна проводити для томографічного дослідження ґрунтових масивів [147].

### **2.3 Опрацювання сигналів власних коливань коливальної системи при дослідженні її імпедансу**

#### **2.3.1 Опрацювання сигналів, утворених затухаючими коливаннями системи**

Одним із поширених і простих у виконання видів збудження механічної системи є імпульсне збудження ударом. Удар передбачає, що вимушуюча сила діє короткий проміжок часу, і в загальному випадку, формує множину механічних сил із широким частотним спектром. При такому збудженні в коливальну систему поступає енергія, яка виводить її із стану рівноваги. Коливний процес супроводжується взаємним перетіканням енергії, що можна спостерігати по переміщенню елементів системи, чи по аналізу їх швидкості.

Після припинення дії вимушуючої сили коливання здійснюються на частоті власних коливань системи і в цей час вони несуть в собі інформацію про стан коливальної системи [148].

Вільні коливання механічної системи в реальних умовах проходять із втратами, пов'язаними із різноманітними явищами. В більшості випадків величина втрат пропорційна швидкості переміщення елементів системи. Рівняння руху простої коливальної системи вздовж осі  $x$  залежно від часу  $t$  має наступний вигляд [149]:

$$m \frac{d^2 x}{dt^2} + r \frac{dx}{dt} + cx = 0, \quad (2.18)$$

де  $m$  - коефіцієнт інерції елемента, який приймає участь в коливанні і описує здатність накопичувати потенційну енергію системи;

$c$  - жорсткість елемента системи, яка описує здатність вивільняти потенційну енергію в кінетичну;

$r$  - втрати в системі.

Для пошуку розв'язку (2.18) використовується характеристичне рівняння [150]:

$$x^2 + 2 \cdot \delta \cdot x + k^2 = 0, \quad (2.19)$$

$$\text{де } 2 \cdot \delta = \frac{r}{m}, \quad k^2 = \frac{c}{m}.$$

Корені рівняння (2.19) можна визначити наступним чином:

$$x_{1,2} = -\delta \pm \sqrt{\delta^2 - k^2}. \quad (2.20)$$

В залежності від співвідношення  $n$  і  $k$  можуть бути три різних випадки. При малих затуханнях коли  $n < k$  рух буде описуватися рівнянням:

$$x(t) = A \cdot e^{-\delta t} \sin(\sqrt{k^2 - \delta^2} t + \beta), \quad (2.21)$$

де  $A$  і  $\beta$  - амплітуда і фаза коливання в момент припинення дії зовнішньої сили;

$$\sqrt{k^2 - \delta^2} = \omega - \text{частота власних коливань системи,}$$

$\delta$  - коефіцієнт затухання амплітуди коливань.

Вид таких коливань наведено на рис. 2.11.

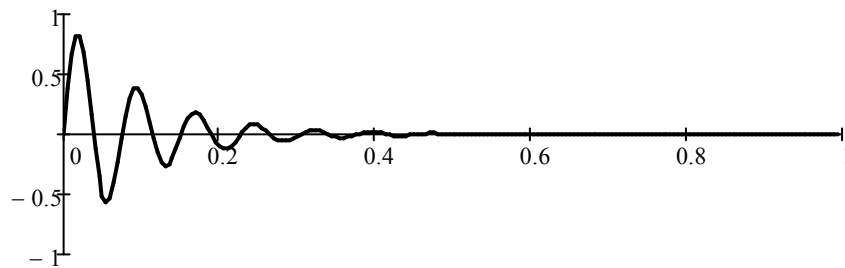


Рисунок 2.11–Вигляд затухаючого коливання,відтворений моделлю

Інші співвідношення між  $n$  і  $k$  призводять до появи аперіодичних видів руху системи, в даному випадку не розглядаються і досліджуються іншими способами.

Параметри коливання перетворюються в електричний сигнал. Для механічних коливань зручно використовувати вимірювання функції швидкості. Перетворення швидкості в електричний сигнал можна здійснити за допомогою індуктивного датчика і намагніченого елемента коливальної системи. Після перетворення швидкості переміщення досліджуваного елемента коливальної системи в електричний сигнал цей сигнал дискретизується для подальшої цифрової обробки.

Для пошуку частоти коливання системи застосовується дискретне перетворення Фур'є. Однак амплітуда коливання постійно міняється. При цьому в спектрі сигналу появляються додаткові частотні складові. Добуток гармонійної функції і експоненціальної призводить до того, що в частотній області їх спектри згортаються.

Перетворення Фур'є експоненціальної функції має наступний вигляд [151]:

$$\int_{-\infty}^{\infty} e^{-\delta \cdot t} \cdot e^{-j\omega t} dt = \frac{1}{\delta + j\omega}, \quad (2.22)$$

Результуючий спектр затухаючого коливання

$$S(\omega) = \frac{1}{\delta + j\omega} * \Delta(\omega - \omega_z), \quad (2.23)$$

де  $\Delta(\ )$  - функція Дірака.

При зростанні затухання  $\delta$  розширюється результуючий спектр сигналу. Розширення спектральних складових, пов'язаних із затухаючими коливаннями утруднює точне визначення їх частоти. Додатково складно визначити частоту коливання через дискретність спектральної оцінки, яку забезпечує дискретне перетворення Фур'є. При дискретизації гармонійного сигналу на частоті  $\omega_z$  він впливає на всі дискретні спектральні складові сигналу. Цей вплив можна оцінити за формулою:

$$S_n = \operatorname{sinc} \left( \frac{\omega_n - \omega_z}{2} \right) \cdot S(\omega_z), \quad (2.24)$$

де  $S(\omega_z)$  - амплітуда вибраної спектральної складової сигналу.

Функція  $\operatorname{sinc}$ , яка зважає спектральні складові рівна 1 тільки при аргументі 0 і рівна 0 при аргументі  $2\pi n$ . Тому, якщо  $\omega_z$  буде рівна одній із дискретних гармонік ( $\omega_n = 2\pi n$ ), то на цій гармоніці вона буде представлена правильною амплітудою, а на всіх інших гармоніках буде нульовою. Такий випадок можна спостерігати на рис. 2.12.

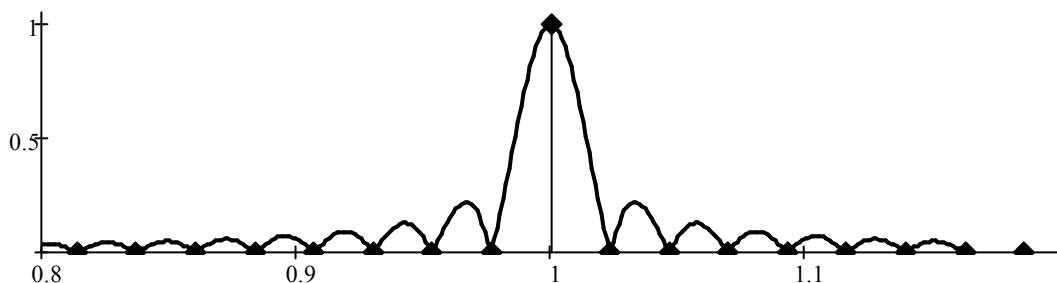


Рисунок 2.12–Спектр гармонійного коливання при співпадінні його частоти із однією із гармонік дискретного перетворення Фур'є.

Якщо частота  $\omega_z$  не потрапляє в одну із гармонік, то на всіх гармоніках в тій чи іншій мірі буде проявлятися наявність гармонійного коливання. Це можна побачити на прикладі рис.2.13.

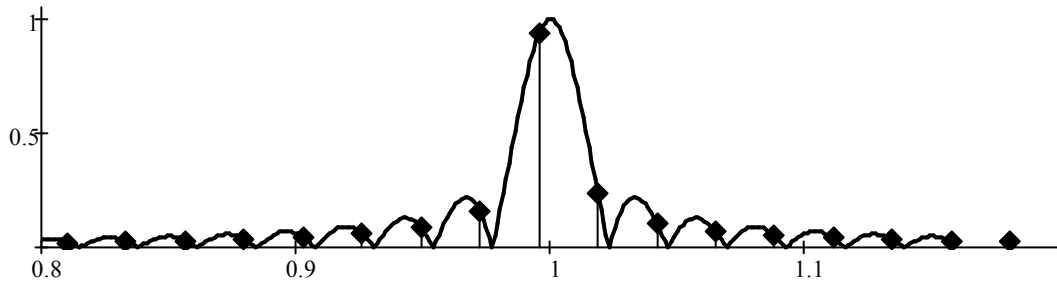


Рисунок 2.13– Спектр гармонійного коливання за умови неспівпадіння його частоти з гармонікою дискретного перетворення

Зростання амплітуд сусідніх спектральних складових при не кратності частот сигналу і дискретної гармоніки називають витіканням спектру. Для оцінки частотних властивостей сигналу в такому випадку використовуються різноманітні віконні функції [152, 153], які видозмінюють спектр таким чином, щоб зменшити вплив частоти коливання при віддаленні значення  $\omega_z$  від її реального положення. Тому дискретний спектр можна використати тільки для попереднього встановлення положення частоти коливання на частотній осі. Подальший пошук частоти коливання проводиться за допомогою лінійної регресійної моделі гармонійного коливання і апроксимації методом найменших квадратів [154]. Лінійну модель гармонійного коливання можна записати наступним чином:

$$s(t) = K_0 + K_1 \sin(\omega_K t) + K_2 \cos(\omega_K t), \quad (2.25)$$

де  $K_0$ ,  $K_1$ ,  $K_2$  - коефіцієнти моделі;

$\omega_K$  - частота налаштування моделі.

За допомогою методу найменших квадратів можна підібрати коефіцієнти моделі, так щоб вона максимально близько описувала набір дискретних даних. Однак для цього необхідно знати частоту сигналу. В даному алгоритмі обробки частота шукається числовим методом. Як видно із рис.2.13 спектральна щільність гармонійного сигналу має максимум на своїй частоті. Тому в якості параметру числового підбору частоти  $\omega_K$  вибрано амплітуду  $A$  сигналу, яка шукається за формулою:

$$A = \sqrt{K_1^2 + K_2^2}. \quad (2.26)$$

Залежність амплітуди  $A$  від частоти  $\omega_k$  моделі буде мати максимум при  $\omega_k \approx \omega_z$ . Числовий підбір здійснюється методом золотого перерізу. Цим методом шукається положення максимуму функції  $A(\omega_k)$ . Кожне значення  $A(\omega_k)$  шукається із набору дискретних даних. Межі пошуку задаються із попереднього аналізу дискретного спектру.

Для пошуку амплітуди спектральної складової на заданій частоті  $\omega_M$ , яка задається раціональним числом, і не пов'язана із дискретними гармоніками використовується оператор:

$$A(f, s, N, T) := \left| \begin{array}{l} \text{for } j \in 0..N-1 \\ \left| \begin{array}{l} x_{j,0} \leftarrow 1 \\ x_{j,1} \leftarrow \sin\left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot \frac{j}{N} \cdot T\right) \\ x_{j,2} \leftarrow \cos\left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot \frac{j}{N} \cdot T\right) \end{array} \right. \\ K \leftarrow (x^T \cdot x)^{-1} \cdot x^T \cdot s \\ \sqrt{(K_1)^2 + (K_2)^2} \end{array} \right. , \quad (2.27)$$

де  $f$  - частота моделі;

$s$  - масив дискретизованих даних;

$N$  - кількість точок масиву дискретизованих даних;

$T$  - період дискретизації масиву даних.

Цей оператор спочатку формує матрицю пояснюючих коефіцієнтів із гармонійного коливання. Після цього шукає коефіцієнти регресійної моделі апроксимуючись до вхідного набору  $s$ . Амплітуда коливання на заданій частоті шукається геометричною сумою двох коефіцієнтів моделі.

Метод золотого перерізу передбачає поступове звуження діапазону пошуку аргументу до такого значення, при якому різниця між границями цього діапазону стане меншою за заданий коефіцієнт.

Для пошуку такого значення частоти, при якому амплітуда коливання в заданому діапазоні буде максимальною, використовується наступний оператор:

$$f(a, b, ee, N, s, T) := \left\{ \begin{array}{l} \text{while } |b - a| > ee \\ \quad \left\{ \begin{array}{l} x1 \leftarrow b - \frac{(b - a)}{F} \\ x2 \leftarrow a + \frac{(b - a)}{F} \\ y1 \leftarrow A(x1, s, N, T) \\ y2 \leftarrow A(x2, s, N, T) \\ a \leftarrow x1 \text{ if } y1 \leq y2 \\ b \leftarrow x2 \text{ otherwise} \end{array} \right. \\ \frac{a + b}{2} \end{array} \right. , \quad (2.28)$$

де  $a$  і  $b$  - границі діапазону пошуку частоти, які визначаються із дискретного спектру;

$ee$  - задана точність пошуку;

$F$  - пропорція золотого перерізу, яка визначається такою формулою:

$$F = \frac{1 + \sqrt{5}}{2} . \quad (2.29)$$

Точність пошуку частоти, яка задається  $ee$  визначається точністю дискретизації і кількістю точок дискретизації. Таким чином, шукається частота затухаючого сигналу.

Як вже зазначалося через затухаючий вигляд амплітуди спектральна щільність, знайдена за допомогою дискретного перетворення Фур'є, не описує параметри процесу. Спектральну щільність затухаючого колювання в порівнянні із дискретним представленням на частоті  $\omega_z$  наведено на рис.2.14.

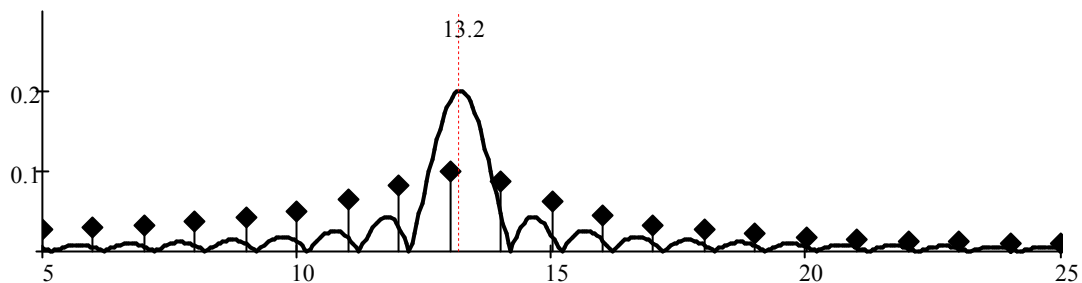


Рисунок 2.14– Дискретна спектральна щільність затухаючого колювання

Як видно з наведеного графіку дискретна спектральна щільність в околі частоти колювання є доволі пологою і не точно потрапляє в частоту. Основна гармоніка дискретного перетворення Фур'є становить 1Гц.



Подальший аналіз передбачає пошук затування коливання. Затування можна знайти різними способами. Якщо коливання не має сторонніх завад, то можна відновити огинаючу амплітуду і за допомогою апроксимації знайти параметри експоненціальної функції. Так само можна аналізувати швидкість зменшення амплітуди від періоду до періоду. За наявності сторонніх завад чи інших спектральних складових в сигналі такі способи пошуку коефіцієнта затування призведуть до значної похибки.

При відомій формі затування її можна відтворити за допомогою числового підбору коефіцієнта затування при розрахунку матриці пояснюючих коефіцієнтів.

Умовою правильності підбору коефіцієнта затування сигналу є зменшення різниці між вхідними дискретизованими даними і відтвореною моделлю. Тобто будується модель сигналу із врахуванням його затуваючої форми і шукається сума відхилень вхідних даних від моделі. Оператор, який здійснює пошук суми відхилення дискретизованих даних від відтвореної моделі:

$$D(f, s, N, \delta, T) := \left| \begin{array}{l} \text{for } j \in 0..N-1 \\ \left| \begin{array}{l} x_{j,0} \leftarrow 1 \\ x_{j,1} \leftarrow \sin\left(2\pi \cdot f \cdot \frac{j}{N} \cdot T\right) \cdot e^{-\delta \cdot \frac{j}{N}} \\ x_{j,2} \leftarrow \cos\left(2\pi \cdot f \cdot \frac{j}{N} \cdot T\right) \cdot e^{-\delta \cdot \frac{j}{N}} \end{array} \right. \\ K \leftarrow (x^T \cdot x)^{-1} \cdot x^T \cdot s \\ \text{for } j \in 0..N-1 \\ g_j \leftarrow x_{j,0} \cdot K_0 + x_{j,1} \cdot K_1 + x_{j,2} \cdot K_2 \\ \sum_{j=0}^{N-1} (|s_j - g_j|) \end{array} \right. \quad (2.30)$$

Параметрами оператора є коефіцієнт затування і масив дискретизованих вхідних даних. Як і в попередньому випадку спочатку будується матриця пояснюючих коефіцієнтів  $x$ , за якими шукаються коефіцієнти моделі  $K$ . Далі шукається масив даних, відтворений побудованою моделлю  $g$ . Після чого шукається сума відхилень вхідних даних від побудованої моделі.

Залежність відхилення моделі від вхідних даних наведено на рис.2.15

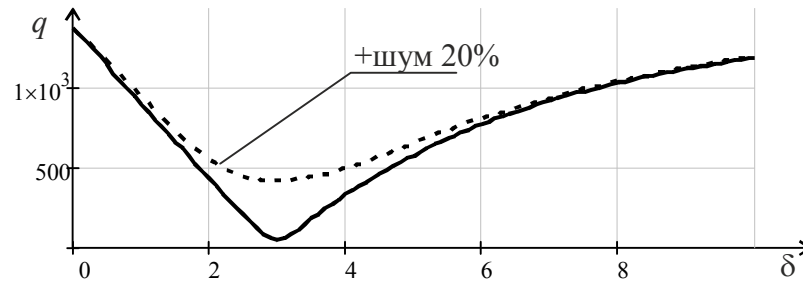


Рисунок 2.15– Залежність відхилення моделі від вхідних даних для різних коефіцієнтів затування

На рис. 2.15 наведено дані для випадку чистого сигналу (суцільна лінія) і зашумленого рівномірним шумом із амплітудою 20% від початкової амплітуди затухаючого колювання (штрихова лінія). Із наведеного видно, що функція відхилення  $q(\delta, s)$  має мінімум на певному значенні коефіцієнта затування  $\delta$ .

Для пошуку мінімуму функції  $q(\delta, s)$  можна скористатися ітераційним методом золотого перерізу. Оператор такого пошуку наступний:

$$Z(a, b, N, f, s, T) := \left| \begin{array}{l} \text{while } |b - a| > ee \\ \quad \left| \begin{array}{l} x1 \leftarrow b - \frac{(b - a)}{F} \\ x2 \leftarrow a + \frac{(b - a)}{F} \\ y1 \leftarrow D(f, s, N, x1, T) \\ y2 \leftarrow D(f, s, N, x2, T) \\ a \leftarrow x1 \text{ if } y1 \geq y2 \\ b \leftarrow x2 \text{ otherwise} \end{array} \right. \\ \frac{a + b}{2} \end{array} \right. \quad (2.31)$$

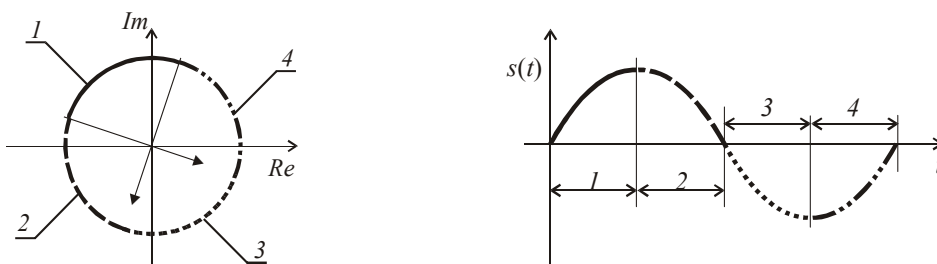
Наведені алгоритми обробки сигналів дозволяють проводити визначення параметрів затухаючих сигналів при дії сторонніх сигналів як випадкових так і гармонійних.

### 2.3.2 Опрацювання сигналів при дослідженні амплітудної огинаючої вибраної спектральної складової

Зручним при дослідженні спектральних складових сигналів є одночастотне віконне ДПФ. За допомогою нього можна виділити одну спектральну складову із сукупності. При використанні дискретного перетворення Фур'є для однієї

спектральної складової отримується середнє значення амплітуди протягом періоду. Зміни амплітуди спектральної складової, які відбуваються протягом періоду усереднюються до одного значення. Збільшити інформативність цього параметру можна скоротивши довжину вікна, на якому шукається спектральна складова. Для цього пропонується використовувати частину періоду  $i$  за допомогою неї провести синтез всього періоду. Подальші дослідження проводяться вже з повним, але синтезованим періодом сигналу. Таким чином, зменшиться час, протягом якого буде усереднюватися результат, оскільки за період досліджуваного сигналу буде проведено чотири синтези і відповідно амплітуда досліджуваного сигналу буде розрахована чотири рази за період.

Гармонійний сигнал симетричний відносно центру обертання його вектора (рис. 2.16 (а)).



а) векторне представлення гармонійного сигналу

б) часове представлення гармонійного сигналу

Рисунок 2.16– Спосіб синтезу повного періоду за однією його частиною:

За допомогою перенесення значень із однієї частини періоду в іншу із відповідною корекцією знаку, можна відновити весь період (рис. 2.16 (б)). Для відновлення періоду із четвертої його частини необхідно мати окрім самого сигналу 1 також його ортогональну компоненту 2. Для пошуку ортогональної компоненти сигналу можна скористатися перетворенням Гільберта. Дискретне перетворення Гільберта шукається для всього вхідного набору.

Використовуючи ортогональну складову синтезується повний період за його четвертою частиною наступним чином. Вибирається частота сигналу, на якій буде проводитися дослідження  $\omega_1$ . Для цієї частоти шукається кількість точок, яка відповідає тривалості його четвертини періоду:

$$N_{14} = \frac{N}{T} \frac{\pi}{2 \cdot \omega_1}, \quad (2.32)$$

де  $N$  - кількість точок всього вхідного набору;

$T$  - тривалість спостереження за всім вхідним набором.

Формується масив даних вікна тривалістю  $N_1 = 4N_{14}$ , за допомогою синтезуючого оператора, який описується наступним чином:

$$ss_i = \begin{cases} s_{i+q}, & \text{для } 0 \leq i < N_{14}, \\ so_{i+q}, & \text{для } N_{14} \leq i < 2N_{14}, \\ -s_{i+q}, & \text{для } 2N_{14} \leq i < 3N_{14}, \\ -so_{i+q}, & \text{для } 3N_{14} \leq i < N_1, \end{cases} \quad (2.33)$$

де  $i$  - поточна змінна в середині вікна, приймає значення від 0 до  $N_1 - 1$ ;

$q$  - поточне положення вікна в межах всього вхідного набору, приймає значення від 0 до  $N - N_1 - 1$ ;

$s$  - набір дискретизованих значень вхідного сигналу;

$so$  - набір значень ортогональної компоненти вхідного сигналу.

Отриманий таким чином сигнал на вибраній частоті у досліджуваному вікні буде мати один цілий період. Виділити спектральну складову в даному випадку можна ДПФ для однієї гармоніки:

$$As_q = \frac{1}{\sqrt{N_1}} \sum_{k=0}^{N_1} ss_k \cdot e^{-j \cdot 2\pi \cdot k / N_1}. \quad (2.34)$$

Інші складові, які існують в сигналі і потрапляють у вікно також перетворюються даним оператором. Такі сигнали в межах вікна можна вважати сторонніми по відношенню до досліджуваних. Ці сигнали модифікуються і за певних умов впливають на амплітуду вибраної спектральної складової.

Оператор перетворення (2.33) для простоти можна представити прямокутним сигналом, який за період від 0 до  $N_1$  двічі змінює знак. Спектром прямокутного сигналу із щільністю два є сукупність непарних гармонік. Враховуючи це, часову форму прямокутного сигналу можна описати наступною формулою:

$$sp(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{2k-1} \cdot \sin((2k-1) \cdot 2\omega_1 \cdot t). \quad (2.35)$$

Кожна із гармонійних складових буде присутня в спектрі, тому враховуючи теорему відліків Котельнікова, де кожен відлік в часовій області представляється спектральною складовою в частотній області за допомогою функції:

$$S(\omega) = \text{sinc}\left(\left[\omega - \frac{2\pi}{\Delta t}\right]\right), \quad (2.36)$$

де  $\Delta t$  – час дискретизації вхідного набору.

Аналітичний вираз, що описує спектральну щільність прямокутного сигналу згідно (2.35) буде наступним:

$$Sp(\omega) = \frac{4}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{2k-1} \cdot \text{sinc}\left(\left[\omega - (2k-1) \cdot 2\omega_1\right] \cdot \frac{2\pi}{\omega_1}\right). \quad (2.37)$$

Графік такої залежності наведено на рис. 2.17.

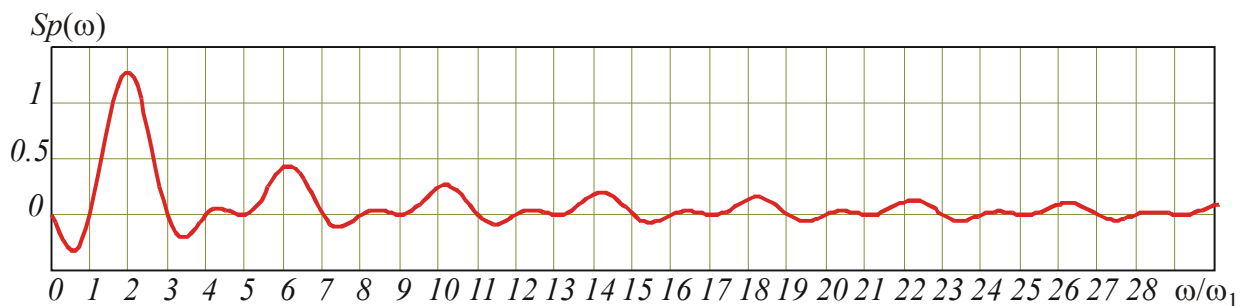


Рисунок 2.17– Спектральна характеристика прямокутного сигналу

В даному випадку наведено аналітичний опис спектральної характеристики, яка пояснює явище витікання спектру при некратних співвідношеннях між частотами стороннього і досліджуваного сигналів. В точках, де відношення частот рівне цілому числу  $n = \omega_n / \omega_1$  можна говорити, що сторонній сигнал потрапив у гармоніку досліджуваного сигналу. У прямокутного сигналу є тільки непарні гармоніки. Оскільки у вікно потрапляють два періоди прямокутного сигналу, то в його спектральному представленні немає ще по одній гармоніці, тобто існують тільки номери гармонік  $n_1$ , які можна знайти за формулою:

$$n_1 = 4k + 1, \quad (2.38)$$

де  $k$  - ціле число більше за 1.

Першою ж гармонікою прямокутного сигналу є подвоєна частота досліджуваного сигналу. Тому, як видно із рис. 2.17, перша гармоніка прямокутного сигналу знаходиться на місці другої гармоніки вікна.

Спектральну щільність сигналу після взаємодії із синтезуючим оператором можна оцінити згортокою їх спектральних характеристик. Сторонній сигнал на частоті, яка рівна гармоніці, згідно з формулою (2.36) присутній в досліджуваній спектральній складовій. Якщо ж частота стороннього сигналу рівна іншим непарним гармонікам  $n_2$ , то вони, модулюючись прямокутним сигналом, отримують дві симетричні протифазні складові, які компенсують одна одну і на досліджувану спектральну складову не впливають. Номери непарних гармонік, де у прямокутного сигналу були 0, можна знайти за формулою:

$$n_2 = 4k - 1. \quad (2.39)$$

Із рис. 2.18 видно як сторонній сигнал на 7 гармоніці (штрихова лінія) внаслідок перетворення (2.33) утворює дві складові, максимуми яких припадають на 5 і 9 гармоніки (суцільна лінія).

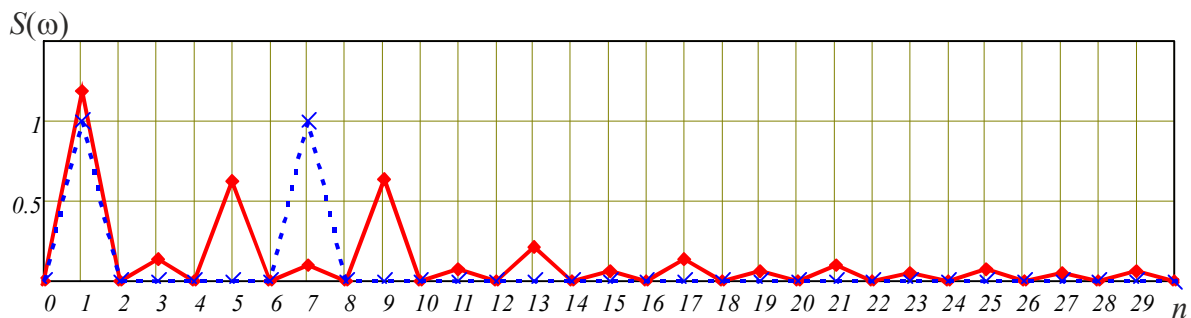


Рисунок 2.18– Спектральна щільність синтезованого сигналу при наявності стороннього сигналу на частоті 7 гармоніки досліджуваного сигналу

Вплив стороннього сигналу на досліджувану спектральну складову можна оцінити дисперсією. Пошук залежності дисперсії досліджуваного сигналу  $\omega_1$  від частоти стороннього сигналу  $\omega_n$ , проводився шляхом почергової для кожної частоти  $\omega_n \in [\omega_1..13 \cdot \omega_1]$  генерації вхідного набору даних за формулою:

$$s_i = \sin\left(\omega_1 \cdot \frac{i}{N}\right) + \sin\left(\omega_n \cdot \frac{i}{N}\right), \quad \text{для } i \in [0..N]. \quad (2.40)$$

З вхідного набору, сформованого за (2.40), згідно (2.33) формувалося вікно, в межах якого за (2.34) визначалася амплітуда спектральної складової. Вікно ковзало за рахунок змінної  $q \in [0..N - N_1)$ . Для знайденого таким чином набору  $As_q(\omega_n)$  визначалась дисперсія  $\sigma$ . Результати експериментів наведено на рис. 2.19.

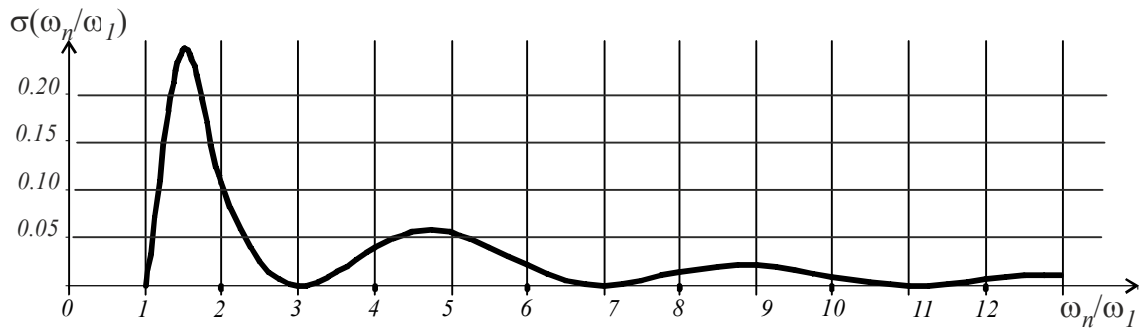


Рисунок 2.19– Залежність дисперсії досліджуваного сигналу від відношення частот завади і досліджуваного сигналу

Із наведеного графіку (рис. 2.19) видно, що на гармоніках досліджуваного сигналу із номерами згідно з формулою (2.39) вплив сторонніх сигналів мінімальний. Цим можна скористатися при плануванні пошуку огинаючої досліджуваної спектральної складової сигналу.

Описаний спосіб обробки було застосовано до пошуку огинаючої спектральної складової при перехідних процесах. Для дослідження його ефективності було проведено декілька числових експериментів, в ході яких дискретизований вхідний набір формувалася розрахунково. В першому експерименті вхідний сигнал формувалася у виді радіоімпульсу із прямокутною формою огинаючої, заповненого гармонійним сигналом із частотою досліджуваної спектральної складової.

Визначення огинаючої проводилося двома способами. За допомогою ковзного віконного ДПФ шукалась форма огинаючої, яка використовувалася для порівняння з результатом, який знайдено запропонованим методом синтезу періоду сигналу за четвертиною.

Результати дослідження форми огинаючої радіоімпульсу заповненого гармонійним сигналом досліджуваної частоти наведені на рис.2.20.

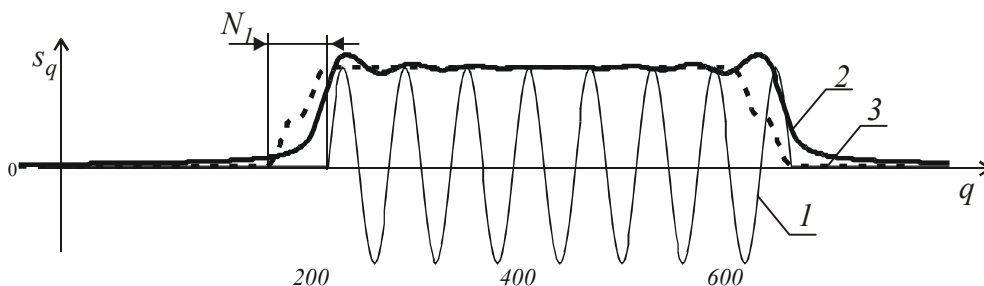


Рисунок 2.20– Визначення огинаючої радіоімпульсу заповненого гармонійним сигналом досліджуваної частоти

Форма вхідного сигналу позначена 1. Огинаюча, знайдена з використанням описаного способу формування ковзного вікна, позначена 2. Результат, отриманий застосуванням ковзного віконного ДПФ, позначено 3. На графіку позначено ширину вікна  $N_1$  для оцінки впливу на час наростання фронту огинаючої радіоімпульсу. Оскільки в синтезованому вікні усереднення спектральної складової проходить за четвертину періоду, то огинаюча 2 точніше відтворює форму прямокутного радіоімпульсу.

Коливання при зміні форми огинаючої можна пояснити ширшою частотною характеристикою синтезованого вікна. Прямокутна форма огинаючої генерує сукупність частот. Амплітуда спектральної складової досліджуваної частоти, визначається за формулою:

$$S_{\text{ДПФ}}(\omega_1) = \frac{1}{2} \int_0^{\omega_{\text{ГР}}} S(\omega) \cdot \text{sinc}(\omega - \omega_1) d\omega, \quad (2.41)$$

де  $S(\omega)$  – спектральна щільність вхідного набору,  $\omega_{\text{ГР}} = N/2 \cdot T$ .

За рахунок комутації при синтезі вікна сусідні спектральні складові модулюються і потрапляють в досліджувану спектральну складову. Тому амплітуду спектральної складової можна описати наступною формулою:

$$Ss(\omega_1) = S_{\text{ДПФ}}(\omega_1) + \frac{1}{2} \int_0^{\omega_{\text{ГР}}} S(\omega) \cdot \sin c\left(\frac{\omega - \omega_1}{4}\right) d\omega. \quad (2.42)$$

Тобто спектральна щільність синтезованого сигналу складається із двох складових. Перша складова містить спектральну щільність досліджуваного сигналу відповідно до ширини вікна. Друга складова визначається комутаційними перенесеннями частот внаслідок дії синтезуючого оператора. Ця складова в чотири рази ширша і в неї проникає більше сторонніх складових.

Для перевірки здатності описаного способу синтезу вікна визначати миттєву амплітуду в сигналі спеціальної форми змодельовано радіоімпульс із експоненціально-затухаючою амплітудою, який описується формулою:

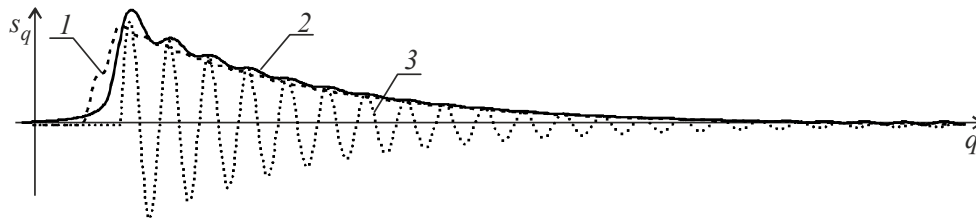
$$s_i = \sin\left(\omega_1 \cdot \frac{i}{N}\right) \cdot e^{-B \cdot \frac{i}{N}} + C \cdot \sin\left(\omega_n \cdot \frac{i}{N}\right), \quad \text{для } i \in [0..N), \quad (2.43)$$

де  $B$  - коефіцієнт затухання експоненти;

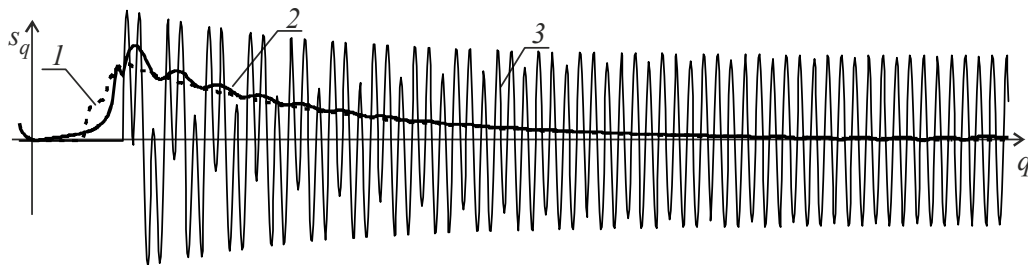


$C$  - амплітуда стороннього сигналу

Результати дослідження форми огинаючої для двох амплітуд наведені на рис.2.21.



а)  $C=0$



б)  $C=1$

Рисунок 2.21– Визначення огинаючої однієї спектральної складової сигналу при експоненціальній зміні його амплітуди

Як видно із наведених результатів дослідження форми огинаючої спектральної складової за допомогою запропонованого методу синтезу сигналу можна покращити роздільну здатність дослідження в часі огинаючої вибраної спектральної складової .

## 2.4 Опрацювання сигналів в ІВС для визначення фазового кута при дослідженні спектрального імпедансу технологічних об'єктів

### 2.4.1 Визначення часової затримки сигналу за допомогою взаємкореляційної функції вхідного сигналу і гармонійних складових синхронного опорного сигналу

Дослідження повздожнього імпедансу системи (рис.2.1 (б)) супроводжується вимірюванням часу затримки збуджуючого сигналу в системі.

Відомі методи дослідження передбачають аналіз перехідної характеристики системи після дії широкосмугового сигналу на вході. Однак при наявності сторонніх завад визначити форму сигналу в перехідному режимі складно.

Відомо, що складне періодичне коливання є комбінацією окремих гармонійних коливань [155]. Кожне із простих періодичних коливань можна відобразити в загальному випадку у вигляді замкненої лінії, а в простішому випадку у вигляді кола. Тому в загальному коливанні є інформація про кут всіх складових векторів. В даному випадку ФМ сигнал містить два коливання, які можна представити двома векторами, як на рис. 2.22

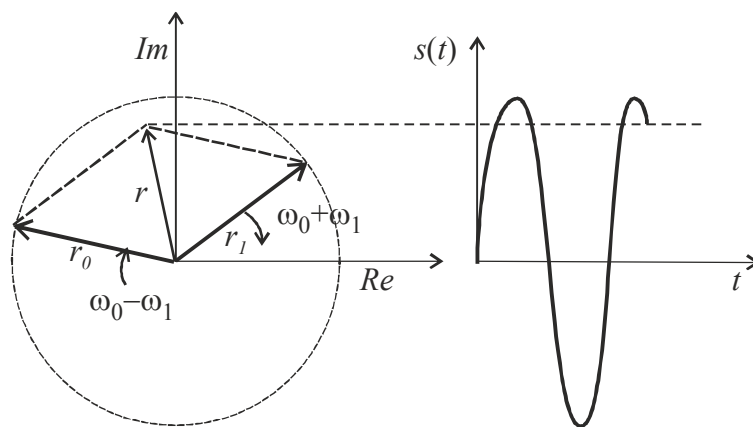


Рисунок 2.22– Геометричне представлення форми ФМ сигналу за допомогою траєкторії рух двох векторів

Фазоманіпульований сигнал формується добутком несучого сигналу на модулюючий сигнал сигналу.

$$s_{\text{ФМ}}(t) = A_m \cdot \left[ 2 \frac{\tau_i}{T} - 1 + 4 \frac{\tau_i}{T} \sum_{k=1}^{\infty} \text{sinc} \left( \frac{k \cdot \omega_1 \cdot \tau_i}{2} \right) \cdot \cos(k \cdot \omega_1 \cdot t) \right] \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \varphi) \quad (2.44)$$

Як вже було сказано, таке коливання можна представити у вигляді суми двох амплітудно-модульованих коливань з несучими частотами  $\omega_0 + \omega_1$  і  $\omega_0 - \omega_1$ . Відповідно, і спектр фазоманіпульованого коливання буде знаходитися сумуванням спектрів двох коливань.

Спектр фазоманіпульованого сигналу і сигналу несучої наведено на рис. 2.23

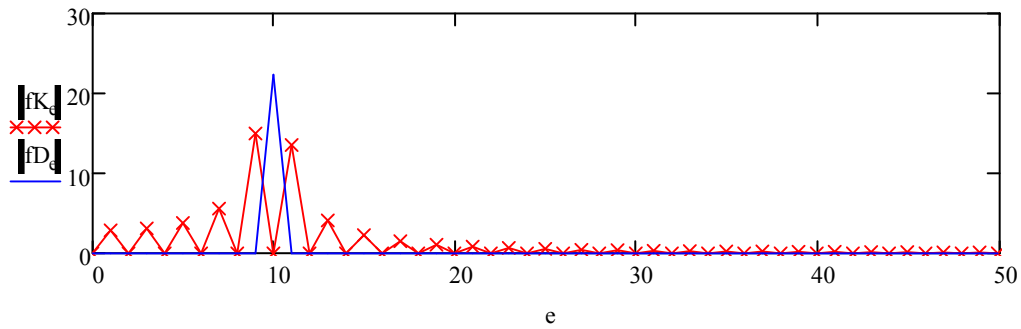


Рисунок 2.23– Спектр фазо-маніпульованого сигналу і сигналу несучої

Використовуючи наявність двох амплітудно-модульованих сигналів в складі ФМ шукаємо ВКФ вхідного сигналу із гармонійними сигналами із частотами  $\omega_0 + \omega_1$  і  $\omega_0 - \omega_1$ .

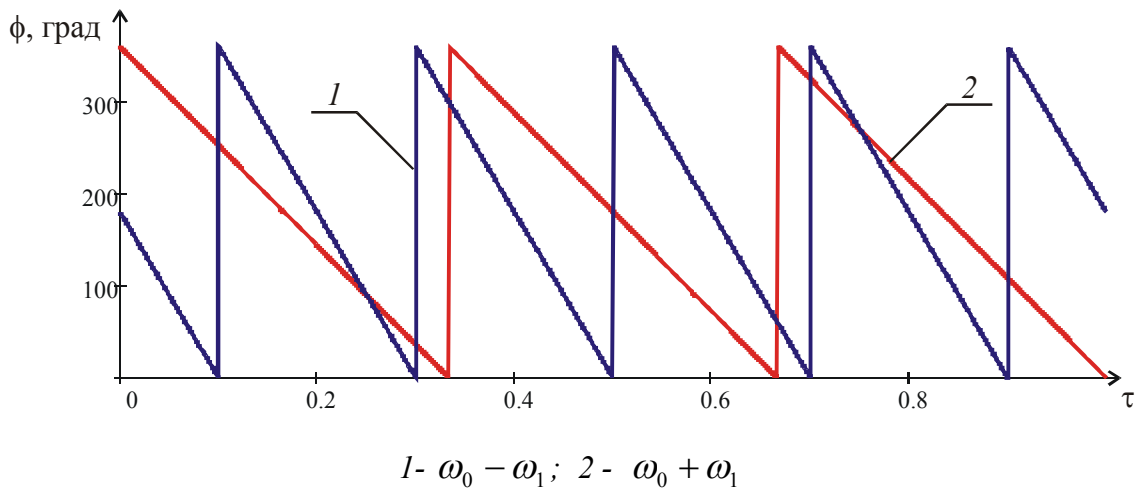


Рисунок 2.24– Кут вектора ВКФ вхідного сигналу із синусоїдальними сигналами із частотами  $\omega_0 - \omega_1$  і  $\omega_0 + \omega_1$

Амплітудно-модульовані сигнали по-суті імпульсно амплітудно-модульовані. При двохбітному кадрі імпульс є симетричним прямокутним. Тому, в його спектрі присутні всі парні гармоніки.

Спектр ВКФ двох сигналів є згортокою їх спектрів. Таким чином ВКФ вхідного сигналу із гармонійним сигналом із частотою  $\omega$ , буде гармонійний сигнал з частотою  $\omega$  і амплітудою, яка визначається спектральною амплітудою вхідного ФМ сигналу на цій частоті.

Взаємна кореляційна функція  $R_{xy}(\tau)$  шукається для вхідного ФМ сигналу  $s(t)$  і опорного гармонійного сигналу  $s_{REF}(t)$ . Одночасно шукаються дві ВКФ,

щоб отримати квадратурні координати фазового кута ВКФ для одного часового зсуву. Частота опорного гармонійного сигналу визначається виразом:

$$\omega = \omega_0 \pm \frac{2}{T_K} \cdot n, \quad (2.45)$$

де  $T_K$  - період кадру;

$n$  - номер гармоніки модулюючого коливання, яке для симетричного прямокутного імпульсу може бути непарним числом 1, 3, 5 тощо.

ВКФ періодичної функції також є періодичною функцією. Як видно із наведеного графіку, вздовж кадру ВКФ має декілька періодів. Кількість періодів залежить від номера гармоніки опорного сигналу. Тому кут ВКФ не дає можливості однозначно встановити час затримки кадру.

Зміну фазового кута кадру при зміні часу його приходу для двох різних частот представлено на рис.2.25

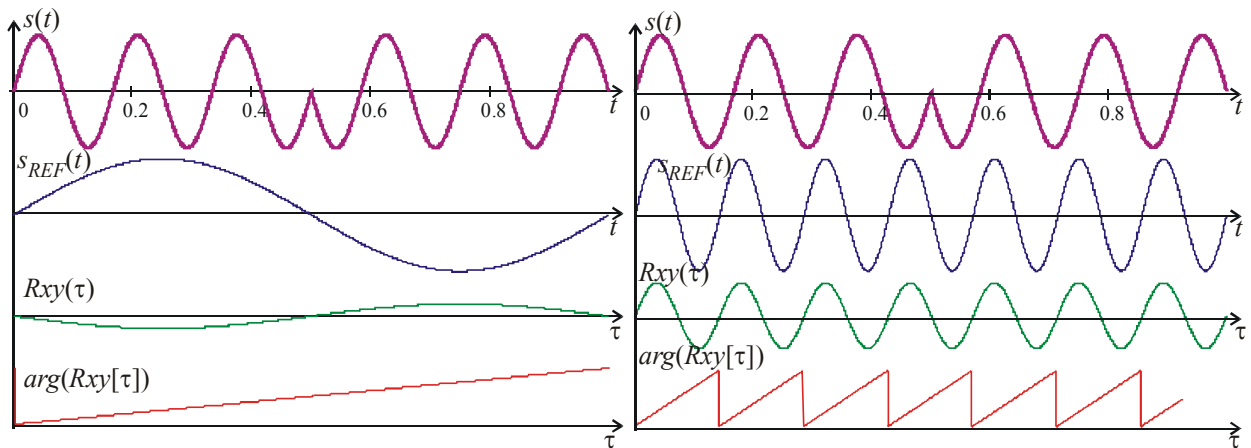


Рисунок 2.25- Визначення фазового кута кадру вхідного сигналу за допомогою ВКФ із гармонійним сигналом

Звичайно, що найпростіше визначити фазовий кут для ВКФ, у якій один період за час кадру. Для цього треба формувати вірцевий сигнал із мінімальною частотою:

$$\omega_{MIN} = \frac{2}{T_K}. \quad (2.46)$$

Однак із віддаленням частоти опорного сигналу від частоти несучої зменшується спектральна амплітуда вхідного сигналу і результат буде сильніше залежати від рівня сторонніх завад. Тому треба шукати час затримки кадру за

значеннями кута ВКФ, отриманих при декількох частотах опорного сигналу із малими номерами гармонік.

Нехай для пошуку часу затримки використовується два опорних сигнали із частотами:

$$\omega_1 = \omega_0 - \frac{2}{T_K}, \quad \omega_2 = \omega_0 + \frac{2}{T_K}. \quad (2.47)$$

Період цих сигналів буде  $T_1 = 2\pi/\omega_1$ ,  $T_2 = 2\pi/\omega_2$ .

При затримці кадру на  $\tau$  буде отримано кути квадратурних ВКФ:

$$\alpha_1 = 2\pi\left(n_1 - \frac{\tau}{T_1}\right), \quad \alpha_2 = 2\pi\left(n_2 - \frac{\tau}{T_2}\right) - \pi, \quad (2.48)$$

де  $n_1, n_2$ - номер періоду, яки триває під час  $\tau$ .

За допомогою цих кутів можна знайти час затримки кадру для кожного із коливань:

$$\tau_1 = -\frac{T_1(\alpha_1 - 2\pi n_1)}{2\pi}, \quad \tau_2 = -\frac{T_2(\pi + \alpha_2 - 2\pi n_2)}{2\pi}. \quad (2.49)$$

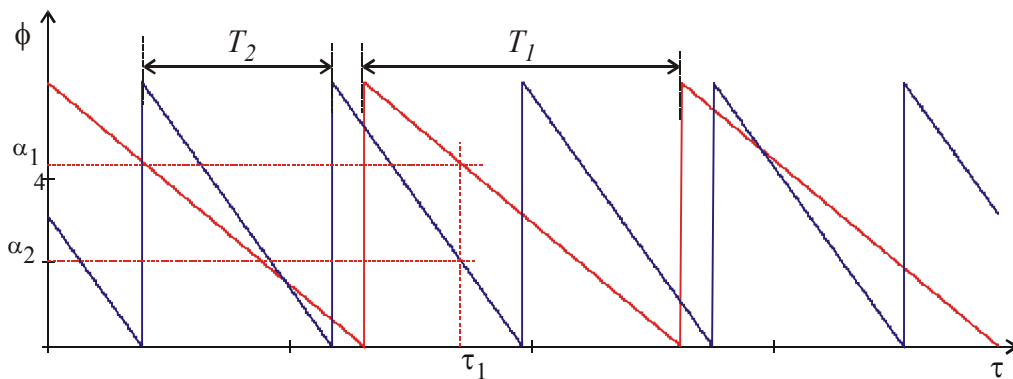


Рисунок 2.26– Пошук затримки кадру за фазовими кутами квадратурних ВКФ

Оскільки кути ВКФ знайдені для одного часу затримки кадру, то прирівнюємо  $\tau_1$  і  $\tau_2$ :

$$\frac{T_1(\alpha_1 - 2\pi n_1)}{2\pi} = \frac{T_2(\pi + \alpha_2 - 2\pi n_2)}{2\pi}. \quad (2.50)$$

В даному випадку є дві невідомі величини  $n_1$  і  $n_2$ . Вимогою пошуку їх значень є виконання рівності і значення мають бути натуральними додатними. Виразивши із рівності один з номерів періоду через інший, отримуємо формулу:

$$n_1(n_2) = \frac{\pi T_2 + T_2 \alpha_2 - T_1 \alpha_1 - 2\pi T_2 n_2}{2\pi T_1}, \quad (2.51)$$

Шукаємо таке значення  $n_2$  із множини натуральних чисел, при яких виконується умова

$$\Delta n_1 = |n_1(n_2) - \langle n_1(n_2) \rangle| \rightarrow \min, \quad (2.52)$$

де  $\langle \rangle$  функція округлення до цілого значення.

Знайшовши номер періоду другої ВКФ, шукається номер періоду першої ВКФ (рис. 2.27)

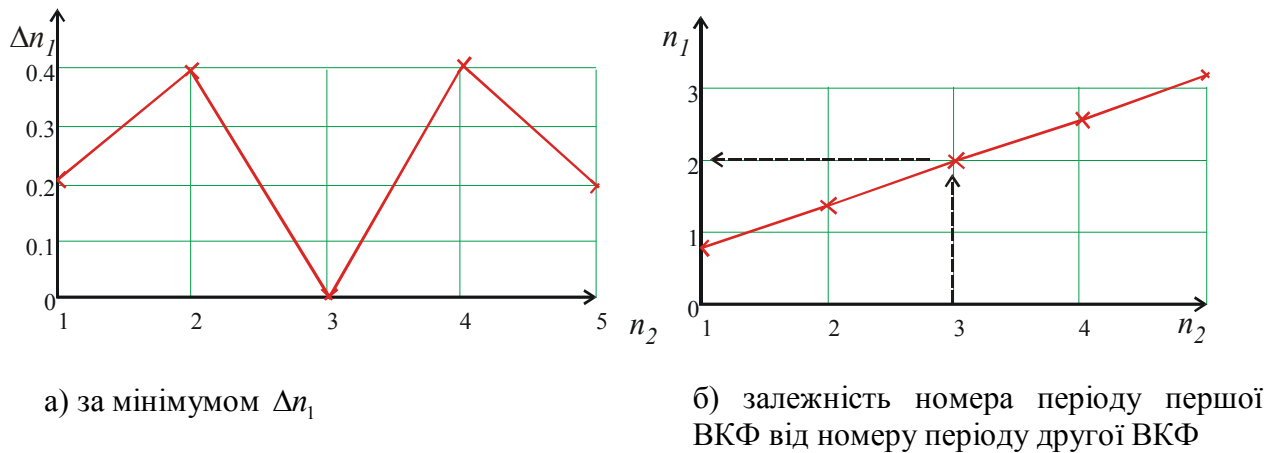


Рисунок 2.27– Визначення номеру періоду другої ВКФ

Знайшовши номер періоду другої ВКФ можна знайти і час затримки кадру за формулою для  $\tau_2$ .

Використання даного методу ускладнене при збільшенні кількості періодів, які формують кадр, особливо при впливі сторонніх завад.

2.4.2 Визначення часової затримки кадру за допомогою обробки квадратурної взаємкореляційної функції вхідного і синхронних опорних сигналів

Сигнал зі скінченною енергією може бути представлений точкою в натуральному, безмежному гільбертовому просторі. Довжина сигнального вектора, що з'єднує початок координат з сигнальною точкою:

$$\|s\| = \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} s(t)^2 dt} = \sqrt{E}. \quad (2.53)$$

Відстань між точками, що представляють сигнал  $s_1(t)$  і  $s_2(t - \tau)$  визначається так:

$$d = \|s_1 - s_2\| = \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} [s_1(t) - s_2(t - \tau)]^2 dt}. \quad (2.54)$$

Використовуючи визначення енергії сигналу і взаємкореляційної функції отримаємо:

$$d^2 = E_1 - 2\sqrt{E_1 \cdot E_2} \cdot r_{12}(\tau) + E_2. \quad (2.55)$$

Згідно із даною формулою  $d^2$  є квадратом сторони трикутника, дві інші сторони якого є  $\sqrt{E_1}$  і  $\sqrt{E_2}$ , утворюють кут  $\alpha$  [156]. Косинус цього кута рівний  $r_{12}(\tau)$ . Кут  $\alpha$  залежить від  $\tau$ . Таким чином, взаємно кореляційна функція характеризує різницю кутів між геометричними образами сигналів.

Один із сигналів приймається опорним. Шукається степінь його відповідності геометричному образу досліджуваного сигналу.

Для створення сигналу із таким геометричним образом, який буде відрізнятися від опорного так, щоб можна було за цією відмінністю встановити часовий зсув сигналу при проходженні його по довгій лінії необхідно синтезувати сигнал.

При проходженні сигналів по довгій лінії, якою є підземний трубопровід, вони сильно згасають. Металевий трубопровід, прокладений під землею є своєрідною підземною антеною для блукаючих струмів, які наводять в його стінках сторонні струми. Тому досліджувані сигнали в підземному трубопроводі окрім згасання потрапляють під вплив сторонніх завад. Методи обробки цих сигналів мають враховувати появу сторонніх випадкових сигналів. Одним із способів виділення сигналів на фоні завад є використання кореляційної обробки. Зважаючи на те, що досліджуваний сигнал проходить по стінках металевого трубопроводу і обробляється в місці його прийому, то використовується аналіз взаємкореляційної функції (ВКФ).

Загально прийнятим способом пошуку часу затримки сигналу за дискретною ВКФ є по-точкове визначення значення ВКФ із пошуком положення

її максимуму. Такий спосіб передбачає значний обсяг обробки. При використанні стаціонарних обчислювачів, такі обчислення не викликають труднощів [157, 158]. Проте в переносних системах доводиться зважати на складність обчислень.

Зменшити цей обсяг і тим самим спростити засоби обробки можна при виборі такої форми АКФ, при якій за будь-яким вимірним значенням  $R_{xx_{вим}}$  можна встановити часовий зсув (рис. 2.28).

Найбільш прийнятною була б така форма ВКФ, при якій визначити час зсуву можна було по відносних значеннях. Оскільки при проходженні сигналу по лінії максимальне значення ВКФ буде мінятися через вплив сторонніх завад.

Через простоту реалізації модулюючий сигнал формується у виді двійкового коду. Критерієм вибору певного коду, серед інших реалізацій є наявність максимальної спектральної складової в ВКФ.

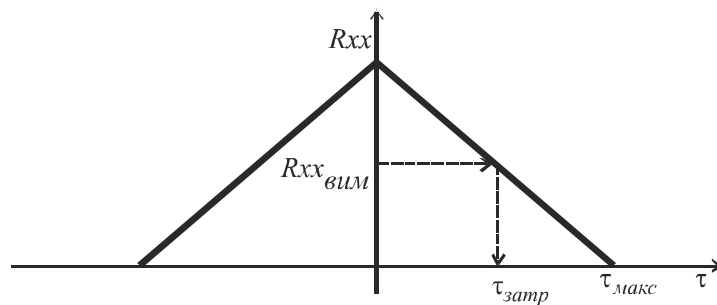


Рисунок 2.28 – Визначення часу затримки поширення сигналу за одним виміром авто кореляційної функції

Для пошуку такої комбінації біт, при якій в ВКФ буде спостерігатися максимальна амплітуда спектральної складової було розроблено алгоритм, який представлено на рис.2.29.

Основою даного алгоритму є пошук такої двійкової послідовності, ВКФ якої буде мати максимальне відношення амплітуди першої гармоніки до всіх інших. Пошук амплітуди гармонік здійснюється після знаходження ВКФ для кожної точки.

В результаті аналізу було встановлено, що двійкова послідовність із максимальним відношенням амплітуди першої гармоніки до амплітуд інших гармонік має прямокутну форму. ВКФ такої двійкової послідовності має форму трикутника. Саме така двійкова послідовність у вигляді сигналу симетричної



прямокутної форми використовується для модуляції сигналу несучої. Модулюючий сигнал прямокутної форми зручно формувати двома бітами 1 і -1.

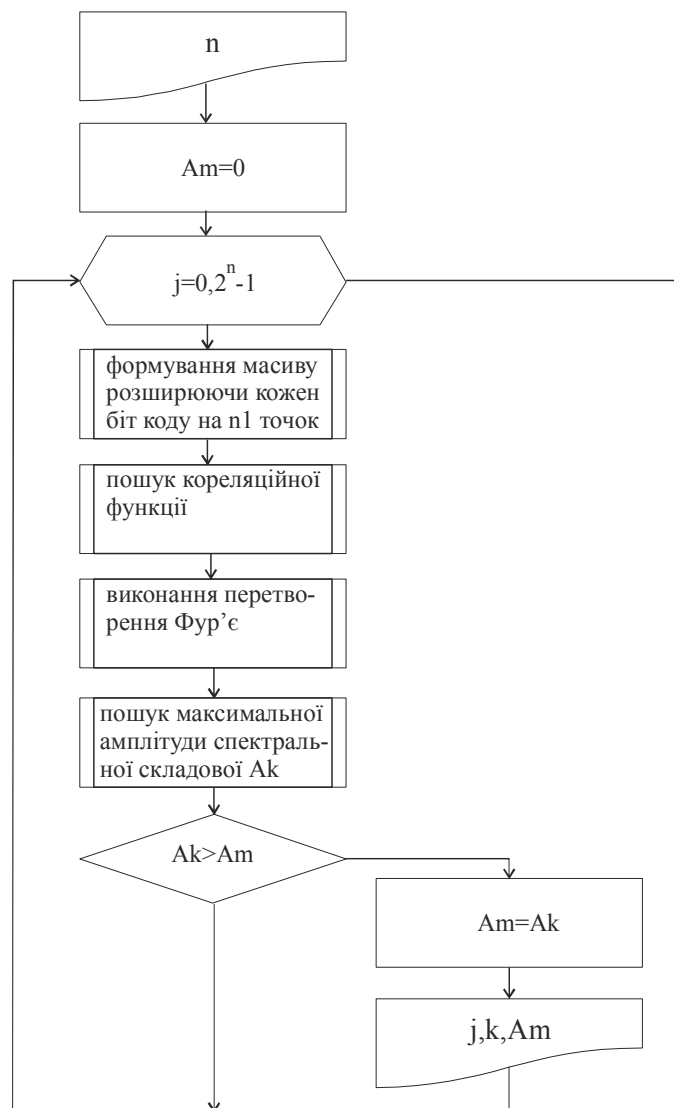


Рисунок 2.29– Алгоритм програми вибору виду двійкової послідовності за заданою формою ВКФ

В такому випадку сигнал, який посиляється в лінію буде визначатися функцією:

$$s_{\phi M}(t) = A_m \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) \cdot \text{sign} \left[ 1 - \frac{\omega_1}{n \cdot 2\pi} \cdot \text{MOD} \left( t, n \cdot \frac{4\pi}{\omega_0} \right) \right], \quad (2.56)$$

де  $A_m$  - амплітуда коливань;

$\omega_0$  - частота коливань;

$\text{sign} \left[ 1 - \frac{\omega_1}{n \cdot 2\pi} \cdot \text{MOD} \left( t, n \cdot \frac{4\pi}{\omega_0} \right) \right]$  - функція, яка набуває значення +1, -1 в

залежності від часу  $t$  і кількості коливань сигналу  $n$  впродовж одного біта.

Форма дослідного сигналу для пошуку часу запізнювання кадру при проходженні по лінії наведена на рис. 2.30.

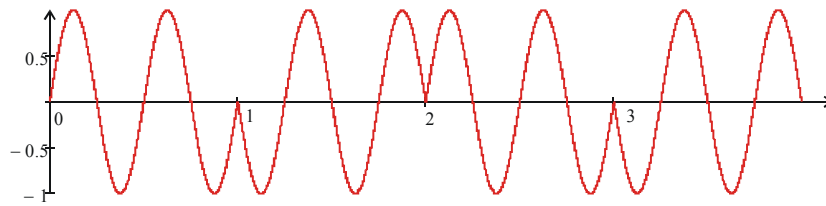
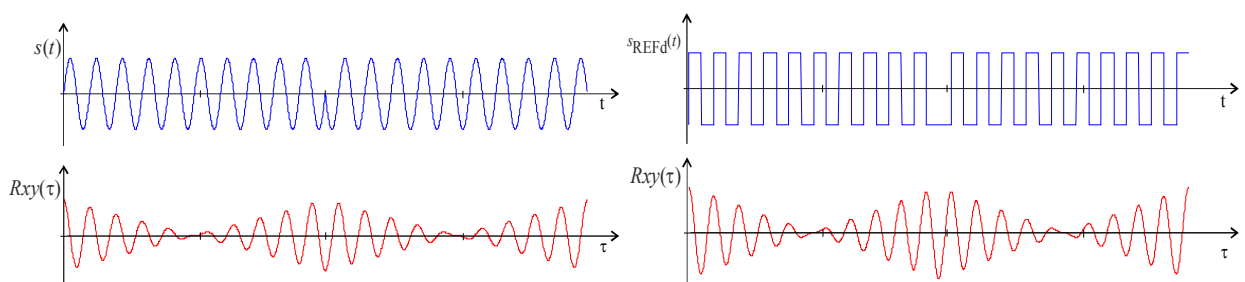


Рисунок 2.30– Форма сигналу для вимірювання часу запізнювання кадру

При дослідженні вхідного ФМ сигналу необхідно визначити зміщення кадру відносно опорного сигналу, отриманого від генератора по радіоканалу. Зміщення кадру для періодичного кадру визначається фазовим кутом. Кадр формується періодом модулюючого сигналу.

В місці дослідження шукається взаємкореляційна функція прийнятого сигналу із взірцевим сигналом, який утворений за тими ж правилами, що й досліджуваний. Тільки у взірцевих сигналах будуть відсутні завади і старт їх формування синхронний із синхронізуючим сигналом від генератора сигналів, переданий по радіоканалу. При цьому, взаємкореляційна функція буде мати інформацію про зсув в часі, при відомому періоді несучого коливання – про фазовий кут.

Взірцеві сигнали можуть формуватися по-різному. Несучі коливання можуть бути як синусоїдальної форми, так і прямокутної. Приклади ВКФ для цих форм наведено на рис.2.31.



а) при синусоїдальній формі несучого сигналу      б) при прямокутній формі несучого сигналу

Рисунок 2.31 – ВКФ ФМ сигналу із взірцевим сигналом

Із наведених графіків видно, що несуче коливання із сигналом не корелює. Інші сигнали корелюють в різній мірі, і тому, можна намагатися виявити інформацію про час зсуву впродовж періоду кореляційної функції.

Розглядаючи один кадр вхідного сигналу як період коливання представимо сигнал геометрично за допомогою вектора. Для побудови положення вершини вектора скористаємось квадратурною складовою ВКФ вхідного сигналу із зміщеним на  $2\pi$  по відношенню до модулюючого, взірцевим сигналом.

Положення вершини вектора ВКФ вхідного сигналу із квадратурним взірцевим сигналом впродовж тривалості кадру зображено на рис.2.32

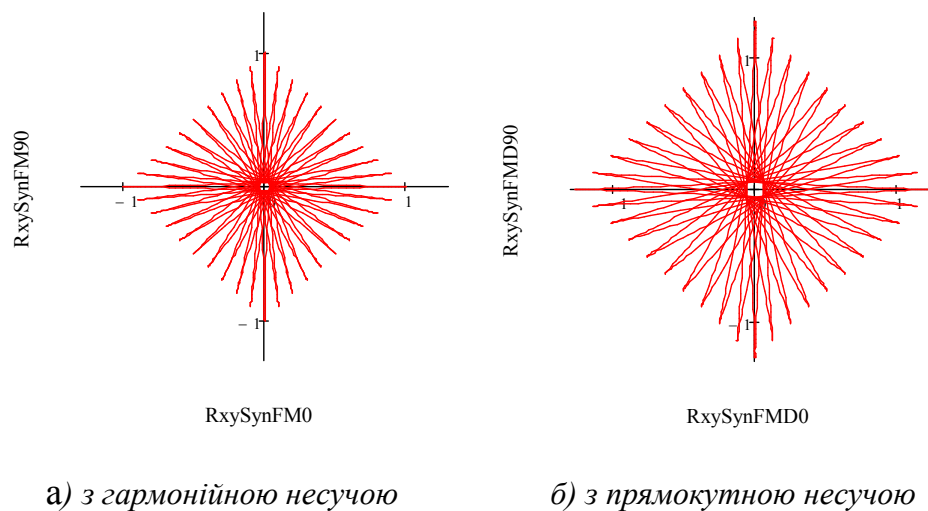


Рисунок 2.32– Положення вершини вектора ВКФ ФМ сигналу

Із наведених графіків видно, що ВКФ описує форму ВКФ сигналу прямокутної форми. Це обумовлено прямокутною формою модулюючого сигналу. При цьому вектор пульсує із частотою несучого сигналу.

Кореляційні функції для гармонійних і дискретних ФМ коливань схожі. При меншій кількості коливань впродовж кадру видно різницю між ними (рис. 2.33).

В даному випадку, внаслідок симетричності ФМ коливання в часі операцію кореляції можна розглядати як згортку. Тому результатом кореляції буде узгоджено фільтрацію вхідного сигналу. Коефіцієнтами узгодженої фільтрації буде взірцевий ФМ сигнал, який має гармонійну чи прямокутну несучу. Прямокутний сигнал має дискретний спектр. Дискретний спектр ширший за спектр гармонійного сигналу. І хоча сигнал прямокутної форми простіше отримати і опрацьовувати, більшу завадозахищеність має гармонійний сигнал.

При використанні гармонійного ФМ сигналу смуга пропускання операції кореляції буде найвужча.

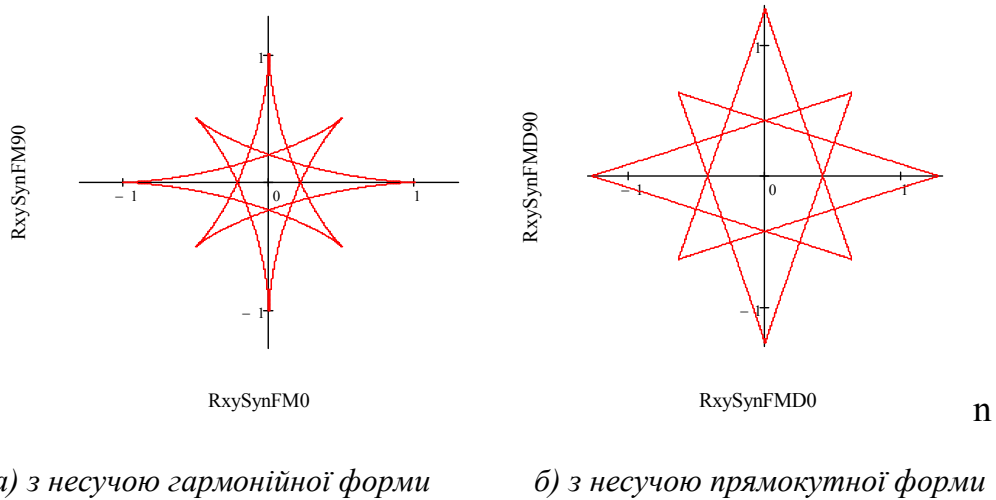


Рисунок 2.33– Траекторія вершини вектора ВКФ ФМ сигналу із сигналами різної форми

Для пошуку фазового кута, який визначає часовий зсув кадру необхідно знайти огинаючу квадратурних ВКФ по кадру ВКФ (рис.2.34).

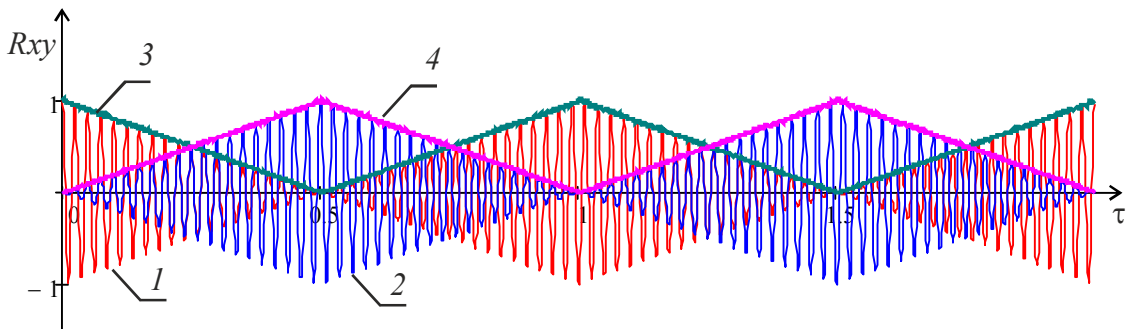


Рисунок 2.34 – ВКФ вхідного ФМ сигналу із квадратурними гармонійними сигналами 1,2 та їх огинаючими 3,4 відповідно.

Огинаючу можна знайти, перетворенням дійсного сигналу ВКФ в аналітичний сигнал за допомогою перетворення Гільберта. Однак, за відсутності представлення в один момент часу всієї ВКФ будемо шукати аналітичний сигнал, представлений однією точкою, яка містить дві координати.

Однією координатою є ВКФ вхідного ФМ сигналу  $s(t)$  із опорним сигналом  $s_{00}(t)$ , який синхронний із генератором. Другою координатою є ВКФ сигналу

$s(t)$  із опорним сигналом зсунутим на  $\pi/2$  по відношенню до несучого сигналу  $s_{90}(t)$ .

Квадратурну компоненту так само шукаємо за допомогою двох координат. Однією координатою цієї компоненти є ВКФ сигналу  $s(t)$  і опорного сигналу зсунутого на  $\pi/2$  по відношенню до модулюючого сигналу  $s_{09}(t)$ . Іншою координатою є ВКФ сигналу  $s(t)$  і опорного сигналу зсунутого на  $\pi/2$  по відношенню до модулюючого сигналу, і ще на  $\pi/2$  по відношенню до несучого сигналу  $s_{99}(t)$ . Положення векторів сигналів, які використані при пошуку координат вектора квадратурної ВКФ наведено на рис.2.35

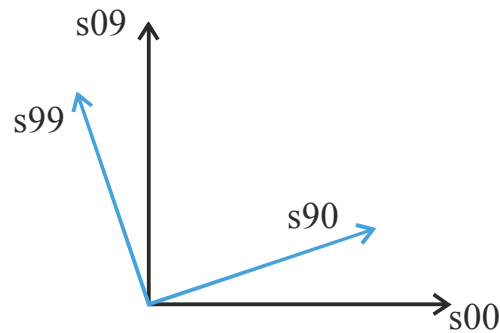


Рисунок 2.35 Положення векторів опорного сигналу для пошуку огинаючої квадратурної ВКФ

Види опорних сигналів, які використовуються для пошуку аналітичного виду квадратурних ВКФ наведено на рис. 2.36.

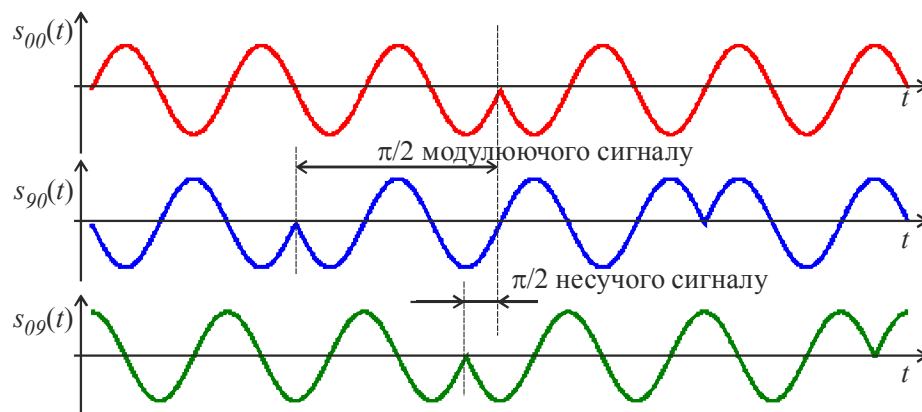


Рисунок 2.36– Опорні сигнали для пошуку ВКФ із вхідним сигналом

Положення вершини вектора квадратурної ВКФ можна знайти за модулями аналітичного сигналу в момент вимірювання за формулою:

$$Rxy_{\tau} = \sqrt{R00_{\tau}^2 + R90_{\tau}^2} + j\sqrt{R09_{\tau}^2 + R99_{\tau}^2}. \quad (2.57)$$

Знак кута визначається знаками окремих складових:

$$\varphi_{\tau} = \begin{cases} \arctg\left(\frac{Im[Rexy_{\tau}]}{Re[Rexy_{\tau}]}\right) & \text{для } Im[Rexy_{\tau}] > 0 \cap Re[Rexy_{\tau}] > 0 \\ \arctg\left(\frac{Im[Rexy_{\tau}]}{Re[Rexy_{\tau}]}\right) + \pi & \text{для } Im[Rexy_{\tau}] > 0 \cap Re[Rexy_{\tau}] < 0 \\ \arctg\left(\frac{Im[Rexy_{\tau}]}{Re[Rexy_{\tau}]}\right) + \pi & \text{для } Im[Rexy_{\tau}] < 0 \cap Re[Rexy_{\tau}] < 0 \\ \arctg\left(\frac{Im[Rexy_{\tau}]}{Re[Rexy_{\tau}]}\right) + 2\pi & \text{інакше} \end{cases} \quad (2.58)$$

Форму огинаючої квадратурної ВКФ наведено на рис. 2.37.

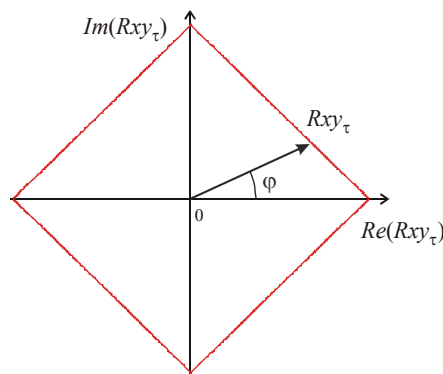
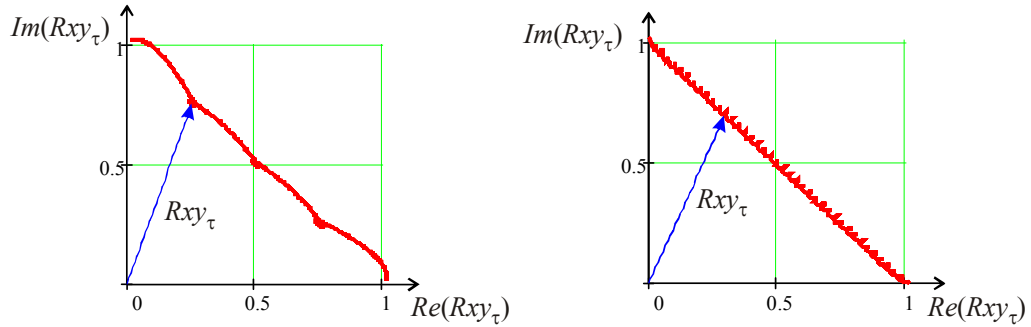


Рисунок 2.37– Представлення вершини вектора огинаючої ВКФ вхідного і опорного сигналів

Таким чином, в залежності від того в якому квадранті знаходить вектор  $Rxy_{\tau}$ , його кут можна визначити за результатами вимірювання чотирьох ВКФ для одного моменту часу.

При малій кількості періодів на біт кадру спостерігаються нелінійності у формі огинаючої ВКФ. На рис. 2.38 наведено фрагмент огинаючої ВКФ вхідного ФМ сигналу і опорного сигналу із несучим сигналом гармонійної форми.



а) для чотирьох періодів на біт

б) для 40 періодів на біт

Рисунок 2.38– Вигляд огинаючої ВКФ

З наведеного графіку видно, що при малій кількості періодів, які формують один кадр ФМ сигналу буде незначна похибка у визначенні фазового кута періодичної послідовності. При більшій кількості періодів похибка зменшується.

Отже, використовуючи коефіцієнти кореляції чотирьох сигналів, отриманих синхронно, визначається фазовий зсув пакету імпульсів, несучою частотою якого є опрацьовуване для даного імпедансу значення.

Для визначення кута зсуву за допомогою чотирьох коефіцієнтів кореляції шукаються дві ортогональні складові.

Горизонтальна складова вектора модульованого коливання шукається за формулою:

$$Rr_{\tau} = \sqrt{R00_{\tau}^2 + R90_{\tau}^2} - \sqrt{R09_{\tau}^2 + R99_{\tau}^2}. \quad (2.59)$$

Вертикальна складова шукається за формулою:

$$Ri_{\tau} = \sqrt{(R90_{\tau} + R99_{\tau})^2 + (R00_{\tau} + R09_{\tau})^2} - \sqrt{(R00_{\tau} - R09_{\tau})^2 + (R90_{\tau} - R99_{\tau})^2}. \quad (2.60)$$

Залежність кожного із векторів від часу затримки кадру в межах одного періоду наведена на рис. 2.39

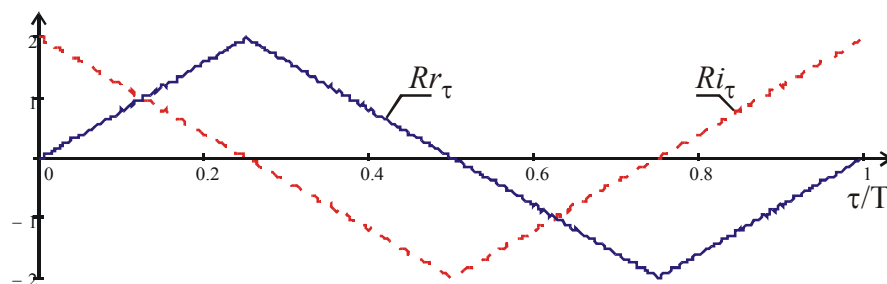
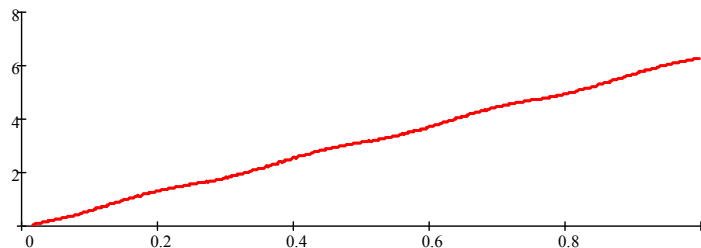


Рисунок 2.39– Залежність квадратурних складових кореляційного вектора при різній затримці кадру

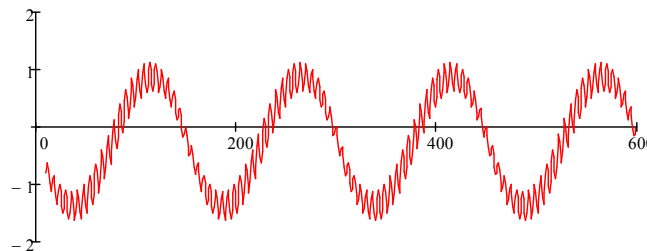
Максимальна амплітуда залежить від амплітуди вхідного сигналу. Використовуючи знайдені вектори можна знайти кут вектора, який відповідає куту затримки кадру і шукається за формулою:

$$\varphi_{c_{\tau}} = \phi(Rr_{\tau}, Ri_{\tau}). \quad (2.61)$$

Вигляд залежності кута затримки наведено на рис.2.40.



а) залежність кута від часу затримки



б) відносна похибка визначення затримки

Рисунок 2.40– Вигляд залежності кута кореляційного вектора між часом затримки кадру

В даному випадку видно, що при визначенні кута при різних затримках виникає нелінійність, яка складає близько  $\pm 1\%$ .

Збільшити точність визначення кута для різного часу затримки кадру можна, поєднавши результати дослідження пари гармонійних сигналів, які формують фазо-маніпульований сигнал і результати дослідження за допомогою коефіцієнтів кореляції.

Кут, отриманий за допомогою коефіцієнтів кореляції використовується як дорадчий при пошуку кількості цілих періодів затримки кожного із двох гармонійних коливань.



Для кожного із цих коливань шукаються свої квадратурні коефіцієнти кореляції. Коефіцієнти кореляції вхідного сигналу  $x_i$  із першим коливанням шукаються за формулами:

$$R1rxy_\tau = \sum_{i=0}^{N-1} x_{i+\tau} \cdot \sin\left(2 \cdot \pi \cdot \left[f - \frac{1}{T_k}\right] \cdot \frac{i}{N}\right), \quad (2.62)$$

$$R1ixy_\tau = \sum_{i=0}^{N-1} x_{i+\tau} \cdot \sin\left(2 \cdot \pi \cdot \left[f - \frac{1}{T_k}\right] \cdot \frac{i}{N} + \frac{\pi}{2}\right), \quad (2.63)$$

де  $f$  - частота несучого коливання,

$T_k$  - тривалість кадру.

Коефіцієнти кореляції із другим сигналом шукаються за формулами:

$$R2rxy_\tau = \sum_{i=0}^{N-1} x_{i+\tau} \cdot \sin\left(2 \cdot \pi \cdot \left[f + \frac{1}{T_k}\right] \cdot \frac{i}{N}\right), \quad (2.64)$$

$$R2ixy_\tau = \sum_{i=0}^{N-1} x_{i+\tau} \cdot \sin\left(2 \cdot \pi \cdot \left[f + \frac{1}{T_k}\right] \cdot \frac{i}{N} + \frac{\pi}{2}\right), \quad (2.65)$$

В подальшому, за допомогою двох квадратурних складових шукається кут вибраного сигналу який залежить від часу затримки кадру. Кути шукаються за формулами:

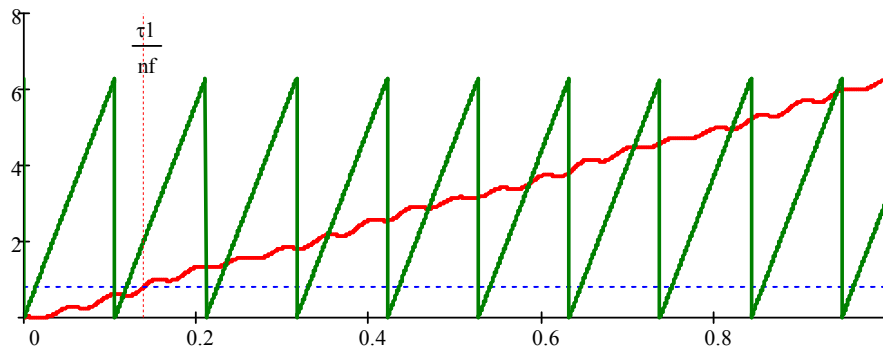
$$\begin{aligned} \varphi1_\tau &= 2 \cdot \pi - \phi(R1rxy_\tau, R1ixy_\tau), \\ \varphi2_\tau &= \begin{cases} \pi - \phi(R2rxy_\tau, R2ixy_\tau) & \text{для } \pi - \phi(R2rxy_\tau, R2ixy_\tau) > 0 \\ 3\pi - \phi(R2rxy_\tau, R2ixy_\tau) & \text{інакше} \end{cases} \end{aligned} \quad (2.66)$$

Залежність кута кожного із сигналів по відношенню до часу затримки кадру, разом із кутом затримки кадру наведено на рис. 2.41.

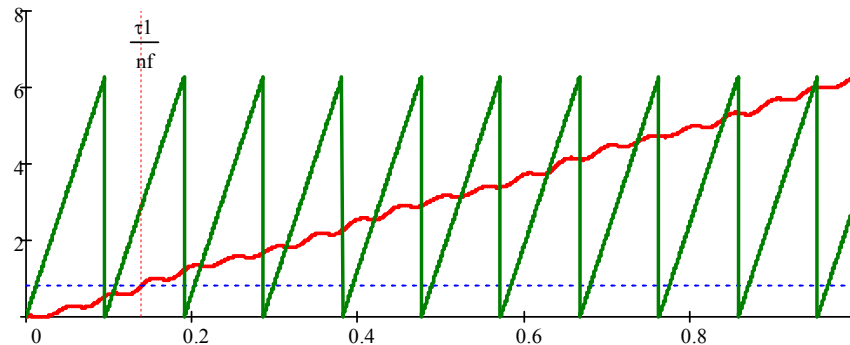
На діаграмі наведено результат розрахунку фазового кута сигналів при тривалості кадру  $2c$  і частоті несучого сигналу 10 Гц. Як видно із наведених

діаграм, перший сигнал має частоту  $f1 = f - \frac{1}{T_k} = 10 - \frac{1}{2} = 9,5$ , а другий –

$$f2 = f + \frac{1}{T_k} = 10 + \frac{1}{2} = 10,5.$$



а) перший сигнал



б) другий сигнал

Рисунок 2.41–Фазовий кут сигналів в залежності від затримки кадру

Пошук кількості цілих періодів від початку кадру до значення, отриманого в результаті вимірювання проходить за допомогою формул:

$$nx1_{\tau} = \left\langle \frac{\varphi c_{\tau} \cdot n1}{2\pi} \right\rangle, \quad nx2_{\tau} = \left\langle \frac{\varphi c_{\tau} \cdot n2}{2\pi} \right\rangle, \quad (2.67)$$

де  $n1$ ,  $n2$  - кількість періодів відповідного сигналу в кадрі;

$\langle \rangle$  - операція округлення до цілого значення.

Час затримки за коефіцієнтами кореляції визначається формулою:

$$T_{c_{\tau}} = \frac{\varphi c_{\tau}}{2\pi} \cdot T_k. \quad (2.68)$$

Після цього шукається попередній час затримки кожного із сигналів за формулами:

$$T1_{\tau} = T_k \cdot \frac{\varphi1_{\tau} + 2\pi \cdot nx1_{\tau}}{2\pi \cdot n1}, \quad T2_{\tau} = T_k \cdot \frac{\varphi2_{\tau} + 2\pi \cdot nx2_{\tau}}{2\pi \cdot n2}. \quad (2.69)$$

Оскільки  $\varphi c_{\tau}$  нелінійний, то часи потребують корекції, яка проходить за наступним алгоритмом:

$$\text{якщо } (T1_{\tau} > Tc_{\tau}) \wedge (T2_{\tau} > Tc_{\tau}), \text{ то } T2_{\tau} = T_k \cdot \frac{\varphi 2_{\tau} + 2\pi \cdot (nx 2_{\tau} - 1)}{2\pi \cdot n2}, \quad (2.70)$$

$$\text{якщо } (T1_{\tau} < Tc_{\tau}) \wedge (T2_{\tau} < Tc_{\tau}), \text{ то } T2_{\tau} = T_k \cdot \frac{\varphi 2_{\tau} + 2\pi \cdot (nx 2_{\tau} + 1)}{2\pi \cdot n2},$$

якщо  $|Tc_{\tau} - T1_{\tau}| < |Tc_{\tau} - T2_{\tau}|$ , то  $T\tau = T1_{\tau}$ , інакше  $T\tau = T2_{\tau}$ .

Після проведення обчислень за описаною методикою було знайдено похибку вимірювання часу затримки кадру за формулою:

$$\delta\tau = \frac{T\tau - \tau}{\tau} \cdot 100\%, \quad (2.71)$$

де  $\tau$  - дискретне значення затримки кадру.

За результатами дослідження встановлено, що алгоритмічно вдалося звести похибку вимірювання часу до нуля

Таким чином, шукається інтегральна затримка досліджуваного сигналу на великих ділянках. Для дослідження диференційних затримок сигналу, які можна знайти на коротких ділянках при дослідженні струму в підземному трубопроводі використовуються методи пошуку малих фазових зсувів, які виникають через скінчену швидкість поширення сигналу.

## 2.5 Висновки до розділу

Розроблено підхід до багатопараметричного оцінювання стану об'єкта. Запропоновано використовувати для оцінки стану об'єкта набір спектральних оцінок взаємодії об'єкта із збуджуючим сигналом.

Розроблено метод опрацювання сигналів при визначенні його амплітуди на основі декомпозиції дискретизованих даних із використанням пари гармонійних коливань, що дало можливість усунути вплив витікання спектру при відхиленні кратності частоти корисного сигналу і частоти дискретизації, а також дозволило визначати частоту сторонніх стаціонарних сигналів і, вводячи їх в модель, усувати їх вплив на результати вимірювання пошукових сигналів, та в кінцевому результаті, зменшити похибку вимірювання амплітуди пошукового сигналу на досліджуваній частоті.

Розроблено метод опрацювання сигналу, отриманого в режимі вільних коливань за допомогою параметричної апроксимації, що дало можливість виділити сукупність гармонійних затухаючих коливань і оцінити їх коефіцієнт затухання в режимі вільних коливань, які несуть в собі інформацію про властивість об'єкта і важливі при дослідженні його стану.

Розроблено метод оцінювання короткочасних спектральних складових сигналу на основі синтезу форми за фрагментом періоду досліджуваного сигналу, що дало можливість збільшити інформативність сигналу і виділяти окремі спектральні складові із коротких реалізацій коливальних процесів.

Розроблено метод визначення часу поширення сигналу по досліджуваному середовищі із використанням фазоманіпульованого сигналу з використанням набору коефіцієнтів взаємної кореляції, що дало можливість створити ІВС опрацювання зашумлених сигналів

Результати роботи над даним розділом викладені в публікаціях [136, 141, 147, 148, 154, 157, 158]

### 3 ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНІ СИСТЕМИ ОПРАЦЮВАННЯ СИГНАЛІВ ІЗ КУСКОВО-ЛІНІЙНОЮ ЗМІНОЮ ФАЗИ В ЛІНІЯХ ІЗ РОЗПОДІЛЕНИМИ ПАРАМЕТРАМИ

#### 3.1 Розробка методу визначення перехідного імпедансу ізоляційного покриття ділянки підземного трубопроводу

Трубопровід прокладений в ґрунті є лінією із розподіленими параметрами. Відомо, що лінію із розподіленими параметрами можна представити у виді повздовжніх елементів опору і індуктивності та поперечних – ємності та провідності [159]. Додатково до вказаних можна розглядати ще опір від елементарної ділянки до точки дренажу (рис.3.1 (а)). Така схема легко може бути перетворена до виду (рис.3.1 (б)).

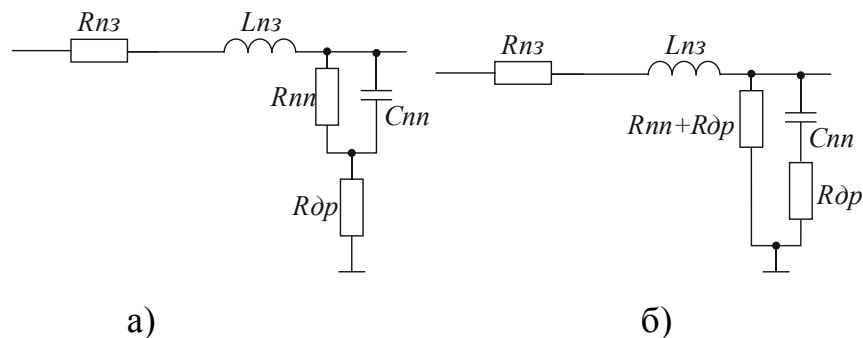


Рисунок 3.1– Схема заміщення ділянки поверхні трубопроводу, оточеного електролітом

Вся ділянка трубопроводу може бути представлена множиною таких схем, включених послідовно [160].

Перехідний опір ізоляційного покриття залежить від його будови. Кожна із ділянок поблизу металевого трубопроводу має свої електричні властивості (рис. 3.2).

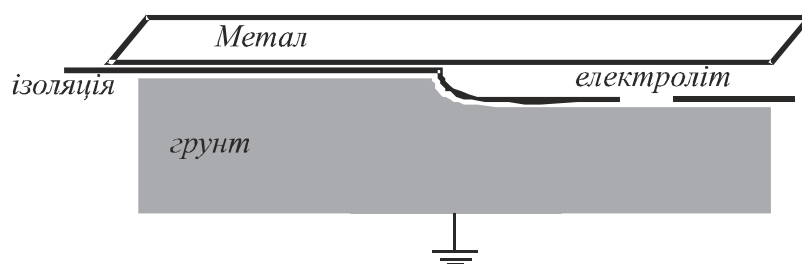


Рисунок 3.2– Рисунок Схематичне представлення поверхні із різним станом ізоляції

Існують схеми заміщення електричних параметрів ізоляційного покриття, які описують різні поєднання суцільності покриття і наявності електроліту, що заповнює порожнечу поблизу металу труби.

При відсутності пошкоджень покриття перехідний опір описується опором ізоляції  $R_{із}$ , ємністю поверхні  $C_n$  і опором ґрунту  $R_{гп}$  (рис. 3.3)

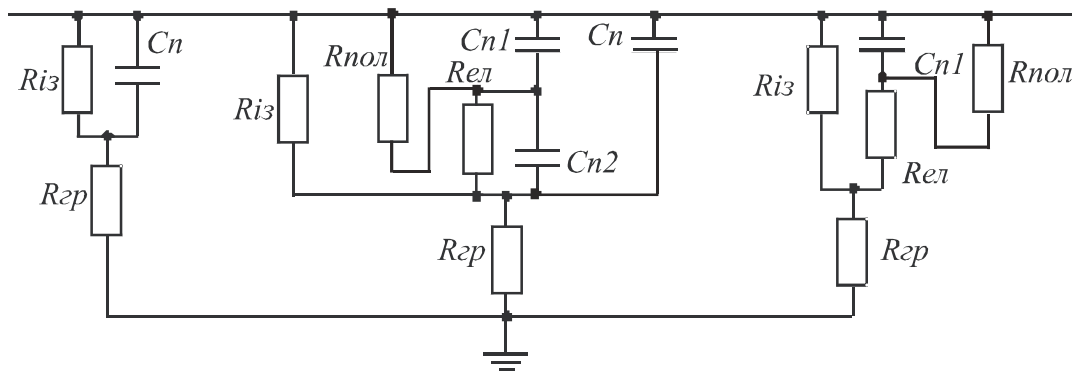


Рисунок 3.3—Варіанти схем заміщення електричних параметрів ділянки поверхні із різним станом ізоляції

Якщо покриття пошкоджене, то електроліт через невеликий отвір поступає безпосередньо до металу труби і при відшарованому покритті утворюється шарувата структура із металу, електроліту, ізоляційного покриття і ґрунту. Така шарувата структура може описуватися додатково опором електроліту  $R_{ел}$ , ємністю подвійного електролітичного шару на границі метал електроліт  $C_{n1}$ , ємністю подвійного електролітичного шару на границі ґрунт-електроліт  $C_{n2}$  і поляризаційним опором електрохімічних реакцій на границі метал електроліт  $R_{пол}$ .

При значних втратах суцільності ізоляційного покриття перехідний опір буде визначатися опором електроліту і поляризаційним опором.

Вплив металевої стінки трубопроводу на електричний сигнал описують телеграфними рівняннями. При цьому треба знати відповідні електричні параметри. Ці параметри залежать як від властивостей металу так і від властивостей оточуючого ґрунту. В сухому ґрунті, і взагалі, при зміні умов проведення експериментів змінюються і результати вимірювання перехідного опору.

Вже було зазначено, що ділянка трубопроводу може описуватися еквівалентною електричною схемою. Проте описати всі її складові елементи не

вдається. Більшість із них визначаються розрахунково. Для встановлення номіналів елементів в схемі заміщення використовуються методи імпедансної спектроскопії.

Експериментальне визначення перехідного імпедансу ізоляційного покриття на ділянці підземного трубопроводу проводиться за формулою:

$$Z(\omega) = \frac{U(\omega)}{J(\omega)}, \quad (3.1)$$

де  $U(\omega)$  - комплексне значення різниці потенціалів між поверхнею ділянки трубопроводу і ґрунтом;

$J(\omega)$ - комплексне значення густини струму через досліджувану ділянку ізоляційного покриття.

Густину струму через ділянку ізоляційного покриття можна визначити знаючи втрату струму і площу поверхні цієї ділянки трубопроводу:

$$J(\omega) = \frac{dI(\omega)}{dx}. \quad (3.2)$$

Схема вимірювання вказаних параметрів наведена на рис.3.4

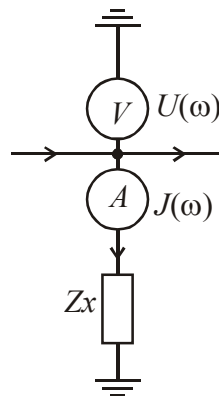


Рисунок 3.4– Схема вимірювання електричних параметрів для визначення перехідного імпедансу ділянки металевого трубопроводу, оточеного ґрунтом

Вимірювання сказаних величин в трубопроводі, заглибленому в ґрунті, викликає певні труднощі, оскільки немає прямого доступу до елементів схеми.

Втрата струму в здовж трубопроводу визначається за різницею струмів на сусідніх ділянках:

$$dI(\omega) = I_2^*(\omega) - I_1^*(\omega). \quad (3.3)$$

Струм в підземному трубопроводі визначається дистанційно. Отже, визначивши струм на сусідніх ділянках трубопроводу  $I_1(\omega)$  і  $I_2(\omega)$ , визначається втрата струму через ізоляційне покриття на ділянці між вимірами. Знаючи площу покриття на досліджуваній ділянці визначається густина струму, що втратився через ізоляційне покриття. Вимірювання струмів на ділянках можна провести за допомогою умовних амперметрів  $A_1$ ,  $A_2$ . При цьому вимірювання струму проходиться для схеми рис.3.5 а

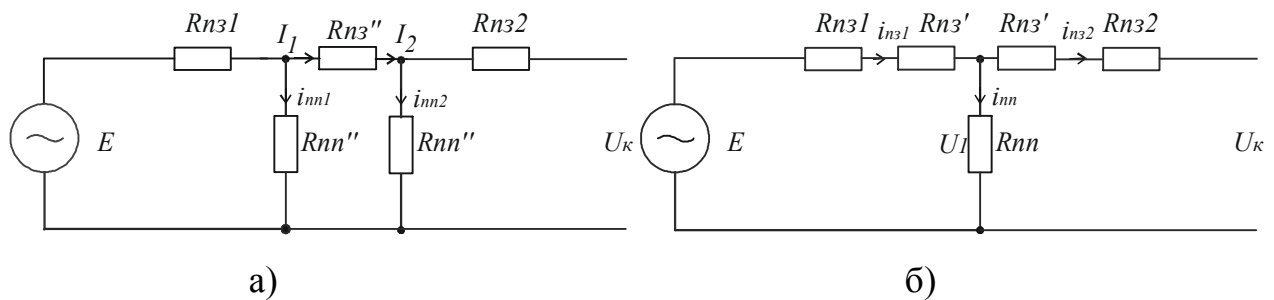


Рисунок 3.5– Перетворення схеми для вимірювання струму

На схемі вимірювання струмів  $i_{n31}$ ,  $i_{n32}$  поздовжні опори трубопроводу представлені резисторами  $Rn31$ ,  $Rn32$  на ділянках до і після досліджуваної ділянки. Резистори  $Rn3''$  – описують опір ділянки трубопроводу між досліджуваними ділянками, резистор  $Rnn''$  – перехідний опір між трубопроводом і ґрунтом.

Перетворивши схему включення резисторів з трикутника в зірку отримаємо еквівалентну схему із перехідним опором представленим резистором  $Rnn$ , імпеданс якого і шукається. Цей еквівалентний резистор описує перехідний імпеданс посередині досліджуваної ділянки.

Таким чином, остаточна схема вимірювань напруги і струмів на ділянці трубопроводу наведена на рис.3.6

З наведеного рис. 3.6 видно, що напруга на досліджуваній ділянці трубопроводу визначається за результатами розрахунку із рівняння. Струм на ділянці визначається за результатами вимірювання безпосередньо на границях досліджуваної ділянки.



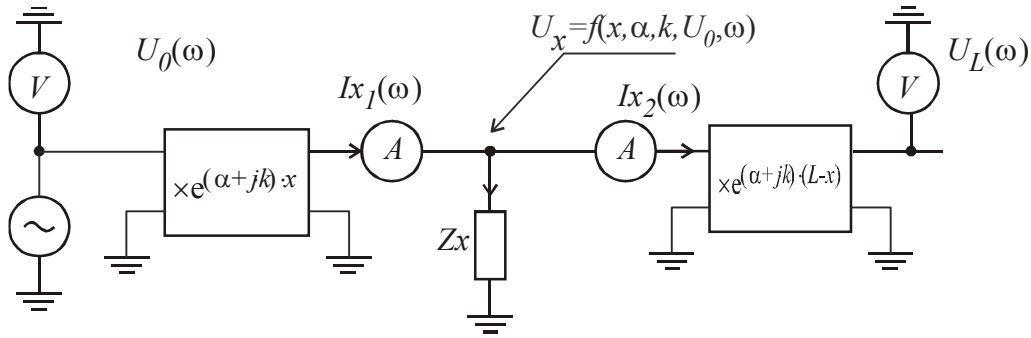


Рисунок 3.6—Схема вимірювань при дослідженні перехідного імпедансу ділянки трубопроводу оточеного ґрунтом

### 3.2 Дослідження фізичних основ поширення сигналу в довгих лініях із розподіленими параметрами із втратами

3.2.1 Модель заміщення розподілених електричних параметрів підземного металевого трубопроводу

Металевий трубопровід в ґрунті утворює електричну лінію передачі. Приєднане до лінії передачі джерело сигналу формує електромагнітну хвилю. Строго монохроматична хвиля описується функцією напруги:

$$u = U_0 \cdot \cos(\omega t - kx + \varphi), \quad (3.4)$$

де  $\omega$  - частота хвилі;  
 $k$  - хвилеве число;  
 $\varphi$  - фазовий кут коливання.

Якщо прийняти фазовий кут рівний 0, то коливання в точці хвилеводу  $x$  буде визначатися:

$$u = U_0 \cdot \cos(\omega t - kx). \quad (3.5)$$

Хвилеве число поширення хвилі в середовищі залежить від фазової швидкості:

$$k = \frac{\omega}{v_\varphi}. \quad (3.6)$$

Фазова швидкість електромагнітної незатухаючої хвилі в середовищі визначається за формулою:

$$v_\varphi = c \cdot \frac{1}{\sqrt{\varepsilon \cdot \mu}}, \quad (3.7)$$

де  $c$  - швидкість світла,

$\frac{1}{\sqrt{\varepsilon' \cdot \mu'}}$  - відносний коефіцієнт швидкості світла в середовищі із

діелектричною проникністю  $\varepsilon' = \varepsilon \cdot \varepsilon_0$  і магнітною проникністю  $\mu' = \mu \cdot \mu_0$ .

В загальному випадку швидкість поширення є комплексною величиною, тому і хвилеве число для гармонійної хвилі в середовищі описується хвилевим вектором за наступною формулою [161]

$$k^2 = \frac{\omega^2 \cdot \varepsilon \cdot \mu}{c^2} \left( 1 + j \frac{4 \cdot \pi \cdot g}{\omega \cdot \varepsilon} \right), \quad (3.8)$$

де  $g$  - питома провідність середовища.

Ця формула окрім швидкості враховує напрям поширення хвилі за рахунок провідності середовища.

При великій питомій провідності середовища  $\frac{4 \cdot \pi \cdot g}{\omega \cdot \varepsilon} \gg 1$  і основне значення будуть мати струми провідності, а хвилевий вектор наближено можна описати так:

$$k^2 \approx j \frac{4 \cdot \pi \cdot g \cdot \omega \cdot \mu}{c^2}. \quad (3.9)$$

Квадрат хвильового числа виявляється уявною величиною. У випадку малої питомої провідності хвилевий вектор можна описати:

$$k^2 = \frac{\omega^2 \cdot \varepsilon \cdot \mu}{c^2}. \quad (3.10)$$

В цьому випадку будуть переважати струми зміщення.

В гірських породах на частотах до десятків тисяч герц більше значення мають струми провідності [162]. В області високих частот більший вплив мають струми зміщення.

Модуль хвильового вектора визначає хвилеве число:

$$k = \frac{\omega}{c} \sqrt{\mu} \cdot \sqrt[4]{\varepsilon^2 - \frac{16\pi^2 g^2}{\omega^2}}. \quad (3.11)$$

Таким чином, маючи електричні параметри середовища можна визначити хвилеве число, і за ним визначити затримку поширення хвилі в середовищі. За відсутності відомостей про електричні параметри середовища хвилеве число доведеться вимірювати безпосередньо за часом поширення хвилі.

В довгій лінії хвилеве число можна знайти знаючи розподілені параметри лінії.

Трубопровід вважають однорідною електричною лінією із розподіленими параметрами рис.3.7.

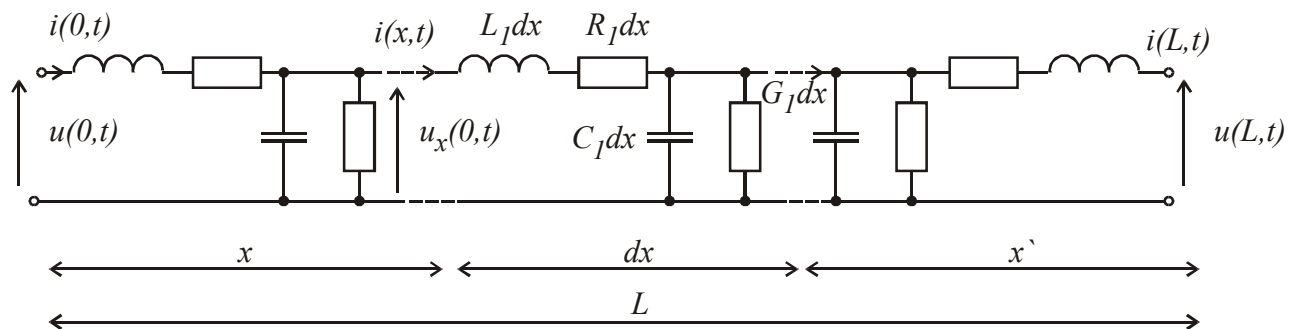


Рисунок 3.7 - Модель ділянки однорідної лінії із розподіленими параметрами

Згідно теорії однорідних ліній напругу в будь-якій точці лінії і струм в ній можна описати парою диференціальних рівнянь [163]:

$$-\frac{\partial i}{\partial x} = G_1 \cdot u + C_1 \frac{\partial u}{\partial t}, \quad (3.12)$$

$$-\frac{\partial u}{\partial x} = R_1 \cdot i + L_1 \frac{\partial i}{\partial t}.$$

Розв'язком цих рівнянь для випадку сигналу гармонійної форми є функції

$$U(x) = A_1 e^{-\gamma x} + A_2 e^{\gamma x};$$

$$I(x) = \frac{A_1 e^{-\gamma x}}{Z_{XB}} + \frac{A_2 e^{\gamma x}}{Z_{XB}},$$

де  $A_1, A_2$  - амплітуди падаючої і відбитої хвилі;

$\gamma$  - коефіцієнт поширення;

$Z_{XB}$  - хвилевий опір лінії.

Коефіцієнт поширення визначається за формулою:

$$\gamma = \pm \sqrt{(R_0 + j\omega L_0)(G_0 + j\omega C_0)}, \quad (3.13)$$

де  $R_0, L_0, G_0, C_0$  - параметри лінії.

Коефіцієнт поширення зручно представити у вигляді комплексного числа за допомогою формули:

$$\gamma = \pm(\alpha + jk), \quad (3.14)$$

де  $\alpha$  - коефіцієнт згасання.

Хвильовий опір шукається за формулою:

$$Z_{XB} = \sqrt{\frac{(R_0 + j\omega L_0)}{(G_0 + j\omega C_0)}}. \quad (3.15)$$

Як видно з рівняння, напруга в будь-якій точці лінії визначається амплітудами сигналів на двох кінцях, координатою і коефіцієнтом поширення, який залежить від параметрів лінії і частоти. Знаючи частоту, координату точки вимірювання, параметри лінії і амплітуди сигналів на кінцях лінії можна розрахувати напругу в будь-якій точці лінії.

Оскільки в трубопроводі сигнал сильно згасає, то відбитою хвилею можна нехтувати. Напруга на відстані  $x$  від початку лінії, на основі рівняння для довгої лінії шукається за формулою:

$$\tilde{U} = U_0 \cdot e^{j\omega t - \gamma x}. \quad (3.16)$$

Для лінії коефіцієнт згасання визначається наступною формулою:

$$\alpha = \pm \sqrt{\frac{1}{2}(G_0 R_0 - \omega^2 L_0 C_0) + \frac{1}{2} \sqrt{(R_0^2 + \omega^2 L_0^2)(G_0^2 + \omega^2 C_0^2)}}. \quad (3.17)$$

Хвильове число в загальному випадку визначається такою формулою:

$$k_{\text{Л}} = \pm \sqrt{\frac{1}{2}(\omega^2 L_0 C_0 - G_0 R_0) + \frac{1}{2} \sqrt{(R_0^2 + \omega^2 L_0^2)(G_0^2 + \omega^2 C_0^2)}}. \quad (3.18)$$

При малій довжині хвилі, чи великій координаті  $x$  доданок  $kx > 2\pi$ , і тоді функція, що описує параметр хвилі в точці спостереження із координатою  $x$  стане інваріантною до  $x$ , оскільки функція  $\cos(\ )$  періодична із періодом  $2\pi$ .

Для визначення коректного значення доданку  $k \cdot x$  в сигнал, що формує хвилю необхідно вводити якусь мітку. Введення мітки означає формування унікального фрагменту сигналу із тим, щоб визначити час проходження цього

фрагменту по лінії. При цьому фрагмент формується так, щоб його тривалість дала можливість виявити час поширення по лінії. В такому випадку сигнал із досліджуваною частотою модулюється сигналом, так щоб була утворена характерна огинаюча цього сигналу. Здебільшого для формування огинаючої застосовується або прямокутні імпульси, через простоту, або імпульси із плавною зміною амплітуди через менші перехідні процеси в процесі передачі.

За будь якої форми огинаючої її вид описує сукупність гармонійних складових із нижчими за несучу частотами. Через дисперсність середовища передачі низькочастотні складові, із яких формується огинаюча, мають фазову швидкість відмінну від швидкості сигналу несучого коливання.

При стрибкоподібній зміні фази в резонансній ланці виникають перехідні процеси. При цьому тривалість перехідних процесів залежить від параметрів ланки. Якщо тривалість коливання в одній фазі більша за тривалість перехідного процесу, то для визначення форми коливання з урахуванням перехідного процесу приймають, що існує два коливання із різними фазами. Результируючий сигнал буде суперпозицією виключення одного і включення іншого:

$$a_1(t) = A_m \cdot e^{-\alpha \cdot t} \cdot \cos(\omega \cdot t), \quad (3.19)$$

$$a_2(t) = -A_m \cdot (1 - e^{-\alpha \cdot t}) \cdot \cos(\omega \cdot t). \quad (3.20)$$

Результируючим сигналом в момент перекидання фази буде залежність:

$$s_{вих}(t) = -A_m \cdot (1 - 2 \cdot e^{-\alpha \cdot t}) \cdot \cos(\omega \cdot t). \quad (3.21)$$

Через інертність ланки скачок фази призводить до зміни амплітуди вихідного сигналу. В момент часу  $t_0 = 0,69 \cdot \alpha$ , коли  $e^{-\alpha \cdot t_0} = \frac{1}{2}$  огинаюча перетворюється в 0. Чим менше  $\alpha$ , тим довший перехідний процес.

В складних коливальних системах картина перехідного процесу ускладнюється. Замість стрибкоподібної зміни фази проходить плавна зміна фази від початкової до встановленої. При цьому спосіб визначення структури вихідного сигналу залишається незмінним, тільки  $a_1$  і  $a_2$  будуть представляти

коливання із не співпадаючими частотами. Вичисливши модуль і аргумент сумарного коливання можна знайти огинаючу і фазу результуючого сигналу.

### 3.2.2 Вимірювання параметрів змінної електричної напруги при дослідженні перехідного імпедансу

Металевий трубопровід ізолюваний від ґрунту шаром ізоляції. В більшості випадків він занурений в ґрунт. Тому напругу в точці вимірювання імпедансу виміряти не можна, бо немає доступу до поверхні труби.

Існує два способи визначення напруги в точці вимірювання імпедансу

Перший полягає у вимірювання різниці потенціалів труби і ґрунту безпосередньо над трубопроводом (рис.3.8). Повздовжній опір стінок металевого трубопроводу  $R_{mp}$  і опір провідників  $R_{dp}$  суттєво менший за опір ґрунту  $R_{gp}$ , тому спадом напруги на трубопроводі нехтують.

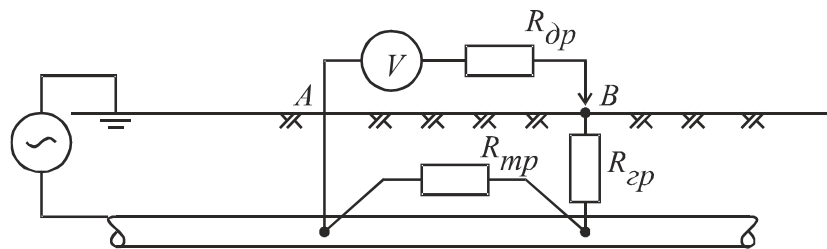


Рисунок 3.8– Схема вимірювання напруги на ділянці трубопровід-ґрунт

У всіх точках трубопровід вважається одним електродом, а інший необхідно переносити по поверхні і приставляти до ґрунту. Такі вимірювання проводять на постійному струмі. При цьому вимірюється електродний потенціал металу труби в ґрунтовому електроліті. Здебільшого електроди виготовляють так, щоб вони не викликали поляризації ґрунту в місці встановлення. З цієї метою електрод має електролітичну будову.

Недоліком такого вимірювання є вплив опору контакту електрода із ґрунтом. Також треба застосовувати довгий провідник. Відстань між точками (рис.3.9), де встановлено вимірювальні колонки і є електричний контакт із металом підземного трубопроводу не більша за 10 км.

Такі вимірювання можна проводити при низькій частоті досліджуваного сигналу. Однак на змінному струмі у провідника, яким є трубопровід, оточений

грунтом, з'являється реактивна електрична складова. Приєднаний для вимірювання довгий провідник, також оточений грунтом, тому і на нього при його великій довжині буде впливати реактивна складова  $L\partial p$  (рис. 3.9).

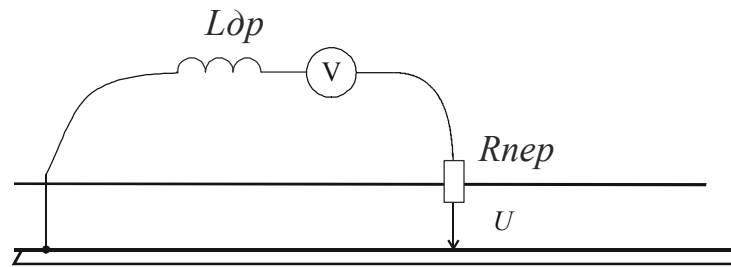


Рисунок 3.9– Схема розташування паразитних опорів при безпосередньому вимірюванні спаду напруги на ділянці труба-грунт

Ще одним недоліком способу безпосереднього вимірювання спаду напруги на ділянці труба-грунт є вплив опору контакту електрода з грунтом у місці проведення вимірювання  $R_{nep}$ . Для усунення впливу цього опору необхідно або знижувати його шляхом, наприклад, зволоження ґрунту в місці контакту з електродом, або збільшувати опір вольтметра, щоб зменшити струм в колі вимірювання, і тим самим, зменшити спад напруги на паразитному опорі  $R_{nep}$ . На змінному струмі складно забезпечити високий вхідний опір вольтметра.

Інший спосіб визначення напруги на трубопроводі в точці визначення імпедансу є розрахунковий. При цьому способі вимірювання напруги проводиться на початку і в кінці досліджуваної ділянки трубопроводу. Напруга в проміжних точках визначається за телеграфними рівняннями.

### 3.2.3 Дослідження схеми заміщення електричних параметрів ділянки ізольованого трубопроводу оточеного грунтом

Можливі пошкодження ізоляційного покриття і зміна провідності ґрунту впливає на розподіл напруги вздовж трубопроводу. Для оцінки степені впливу сторонніх факторів на зміну коефіцієнта поширення хвилі вздовж трубопроводу було проведено дослідження моделі, складеної із послідовно підключених ланок, які описують ділянку довгої лінії.

Для визначення напруги у вузлах такої схеми зручно скористатися методом вузлових напруг. Матрицю вузлових напруг зручно записати [164] :

$$G = \begin{bmatrix} \frac{1}{Rn_1 + ZL_1} + \frac{1}{Rn_2 + ZL_2} + \frac{1}{R\partial_1 \| ZC\partial_1} & -\frac{1}{Rn_2 + ZL_2} & 0 \\ -\frac{1}{Rn_2 + ZL_2} & \frac{1}{Rn_2 + ZL_2} + \frac{1}{Rn_3 + ZL_3} + \frac{1}{R\partial_2 \| ZC\partial_2} & -\frac{1}{Rn_3 + ZL_3} \\ 0 & -\frac{1}{Rn_3 + ZL_3} & \frac{1}{Rn_3 + ZL_3} + \frac{1}{R\partial_3 \| ZC\partial_3} + \frac{1}{Rk} \end{bmatrix}.$$

В даному випадку це квадратна матриця із кількістю рядків рівній кількості вузлів модельованої схеми. По діагоналі матриці розташовані компоненти провідності ланок між сусідніми вузлами і провідність ланки даного вузла із загальною лінією. Вище і нижче діагональ містить провідність наступної ланки із знаком мінус. Таким чином при кількості вузлів  $N$  матрицю можна скласти наступним чином:

$i = \text{від } 1 \text{ до } N-1$

$$G_{i,i} = \frac{1}{Rn_i + ZL_i} + \frac{1}{Rn_{i+1} + ZL_{i+1}} + \frac{1}{R\partial_i + ZC\partial_i}; \quad (3.22)$$

$$G_{N,N} = \frac{1}{Rn_N + ZL_N} + \frac{1}{R\partial_N + ZC\partial_N}; \quad (3.23)$$

$$G_{i,i+1} = -\frac{1}{Rn_{i+1} + ZL_{i+1}}, G_{i+1,i} = -\frac{1}{Rn_{i+1} + ZL_{i+1}}. \quad (3.24)$$

Матриця вільних членів містить тільки одне джерело:

$$J = \begin{bmatrix} E \frac{1}{Rn_{z_1} + ZL_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (3.25)$$

Розв'язком такої системи рівнянь будуть напруги у вузлах:

$$U = G^{-1} \cdot J.$$

Параметри схеми визначають елементи матриці. Їх розраховано із використанням відомої методики.

Для дослідження вибрано ділянку довжиною 1 км. Внаслідок розрахунку було отримано наступні параметри електричної схеми заміщення на одиницю довжини [165]:  $L=0,01 \text{ Гн}$ ;  $C=10 \text{ Ф} - 4 \text{ Ф}$ ;  $Rn=0,05 \text{ Ом}$ ;  $Rd=500 \text{ Ом}$ .



Проведено числовий експеримент для різних частот і при різних значеннях параметрів на ділянці довжиною 15 км. Результати дослідження зміни амплітуди напруги вздовж трубопроводу наведено рис.3.10

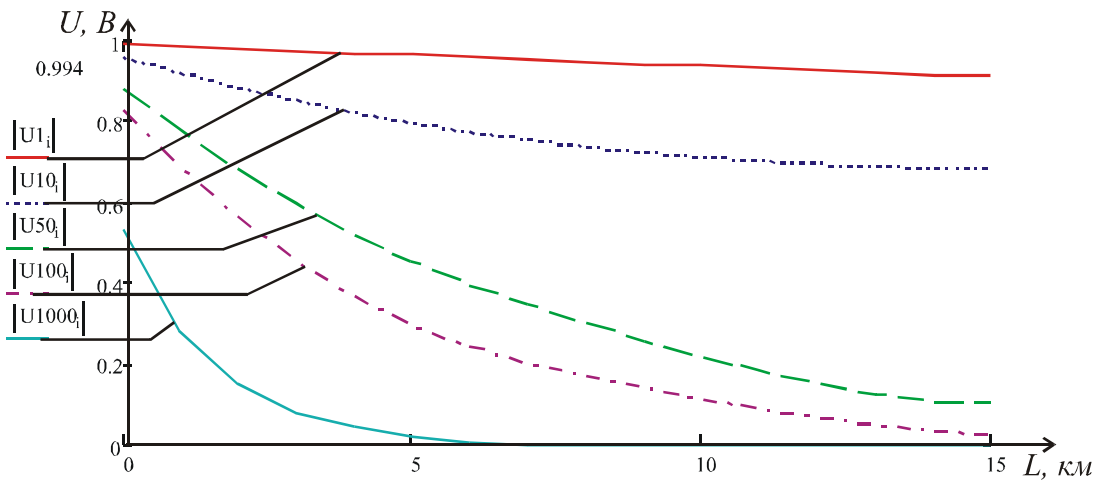


Рисунок 3.10– Рисунок Залежність напруги на трубі від відстані для різних частот

В результаті встановлено, що амплітуда напруги вздовж точок змінюється за експоненціальним законом і слабо залежить від степені пошкодження ізоляційного покриття

$$U_n = U_0 \cdot e^{-\alpha \cdot x}. \quad (3.26)$$

Коефіцієнт затухання  $\alpha$  визначається частотою і параметрами схеми. Зміна компонентів схеми, які моделюють пошкодження ізоляційного покриття, призводить до збільшення коефіцієнту затухання. На рис. 3.11 наведено залежність фази напруги від відстані вздовж трубопроводу.

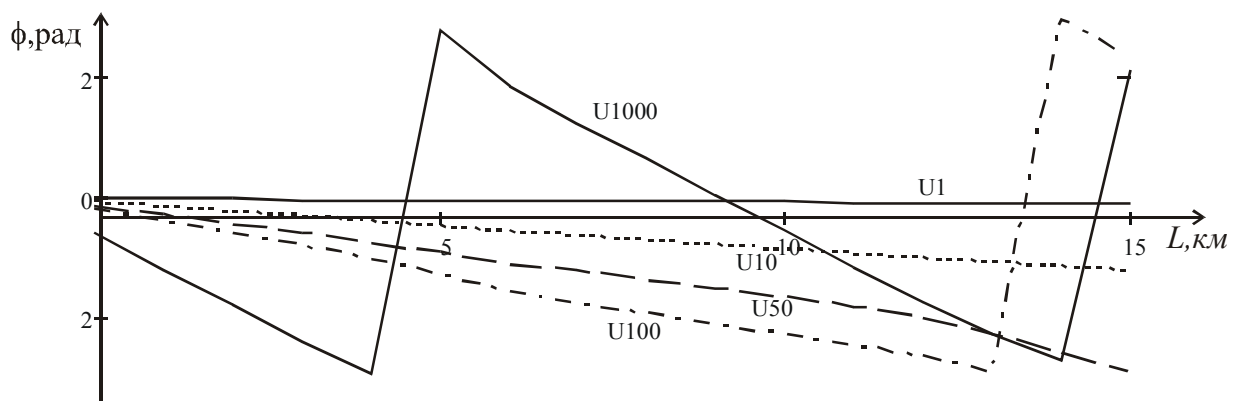


Рисунок 3.11–Залежність фази напруги від відстані для різних частот

Закон зміни фази напруги вздовж трубопроводу дуже близький до лінійного закону. Для прикладу на шостому кілометрі було імітовано втрату цілості ізоляції, що призвело до незначної зміни фази сигналу.

Із зростанням частоти збільшується швидкість зміни фази вздовж трубопроводу. В результаті фаза напруги змінюється більше ніж на період.

Таким чином, знаючи закон зміни амплітуди і фази напруги вздовж трубопроводу і встановивши, що локальні зміни параметрів схеми несуттєво впливають на монотонність залежностей, було запропоновано шукати коефіцієнти вказаних залежностей за вимірами, зробленими на початку досліджуваної ділянки і в кінці.

При відомій віддалі між точками вимірювання напруги можна встановити усереднений для даної ділянки коефіцієнт затухання за формулою:

$$\alpha = \ln\left(\frac{U_x}{U_0}\right) \cdot \frac{1}{x}. \quad (3.27)$$

Для того, щоб визначити напругу в точці вимірювання імпедансу, треба визначити віддаль від початку досліджуваної ділянки і за відомою залежністю визначити напругу.

Проблем із вимірюванням амплітуди на початку і в кінці досліджуваної ділянки немає. Так само легко визначити фазу напруги, яка подається на початку ділянки.

Складність викликає вимірювання фази сигналу наприкінці ділянки, оскільки фаза може бути зсунута більше ніж на період.

Вважаючи закон зміни фази із віддаллю лінійним, можна записати залежність:

$$\varphi(x) = A \cdot x + B. \quad (3.28)$$

Для визначення зсуву фаз більшої як на період необхідно скористатися модуляцією сигналу. Несучою частотою буде сигнал, який досліджується. Модулюючою – має бути сигнал, який за періодом більший за максимальний зсув, який може бути для даної ділянки трубопроводу. Визначення числового значення кута проводиться із застосуванням методу, представленого п.2.4.

### 3.2.4 Розробка структурних схем ІВК вимірювання змінної напруги і струму в підземному металевому трубопроводі

Для утворення змінного струму в стінках трубопроводу до нього приєднується один вивід джерела змінного струму. Інший вивід занурюють в землю. Струм має протікати між поверхнею трубопроводу і ґрунтом [166].

Струм в підземному трубопроводі здебільшого визначається дистанційно за величиною електромагнітного поля навколо труби. Вимірюючи напруженість електромагнітного поля в певних точках простору довкола труби можна встановити амплітуду струму, який протікає в стінках металевого трубопроводу на конкретній частоті (рис.3.12) [167, 168]. Засоби дистанційного вимірювання струму в підземному трубопроводі достатньо добре опрацьовані.

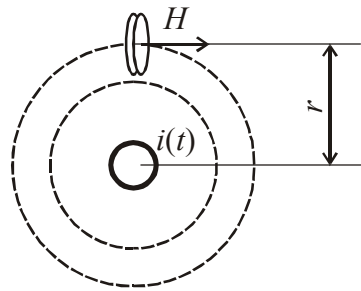


Рисунок 3.12– Принцип дистанційного вимірювання електричного струму в трубопроводі за параметрами електромагнітного поля навколо нього

При вимірюванні використовується апаратура, вхідним сенсором якої є електромагнітна антена чи сукупність антен. Наявність великої кількості витків в такому сенсорі призводить до появи значної індуктивності у вхідній ланці. Це призводить до суттєвих фазових зсувів вхідного сигналу на вході підсилювача. Враховуючи необхідність проводити вимірювання на різних частотах повністю врахувати вплив фазових зсувів на етапі виготовлення – важко. Тому фазові зсуви в пристрої для вимірювання струму за напруженість електромагнітного поля необхідно враховувати безпосередньо в процесі вимірювання.

Зручно розглядати фазові обертаня із використанням векторного зображення коливання (рис. 3.13).

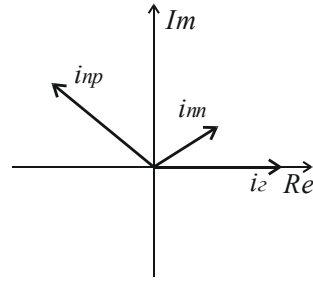


Рисунок 3.13– Обертання фазового кута при проходженні по трубопроводу і в пристрої обробки

Приймемо сигнал генератора  $i\varepsilon$  як опорний для визначення фази. В місці прийому струм буде мати якийсь зсув і буде виглядати як  $im$ . Внаслідок обробки у нього з'явиться невизначений зсув  $inр$ . Є декілька шляхів врахування цього невизначеного кута. Самий простий – побудувати калібровану фазочастотну характеристику вузла обробки. Знаючи, яка частота прийнятого сигналу, і фазовий зсув вузла обробки на цій частоті, можна зробити корекцію і встановити фазовий зсув сигналу струму в місці вимірювання цього струму навіть після численних фазових зсувів в процесі обробки.

Структурна схема блоку визначення змінної складової струму в підземному трубопроводі наведена на рис. 3.14.

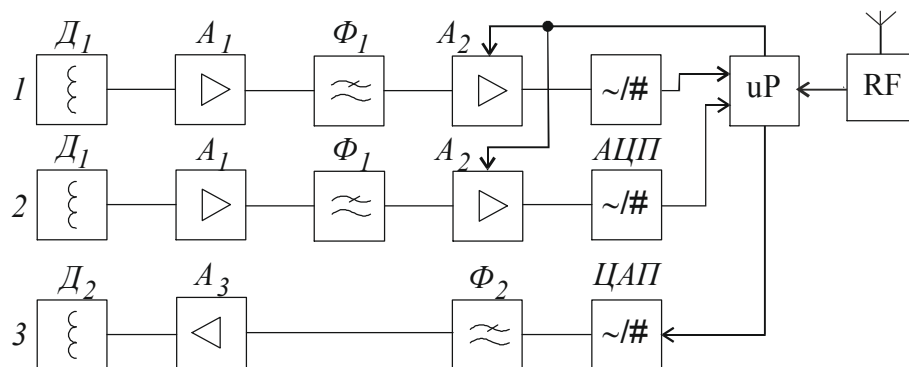


Рисунок 3.14- Структурна схема блоку вимірювання напруженості змінного магнітного поля лінійного провідника

Вимірювання напруженості магнітного поля проводиться магнітними датчиками  $Д1$ . Сигнали прийняті датчиками підсилюються однотипними підсилювачами  $A1$  і проходять попередню фільтрацію фільтрами низької частоти  $\Phi1$ . В подальшому сигнали поступають на підсилювачі із керованим коефіцієнтом підсилення  $A2$  і входи АЦП. Враховуючи складні перетворення сигналу в тракті аналогового опрацювання сигналів отриманий сигнал на вході АЦП буде мати неконтрольований зсув фаз. Він визначається за допомогою

генераторної котушки  $D_2$ , яка випромінює тестове поле заданої частоти і з відомою фазою. Тому кожен раз при налаштуванні на певну частоту сигналу блок визначає зсув фаз в тракці опрацювання з метою корекції прийнятих даних.

Для спрощення процесу визначення осі трубопроводу і пришвидшення його проведення напруженість вимірюється відразу в декількох точках простору над трубопроводом. Після цього за певними співвідношеннями визначається віддаль до осі. При цьому передбачається, що струм проходить по осі труби. Однак, при проведенні досліджень, струм через трубопровід пропускають в одному напрямку, а зворотній струм по землі протікає в зворотньому. Таким чином електричне коло, яке складається із труби ґрунту і джерела змінного струму замикається. Відомо, що струм по ґрунту поширюється по так званих струмових трубках. На постійному струмі вони проходять по ділянках із найменшим опором, з'єднуючи трубопровід із електродом в ґрунті. При рівномірному розподілі опору ґрунту трубки направлені по нормалі від труби і з'єднуються в точці занурення електроду в ґрунт[169].

На змінному струмі в однорідному середовищі зворотні струмові потоки викликають появу електромагнітного поля. Саме воно і використовується для досліджень. Електромагнітне поле струму в трубці взаємодіє із електромагнітним полем струму в ґрунті. Таким чином, струм в ґрунті вже не поширюється по нормалі від поверхні труби. Струмові трубки концентруються біля поверхні трубопроводу.

При цьому відбувається викривлення сумарного електромагнітного поля за рахунок екранування поля, утвореного протіканням струму по стінках трубопроводу.

Протікання зворотного струму по ґрунті пояснюється теорією витіснення струмових потоків одного напрямку із січення провідника на поверхню і появу скін ефекту. Протікання струму по ґрунті призводить до появи скін-ефекту в ґрунті по відношенню до поверхні трубопроводу[170]. При цьому із зміною

частоти буде змінюватися і розподіл густини струму в товщі ґрунту навколо трубопроводу.

Трубопровід занурений в ґрунт. Але в різних місцях він занурений на різну глибину. Тому можливі випадки, коли струм навколо трубопроводу в ґрунті буде займати не симетричне відносно осі трубопроводу положення. При цьому порушиться форма електромагнітного поля навколо трубопроводу, яку можна спостерігати на поверхні землі [171].

Для вимірювання різниці напруги між трубою і ґрунтом використовується пристрій, структурна схема якого наведена на рис. 3.15

Враховуючи, що вимірювання проводяться між точками, які розташовані на великій відстані одна від одної, вхідним ланками виносних електродів є буферні повторювачі  $A_4$  [172].

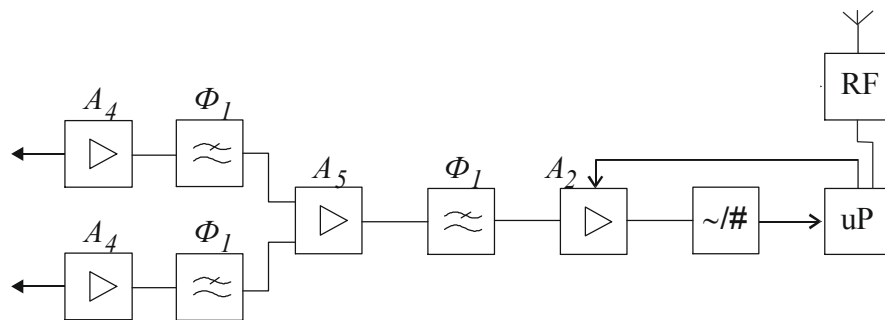


Рисунок 3.15- Структурна схема блоку вимірювання різниці напруги між електродами

Сигнал, підсилений по амплітуді проходить низькочастотне фільтрування для усунення завад із вищими частотами за допомогою пасивних НЧ фільтрів  $\Phi_1$ . Після цього сигнали поступають на вхід диференційного підсилювача  $A_5$ . З виходу підсилювача різницевий сигнал ще раз фільтрується  $\Phi_1$  і поступає на вхід керованого підсилювача  $A_2$ . Дискретним коефіцієнтом цього підсилювача управляє мікропроцесорна система  $uP$ . Таким чином розширюється динамічний діапазон вхідного сигналу. В подальшому вирівняний по амплітуді сигнал поступає на вхід вузла дискретизації і обробки, в якому здійснюються необхідні перетворення сигналу для пошуку фазових зсувів і коефіцієнтів затухання напруги.

Фазові зсуви сигналів в досліджуваному трубопроводі проводяться із використанням опорних сигналів, які передаються по радіоканалу і приймаються блоком RF.

### **3.3 Методи опрацювання сигналів для визначення електричної напруги**

#### **3.3.1 Розробка методу симетрування закону розподілу значень сторонніх сигналів**

В стінках підземного металевого трубопроводу концентруються блукаючі струми, які накладаються на корисний сигнал, що формується для дослідження коефіцієнта зникання напруги. Вплив завад на корисний сигнал призводить до його спотворення. Якщо завада регулярна і відома, то боротьба з нею не викликає труднощів[173]. Завади із відомим параметрами відділяються фільтруванням. Проблему складають випадкові завади і такі, у яких спектр перекривається зі спектром корисного сигналу. Дослідження сигналів в широкій смузі частот, при визначенні спектрального імпедансу, вимушує вирішувати завдання обробки сигналів для зменшення впливу всіх видів завад

Зменшити вплив випадкових завад можна за допомогою усереднення результату протягом певного часу. Одним із видів усереднення сигналів на певному періоді є дискретне перетворення Фур'є, внаслідок якого шукається множина усереднених спектральних оцінок сигналу.

Методи усереднення дозволяють усунути вплив відносно швидкоплинних процесів на ділянку усереднення [174]. При цьому енергія вищих спектральних складових перетворюється в енергію нижчих складових рис. 3.16.

Відділити високочастотну складову можна за умови симетричного закону розподілу. Тому для зменшення впливу завади усередненням необхідною умовою є симетричний закон щільності розподілу значень сторонніх сигналів. Для періодичних сторонніх сигналів необхідною умовою є кратність періоду усереднення тривалості періоду завади.

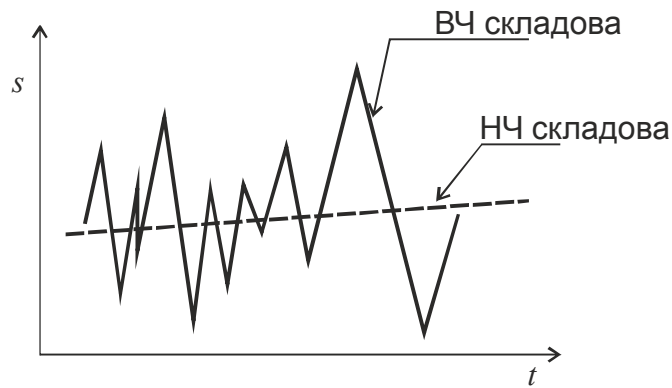


Рисунок 3.16—Принцип усереднення сигналу протягом часу спостереження

Вигляд закону розподілу фізичного процесу можна пояснити виходячи із його суті. Випадкові сигнали завжди описують якусь подію і утворюються внаслідок нагромадження результатів перебігу окремих процесів, із яких вона складається. Таким чином, залежно від кількості цих процесів можуть утворюватися химерні закони розподілу. В більшості систем без тертя закон розподілу симетричний. Однак існують процеси, на сигнал яких впливають нелінійні закони, що спричинені роботою вентильних механізмів, які формують несиметричний закон розподілу. В такому випадку усереднення дає помилку.

Наперед гарантувати симетричний закон розподілу стороннього сигналу неможна. Тому для застосування усереднення як механізму виділення корисного сигналу із завад за час дослідження треба аналізувати сигнали і доводити симетричність їх закону розподілу. Одним із способів отримати гарантовано симетричний закон будь-якого розподілу є застосування до цього сигналу бінарної модуляції, чи маніпуляції біполярною функцією з дискретними значеннями  $+1, -1$ . Загалом біполярна функція  $c(t)$  може реалізовуватися за будь-яким законом, однак для значень має виконуватися умова симетричності їх ймовірностей:  $p(+1) = p(-1)$ .

Сторонній сигнал, модульований біполярною функцією буде мати симетричний відносно нуля закон розподілу, якщо частота моделюючої біполярної функції буде більшою ніж частота несучого сигналу рис.3.17



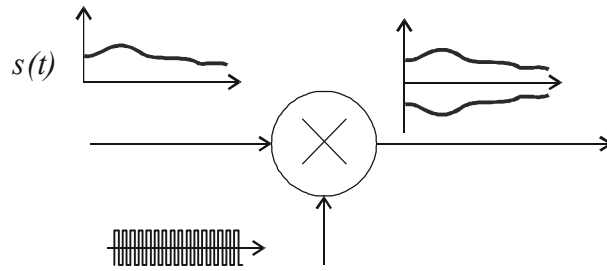


Рисунок 3.17 Формування симетричного сигналу за допомогою модуляції біполярною функцією

Функція щільності розподілу стороннього сигналу (рис.3.18,а) модульованого  $c(t)$ , який реалізується впродовж періоду модулюючого сигналу, очевидно буде мати симетричний вигляд (рис.3.18 ,б).

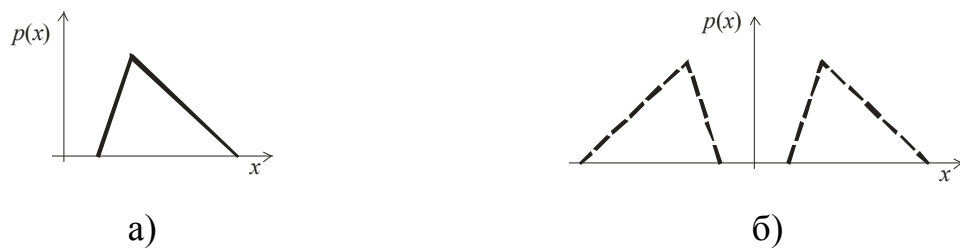


Рисунок 3.18–Формування симетричного закону розподілу випадкової величини

Однак, забезпечити високу швидкість переключення сигналу при дослідженні напруги трубопроводу – важко. Тому для модуляції використовується прямокутний сигнал певної частоти.

### 3.3.2 Оцінка ефективності симетрування в залежності від частоти модулюючого сигналу

При прямокутній формі модулюючого сигналу  $c(t)$ , спектральна щільність якого має нерівномірний вигляд, не всі складові вхідного сигналу будуть перетворені однаково. На рис.3.19 суцільною лінією наведено результат усереднення стороннього гармонійного сигналу в залежності від частоти і спектральну щільність модулюючого сигналу.

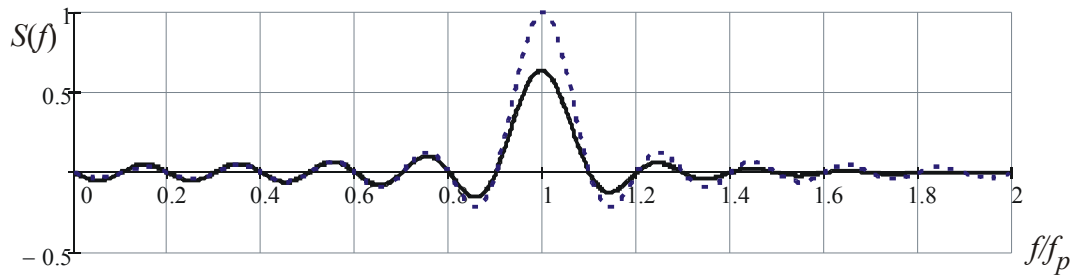


Рисунок 3.19– Результат усереднення і спектр прямокутного сигналу залежно від нормованої частоти

Із наведеної залежності видно, що дія симетричного прямокутного сигналу не однакова для всіх частот випадкового сигналу. При модуляції із прямокутним біполярним сигналом відбувається згортка спектральних щільностей вхідного сигналу і біполярної функції:

$$S(f) = \int_{-\infty}^{\infty} S_{in}(f - fp) \cdot S_{sq}(fp) dp. \quad (3.29)$$

Тому спектральні складові в околі частоти прямокутного сигналу залишаються в результуючому спектрі.

Для того щоб рівномірно охопити всю задану смугу частот треба розширити спектр модулюючого сигналу. Досягнути розширення спектру можна із використанням методу прямої послідовності [175, 176]. Суть цього методу полягає в формуванні кодової послідовності, яка розбиває часовий проміжок на декілька частотних каналів. Отриманий таким чином модульований сигнал, буде мати псевдовипадковий характер і симетричний закон розподілу із нульовим маточікуванням. Усереднення такого сигналу протягом періоду, який довший за період реалізації випадкової величини, призведе до зменшення впливу сторонніх сигналів і їх вплив буде зведено до мінімуму.

Ширина спектру гармонійного сигналу модульованого прямокутним сигналом із непарною кількістю біт визначається співвідношенням між частотою сигналу і кількістю періодів в одному біті. На рис. 3.20 наведено спектральну щільність такого сигналу.

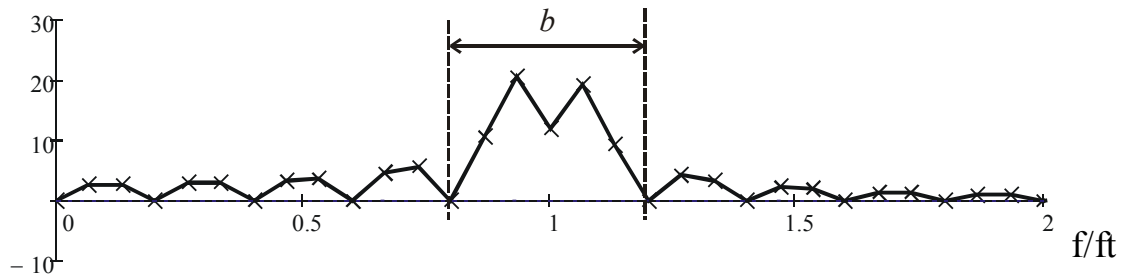


Рисунок 3.20– Спектральна щільність модульованого сигналу протягом 3 біт

При збільшенні кількості біт при опрацюванні сигналу спектральна щільність набуває вигляду спектру випадкового сигналу (рис.3. 21).

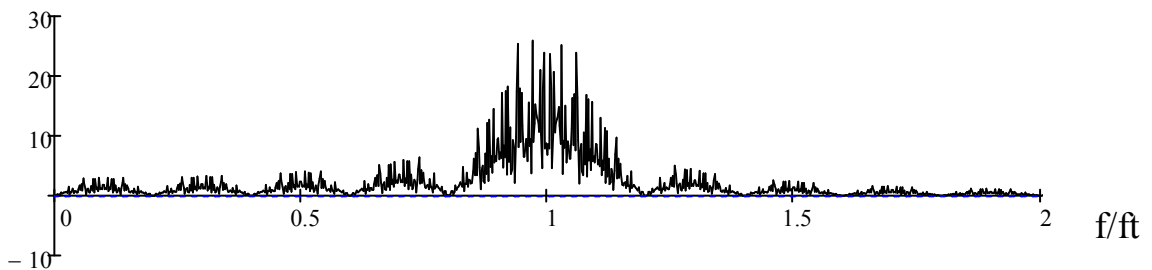


Рисунок 3.21– Спектральна щільність модульованого сигналу протягом 101 біта

Якщо при цьому збільшувати кількість періодів, які формують один біт, то спектральна щільність такого сигналу звужиться (рис. 3. 22).

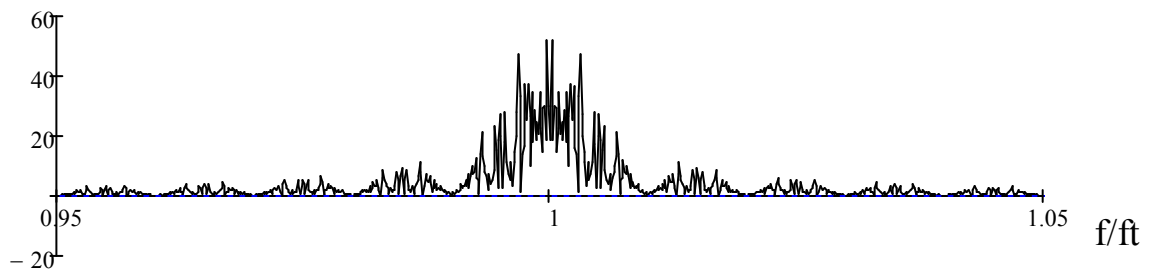


Рисунок 3.22– Спектральна щільність модульованого сигналу при  $k=100$  приведена до частоти несучого

Із наведеної діаграми видно, що при використанні модуляції біполярною функцією в спектрі модульованого сигналу залишається тільки вузька спектральна смуга. Крім того всі складові, які залишилися мають вигляд випадкових сигналів. Тому після демодуляції в результуючому сигналі залишаться тільки ті частини сигналу, які потрапили в цей вузький частотний діапазон і при даній реалізації випадкової біполярної функції не обнулилися.

Чим довше спостерігати за сигналом тим більше звужується діапазон, в якому може просочитися зосереджена завада.

Ширина спектральної смуги однієї точки залежить від тривалості спостереження і кількості точок, які було дискретизовано. Тривалість спостереження визначається наступною формулою:

$$T = N_1 \cdot T_b \quad (3.30)$$

де  $N_1$  - кількість біт, які було опрацьовано;

$T_b$  - тривалість одного біта, яка залежить від періоду досліджуваної частоти  $T_f$  і кількості періодів  $k$ , що його формують,  $T_b = k \cdot T_f$ .

Кількість дискретизованих точок за час спостереження залежить від частоти дискретизації  $f_D$  наступним чином:

$$N = f_D \cdot T. \quad (3.31)$$

В результаті ширина смуги однієї спектральної складової становить:

$$\Delta f = \frac{T}{N} = \frac{T_f}{N_1}. \quad (3.32)$$

Таким чином, для забезпечення здатності долати і розпилувати завади на низьких частотах необхідно використати більшу кількість біт для формування біполярного модулюючого сигналу. В той же час досліджуваний сигнал після демодуляції повністю відновлюється на власній частоті.

### 3.3.3 Розробка структурної схема ІВК вимірювання напруги

Перед дослідженням проходження корисного сигналу він має бути модульованим. Модульований псевдовипадковою послідовністю широкосмуговий сигнал подається в досліджуване середовище. В результаті взаємодії зі сторонніми сигналами корисний сигнал буде спотворений. Сторонні сигнали можуть бути як систематичними зі спектрами, зосередженими в смузі корисного сигналу, так і випадковими.

Зворотна операція, де модулювання призведе до розпилення стороннього сигналу до виду псевдовипадкового із симетричним законом розподілу, а

корисний сигнал буде відновлено до свого початкового виду. За цим з допомогою дискретного перетворення Фур'є шукається усереднена амплітуда.

Функціональна схема перетворень сигналу зображена на рис. 3.23.

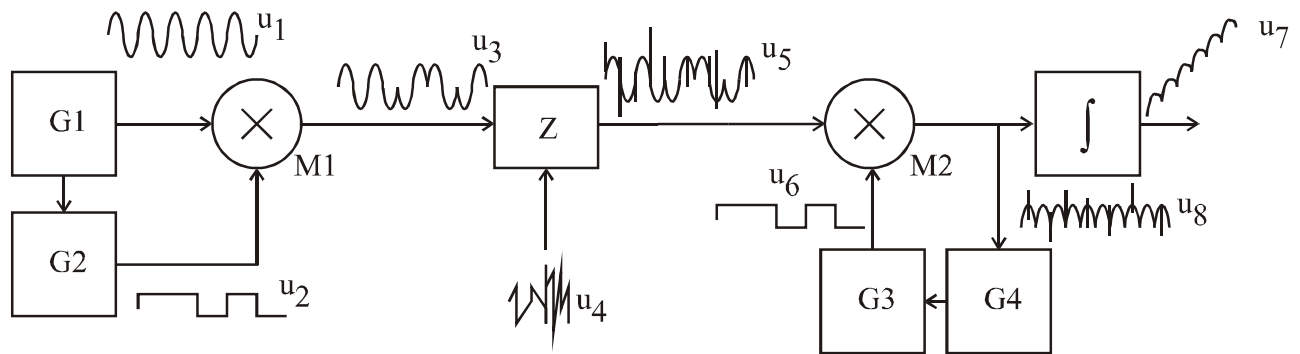


Рисунок 3.23– Функціональна схема виділення корисного сигналу із сукупності завад

Генератор гармонійного сигналу  $G1$  формує сигнал  $u_1$  із досліджуваною частотою. Синхронно із періодом сигналу  $u_1$  формується сигнал синхронізації, який подається на вхід генератора випадкової послідовності  $G2$ . Генератор  $G2$  синхронно із періодом  $u_1$  формує біполярний модулюючий сигнал  $u_2$ . Після балансного модулятора  $M1$  формується фазоманіпульований сигнал  $u_3$ .

Біполярний сигнал формується у виді включення значення  $+1$  чи  $-1$  протягом певного часу. Мінімальний час, протягом якого утримується фіксований рівень, можна назвати бітом випадкової послідовності. Значення біта змінюється випадковим чином, але мінімальний час, протягом якого він незмінний залишається постійним і кратним періоду досліджуваного сигналу. На формування одного біта  $u_2$  витрачається  $k$  періодів  $u_1$ .

Після подачі модульованого сигналу  $u_3$  в трубопровід до нього додається стороння завада  $u_4$ . Сумарний сигнал  $u_5$  містить немодульований сигнал завади і модульований досліджуваний сигнал. Сумарний сигнал поступає на балансний модулятор  $M2$ . На інший вхід модулятора поступає синхронна із півперіодом випадкова послідовність із генератора  $G3$ . Генератор  $G3$  синхронізується генератором  $G4$ .

Сам генератор  $G4$  синхронізується по фазі вхідного сигналу  $u_5$ . Таким чином генератор псевдовипадкового сигналу синхронізується вхідним сигналом із точністю до півперіоду. Оскільки при проходженні по

трубопроводу сигнал  $u_5$  набуде невідомого фазового зсуву, то демодуляція не буде повністю синхронною. Діаграму сигналів системи синхронізації наведено на рис.3.24.

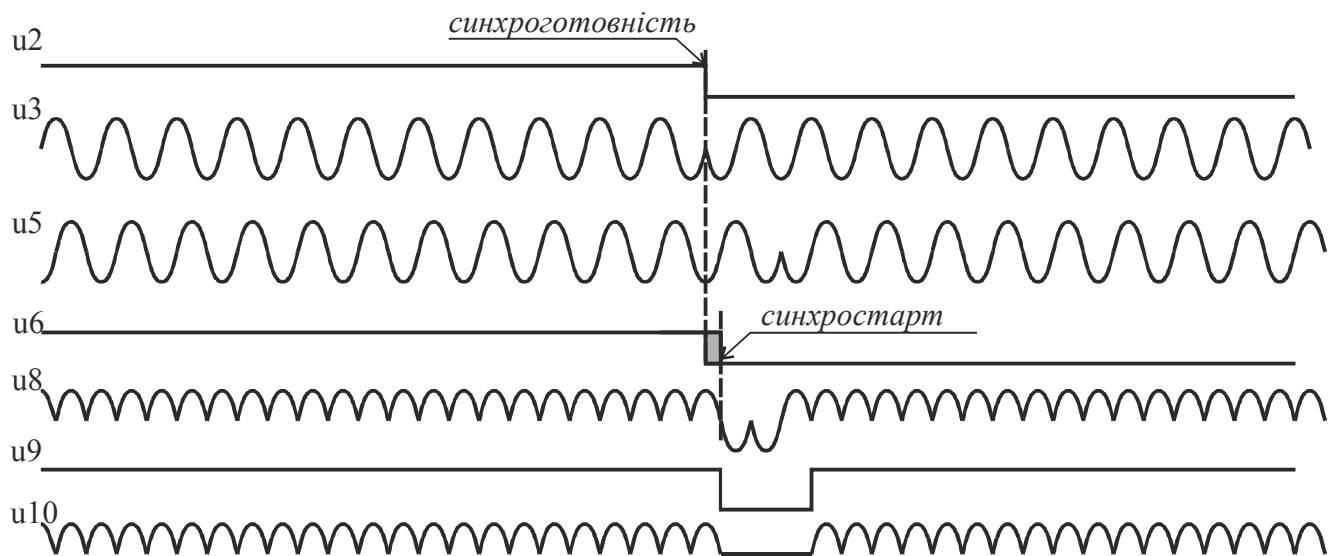


Рисунок 3.24– Діаграма роботи системи синхронізації

При переключенні біта генератором G2 формується сигнал готовності «синхротовність», який передається прийомному пристрою відразу. При цьому система готується до переключення, але чекає підтвердження G4, який синхронний до півперіоду із прийнятим сигналом. При приході цього сигналу формується сигнал «синхростарт», який поступає на G3 і призводить до зміни біта. В даному випадку можливі помилки, пов'язані із великим часом поширення сигналу в трубопроводі. Ці помилки проявляються в несинхронному випрямленні декількох півперіодів. Для усунення їх впливу на остаточний результат одночасно із сигналом синхронізації біта «синхростарт» на певну кількість півперіодів виключається обробка сигналу  $u_8$ , що ілюструє сигнал  $u_9$ . При цьому на подальше інтегрування поступає сигнал  $u_{10}$ , який вже позбавлений періодів із неправильною полярністю.

Неточність синхронізації компенсується кількістю періодів одного біта псевдовипадкового сигналу  $k$ . Так само компенсуються перехідні процеси, які виникають в трубопроводі при переключенні фази на границі біта. Оскільки відома кількість періодів на один біт  $k$ , протягом яких проходить інтегрування і кількість періодів, які виключаються із обробки, то середнє значення на період випадкової біполярної послідовності легко визначити.

### 3.3.4 Розробка схеми ІВК вимірювання напруги

Модулювання сигналу здійснюється пристроєм, структурна схема якого представлено на рис. 3.25. Синусоїдальний сигнал формується за допомогою вузла цифрового синтезу DDS. Окрім сигналу синусоїдальної форми цей блок формує синхросигнали через певну кількість періодів синусоїдального сигналу. Ці синхросигнали використовуються для дозволу зміни полярності, поступаючи на блок RND, який випадковим чином переключає полярність модулюючого сигналу *sync*.

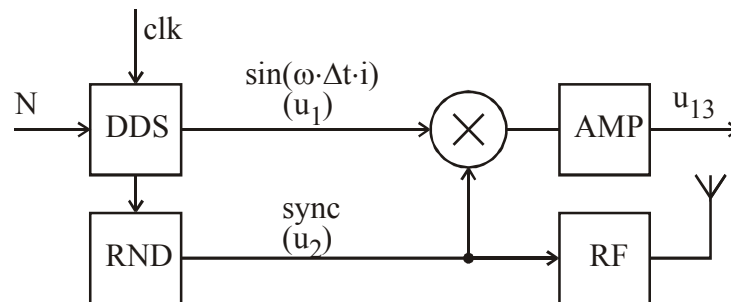


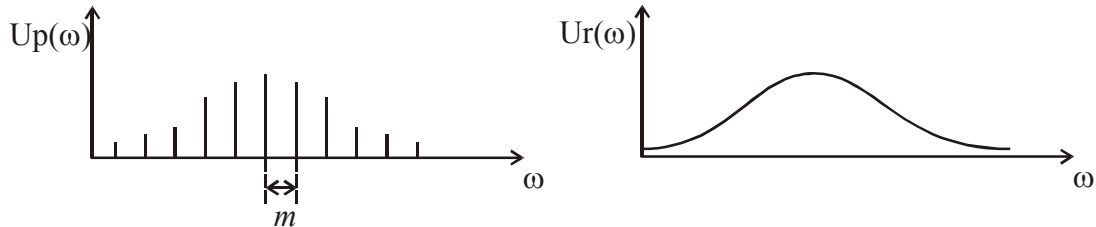
Рисунок 3.25– Структурна схема модулятора

Формувач DDS тактується системним синхросигналом *clk*. Частота генерованого сигналу задається зовнішнім кодом *N*.

В результаті на виході балансного модулятора отримується фазоманіпульований сигнал, модульований прямокутним сигналом, синхронним із періодом синусоїдального. Цей модульований сигнал подається на підсилювач потужності AMP, із виходу якого сигнал подається до металевій стінки підземного трубопроводу. Сигнал переключення фази поступає на блок високочастотної модуляції RF і з нього через зовнішню антену передається для синхронізації до приймача.

При формуванні випадкового сигналу можна використовувати генератор псевдовипадкової послідовності. Але зважаючи на час спостереження цей генератор має формувати рівномірний розподіл для тривалої реалізації. При циклічному повторі псевдовипадкової послідовності спектр генерованого сигналу буде мати гребінчатий вигляд. Відстань між ненульовими спектральними складовими буде визначатися кількістю повторів *m* псевдовипадкової реалізації впродовж часу спотереження (рис. 2.29 (а)). Гладку

спектральну щільність широкосмугового сигналу можна отримати при використанні генератора випадкового значення на основі фізичного процесу. В цьому випадку спектральна щільність буде мати вигляд, зображений на рис. 3.26 (б).



а) спектральна щільність псевдовипадкової послідовності із циклічним повторенням реалізації

б) спектральна щільність випадкової послідовності на основі фізично процесу

Рисунок 3.26– Спектральна щільність сигналу модульована функцією із різною довжиною випадкового відтворення

Генератор випадкових сигналів часто будується на основі шуму напруги напівпровідникового переходу при проходженні через нього малого струму[177]. Формування дискретного сигналу проводиться компаратором.

Розроблена структура передавального пристрою дозволяє формувати досліджуваний сигнал із заданою частотою, яка узгоджено встановлюється на передавачі і приймачі, і модулювати її випадковим прямокутним сигналом, передаючи сигнали синхронізації по радіоканалу.

### 3.3.5 Будова вузла демодуляції

Прийом і демодуляція корисного сигналу здійснюється за допомогою пристрою, структурна схема якого представлена на рис. 3.27

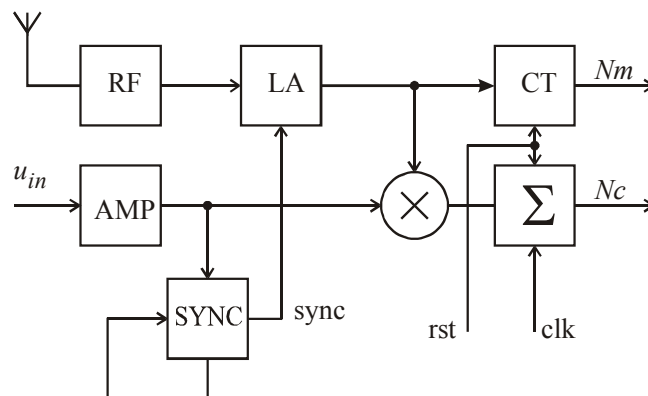


Рисунок 3.27– Структурна схема демодулятора корисного сигналу



Напряга, поширюється вздовж металевого трубопроводу. Отримана за допомогою виносних активних електродів, ця напруга поступає на вхід нормуючого підсилювача AMP. З виходу цього підсилювача сигнал поступає на вузол відновлення синхронізації із періодом корисного сигналу SYNC. На виході цього вузла формується сигнал, синхронний із періодом прийнятого сигналу не залежно від його фазової маніпуляції. Цей сигнал sync поступає на логічний блок LA, який використовується для формування дискретного сигналу демодуляції. Також на вхід цього блоку LA поступає сигнал зміни полярності із декодера радіосигналу RF. Будову елемента LA наведено на рис. 3.28.

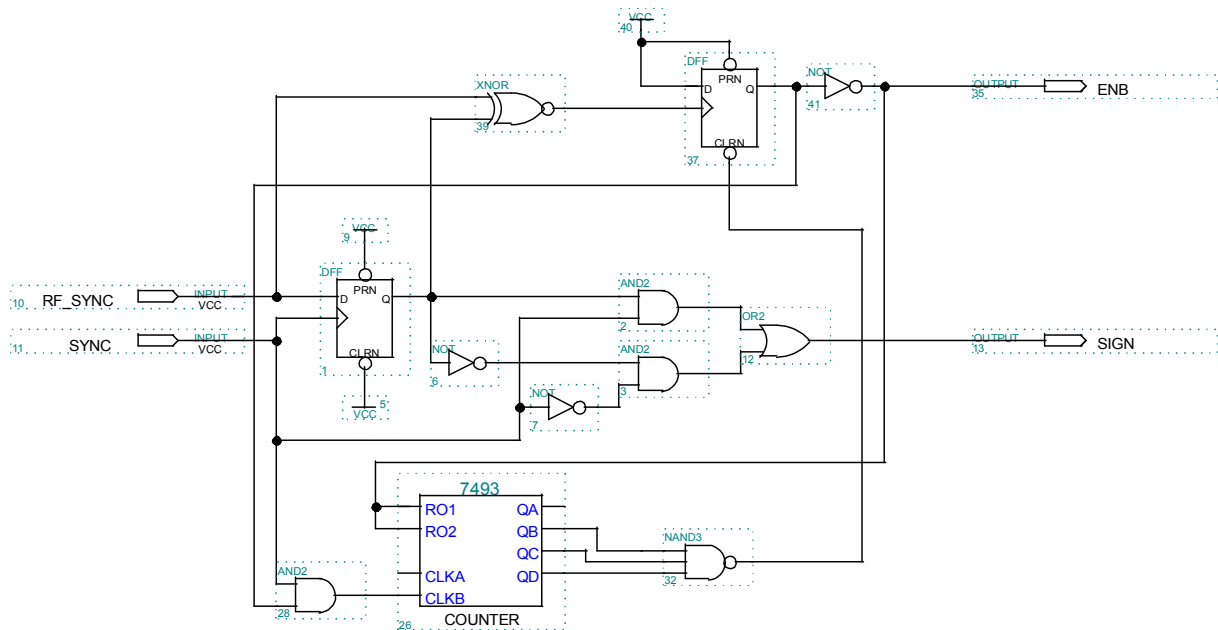


Рисунок 3.28– Будова вузла формування знаку накопичення (LA)

Окрім сигналу управління знаком демодулятора, блок LA формує сигнал утримання від обробки ENB, який забезпечує відсутність

Отриманий сигнал поступає на вхід балансного модулятора і перемножуючи вхідний сигнал із синхросигналом в певній фазі, отримується сигнал із синхронно випрямленим корисним сигналом. Цей сигнал поступає на суматор, який тактується сигналом clk із частотою дискретизації. Вхідними сигналами автомата є сигнали синхронізації clk, дані із АЦП ADC, вхід вибору знаку додавання  $Up/D$  і сигнал дозволу скидання Rst. Результат накопичується при  $Rst=1$ . При  $Rst=0$  відбувається утримання результатів, а при переході Rst із 0 в 1 синхронно із clk лічильник обнуляється.

Алгоритм роботи синхронного демодулятора  $\Sigma$  представлено на рис. 3.29.

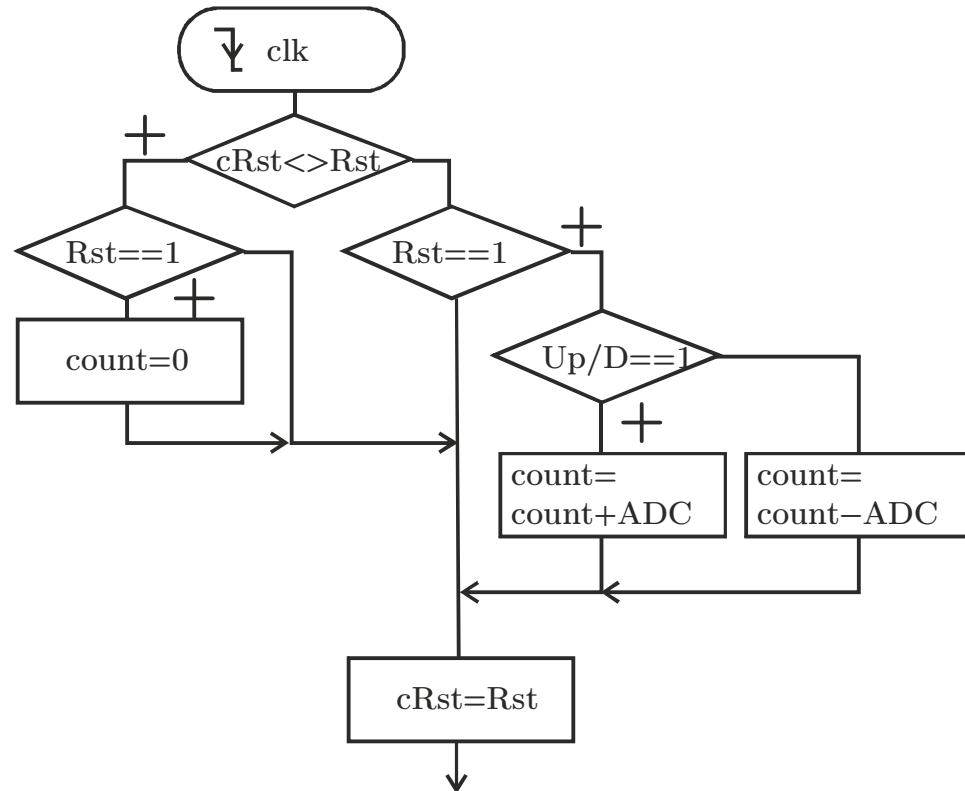


Рисунок 3.29– Алгоритм функціонування автомата синхронного демодулятора  $\Sigma$

Одночасно із накопиченням значення суми проходить рахування кількості періодів накопичення для подальшого усереднення накопиченого значення. На початку процесу накопичення лічильник так само скидається зовнішнім сигналом *rst*.

Після приходу заданої кількості періодів вхідного сигналу, кількість яких фіксує лічильник на виході  $N_m$  на виході демодулятора буде демодульована сума. Після ділення  $N_c$  на  $N_m$  буде знайдено середнє значення за період демодуляції:

$$N_{cm} = \frac{N_c}{N_m}. \quad (3.33)$$

А після ділення на  $N_{cm}$  на кількість  $N_{clk}$  (тактів *clk* на один період), буде знайдена незалежна від вказаних параметрів оцінка вхідного сигналу.

Таким чином здійснюється синхронне демодулювання корисного сигналу і пошук його амплітуди шляхом усереднення.

### 3.3.6 Розробка вузла синхронізації демодулятора SYNC

При роботі приймача важливо, щоб демодуляція проходила синхронно із періодом прийнятого сигналу. В той час як несинхронність спричинену тривалістю поширення сигналу в довгій лінії компенсується довгою реалізацією кожного із бітів.

Важливо, щоб приймач формував синхросигнали незалежно від фази корисного сигналу. Ця вимога важлива для стабільної роботи приймача незалежно від модулюючого випадковго сигналу (рис.3.30).

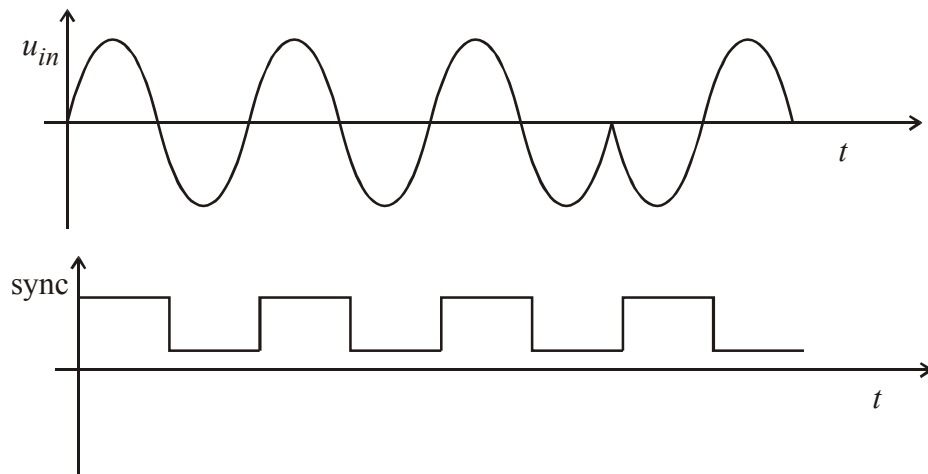


Рисунок 3.30– Вид синхросигналу при переключенні фази корисного сигналу

Для формування синхронізуючих сигналів використовуються вузли дискретизації. Найпростішим із яких є компаратор. Однак при впливі на корисний сигнал сторонніх завад форма сигналу спотворюється і виділити опорні точки на періоді не можна. Тому часто в такому випадку використовується генератор керований напругою. Частота і фаза такого генератора підтримується системою автоматичного налаштування. Реалізацій фазового автоналаштування частоти є достатньо багато [178, 179, 180]

Умовою роботи системи автоналаштування є мінімізації цільового значення. Зазвичай таким значенням є сигнал фазового дискримінатора, який формує напругу, пропорційну різниці фаз між корисним сигналом і сигналом власного генератора.

Вплив завад в корисному сигналі не дозволяє використовувати дискретний фазовий дискримінатор. Тому в даному випадку при сильному впливі випадкових завад пропонується фільтрування корисного сигналу згорткою із

прямокутним сигналом. Спектр прямокутного сигналу із зростанням кількості періодів буде звужуватися. При цьому усереднюється форма синусоїдального сигналу.

Для того, щоб налаштування відбувалося в межах від  $-\frac{\pi}{2}$  до  $\frac{\pi}{2}$  необхідно використати знак згортки із прямокутним сигналом, зсунутим на  $\frac{\pi}{2}$ :

$$\Delta U = [U_{in}(t) * P(\omega \cdot t)] \cdot \text{sign} \left[ P \left( \omega \cdot t + \frac{\pi}{2} \right) \right]. \quad (3.34)$$

Результатом виконання такої функції представлено на рис.3.31

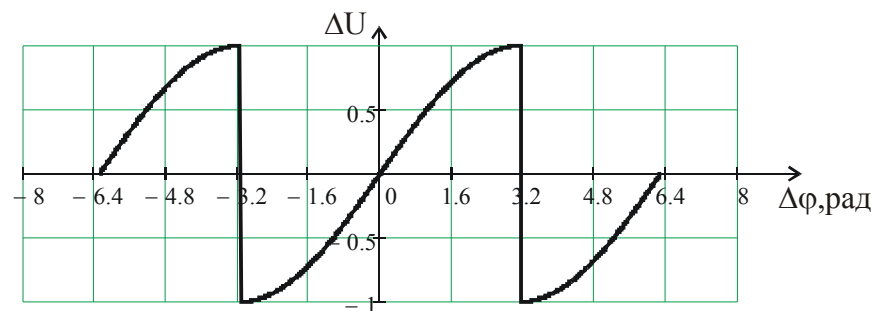


Рисунок 3.31– Залежність цільової функції авто налаштування від різниці фаз

Структурну схему системи синхронізації із використанням запропонованого способу формування цільового значення системи автоналаштування фази генератора наведено на рис. 3.32

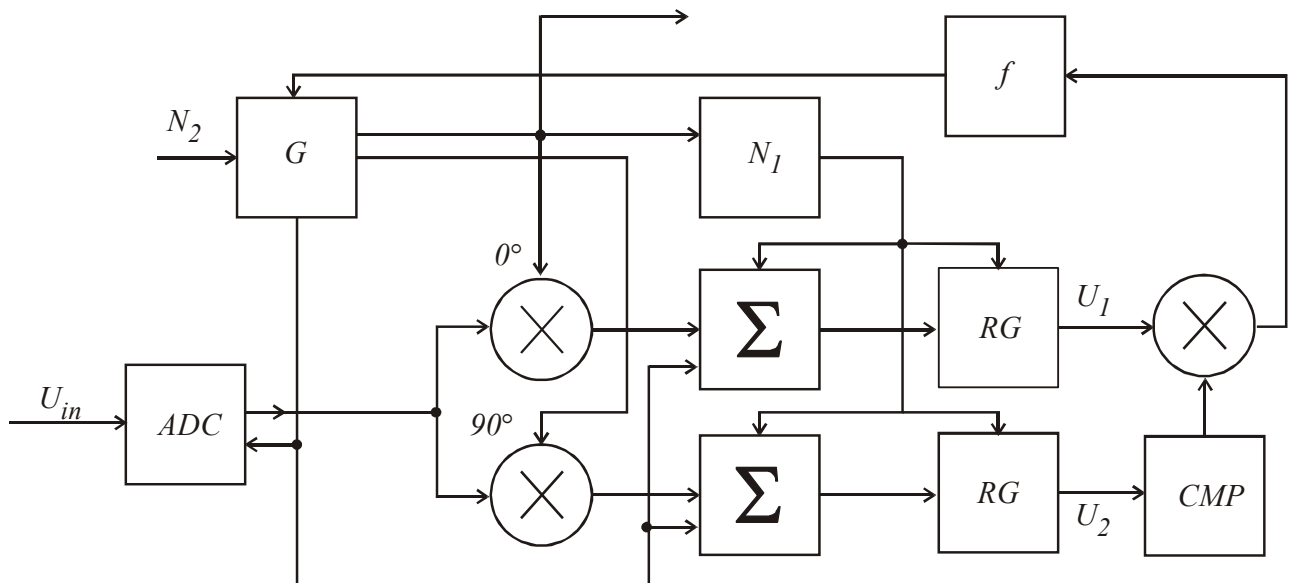


Рисунок 3.32– Структурна схема блоку синхронізації

Генератор  $G$  отримує код  $N_2$ , який визначає частоту генерації. Генератор формує два сигнали однієї частоти, але зсунуті між собою на кут  $\frac{\pi}{2}$ . Ці сигнали поступають на окремі балансні модулятори. З виходів балансних модуляторів сигнали поступають на суматори  $\Sigma$ . Таким чином протягом певної кількості періодів, яка визначається дільником  $N_1$  формуються дві суми, які є результатом згортки сигналів. По закінченню періоду розрахунку ці суми записуються у вихідні регістри  $RG$ , а лічильники обнуляються.  $U_2$  використовується для пошуку знаку за допомогою компаратора  $СМР$ . Сигнал порівняння поступає на ще один балансний модулятор, який формує цільову функцію автоналаштування. При відхиленні від нуля в ту чи іншу сторону необхідно коректувати фазу. За формування остаточного сигналу корекції відповідає блок  $f$ . Вихідний сигнал цього блоку використовується для визначення різниці фаз, на яку необхідно зсунути сигнал генератора для його узгодження із вхідним сигналом.

### 3.3.7 Розробка генератора фіксованої частоти із корекцією фазового зсуву.

Робота системи пов'язана із цифровим генератором, який налаштований на частоту корисного сигналу. Попри це фазу коливань необхідно коректувати зважаючи на вхідний сигнал.

Вихідним значенням часових залежностей цифрового синхронного генератора є параметри тактового сигналу, яким він тактується. Прямокутний сигнал формується цифровим автоматом. Вхідними параметрами для автомата є тривалість четвертини періоду вихідного сигналу  $V_{al}$  і помилка у фазі  $ph$ . Алгоритм функціонування автомата, який працює синхронно із заднім фронтом тактових імпульсів  $clk$  наведено на рис. 3.33.

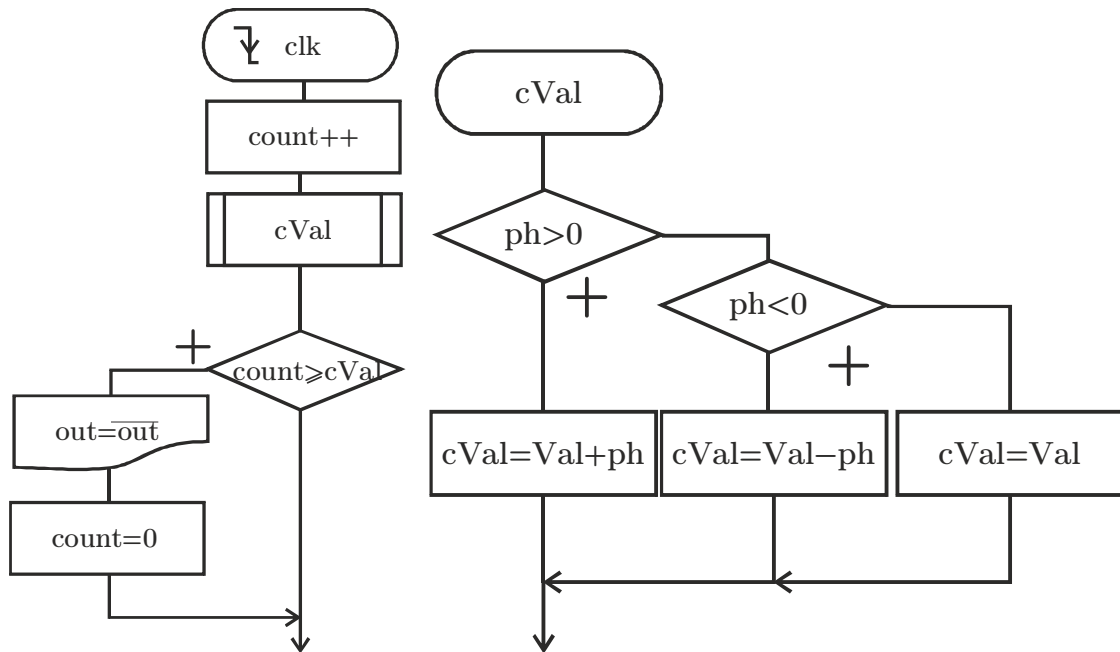


Рисунок 3.33– Алгоритм функціонування автомата, який формує сигнал прямокутної форми із корекцією по фазі

Кожен тактовий імпульс  $clk$  змінюється лічильник  $count$ . При досягненні певного значення  $cVal$  відбувається переключення виходу автомата на протилежне значення. Змінна, із якою порівнюється лічильник, коректує кожен тактовий імпульс в залежності від різниці фаз  $ph$ , на яку потрібно змістити сигнал. Опорним при цьому є значення  $Val$ , яке й визначає частоту переключення. Значення  $ph$  тільки коректує його для підлаштування фази. Роботу автомата було модельовано із використанням моделі вхідного сигналу  $inp$ . Результати моделювання представлено на рис. 3.34

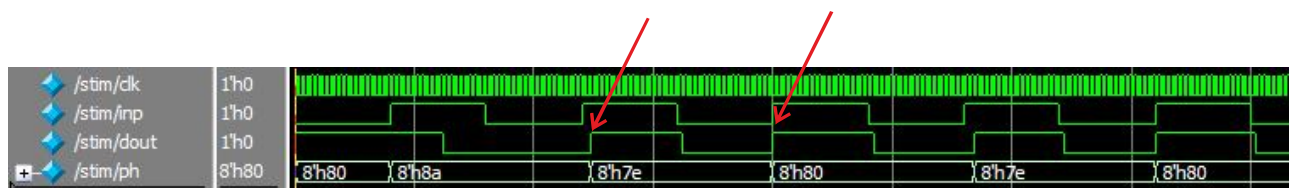


Рисунок 3.34– Результати моделювання роботи системи автоналаштування фази

Із наведеної діаграми видно, що асинхронний до вхідного сигналу вихідний сигнал  $dout$  періодично запізнюється по відношенню до вхідного. Різниця фаз  $ph$  вимірюється по передніх фронтах сигналів  $inp$  і  $dout$ . Як тільки нове значення  $ph$  отримане відразу починається корекція поточного вихідного імпульсу і наступний фронт вже співпадає із вхідним. Для відображення

числового значення фази зі знаком вибрано представлення від'ємних чисел із фіксованим зміщенням. При використанні 8 біт для запису числа 0 представляється значенням 0x80. Додатні числа більші за це значення а від'ємні відповідно – менші. На прикладі діаграми фаза вихідного сигналу запізнюється і тому при вимірюванні вона становить 0x7e, тобто мінус 2 чи 0x80 тобто 0.

В подальшому із сигналу *dout*, який має вдвічі більшу частоту за вхідний сигнал формується два сигнали, зсунуті між собою на  $\frac{\pi}{2}$  (рис. 3.35).

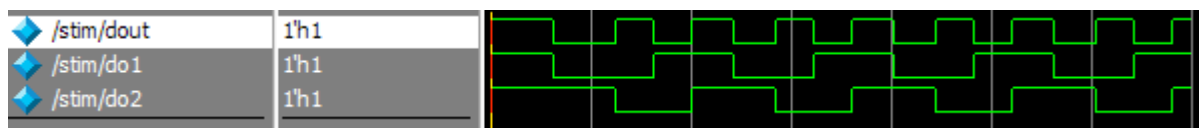


Рисунок 3.35– Формування двох сигналів заданої частоти зсунутих по фазі між собою

В результаті було розроблено схему спецпроцесора, яка наведена на рис. 3.36

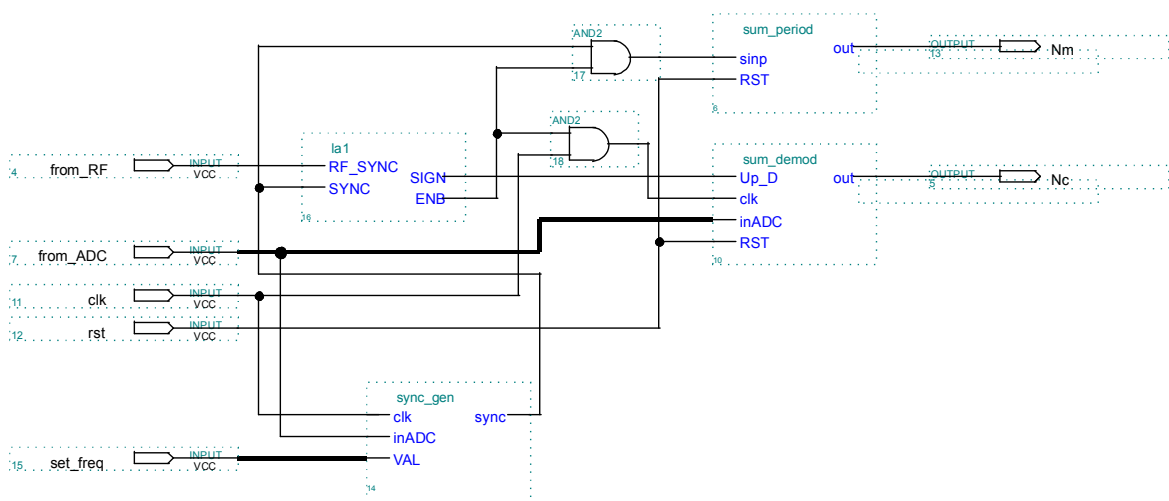


Рисунок 3.36– Схема спецпроцесора приймального пристрою

Використання для відновлення модульованого сигналу дискретної оцінки розсинхронізації призводить до деякої неточності в результаті інтегрування. Причина її появи полягає у стрибкоподібній зміні фази налаштування через час, який необхідний для виділення фазової інформації із зашумленого потоку. Помилка в фазовому куті синхронного накопичення призводить до зменшення результату накопичення, як це показано на рис. 3.37

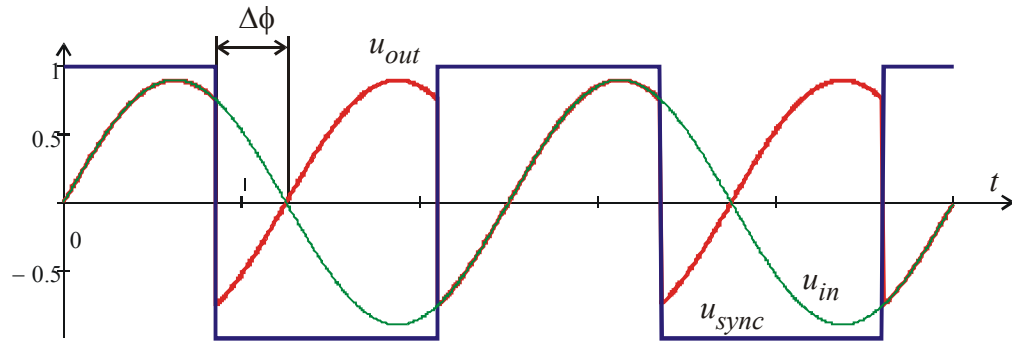


Рисунок 3.37– Вплив розсинхронізації фази на похибку оцінки напруги синусоїдальної форми

Демодуляція відбувається під управлінням сигналу синхронізованого сигналом генератора. Тому точність роботи демодулятора залежить від точності роботи генератора а він в свою чергу залежить від роботи системи фазового автоналаштування. Система фазового автоналаштування використовує результати кореляції, вхідного сигналу із прямокутним сигналом заданої частоти. Тому результат про корекцію фази отримується дискретно. Час отримання нового значення визначається оператором. Значення корекції опрацьовується за допомогою функціоналу

$$\Delta\phi = \begin{cases} Kr & Rx0 > Kr, Rx90 > 0 \\ Rx0 & 0 > Rx0 > -Kr, Rx90 > 0 \\ 1 & Rx0 = 0 \\ -Rx0 & 0 < Rx0 < -Kr, Rx90 < 0 \\ -Kr & Rx0 < -Kr, Rx90 < 0 \end{cases}, \quad (3.35)$$

де  $Kr$  - код максимального значення приросту;

$Rx0$  - масштабований коефіцієнт кореляції із фазою 0;

$Rx90$  - масштабований коефіцієнт кореляції із фазою  $\pi/2$ .

В результаті роботи систем автопідстроики фазовий кут підлаштується дискретно. Величина підлаштування служить мірою відхилення генератора від нульової фази. Накопичення результату проходить весь час. Тому відхилення фази від нульового значення приводить до появи похибки.

Визначення величини сигналу проходить за допомогою синхронного інтегрування півхвиль гармонійного сигналу. При правильній синхронізації результат інтегрування за півперіод:



$$U = \int_0^{\pi} Um \cdot \sin(\phi) d\phi = 2 \cdot Um. \quad (3.36)$$

Якщо виникає розсинхронізація, то результатом інтегрування буде:

$$U = \int_0^{\pi} Um \cdot \sin(\phi + \Delta\phi) d\phi = 2 \cdot Um \cdot \cos(\Delta\phi). \quad (3.37)$$

У випадку дискретного накопичення результат додавання залежить від кількості точок накопичення. Тому коректуючим множником на один півперіод буде:

$$K_U = \frac{\pi}{2 \cdot N} \cdot \frac{1}{\cos(\Delta\phi)}, \quad (3.38)$$

де  $N$  - кількість точок накопичення.

В результаті

$$Um = K_U \cdot \sum_{i=0}^N U_i. \quad (3.39)$$

Значення помилки накопичення фази визначається із розподілу коректуючого коефіцієнта фазового автоналаштування частоти

$$\overline{\Delta\phi} = \int_{N_1}^{N_2} \Delta\phi \cdot p(\Delta\phi) d\Delta\phi, \quad (3.40)$$

де  $N_1, N_2$  - діапазон значень, які оцінюються;

$p(\phi)$  - ймовірності появи кута.

При дискретній корекції кута інтегральна залежність буде мати вигляд:

$$\overline{\Delta\phi} = \sum_{i=N_1}^{N_2-N_1} \Delta\phi_i \cdot p_{\Delta\phi}. \quad (3.41)$$

Для моделювання роботи системи автоналаштування було розроблене спеціальне програмне забезпечення. Зовнішній вигляд основного вікна програми наведено на рис.3.38.



Рисунок 3.38—Приклад роботи програми симуляції авто системи визначення напруги

За допомогою моделі можна формувати набір вхідних значень сигналу гармонійної форми із додаванням широкосмугового шумоподібного сигналу довільної амплітуди і когерентного сигналу із довільною частотою і амплітудою. Результатом роботи програми є графічне зображення миттєвих сигналів налаштування, демодуляції і визначення амплітуди корисного сигналу.

Також за допомогою програми можна оцінити результати роботи системи автоналаштування. Внаслідок моделювання було встановлено, що оцінка фазового зсуву джерела і приймача внаслідок тривалого опрацювання буде дискретним значенням (рис. 3.39).

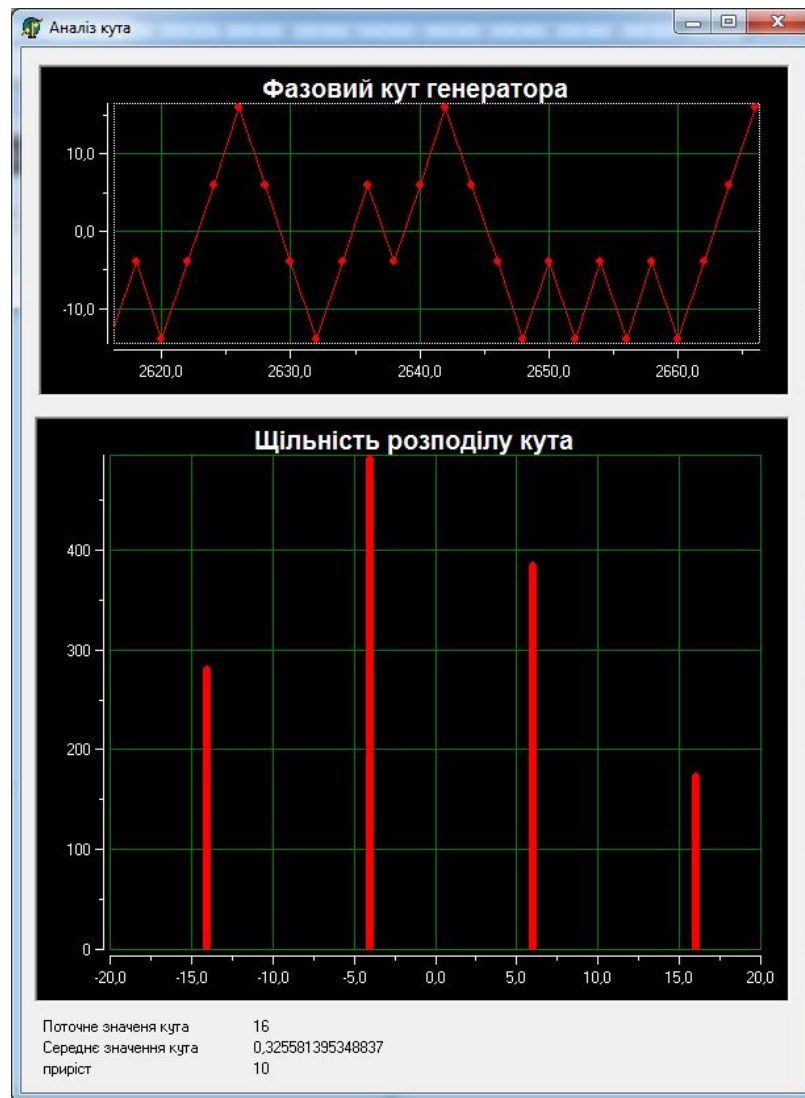


Рисунок 3.39—Приклад аналізу середнього кута корекції системи автоналаштування

Однак маючи оцінку середнього значення приросту фазового кута за формулою (3.38) результат синхронного накопичення коректується до точнішого значення.

Використовуючи описану методику опрацювання сигналу було модельовано виділення корисного сигналу із завади, яка по амплітуді була рівна корисному сигналу. Приклад демодульованого сигналу наведено на рис.3.40.

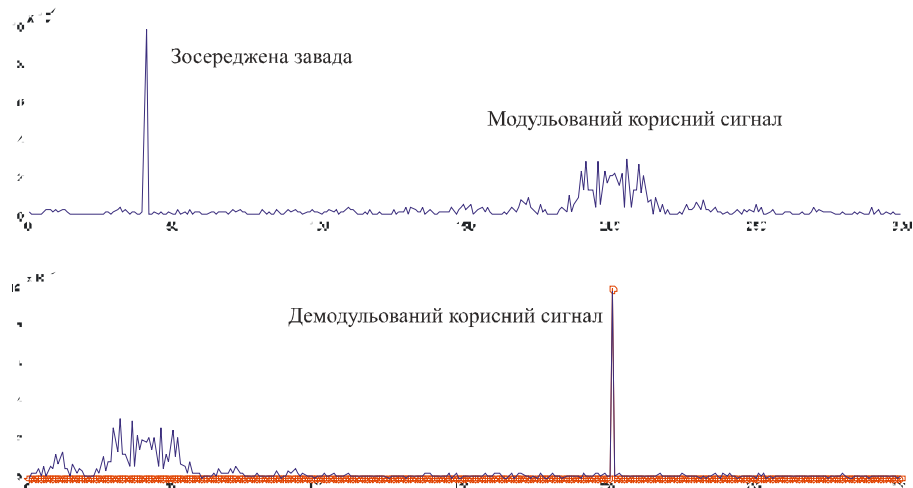


Рисунок 3.40– Спектральна щільність сигналу, поданого в досліджуване середовище і демодульованого після вимірювання

Із наведеної діаграми видно, що при виконанні двох однакових модуляцій спектр корисного сигналу розпилюється в околі своєї частоти. При повторній модуляції корисний сигнал відновлює своє спектральне значення, в той же час завада розпилюється. Навіть при співпадінні частоти завади і корисного сигналу за рахунок розширення спектру завади внаслідок модуляції корисний демодульований сигнал по амплітуді практично не змінюється.

Дискретне перетворення Фур'є в даному випадку використовується для отримання вузько смужової оцінки спектральної складової корисного сигналу без впливу інших спектральних складових. Випадковий характер біполярної функції модуляції гарантує звуження смуги опрацювання спектральної складової при зростанні кількості біт її реалізації. Наведений метод опрацювання сигналів можна використовувати для дослідження затухання сигналу на вибраній частоті в умовах дії сторонніх завад [181].

### 3.4 Метод опрацювання сигналів для визначення електричного струму, що протікає по стінках підземного металевого трубопроводу

Струм в трубопроводі вимірюється за допомогою індуктивних котушок, які в поєднанні із елементами вхідних ланок підсилювачів формують коливальний контур. Цей коливальний контур звужує смугу пропускання системи і викликає суттєві фазові зсуви. Тому для дослідження параметрів

зникання струму використовуються сигнали, які не мають широкосмугової складової.

Як і у випадку із напругою, при проходженні струму по стінках трубопроводу він додається до завад. При цьому зростає амплітуда сигналу. Усунути сторонні завади можна шляхом фільтрування. Однак, це можна зробити тільки тоді, коли спектр сигналу завади не співпадає зі спектром корисного сигналу. В даному випадку найбільшого впливу мають завади промислових частот.

Пошук амплітуди струму на сусідніх ділянках трубопроводу здійснюється з використанням методу опрацювання пари гармонійних сигналів (п.2.2).

Згідно описаного в п.2.2 методу проводяться наступні дії:

- вибирається частота дискретизації ;
- вибираються частоти пошукового сигналу;
- вибирається тривалість часу дискретизації вхідного сигналу;
- вибирається тривалість опорних сигналів;
- для вибраної тривалості опорних сигналів шукається матриця пояснюючих коефіцієнтів;
- ковзним чином вздовж вхідного набору шукається амплітуда двох пошукових сигналів;
- шукаються спектри амплітуд;
- визначаються найбільші спектральні складові в двох спектрах;
- шукається частота когерентної завади;
- перебудовується матриця пояснюючих коефіцієнтів.

Перевірку описаного методу опрацювання проведено за допомогою числового моделювання. При моделюванні перевірялась можливість виділення амплітуди корисного сигналу із сукупності завад широкосмугових і зосереджених в околі досліджуваної частоти. Вхідний сигнал є сукупністю випадкової широкосмугової складової і когерентної завади в околі частот корисних сигналів як показано на рис. 3.44. Амплітуда пошукового сигналу і широкосмугової завади рівна 1 В. Амплітуда стаціонарної когерентної завади рівна 10 В.

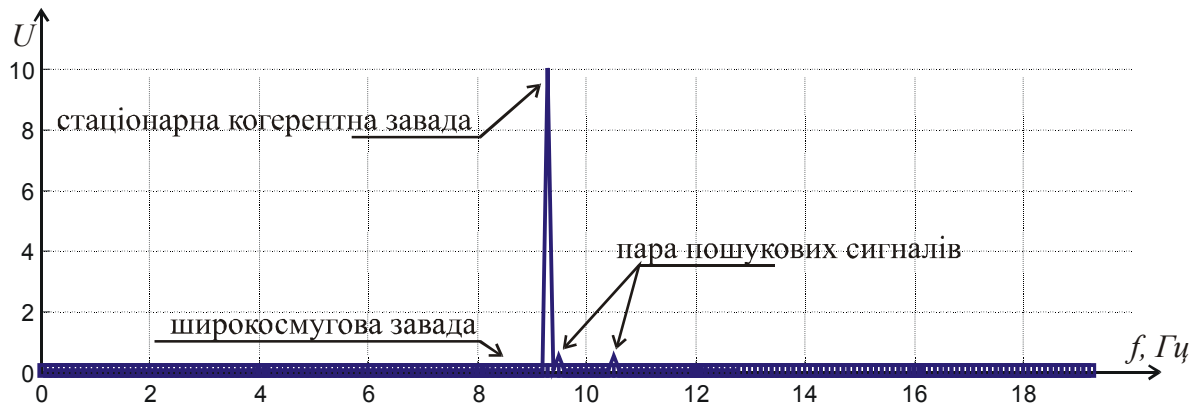


Рисунок 3.41– Спектральна щільність моделі вхідного сигналу із завадами

Вхідні дані формувалися виходячи із частоти дискретизації 1000 Гц і часу спостереження 10 с. Згідно алгоритму обробки формується матриця пояснюючих коефіцієнтів із використанням відомих частот пошукових сигналів. Матриця формувалась вважаючи, що тривалість опорних сигналів рівний 1 с.

Шукається ковзне значення амплітуди двох сигналів за допомогою методу найменших квадратів. Тобто із вхідного набору тривалістю 10 с виділяється вікно тривалістю 1 с. В межах цього вікна шукається амплітуда пошукових сигналів. Потім точка формування зсувається на один результат і пошук повторюється. Результати визначення ковзної амплітуди наведено на рис. 3.42.

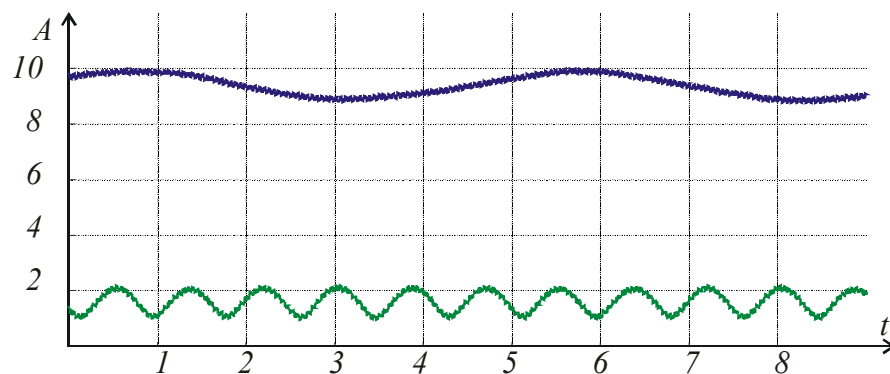


Рисунок 3.42- Результати пошуку амплітуди пошукових сигналів у вхідному наборі

Очевидно, що в даному випадку на корисний сигнал має значний вплив завада, яка призвела до того, що один із сигналів має амплітуду в 4,5 рази більшу за другий. Відповідно і різниця амплітуд буде хибною. Значення різниці амплітуд наведено на рис. 3.43

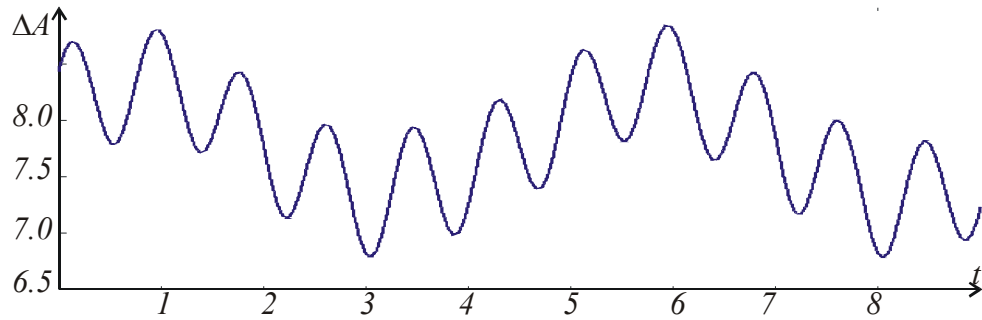


Рисунок 3.43- Різниця амплітуд двох пошукових сигналів

Відділити заваду від пошукових сигналів можна, якщо знайти частоту цієї завади. Для її пошуку шукається спектр двох наборів, які містять ковзні амплітуди пошукових сигналів. Вигляд спектральної щільності обох наборів наведено на рис. 3.47

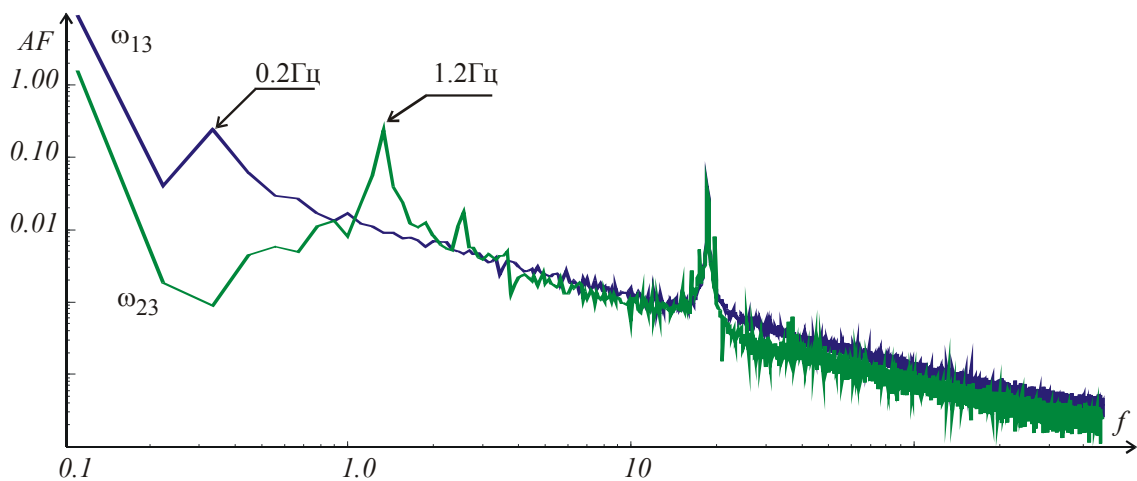


Рисунок 3.44- Спектральна щільність наборів ковзних амплітуд

Видно, що на спектрі є максимальне значення в на 0,2 Гц і 1,2 Гц. Згідно з формулою (2.15) визначається частота завади 9,3 Гц.

Після цього перебудовується матриця пояснюючих коефіцієнтів, де окрім коефіцієнтів пошукових сигналів вже присутні й коефіцієнти сигналу завади. Із використанням нової регресійної моделі повторно шукається амплітуда ковзним набором і різниця амплітуд. Вигляд цих залежностей після перебудови регресійної моделі наведено на рис. 3.48.

За результатом пошуку максимумів на кожному із періодів при тих зазначених умовах було визначено середнє значення амплітуди, яке становить 1,05. Похибка зумовлена проникненням випадкової складової в спектр відразу двох пошукових сигналів. Збільшення частоти дискретизації

зменшує похибку визначення амплітуди, оскільки зменшує смугу кожного із пошукових сигналів у дискретній формі.

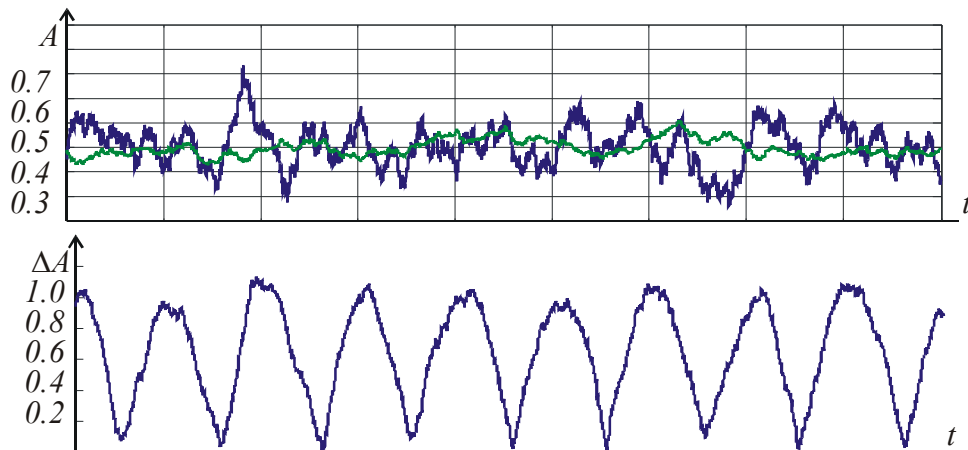


Рисунок 3.45- Вигляд сигналів отриманих ковзним перетворенням після врахування параметрів завади

Реалізацію такого алгоритму зручно проводити засобами мікропроцесорної техніки, оскільки при обчисленні параметрів регресійної моделі виконується багато математичних операцій. Використання двохчастотного сигналу дозволяє будувати вузли опрацювання сигналів і визначати затухання корисного сигналу при впливі сторонніх завад на досліджуваній частоті. Таке опрацювання можна проводити для томографічного дослідження ґрунтових масивів [182].

### 3.5. Метод опрацювання сигналів при визначенні інтегрального фазового зсуву

Для вирішення поставленої задачі пропонується використовувати дослідження за допомогою кадрів, що складаються із множини коливань досліджуваної частоти. Тривалість кадру має бути більшою ніж розраховані за моделлю затримки на частоті дослідження. Згідно результатів моделювання запізнення сигналу в трубопроводі становить декілька періодів в залежності від частоти. Тому для визначення цього запізнення має бути формований сигнал, один біт якого буде містити мінімум 5 періодів досліджуваного сигналу.

Найпростіший і очевидний спосіб визначити швидкість поширення сигналу на заданій частоті є формування пачки синусоїдальних коливань визначеної тривалості. Формування такого сигналу можна здійснити за



допомогою амплітудної модуляції. При модуляції генератором по швидкому каналу генерується стартовий імпульс, який вказує на початок кадру модульованого коливання і в подальшому всі вимірювання приводяться відносно цього імпульсу (рис. 3.46).

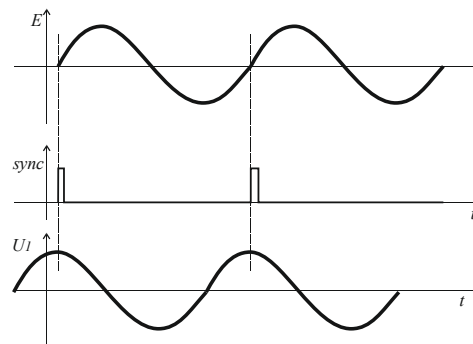


Рисунок 3.46– Вимірювання фазового кута в точках вздовж лінії із використанням стробового імпульса

Модульований сигнал поширюється вздовж трубопроводу із фазовою швидкістю для частоти цього сигналу. Залежно від довжини лінії і фазової швидкості поширення сигналу в лінії в точці спостереження сигнал затримується на певний час (рис. 3.47).

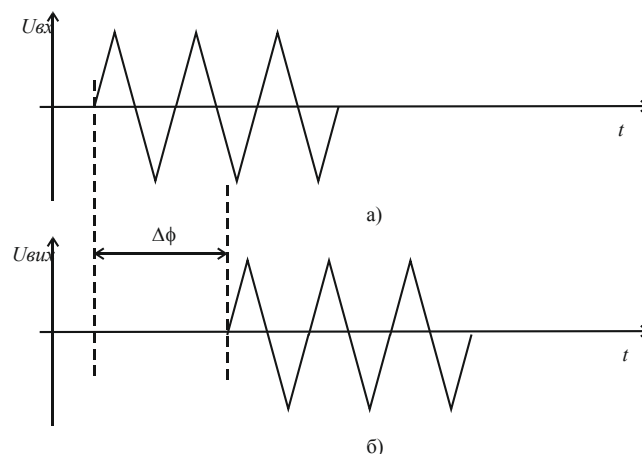


Рисунок 3.47– Затримка проходження сигналу в лінії

Пошук початку кадру після проходження по лінії має певні труднощі. В даному випадку лінією є підземний металевий трубопровід. Трубопровід через велику площу має високу поперечну ємність. Тому сигнали, проходячи по ньому, сильно затухають. Крім того, в трубопроводі присутні значні завади, пов'язані із його великою довжиною і наявністю в землі блукаючих струмів. На віддалі в декілька кілометрів від джерела сигналу прийнятий сигнал суттєво затухає на фоні випадкових завад. Тому визначити початок кадру в точці

прийому можна тільки на невеликій відстані від точки приєднання джерела сигналу.

Ще одна проблема, яка виникає при визначенні часу приходу кадру заповненого гармонійним сигналом пов'язана із різною швидкістю поширення сигналів в лінії. Кадр сигналу можна представити як добуток функції вікна на неперервний гармонійний сигнал. Функція вікна має форму прямокутного імпульсу із одиничним станом під час формування кадру і нульовим станом у інший час. Спектр прямокутного імпульсу є безмежний. Добуток сигналів в часовій області призводить до згортки спектрів сигналів в частотній області. Тому спектр результуючого сигналу, який по формі нагадує пачку гармонійних коливань певної довжини і в даному випадку вважається кадром отримує безмежний спектр. Кожна із складових спектру цього сигналу рухається по лінії із власним затуханням і власною фазовою швидкістю.

Найбільше значення різні коефіцієнти поширення спектральних складових мають в моменти зміни функції, яка заповнює кадр. Такі зміни відбуваються при включенні і виключенні коливань. Перехідний процес, протягом якого буде змінюватися форма сигналу, за умови відсутності відбивання в лінії, буде визначатися часом приходу до точки спостереження самої повільної спектральної складової.

Згідно формули для коефіцієнта поширення хвилі в лінії, низькочастотні спектральні складові менше затухають і мають меншу швидкість поширення (рис.3.48).

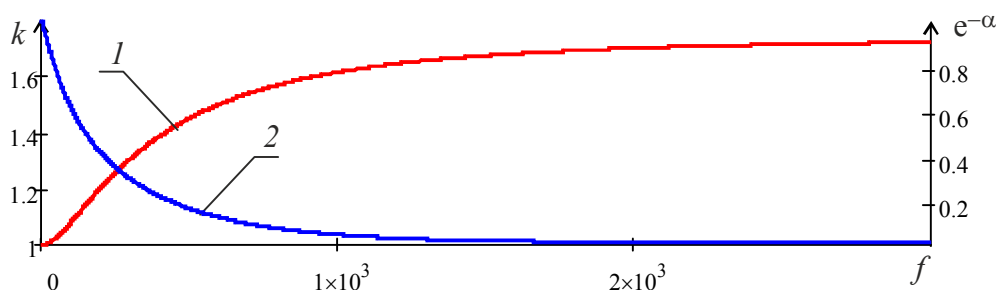


Рисунок 3.48– Залежність хвильового числа 1 і коефіцієнта передачі 2 від частоти сигналу

Якщо тривалість кадру значно більша за час затримки сигналу в лінії, то можна вважати процеси включення і виключення заповнюючого коливання не

пов'язаними. Тоді включення можна описати добутком функції Хевісайда на гармонійний сигнал. Множення сигналів в часовій області призводить до згортки спектрів цих сигналів в частотній області. Спектральна щільність функції Хевісайда обернено пропорційна до частоти. Результуючий спектр функції включення гармонійного сигналу має вигляд [183]:

$$S(\omega) = \frac{A_M \cdot \omega_0}{-\omega^2 + \omega_0^2}. \quad (3.42)$$

Всі частоти, присутні в спектрі сигналу рухаються по лінії із власною швидкістю і приходять в точку спостереження кожна в свій час та з амплітудою, яка визначається властивостями сигналу й АЧХ лінії. АЧХ лінії можна отримати, інтегруючи сигнал включення. На рис. 3.49 наведено сигнал включення - 1, сигнал, який пройшов по лінії - 2 і АЧХ лінії - 3.

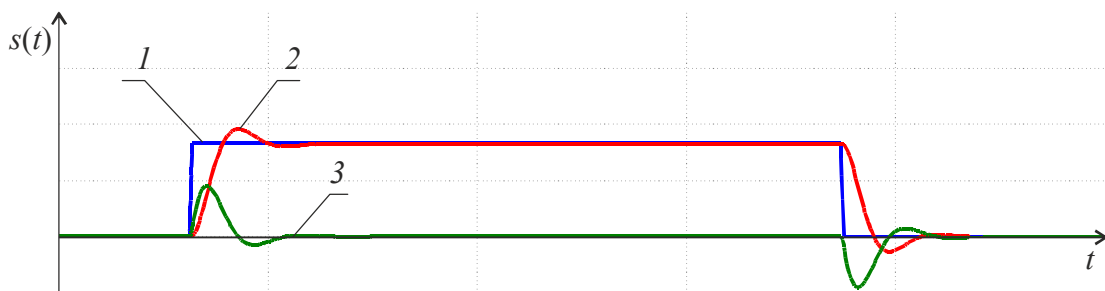


Рисунок 3.49– Проходження прямокутного сигналу огинаючого через лінію

Сигнал включення гармонійного сигналу, проходячи по лінії окрім спектральної складової на частоті  $\omega_0$  буде складатися із суми всіх частот спектру, але прийдуть вони кожна в свій час. Форма сигналу включення гармонійного сигналу наведена на рис. 3.50.

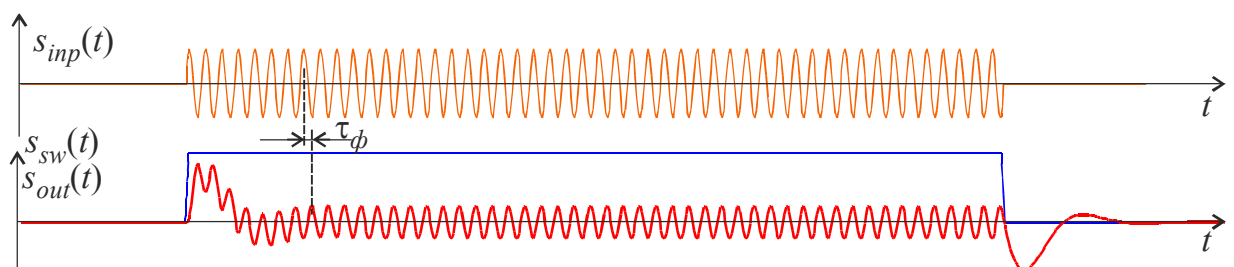


Рисунок 3.50– Форма сигналу на вході і виході лінії

Пройшовши по лінії, низькочастотні складові, утворені переключенням додаються до гармонійної складової комутованого сигналу. Амплітуда всіх спектральних складових сигналу визначається АЧХ лінії. Так само, і при

виключенні всі спектральні складові утворені переключенням, але вже із від'ємним знаком пройшли через лінію і пропорційно АЧХ лінії додалися. Але гармонійної складової вже немає, бо її виключили.

Отже, при включенні гармонійної складової формується широкий спектр частот. Зважені АЧХ лінії спектральні складові із власною швидкістю незалежно один від другого рухаються по лінії. І хоч сигнал при проходженні по лінії змінює свою форму, але кожна спектральна складова рухається по лінії незалежно, тому аналізуючи окрему частотну складову можна визначити її затримку в лінії  $\tau_\phi$ , а за нею і фазову швидкість.

### 3.6 Розробка структурної схеми ІВК для визначення часу затримки кадру при проходженні по досліджуваній лінії

Структурно ІВК можна розділити на чотири частини. Ці частини виконують завдання підсилення вхідного сигналу, формування множини синхро сигналів, знакове інтегрування чи накопичення даних, остаточне опрацювання результатів і відображення результатів.

Структурну схему блоку прийому, підсилення і протипідмінного фільтрування неперервних сигналів представлено на рис. 3.51.

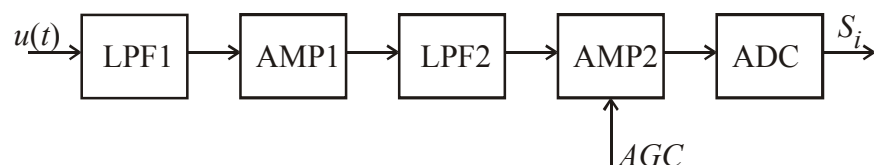


Рисунок 3.51–Структурна схема блоку підсилення

Вхідний сигнал  $u(t)$  подається на вхід буферного каскаду, який здійснює додання імпульсних завад і захист від перевантаження по напрузі. Після буферного каскаду сигнал поступає на буферний підсилювач AMP1 який здійснює попереднє підсилення сигналу. Підсилений сигнал поступає на вхід проти підмінного фільтра низьких частот LPF2. Сигнал із цього фільтра за потреби поступає на вхід підсилювача із керованим коефіцієнтом підсилення AMP2, звідки на вхід аналого-цифрового перетворювача. На виході блоку буде формуватися потік дискретних значень.

Сукупність опорних сигналів формується за формулами:

$$S_{00}(t) = -\sin(\omega_0 \cdot t) \cdot \text{sign}\left(\text{mod}[t, Tk] - \frac{Tk}{2}\right); \quad (3.43)$$

$$S_{90}(t) = -\cos\left(\omega_0 \cdot t + \frac{\pi}{2}\right) \cdot \text{sign}\left(\text{mod}[t, Tk] - \frac{Tk}{2}\right);$$

$$S_{09}(t) = -\sin(\omega_0 \cdot t) \cdot \text{sign}\left(\text{mod}\left[t + \frac{Tk}{4}, Tk\right] - \frac{Tk}{2}\right);$$

$$S_{99}(t) = -\cos(\omega_0 \cdot t) \cdot \text{sign}\left(\text{mod}\left[t + \frac{Tk}{4}, Tk\right] - \frac{Tk}{2}\right);$$

$$S_{10}(t) = \sin(\omega_1 \cdot t);$$

$$S_{19}(t) = \cos(\omega_1 \cdot t);$$

$$S_{20}(t) = \sin(\omega_2 \cdot t);$$

$$S_{29}(t) = \cos(\omega_2 \cdot t).$$

Із використанням отриманих опорних сигналів шукаються відповідні коефіцієнти кореляції:

$$R_{xx} = \sum_{i=0}^{N-1} S_{xx}\left(\frac{i}{N} \cdot Tk\right) \cdot s_i, \quad (3.44)$$

де  $xx$  - відповідні індекси опорних сигналів

Спрощений фрагмент алгоритму роботи програми для пошуку часу затримки кадру наведено на рис. 3.52.

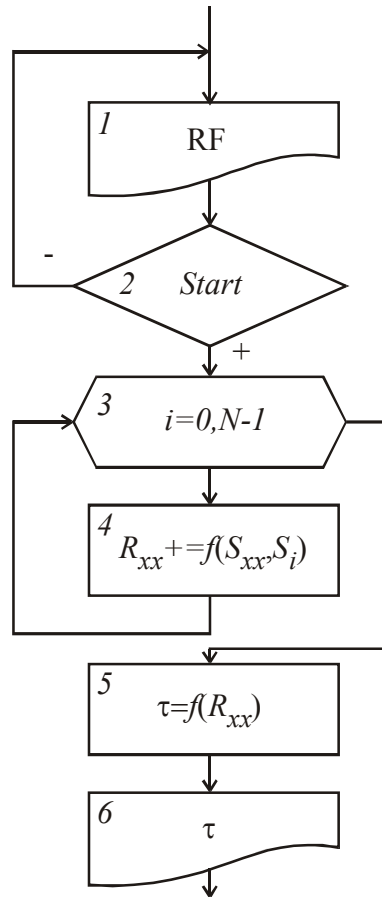


Рисунок 3.52–Алгоритм визначення часу затримки кадру за кореляційними коефіцієнтами

За допомогою моделювання було проведено дослідження впливу завади із широким спектром на СКВ результату вимірювання при різній кількості точок біт кадру. Результат дослідження впливу завади на СКВ для різних співвідношень сигнал-шум наведено на рис. 3.53. При моделюванні кількість точок на біт приймався 700. Частота основного сигналу 5 Гц. Час накопичення результатів спостереження 1 с.

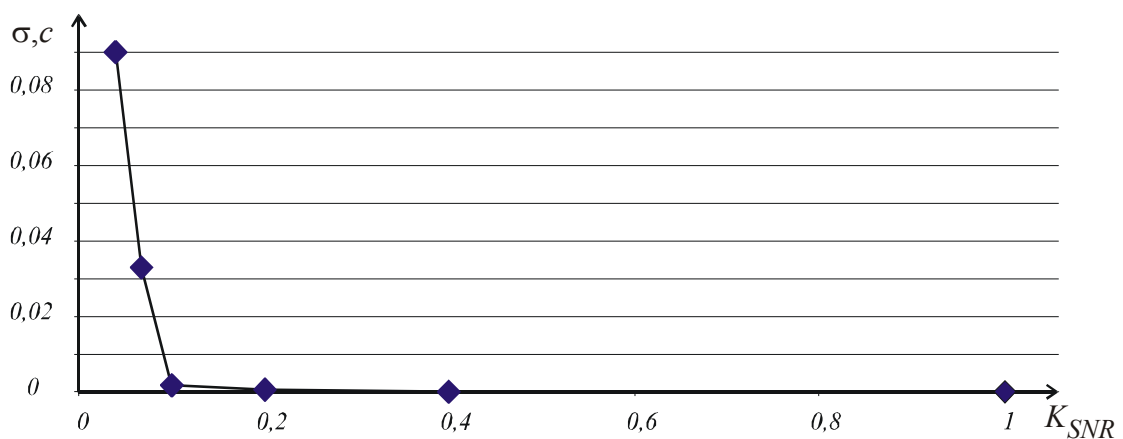


Рисунок 3.53–Залежність СКВ від співвідношення сигнал–шум

Із наведеного графіку видно, що СКВ починає суттєво зростати при зростанні шуму по відношенню до корисного сигналу більше ніж в 10 разів ( $K_{SNR} < 0,1$ ). До цього значення забезпечується прийнятна точність визначення часу запізнення кадру.

Значення СКВ результату залежить від багатьох параметрів. Один із важливих є ширина смуги корисного сигналу. При впливі сторонніх широкосмугових завад доцільно зменшувати частотну смугу корисного сигналу. Досягти цього в дискретних системах можна збільшуючи кількість точок дискретизації.

Результати моделювання залежності кількості точок дискретизації на один біт кадру наведено на рис. 3.54.

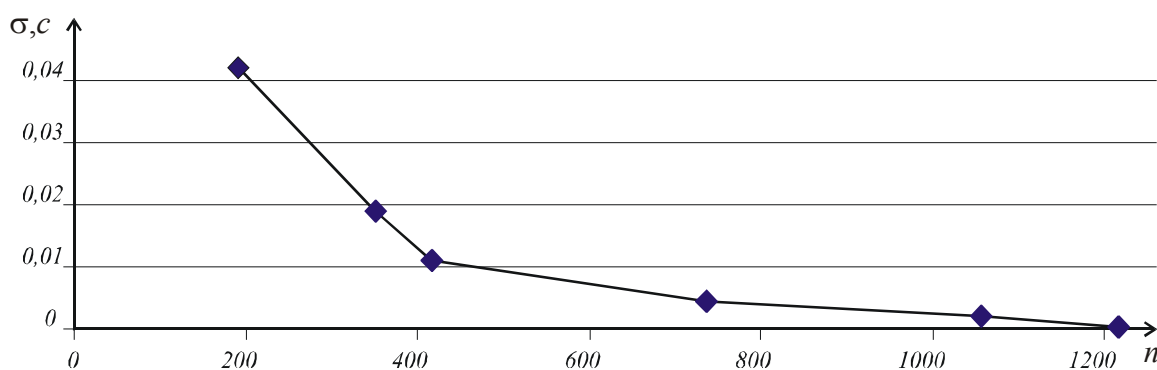


Рисунок 3.54—Залежність СКВ від кількості точок на біт

Наведені результати дослідження підтверджують зроблене припущення про вплив кількості точок на СКВ результату. Очевидним є використання безмежної кількості точок опрацювання для отримання мінімального значення СКВ часу поширення кадру. Досягти збільшення точок можна із використанням апаратних засобів опрацювання аналогових сигналів. Операцію додавання замінюється інтегруванням із відповідним знаком.

При визначення часу затримки кадру використовується метод викладений в п.2.4. Реалізація цього методу можлива з використанням алгоритмічної обробки засобами процесорної техніки, чи з використанням апаратного формування опорних сигналів. Структурну схему блоку формування сигналів синхронізації наведено на рис.3.55.

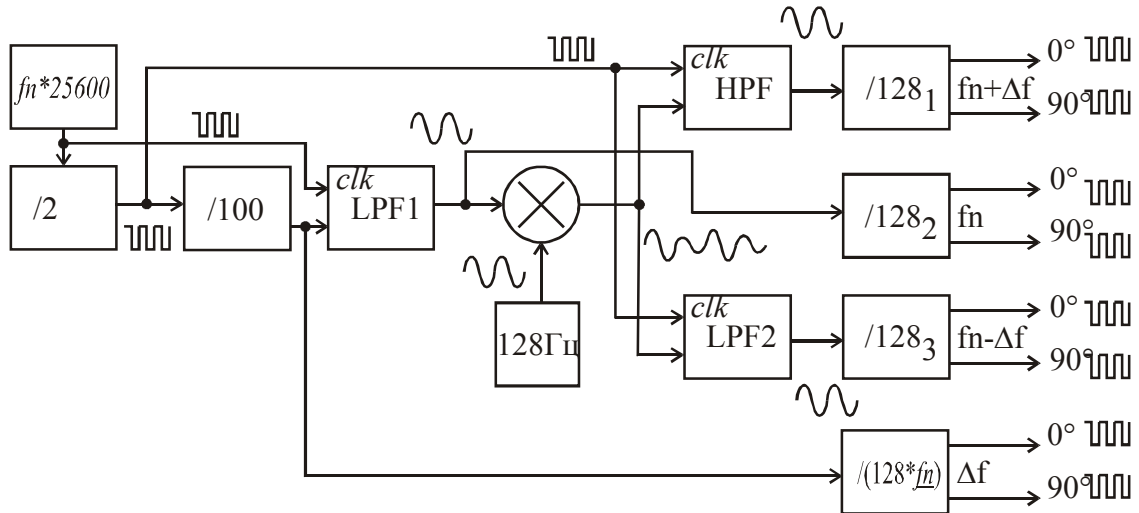


Рисунок 3.55–Структурна схема блоку формування синхросигналів

Для роботи описаного методу необхідне формування восьми синхросигналів. Чотири із них використовуються для наближеного визначення затримки кадру. Ще чотири використовуються для визначення точного значення затримки в межах свого періоду.

При формуванні сигналів використовується аналогові блоки, які дозволяють утворити дзеркальні частотні складові. Вони утворюються внаслідок перемноження синусоїдальних сигналів із частотою досліджуваного сигналу і модулюючого. При множенні утворюються множина спектральних складових. Формування синусоїдального сигналу із прямокутного проходить із використанням фільтра низьких частот. ФНЧ синхронний, і тому його частота зрізу міняється із частотою тактового сигналу. Таким чином, не потрібно проводити додаткові налаштування. Зручним для використання є інтегральні ФНЧ на комутованих конденсаторах, із високим порядком. Частота зрізу фільтра визначається частотою тактового сигналу і становить 1/100 від неї. Виходячи з цього і формуються всі дискретні сигнали в блоці.

Формування синхросигналів необхідної частоти починається із формування сигналу прямокутної форми і частотою, яка в 25600 разів вища за вибрану  $f_n$ :

$$f_{clk} = f_n \cdot 25600.$$



Із цього сигналу формується тактовий сигнал для роботи фільтра LPF1. Його частота зрізу буде

$$f_{LPF1} = f_n \cdot 256.$$

Далі сигнал ділиться на 2 і отримується сигнал тактування фільтрів дзеркальних каналів LPF2 і HPF. Частоти зрізу цих фільтрів будуть

$$f_{LPF2} = f_n \cdot 128,$$

$$f_{HPF} = f_n \cdot 128.$$

Сигнал після подільника на 2 ділиться на 100 і поступає на вхід LPF1. Частота цього сигналу буде становити  $f_0 = f_n \cdot 128$ . Прямокутний симетричний сигнал містить безмежну кількість непарних гармонік. Після проходження цього сигналу через фільтр LPF1, у якого частота зрізу проходить по другій гармоніці, то на виході фільтра буде отримано тільки першу гармоніку вхідного сигналу. Після проти підмінного фільтра сигнал синусоїдальної форми і з частотою  $f_0$  поступає на вхід балансного модулятора. На інший вхід балансного модулятора поступає сигнал синусоїдальної форми із частотою 128 Гц. Після множення утворюється сигнал суми двох сигналів із дзеркальними відносно  $f_0$  частотами

$$s(t) = \sin(2\pi[f_0 - 128]t) + \sin(2\pi[f_0 + 128]t).$$

Ці сигнали поступають на входи фільтрів LPF2 і HPF, у яких частота зрізу рівна  $f_0$ . Тому на виході цих фільтрів будуть окремо сигнали із частотами  $f_1 = f_0 - 128$  і  $f_2 = f_0 + 128$ .

Отримані сигнали подаються на дискретизатори по рівню і подільники на 128, які формують два сигнали прямокутної форми, зсунуті на 90 градусів один відносно іншого.

При діленні буде отримано опорні сигнали із частотами, які відрізняються від заданої на 1 Гц. Запропонована схема дозволяє апаратно формувати сукупність сигналів для синхронізації роботи суматора без використання додаткових ланок налагодження.

Наприклад треба дослідити частоту 10 Гц. Відповідно має бути частота 256000 Гц.

Цю частоту посилає на тактування ФНЧ і ФВЧ, в яких відрізання проходить на частоті в 100 разів нижчій. Тобто на частоті 3200 Гц

Далі ділимо в 100 разів отримаємо 3200 Гц прямокутника. Виділяємо синусоїду кореляційним фільтром із щільністю 3, 5, 7, 11.

Множимо синус 128 Гц на частоту 3200 і отримуємо сукупність частот 3328 Гц + 3072 Гц. Виділяємо з сукупності відповідними фільтрами ці частоти.

Після цього, за допомогою подільника формуються квадратурні сигнали із частотами в 128 разів меншими.

### **3.7 Опрацювання сигналів при визначенні диференційного фазового зсуву**

Складність визначення малих фазових зсувів полягає в зашумленні вимірюваного сигналу. Тому для вимірювання використовується середнє значення фазового зсуву. Для вимірювання фазових зсувів використовуються різноманітні методи [100]. Одним із методів вимірювання є часовий, який передбачає визначення часу між однаковими фазами двох сигналів. Важливо виділити на сигналі момент, коли він відповідає певній фазі. Зазвичай такий момент шукається при перетині сигналу нульового значення. Для гармонійного незміщеного сигналу перетин нульового значення відбувається двічі за період. Пошук цього моменту здійснюється за допомогою компараторів. Використання компаратора нульового значення призводить до множини спрацювань, оскільки реальний сигнал в околі нульового значення здійснює множину змін, спричинену шумовими складовими. При пошуку нульового значення використовуються нелінійні перетворення такі як гістерезис чи згладження, які спричиняють додаткові фазові зсуви в досліджуваному сигналі.

### 3.7.1 Розробка модуля опрацювання сигналів при пошуку опорних точок впродовж періоду

Вибір опорної точки із відомою фазою впродовж періоду є актуальною задачею. Одним із методів виділення положення відомої фази впродовж періоду сигналу є пошук інформативності цього сигналу впродовж періоду. При використанні гармонійного сигналу його інформативність впродовж періоду не рівномірна. Пошук опорних точок у вхідному сигналі здійснюється за допомогою знаходження мінімуму функції інформаційної ентропії.

На рис. 3.56 наведено результат дискретизації гармонійного сигналу. Крок дискретизації намірено вибраний таким, щоб показати наскільки нерівномірно змінюється інформаційна складова сигналу при рівномірній в часі дискретизації гармонійного сигналу.

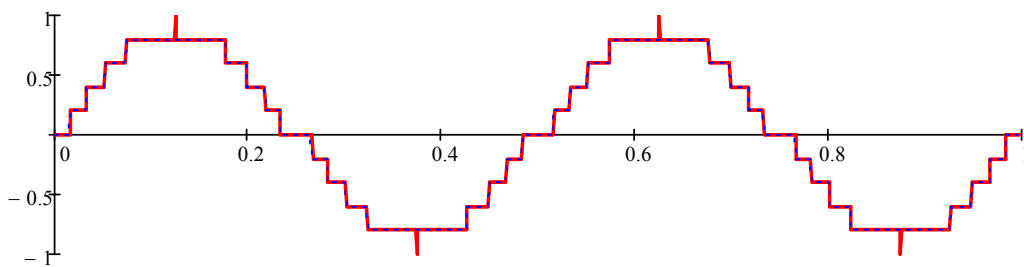


Рисунок 3.56— Дискретизація гармонійного сигналу із великим кроком

Із наведеного графіку видно, що сигнал впродовж періоду несе різну кількість інформації. При зменшенні швидкості зміни сигналу зменшується і кількість інформації в ньому. Оцінити цю кількість можна за допомогою інформаційної ентропії:

$$H_C(S_m) = \sum_{k=0}^{N_A-1} p_{k,S_j} \cdot \log_2(p_{k,S_j}), \quad (3.45)$$

де  $S_j$ - набір дискретних даних, взятих із вхідного набору  $S$  на ділянці від  $m - \frac{N_H}{2}$  до  $m + \frac{N_H}{2}$ ;

$p_{k,S_j}$  - ймовірність появи значення в межах вибраного набору даних.

Мінімум інформаційної ентропії буде спостерігатися на ділянці, де найбільше точок із однаковими значеннями. Такі ділянки присутні в околі точок  $\pi/2$  і  $3\pi/2$ . Вибираючи кількість точок для пошуку ентропії дещо більшої за ділянку із малозмінними значеннями можна отримати мінімум ентропії. Тривалість ділянки із малозмінними значеннями в загальному випадку невідома величина. Тому тривалість ділянки для пошуку ентропії вибирається довшою, так щоб точно захопити ділянку малозмінних значень (рис. 3.70).

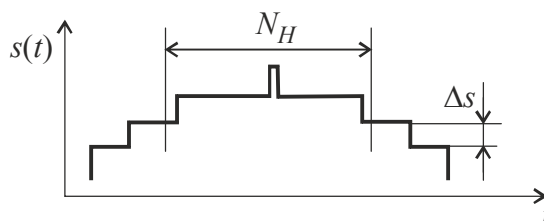


Рисунок 3.57– Вибір довжини ділянки для пошуку інформаційної ентропії

Ковзна інформаційна ентропія вимагає побудови словника який вміщує всі існуючі на даному інтервалі значення. В словник значень інформаційних значень мають потрапити всі значення в межах ділянки пошуку інформаційної ентропії. Згідно наведеного прикладу словник має містити не менше трьох рівнів. Проте при наявності в сигналі сторонніх завад зменшення довжини словника призведе до зростання рівня ентропії.

Будуючи кожен раз словник і оцінюючи ймовірності появи його елементів шукається значення ентропії впродовж періоду вхідного сигналу. Приклад синхронного визначення ковзної ентропії із вхідним зачумленим сигналом наведений на рис. 3.58.

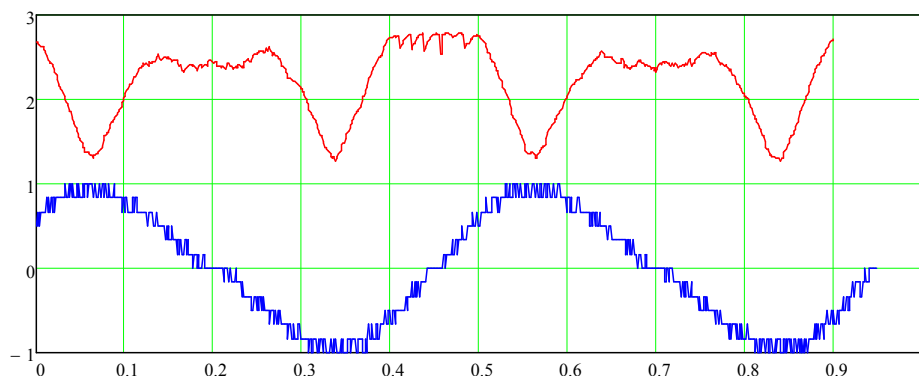


Рисунок 3.58– Пошук опорних точок синхронної функції для зашумленого сигналу

За допомогою пошуку мінімуму ковзної ентропії встановлюється положення опорних точок періоду вхідного сигналу в позиції  $\pi/2$  і  $3\pi/2$  для дискретних наборів даних при впливі сторонніх завад на сигнал. При цьому відрізнити точку  $\pi/2$  від  $3\pi/2$  можна із залученням аналізу рівня сигналу. При високому рівні вхідного сигналу і мінімумі інформаційної ентропії в сигналі визнається кут  $\pi/2$ .

Загальний алгоритм пошуку опорних часових точок передбачає:

- збір даних по двох каналах, опорного і вимірюваного;
- фільтрування вхідних наборів;
- нормування значень;
- пошук опорних точок переключення синхронної функції;
- визначення оцінки різниці кута за допомогою нормованої суми.

Для реалізації вказаного способу опрацювання вхідного сигналу для формування синхроімпульсів було розроблено спеціальну цифрову структуру, спрощене використання якої забезпечується мінімальною кількістю сигналів управління.

Розроблений цифровий автомат реалізує послідовне визначення інформаційної ентропії і пошук її мінімального значення. Структурна схема такого автомата представлена на рис. 3.59

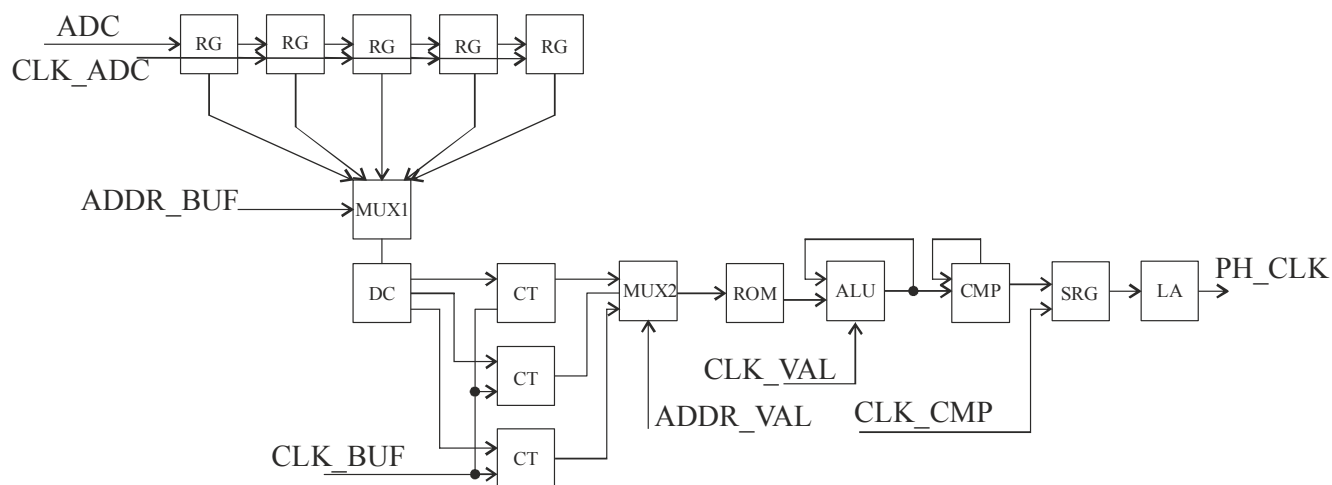


Рисунок 3.59– Структурна схема формувача синхроімпульсу фази сигналу за ковзною ентропією

Вхідними сигналами для нього є дані, які поступають від зовнішнього АЦП синхронно із тактовим сигналом CLK\_ADC. Цей сигнал зсуває вміст внутрішнього буфера, утвореного послідовною ланкою регістрів RG. В подальшому вміст буфера по-елементно опитується мультиплексором MUX1.

Адреси регістрів вибираються сигналом ADDR\_BUF і подаються на адресні входи мультиплексора MUX1. Значення вибраного таким чином регістра поступає на декодер DC, який в залежності від цього значення збільшує вміст одного із лічильників СТ. Після закінчення перебору всіх адрес регістрів в лічильниках буде знаходитися сумарна кількість значень, присутніх у регістрах, причому для певного значення буде відповідна сума. Вибір лічильна здійснюється сигналом дешифратора, а от збільшення вибраного лічильника здійснюється загальним тактовим сигналом CLK\_BUF.

Вміст лічильників визначає ймовірності появи певного коду у вхідному буфері, при відомій довжині буфера.

Пораховані значення по-черзі подаються на мультиплексор MUX2, який здійснює подачу значення вибраного лічильника на вхід таблиці відповідності між кількістю, яка відповідає ймовірності і добутку ймовірності на її логарифм. Значення таблиці формуються заздалегідь згідно з формулою:

$$ROM_i = -\frac{i}{N} \cdot \log_2\left(\frac{i}{N}\right) \cdot Kn, \text{ для } i \in [0..N-1], \quad (3.46)$$

де  $Kn$  - нормуючий коефіцієнт, який можна визначити за формулою

$$Kn \approx \frac{255}{\text{MAX}\left(-\frac{i}{N} \cdot \log_2\left(\frac{i}{N}\right)\right)}, \text{ для } i \in [0..N-1]. \quad (3.47)$$

Цей коефіцієнт призначений для формування числового значення в діапазоні від 0 до 255, так щоб це значення можна було кодувати 8 бітами і записати в постійну пам'ять ROM.

Таким чином, кількість відповідних значень, визначена із вхідного буфера перетворюється в один із доданків ентропії. На виході ROM отримується значення, яке відповідає вкладу певного доданку в сумарну ентропію ділянки.

Додавання всіх доданків здійснює блок ALU який циклічно накопичує сумарне значення ентропії синхронно із синхросигналом CLK\_VAL.

По закінченню перебору всіх значень, накопичених в лічильнику на виході ALU буде сигнал, значення якого пропорційне інформаційній ентропії вхідного сигналу, накопиченого у вхідному буфері.

Кожне значення інформаційної ентропії порівнюється цифровим компаратором CMP із попереднім значенням синхронно із сигналом CLK\_CMP. Якщо воно більше за попереднє, то у вихідний послідовний регістр записується логічний 1, а інакше логічний 0. Таким чином послідовний регістр містить результати по-точкового порівняння значень інформаційної ентропії, отримані синхронно із приходом нового значення від АЦП.

Використовуючи вихідний сигнал послідовного регістра як вхідний сигнал логічного аналізатора LA, який є комбінаційним пристроєм, формується вихідний синхросигнал. Комбінаційний пристрій очікує появу комбінації, яка містить всі нулі окрім самого молодшого розряду. Така послідовність означає, що після тривалого зменшення значення інформаційної ентропії наступило його зростання, що свідчить про знаходження мінімуму функції.

Вказану цифрову структуру було реалізовано за допомогою синхронного цифрового автомата на мові Verilog. Структуру автомата наведено на рис. 3.60

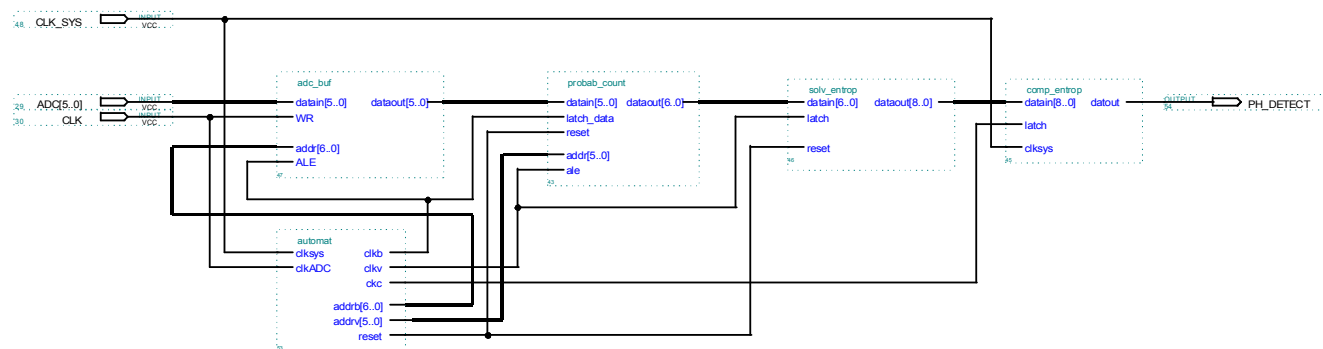


Рисунок 3.60—Схема формування синхроімпульсу для пошуку фази сигналу

Схема містить п'ять модулів. Роботою всіх модулів, шляхом формування двох адресних і чотирьох синхросигналів керує модуль автоматки automat. Цей модуль, керуючись зовнішнім синхросигналом CLK, і починаючи із формування сигналу rst обнуляє вміст лічильників CT s ALU. Вони знаходяться в модулях пошуку ймовірності probab\_count і розрахунку інформаційної

ентропії `solv_entrop`, відповідно. Далі модуль автоматики спочатку формує адресні сигнали перебору вхідного буфера `addrb` а після цього адресні сигнали перебору лічильників ймовірностей `addrv`. Адресні сигнали супроводжуються подачею відповідних синхроімпульсів `clkb` і `clkv`.

Після визначення ентропії модуль автоматики подає сигнал на порівняння чергового значення в модуль `comp_entrop`, який містить компаратор поточних значень, послідовний регістр із попередніми результатами порівняння і комбінаційну схему, налаштовану на вибір коду «всі нуль окрім молодшого».

Роботу модуля автоматики було змодельовано. Результат наведено на рис. 3.61

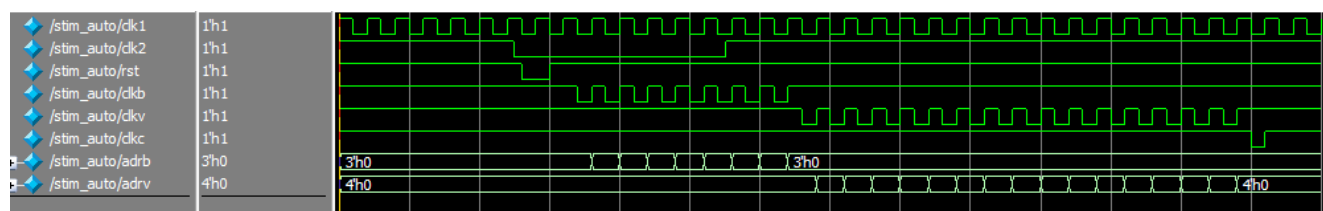


Рисунок 3.61– Результати моделювання роботи блоку автоматики формувача синхроімпульсу фази

Всі сигнали модуля синхронні із зовнішнім системним синхросигналом `clk1`. Зовнішній сигнал, який тактує запис значень АЦП в послідовний буфер представлено сигналом `clk2`. Перетворення починається по задньому фронту цього сигналу. Спочатку формується сигнал очищення відповідних лічильників і АЦП `rst`. Після цього формуються адресні сигнали, які заднім фронтом синхронно із системним синхросигналом тактують перетворення. При цьому адресні сигнали формуються по передньому фронту системного синхросигналу, усуваючи можливість появи збою в інтерпретації адресних сигналів.

Моделювання роботи компаратора наведено на рис.3.62

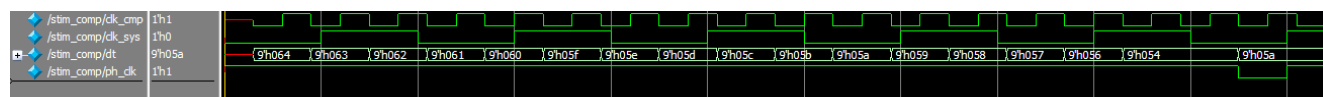


Рисунок 3.62– Діаграма роботи компаратора

Компаратор здійснює запис і порівняння чергового значення ентропії по задньому фронту сигналу `clk_cmp`. Вихідний синхроімпульс скидається синхронно із заднім фронтом `clk_cmp` а встановлюється із переднім фронтом системного синхросигналу `clk_sys`.



Розроблений синхронний автомат легко вмонтовується в цифрову систему і формує синхроімпульси двічі на період в момент коли фаза вхідного сигналу тільки пройшла положення  $\pi/2$  і  $3\pi/2$ . При цьому вхідний сигнал може бути зашумлений.

В результаті дослідження роботи автомата було встановлено стабільне формування синхросигналів при наявності у вхідному сигналі шуму на рівні мінус 20 дБ. Достатньою є дискретизація вхідного сигналу 5 розрядним АЦП і використання 6 розрядного вхідного буфера.

3.7.2 Розробка пристрою для опрацювання сигналів при вимірюванні усередненого фазового кута накопиченням

В дискретних системах фазовий кут визначається відліковим методом по різниці часу між фронтами двох сигналів [184, 185]. Для оцінки часового проміжку використовуються заповнюючі імпульси, кількість яких пропорційна різниці часу. Знаючи різницю часу між фронтами двох сигналів і тривалість одного періоду сигналу вираховується фазовий кут (рис.3.63)

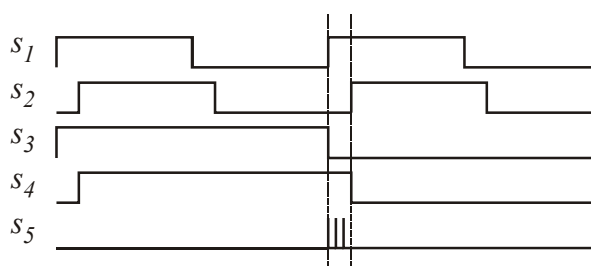


Рисунок 3.63– Вимірювання фазового кута за різницею часу двох періодів

На точність визначення фази при використанні такого методу впливає частота заповнюючих імпульсів і точність формування сигналу фази. Точність також зростає при використанні усереднення відхилення фаз за певний проміжок часу. Зростання точності за рахунок усереднення результатів визначення множини фазових зсувів пов'язана із пошуком середньої різниці часу при дії на фронти сторонньої випадкової завади із симетричним законом розподілу.

При малих фазових зсувах проблема впливу сторонніх завад, що призводять до зміщення фронтів сигналу посилюється. Тому для визначення

фазового зміщення використовується вимірювання часу зсуву окремо передніх фронтів і задніх (рис. 3.64).

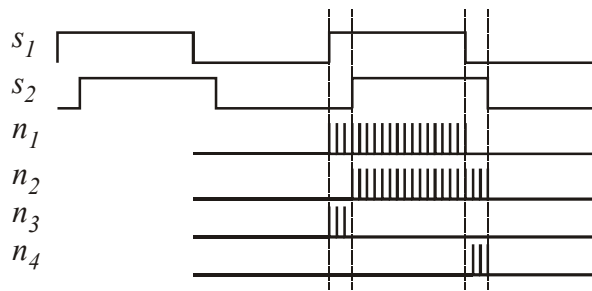


Рисунок 3.64– Діаграма роботи фазоміра із формуванням значочутливого приросту фази

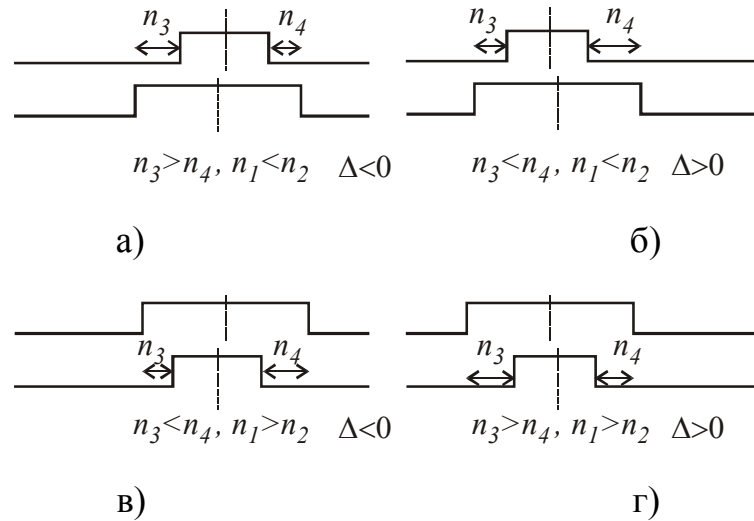
Визначення часу різниці між двома сигналами проводиться за допомогою кількості стробів, нарахованих на початку імпульсів  $s_1$ ,  $s_2$  (кількість  $n_3$ ) і наприкінці цих імпульсів (кількість  $n_4$ ). Час запізнення одного імпульсу  $s_1$  чи  $s_2$  по відношенню до іншого  $s_2$  чи  $s_1$ , визначається як середнє між часами на початку і в кінці

$$n_{\Delta} = \frac{n_3 + n_4}{2}. \quad (3.48)$$

Для визначення фазового кута важливо формувати знакову величину часу.

Визначити знак відповідного  $n_{\Delta}$  можна порівнявши  $n_3$ ,  $n_4$  та ширину імпульсів  $n_1$  і  $n_2$ . В залежності від результату порівняння можливі наступні варіанти для різного знаку зміщення (рис.3.65).

Таким чином, на кожному періоді вхідних сигналів визначається тривалість різниці часу між двома передніми фронтами і між двома задніми фронтами. За цими величинами формується рішення про знак загального приросту різниці часу  $n_{\Delta}$  за період. Для усунення невизначеності при повній рівності тривалостей імпульсів, вводиться признак першості приходу переднього фронту одного із імпульсів. Наприклад, виставляється признак  $\Delta > 0$ , який скидається переднім фронтом  $s_2$  за умови  $s_1 = 0$ . При рівності  $n_1 = n_2$ ,  $n_3 = n_4$  і наявному признаку  $\Delta > 0$  приріст затримки вважається додатнім із значенням  $n_{\Delta} = \frac{n_3 + n_4}{2}$ .



а), в)- можливі форми сигналів при від'ємному часі різниці,

б), г)- можливі форми сигналів при додатному часі різниці

Рисунок 3.65– Визначення знаку часового зміщення між імпульсами в залежності від вертикального зміщення аналогових сигналів на вході формувача дискретного сигналу

При використанні статистично незалежних сигналів вхідного і стробового за рахунок збільшення кількості опрацьованих періодів зменшується вимога до високої частоти стробового сигналу.

Для реалізації вимірювання малих фазових зсувів згідно запропонованого способу усереднення було розроблено синхронний цифровий автомат.

Вхідні імпульси змінюють стан трьох при знаків  $edg\_first$ ,  $edg\_fall$ ,  $edg\_rise$  згідно алгоритмом (рис. 3.66).

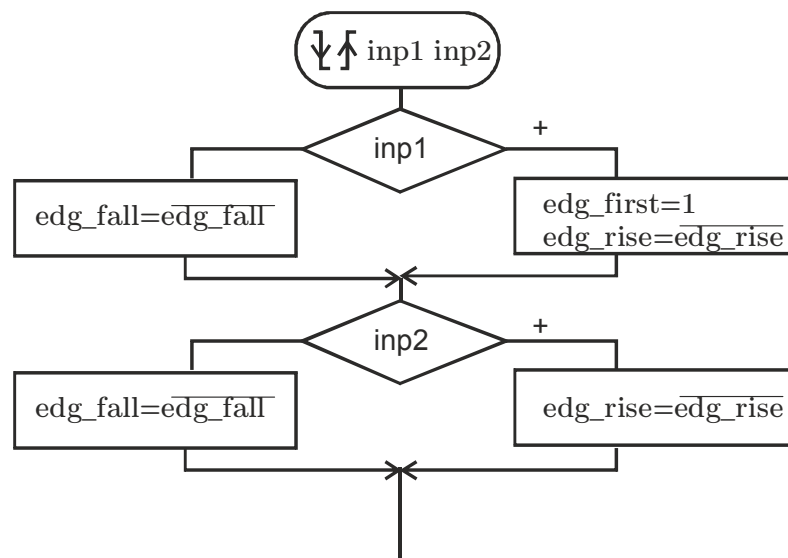


Рисунок 3.66– Алгоритм роботи модуля при формуванні признаков фронтів

Ці признаки формують сигнали початку вимірювання незалежно від того, який із вхідних сигналів прийшов перший (*edg\_fall*, *edg\_rise*) і признак першості імпульсу першого сигналу (*edg\_first*).

Маючи дозволи, які встановилися признаком *edg\_rise* синхронно із системним синхросигналом запускається нарахування відповідних лічильників  $n_1$ ,  $n_2$ ,  $n_3$ ,  $n_4$ . Алгоритм модифікації лічильників наведено на рис. 3.67 (а). По закінченню циклу вимірювання конкретного періоду який закінчується по задньому фронту сигналу *edg\_fall* відбувається визначення значення приросту і модифікація сумарного часу *count*, якщо це можливо. Якщо необхідна модифікація *count* призведе до виходу його значення за допустимі межі, виставляється сигнал переповнення *ovf*. Алгоритм цієї частини автомату представлено на рис. 3.67 (б). Наприкінці алгоритму всі зовнішні сигнали (кількість нарахованих стробімпульсів *count*, признак опрацьованого періоду *imp* і сигнал переповнення *ovf*) виводяться назовні автомата.

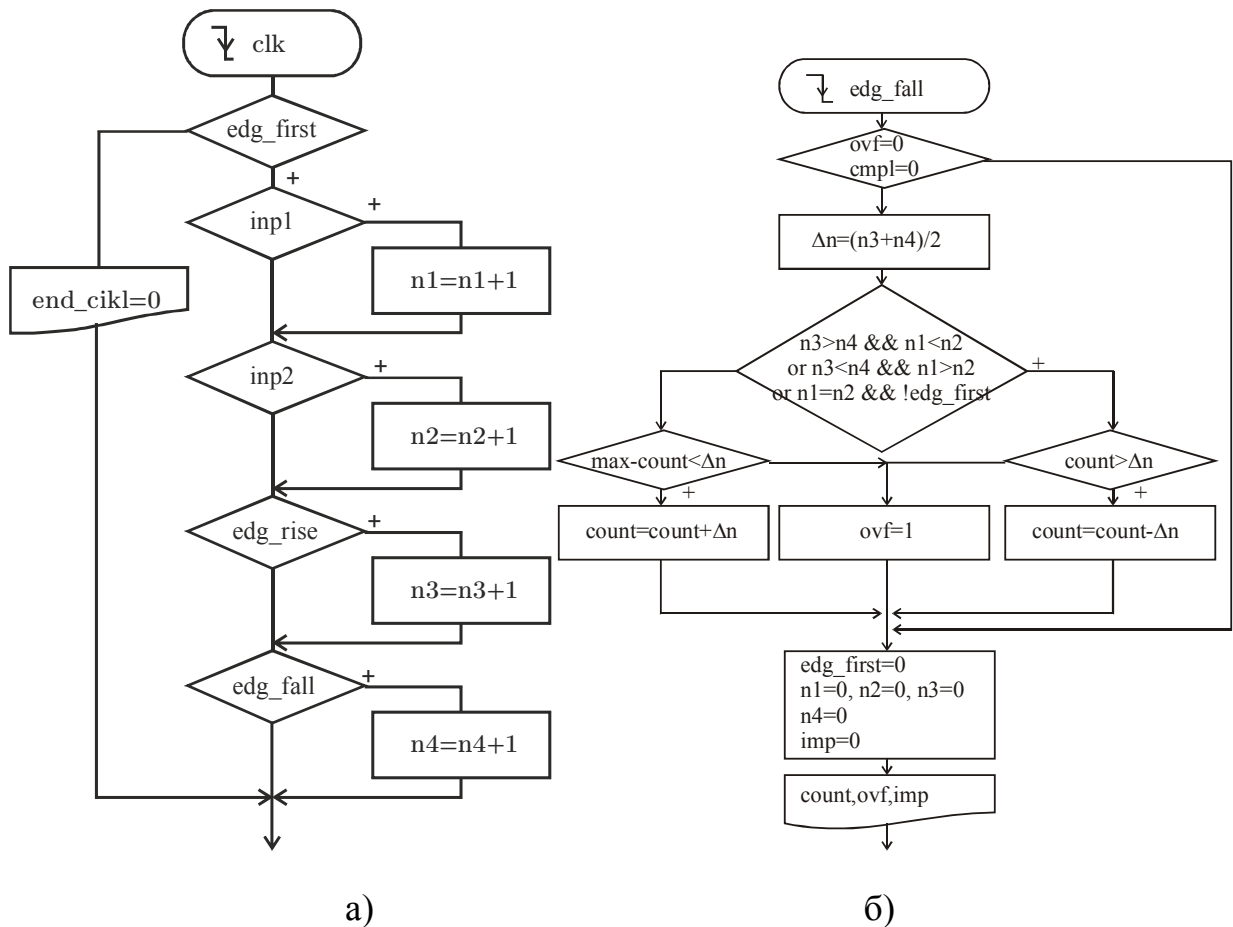
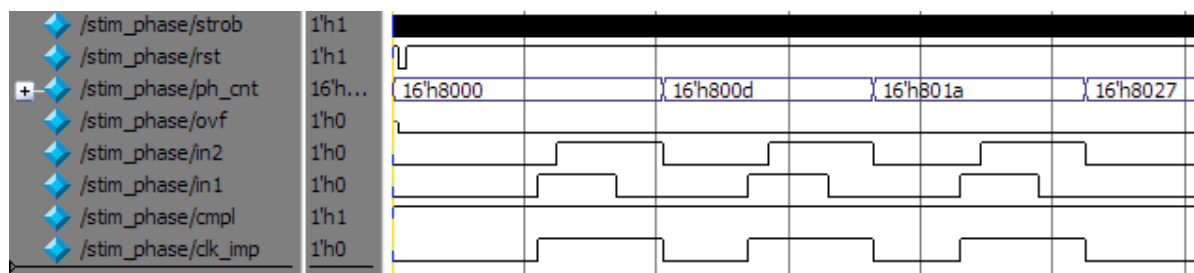
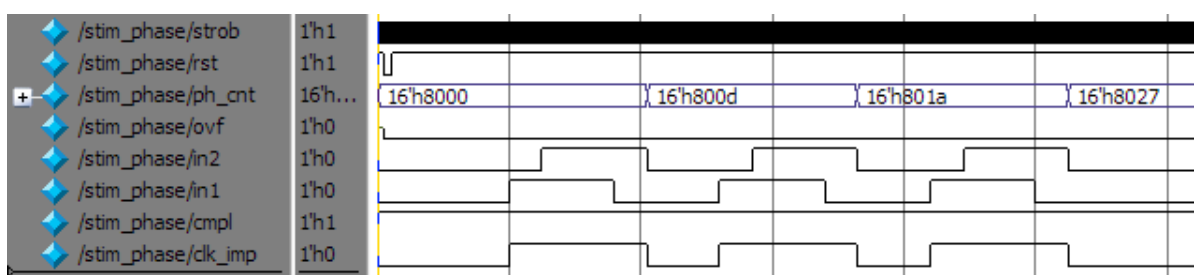


Рисунок 3.67– Алгоритм нарахування лічильників в залежності від признаків фронтів: а- поточних лічильників, б- вихідних лічильників

Роботу автомата було змодельовано для вимірювання різниці часу при різній ширині вимірюваних сигналів (рис.3.70 (а)) і при однаковій (рис. 3.70 (б))



а) сигнал *I* вузький



б) сигнали однакової ширини

Рисунок 3.68– Моделювання роботи схеми накопичення строб-імпульсів

В двох випадках фазовий зсув був однаковий.

Як видно із результатів моделювання на початку вимірювання подається сигнал скидання *rst*, який призводить до очищення лічильників по задньому фронту і запис нової кількості періодів для дослідження по передньому. В даному прикладі для дослідження подано три імпульси. Як тільки надходить перший фронт вимірюваного сигналу (в даному випадку перший *in1*) формується сигнал який супроводжує опрацювання одного періоду – *ск*. Після того, як прийде останній задній фронт (імпульса *in1* чи *in2*) внутрішні лічильники модифікуються, а признак опрацьованого періоду *ск* знімається.

Із використанням розроблених модулів було створено схему вимірювання середньої різниці фази рис. 3.69

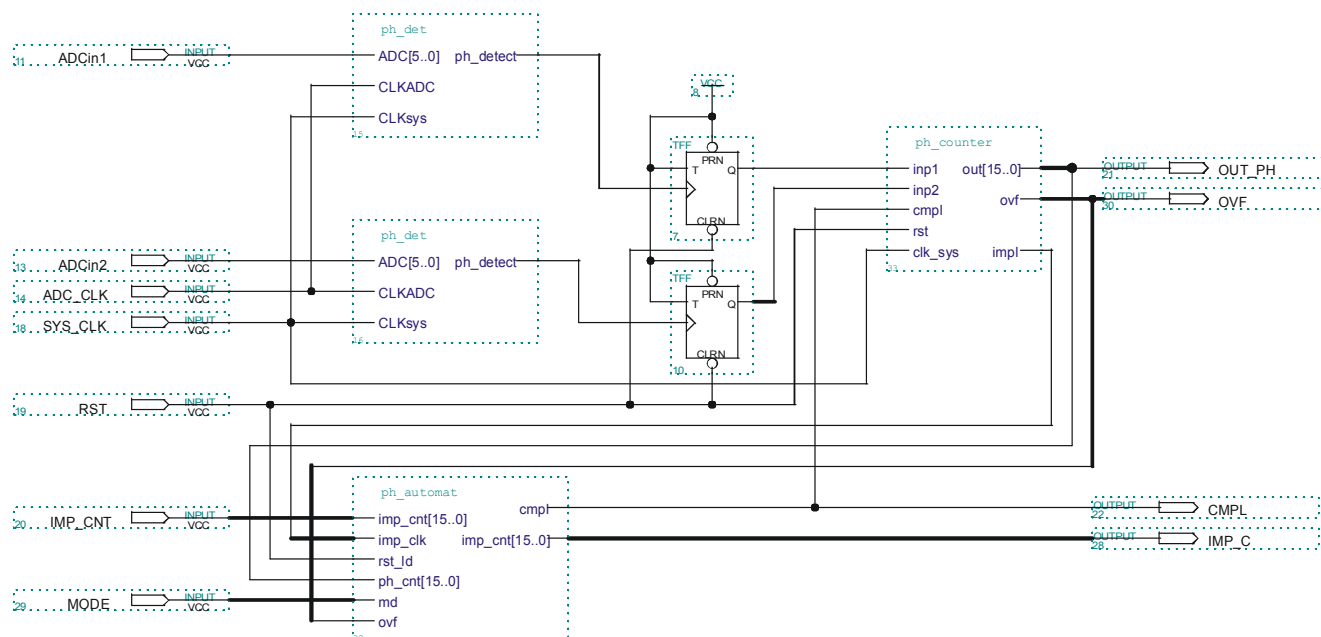


Рисунок 3.69– Схема вимірювача фази

Формування дискретних сигналів проходить із використанням ентропійного детектора `ph_det`, сигнали якого поступають на Т тригер, який формує прямокутний імпульс із синхросигналів. Ці прямокутні імпульси поступають на вхід лічильника стробімпульсів `ph_counter`.

Роботою модулів керує модуль автоматичного керування `ph_automat`. Цей модуль в залежності від вибраного режиму роботи (сигнал `MODE`) керує роботою `ph_counter`.

При `MODE=0` в `ph_automat` завантажується кількість періодів, протягом яких буде проходити нарахування стробімпульсів, пропорційних фазовому зсуву. При цьому кількість періодів необхідно завантажити в `ph_automat` (`IMP_CNT`). Фіксація кількості здійснюється по зрізу сигналу `rst`. В процесі роботи лічильника блок `ph_automat` фіксує опрацьовані періоду по сигналу `imp_clk`. Так само фіксується стан сигналу переповнення `ovf`. Цей модуль формує сигнал готовності результату `cmp1`. Поки йде вимірювання `cmp1` встановлено. Як тільки закінчився процес вимірювання `cmp1` скидається.

При `MODE=1` модуль `ph_automat` аналізує стан вихідного сигналу лічильника `imp_cnt`. Як тільки в слові стану лічильника чотири старші біти встановлюються чи скидаються, сигнал `cmp1` скидається і робота модуля `ph_counter` призупиняється.

В будь-якому випадку по зрізу сигналу CMPL можна аналізувати стан лічильників OUT\_PН, якщо не стоїть сигнал OVF. У випадку MODE=1 на виході IMP\_C ще буде присутня кількість імпульсів, які були опрацьовані.

### 3.8 Висновки до розділу

Розроблено метод формування збуджуючого сигналу напруги шляхом фазової маніпуляції синусоїдального сигналу заданої частоти псевдовипадковим сигналом із широким спектром, що дало можливість розширити спектр збуджуючого сигналу. Прийнятий демодульований сигнал відтворює свій спектр, а спектр сторонніх сигналів розширюється, що дало можливість зменшити їх вплив на корисний сигнал після усереднення. Результати моделювання за допомогою розробленої моделі дали можливість встановити зменшення варіативності оцінки амплітуди корисного сигналу на 20 % при усередненні впродовж 10 тис. періодів в порівнянні з амплітудою, отриманою за дискретним перетворенням Фур'є.

Вдосконалено метод та ІВС вимірювання часу затримки поширення гармонійного сигналу при проходженні його по довгій електричній лінії із врахуванням перехідних процесів, які виникають при комутації фази з застосуванням взаємнокореляційної функції. Запропонований підхід дозволив визначати фазу огинаючої ВКФ за допомогою восьми коефіцієнтів, знайдених синхронно із генерованим сигналом.

Розроблено метод та ІВС вимірювання малого фазового зсуву сигналу зумовленого фазовою швидкістю електромагнітної хвилі на ділянці середовища за допомогою знаходження параметрів лінійної регресійної моделі гармонійного сигналу.

Розроблено спосіб формування синхроімпульса синхронного із зашумленим вхідним сигналом за мінімумом ковзної ентропійної оцінки інформативності сигналу, що дало можливість визначати фазовий зсув сигналів, спотворених випадковими сторонніми завадами.

Розроблено спосіб визначення малих фазових зсувів двох сигналів на основі знаочутливого накопичення опорних імпульсів, що дало можливість

збільшити точність визначення фазового зсуву при збільшенні часу спостереження і за наявності випадкової завади із симетричним законом розподілу

Результати роботи над даним розділом викладені в публікаціях [160, 167, 168, 169, 171, 181, 147]



#### **4 МЕТОДИ ОПРАЦЮВАННЯ СИГНАЛІВ В ІНФОРМАЦІЙНО-ВІМІРЮВАЛЬНИХ СИСТЕМАХ ПРИ ДОСЛІДЖЕННІ ІМПЕДАНСУ БАГАТОМОДОВИХ КОЛИВАЛЬНИХ СИСТЕМ**

При дослідженні механічного спектрального імпедансу вивчають взаємозв'язок приросту механічної сили і приросту швидкості. Значна кількість механічних систем під впливом зовнішньої сили і власної пружності здійснюють коливальні рухи. Коливальні властивості механічних систем залежать від їх будови, фізичних властивостей, а також від зовнішнього впливу. При відомих властивостях механічної системи, спектральний імпеданс залежний від впливу оточуючого середовища. В такому випадку механічна система виконує роль чутливого елемента.

Важливим є спосіб використання чутливого елемента[186]. Залежно від вибраного чутливого елемента необхідно формувати сигнали для збудження коливань, а також використовувати різні способи обробки сигналів, отриманих внаслідок цього збудження.

Коливальна механічна система може складатися із різних об'єктів. Властивості кожного із них будуть впливати на коливання, а отже, і на спектральний імпеданс. Здебільшого коливальні системи характеризуються масою, пружністю, величиною і видом тертя. В механічних системах із багатьма степенями свободи спектральний імпеданс має складний характер. Кожна із складових імпедансу по різному взаємодіє із оточенням. Тому спектральний імпеданс механічних систем із багатьма степенями свободи несе більше інформації про оточення.

Для виявлення впливу оточення на коливання механічної системи необхідно, щоб властивості коливальної системи були детально вивчені в ідеальних умовах. Добре вивчених систем із багатьма степенями свободи є багато. Серед них є натягнута струна, мембрани і оболонки різних форм. Кожна із таких систем має набір характерних для неї коливань, які називають власними коливаннями чи модами. Тому спектральний імпеданс розподілених в просторі механічних систем визначається параметрами їх мод. Спектральний імпеданс пов'язаний із

параметрами системи. Однак для їх аналізу необхідно визначити функціональну залежність між властивостями і імпедансом. Такі залежності існують тільки для відносно простих систем із одним коливальним контуром, у якому маса і пружність визначають резонансну властивість цього контуру. Складні ж системи потребують періодичного практичного дослідження і оцінювання потрібного параметру протягом серії випробувань [187]. Причому проведення серії випробувань вимагає дотримання сталих умов проведення досліджень.

Моди багато в чому визначаються спільними параметрами. Тому використовуючи інформацію, отриману із сукупності коливань можна визначити змінюваний параметер. В даному випадку аналіз спектрального імпедансу багатомодових систем дозволяє отримати більше інформації про стан системи і об'єктів, які входять до цієї системи, і таким чином зменшити потребу в попередніх дослідженнях, що суттєво покращує експлуатаційну привабливість методу.

#### **4.1 Теоретичні основи дослідження властивостей об'єктів із використанням спектрального імпедансу багатомодових механічних систем**

Наявність декількох мод при коливанні об'єкта пов'язано з існуванням множини коливальних контурів, які зазвичай існують в системах із розподіленими параметрами. Моди неперервних систем називають стоячими хвилями. Методи дослідження імпедансу в системах із стоячими хвилями використовуються в акустиці [188]. Більшість механічних систем мають розподілену масу, тому в них може існувати певна кількість мод. Якась частина із них може бути описана аналітично. Інші можна тільки вимірювати. Простіше описувати такі системи, у яких розподіл параметрів є одномірним. Добре вивчені моди стрижнів і пластин [189, 190]. Вивчались коливання колони штанг верстата качалки [191]. Розглянуто залежності власних коливань бурильної колони від її стану і умов роботи [192]. Окрім використання натягнутої струни у вигляді окремого сенсора, можна розглядати довгі пружні деталі із закріпленими кінцями у вигляді коливальної системи, схожої до струни. Такими деталями є натягнуті троси, які

широко використовуються для технологічних потреб виробництва [193], а також різноманітні консольні балки [194, 195].

Незважаючи на те, що в реальних об'єктах із розподіленою масою може існувати безліч мод, у всіх у них різне затухання. Тому зручно досліджувати тільки такі моди, які співпадають із стоячими хвилями в об'єкті, і параметри якого добре вивчені. Якщо досліджуваний об'єкт складної форми, то його можна включити до складу коливальної системи, яка містить коливальний елемент простішої форми. Одним із способів побудови коливальної системи із об'єктами складної форми є використання коливального елемента у вигляді струни, яка натягнута між точками цього об'єкта. Точки кріплення можуть бути як на самому об'єкті, так і на опорах, які жорстко зв'язані з об'єктом. У процесі руху струна не тільки зміщується поперек свого початкового положення, а й відчуває додаткове розтягнення. В середині струни (рис. 4.1) поперек її первісного напрямку діє сила  $F_n$ . В той же час на опори, між якими натягнута струна, діє сила  $F_n$

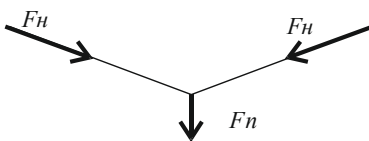


Рисунок 4.1– Вплив поперечного переміщення струни на опори

Натягнута струна між опорами спричиняє на них навантаження, направлене в сторону натягування струни. При поперечному колюванні струна ще більше натягується в своєму крайньому положенні і послаблюється у середньому. Таким чином, на опори діє сила протидії натягу, яка проходить за законами колювання струни. Чим більша амплітуда колювань струни, тим більше зусилля прикладається до опор. Опори в своє чергу жорстко закріплені на основі. Таким чином зусилля, що діє на опору перерозподіляється і на основу. Це призводить до виникнення колювання основи, на якій закріплені опори (рис. 4.2).

Для оцінки деформації основи треба аналізувати геометричні розміри опор та натяг струни. Якщо вважати, що опора виготовлена із стійкого до деформації профілю, наприклад трубного, то нехтуючи колюваннями опори необхідно аналізувати колювання основи.

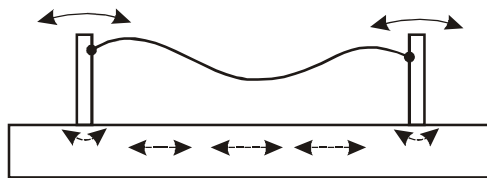
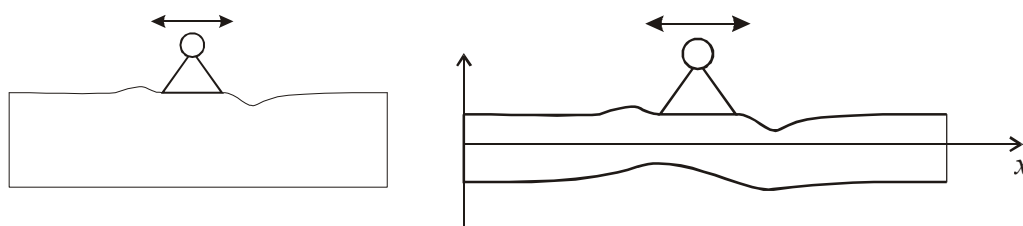


Рисунок 4.2– Формування коливань основи натягнутою струною

Коливання опор, міцно закріплених на основі, будуть викликати механічні хвилі, які залежать від виду основи. Форма можливих коливань основи в залежності від її товщини наведена на рис. 4.3.



а) поверхневі і повздовжні

б) згинаючі і поперечні

Рисунок 4.3– Вплив товщини основи на тип хвиль, які формуються коливаннями струни

Наявність коливань було перевірено за допомогою акустичних п'єзодатчиків. При коливанні опори, встановленої на пластині, формуються хвилі, які поширюючись по пластині потрапляють на іншу опору, спричиняючи її коливання. При цьому хвилі рухаються по пластині з певною швидкістю. Деформації та швидкість поширення хвиль в пластині залежать від її механічних властивостей. Таким чином частота коливання натягнутої струни також залежить від механічних властивостей пластини.

В залежності від способу збудження струни її моди будуть різні. Моди з різними номерами збуджують різні коливання основи. Непарні моди викликають деформації в повздовжньому напрямку. Ці деформації, прикладені до основи, будуть викликати згинаючі зусилля (рис. 4.4)

Парні моди викликають складні коливання, пов'язані із знакозмінними зусиллями в поперечному напрямку. Такий вплив буде призводити до виникнення крутильних зусиль (рис.4.5).

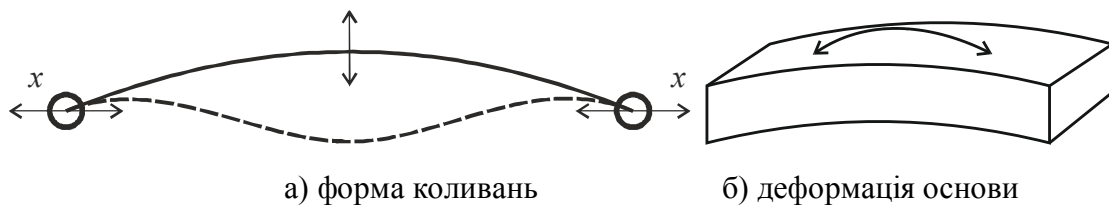


Рисунок 4.4– Збудження коливань основи непарними модами

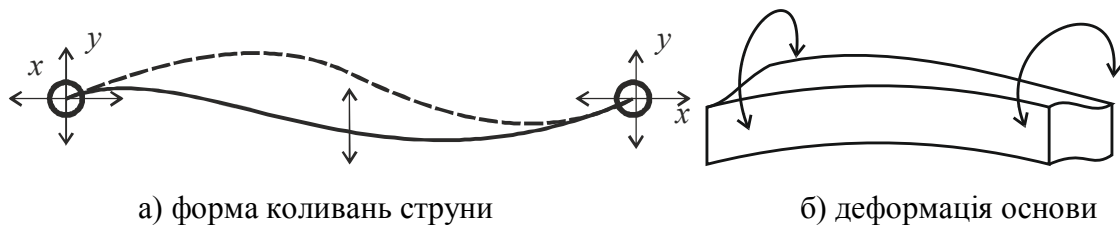
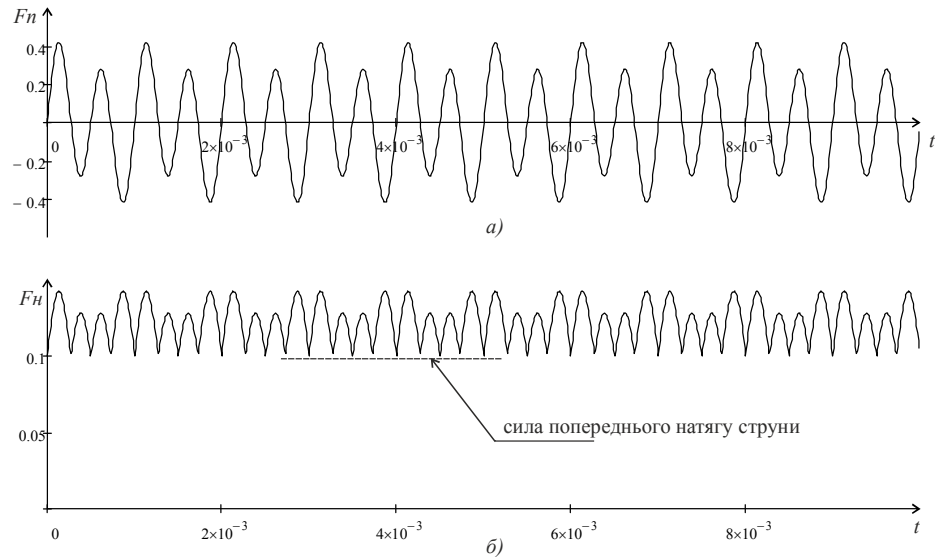


Рисунок 4.5– Збудження коливань основи парними модами

При коливанні опор на поверхні основи збуджуються коливання в самій основі, які поширюються від однієї опори до іншої, і навпаки. Дійшовши до сусідньої опори коливання через неї буде впливати на рух струни. При відхиленні струни від положення спокою на опори діє сила натягу, направлена на зближення опор. В положенні спокою сила натягу зменшується, але напрям її зберігається. Таким чином, сила натягу, що діє на опори і, відповідно, на основу, завжди одного знаку і пропорційна до модуля переміщення струни в поперечному напрямку (рис. 4.6)

Різні види структурних змін, що спостерігаються в металах, при їх тривалому використанні розглянуто в роботах [196, 197]. При надмірному навантаженні, коли механічні напруження перевищують межу текучості металу, виникає незворотна залишкова деформація. Такі зміни в структурі металу з'являються на окремих ділянках кристалічної ґратки під дією механічних напружень.



а) сила, що діє на струну в поперечному напрямку, б) сила натягу, що діє на опори.

Рисунок 4.6– Вплив поперечної сили на силу натягу струни

Деформування деталі внаслідок дії механічного навантаження проходить в декілька етапів, причому, кожному етапу деформування відповідає новий стан деформованого тіла, що утворюється внаслідок структурної перебудови у відповідності до принципу Ле-Шател'є [198]. Внаслідок пластичної деформації до певної межі в металі відбувається наклепування. При цьому розвантажена деталь залишається пружною, хоча із залишковими деформаціями та із частково зміненою структурою. Відомо, що при різкому навантаженні реальне тверде тіло різко деформується і тільки через деякий час деформація стає відповідною до закону Гука. На рис. 4.7. наведено взаємозв'язок між механічним напруженням  $\sigma$  і деформацією  $\varepsilon$  в різні моменти часу для абстрактного металевго взірця.

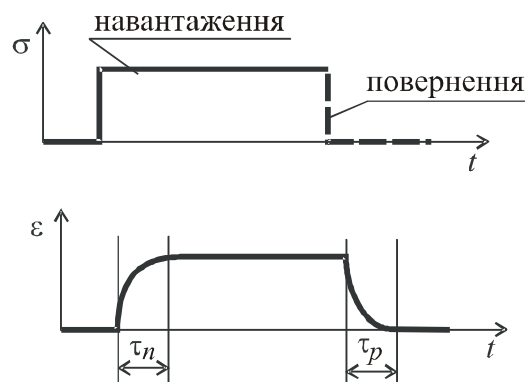


Рисунок 4.7- Прояв пластичних властивостей металу при динамічному навантаженні

При навантаженні взірця поступово за час  $\tau_n$  відбувається деформація. При відсутності навантаження під дією повертаючої сили відбувається релаксація, яка триває протягом часу  $\tau_p$ . Залежно від частоти прикладання навантаження релаксаційні процеси пояснюються різними властивостями структури металу. Зміна структури металу призводить до зміни параметрів релаксації. Їх можна визначити за допомогою відомих методів, наприклад методу резонансного стержня, при якому вимірюють власні коливання стержня із досліджуваного матеріалу [198].

У процесі експлуатації циклічні навантаження металу викликають структурні зміни, які проявляються зростанням втрат енергії в металі [199, 200], при цьому зростає і час релаксації [201]. Втрати енергії в твердому тілі пояснюються його пластичністю. Пластичність є одним із параметрів, який впливає на механічний імпеданс матеріалу, що в свою чергу впливає на частоту власних коливань деталі [202].

Для випадку простих геометричних форм деталей встановлено співвідношення, які дають можливість визначити власні частоти механічних коливань кожної конкретної деталі в залежності від розмірів і властивостей матеріалу, з якого її виготовлено [203, 204]. Збудивши і вимірявши власні коливання у деталі, можна порівняти їх із теоретично розрахованими та встановити ступінь розбіжності.

Складна форма деталі ускладнює розрахунок частот власних коливань за теоретичними залежностями, тому зручно побудувати коливальну систему, складовою частиною якої є сама досліджувана деталь. Коливання при цьому збуджуються у простих за формою елементах системи. На частоту їх коливань впливають механічні властивості всіх складових коливальної системи. Елементом із відомими механічними параметрами, який зручно використати для досліджень механічних коливань системи є натягнута струна [205].

Методи оцінювання властивостей металу ґрунтуються на обробці діагностичних сигналів, які формуються шляхом механічного впливу на відповідну конструкцію чи окремий взірець. В загальному випадку можна

виділити декілька видів сигналів для формування збурюючого впливу, реалізація яких потребує використання електромагнітних, акустичних і п'єзоелектричних перетворювачів, зокрема:

- одиночний імпульсний сигнал, хвилі якого поширюються матеріалом, зазнаючи спотворень. В ході обробки таких прийнятих сигналів оцінюється час їх поширення та ступінь затухання амплітуди;

- циклічні імпульсні сигнали, формування яких передбачає введення системи в квазірезонансний режим збудження хвилі. В ході обробки оцінюється швидкість поширення таких сигналів і на основі зміни цієї швидкості оцінюють стан досліджуваного матеріалу.

На час поширення хвилі слабо впливає стан поверхні деталі, однак виявлення незначних змін структури матеріалу унеможлиблюється недостатньою роздільною здатністю засобів оцінки форми хвилі, зокрема, при незначних розмірах об'єкта. У випадку використання циклічного збудження хвилі пропорційно до тривалості спостереження зростає кількість даних про її форму. Це дозволяє покращити роздільну здатність вимірювання часових параметрів поширення хвилі в автоколивальному режимі за рахунок зменшення впливу випадкової похибки.

До спільних недоліків вищевказаних методів слід віднести необхідність використання взірців тестових матеріалів для налаштування чутливості первинних перетворювачів систем діагностування, а також їх обмеженість локальними вимірюваннями, що призводить до необхідності створення систем сканування для виявлення місць локальної зміни властивостей, пов'язаних зі змінами в структурі металу, наприклад, пластичною деформацією.

При коливанні струна чинить зусилля на основу, тому для виявлення впливу пружно-пластичних властивостей металевої основи необхідно використовувати циклічні вимірювання та застосовувати накопичувальні методи обробки сигналів, при чому, впродовж всього часу вимірювання амплітуда коливань струни має бути сталою. Запропонований метод дослідження властивостей металевої деталі



дозволяє зменшити потребу у використанні еталонних досліджень, що розширює коло застосувань методу [206].

Використовуючи наведений метод опрацювання сигналів було проведено лабораторні дослідження серії металевих взірців із різною степіню залишкової деформації [207, 208]. Результати дослідження підтвердили правильність розробленої методики дослідження із використанням безрозмірного коефіцієнта відношення частот.

## 4.2 Методи формування та опрацювання сигналів при дослідженні імпедансу багатомодових механічних систем із використанням струнного сенсора

### 4.2.1 Механічний імпеданс ідеальної натягнутої струни фіксованої довжини

Коливання струни є механічними коливаннями, пов'язаними із перетіканням енергії розтягу-стиску розподіленої в просторі маси. Поняття імпедансу передбачає міру впливу системи на джерело збудження. Тому для пошуку механічного імпедансу натягнутої струни необхідно розглядати реакцію струни на коливання. Незалежно від форми функції сили, яку прикладають для збудження струни, її можна розглядати як суперпозицію гармонійних коливань. Тому пошук залежності для опису механічного імпедансу струни в загальному випадку проводиться для гармонійних коливань. Натяг струни здійснюється шляхом фіксації її довжини. Загальний вигляд натягнутої струни наведено на рис. 4.8

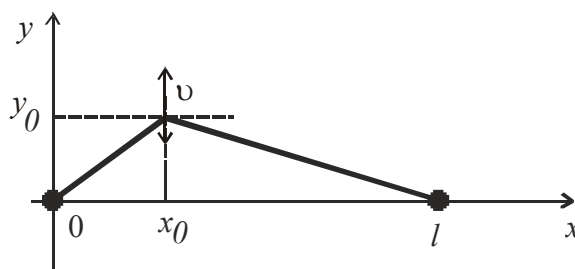


Рисунок 4.8 – Збудження струни при її зміщенні зовнішньою силою у визначеній точці

В наведеному позначенні довжина струни –  $l$ . Точка прикладання зовнішньої сили позначена  $x_0$ . Зміщення струни під дією зовнішньої сили –  $y_0$ , а швидкість переміщення струни в цій точці –  $v$ .

Вимушені коливання струни при збудженні гармонійною силою описуються рівнянням [209, 149]:

$$\frac{\partial^2 y}{\partial t^2} + 2\xi \frac{\partial y}{\partial t} - c_0^2 \frac{\partial^2 y}{\partial x^2} = f(x) \cdot e^{j\omega t}, \quad (4.1)$$

де  $\xi = \frac{r}{2\rho}$  - коефіцієнт затухання коливань струни;

$c_0 = \sqrt{\frac{\delta}{\rho}}$  - фазова швидкість поширення згинаючих коливань в струні;

$f(x) = \frac{\partial p(x,t)}{\partial x \cdot \rho}$  прискорення, що отримує елемент струни при дії на неї сили  $p(x,t) \cdot \partial x$ .

Розв'язком даного рівняння є сума розв'язків для коливань струни в усталеному і в перехідному режимі:

$$y(x,t) = y_1(x,t) + y_2(x,t). \quad (4.2)$$

В перехідному режимі немає збуджуючої сили тому рівняння виглядає наступним чином:

$$\frac{\partial^2 y}{\partial t^2} + 2\xi \frac{\partial y}{\partial t} - c_0^2 \frac{\partial^2 y}{\partial x^2} = 0. \quad (4.3)$$

Розв'язком цього рівняння є множина затухаючих гармонійних коливань із параметрами, що визначаються геометричними розмірами струни:

$$y_1(x,t) = \sum_{m=1}^{\infty} e^{-\xi_m \cdot t} \cdot \sin\left(\frac{m\pi x}{l}\right) \cdot A_m \cdot \cos(\omega_m t - \varphi_m). \quad (4.4)$$

де  $\omega_m = \frac{m\pi c}{l}$  - частота коливання  $m$  моди;

$c = \sqrt{\frac{E}{\rho}}$  - швидкість повздовжніх хвиль;

$E$  - коефіцієнт пружності матеріалу струни;

$A_m$  - амплітуда моди коливання;

$\varphi_m$  - фаза моди коливання.

Амплітуди мод залежать від початкових умов.

Після проходження перехідного процесу ( $t \gg \tau = \frac{1}{\xi}$ ) коливання, які обумовлені власними коливаннями струни затухнуть і залишаться тільки ті коливання, які викликані збуджуючою силою. Відповідно другим розв'язком є:

$$y_2(x, y) = f(x) \cdot e^{j\omega t}. \quad (4.5)$$

Підставивши цю функцію в диференціальне рівняння отримаємо:

$$\frac{\partial^2 [y(x) \cdot e^{j\omega t}]}{\partial t^2} + 2\xi \frac{\partial [y(x) \cdot e^{j\omega t}]}{\partial t} - c_0^2 \frac{\partial^2 y}{\partial x^2} = f(x) \cdot e^{j\omega t}, \quad (4.6)$$

звідки

$$(-\omega^2 + 2\xi \cdot j \cdot \omega) \cdot y(x) e^{j\omega t} - c_0^2 \frac{\partial^2 y}{\partial x^2} = f(x) \cdot e^{j\omega t}. \quad (4.7)$$

Після спрощення отримаємо:

$$(-\omega^2 + 2\xi \cdot j \cdot \omega) y(x) - c_0^2 \frac{\partial^2 y}{\partial x^2} - f(x) = 0 \quad (4.8)$$

Функція  $y(x)$  може бути знайдена у вигляді ряду:

$$y(x) = \sum_{m=1}^{\infty} \left[ \frac{f_m}{\left(\frac{m\pi c_0}{l}\right)^2 - \omega^2 + j2\xi\omega} \cdot \sin\left(\frac{m\pi x}{l}\right) \right], \quad (4.9)$$

де  $f_m$  - коефіцієнти, що визначають частку сили, розкладену по кожній із мод.

Враховуючи, що  $\left(\frac{m\pi c_0}{l}\right)^2 = \omega_m^2$  можна записати вираз для пошуку виду часової залежності амплітуди коливання струни при збудженні її зовнішньою силою із частотою  $\omega$ :

$$y(x, t) = \sum_{m=1}^{\infty} \left[ \frac{f_m}{\omega_m^2 - \omega^2 + j2\xi\omega} \cdot \sin\left(\frac{m\pi x}{l}\right) \right] \cdot \cos(\omega \cdot t). \quad (4.10)$$

На частоті резонансу залежність спрощується і амплітуда коливань визначається наступним виразом

$$y(x,t) = \sum_{m=1}^{\infty} \left[ \frac{f_m}{j2\xi\omega} \cdot \sin\left(\frac{m\pi x}{l}\right) \right] \cdot \cos(\omega \cdot t). \quad (4.11)$$

Маючи залежність для переміщення струни в часі можна знайти швидкість її переміщення враховуючи, що швидкість є похідною від переміщення по часу:

$$v(x,t) = \frac{\partial y(x,t)}{\partial t} = -\omega \cdot \sum_{m=1}^{\infty} \left[ \frac{f_m}{\omega_m^2 - \omega^2 + j2\xi\omega} \cdot \sin\left(\frac{m\pi x}{l}\right) \right] \cdot \sin(\omega \cdot t). \quad (4.12)$$

Спростивши вираз отримаємо:

$$v(x,t) = \sum_{m=1}^{\infty} \left[ \frac{-f_m}{\frac{\omega_m^2}{\omega} - \omega + j2\xi} \cdot \sin\left(\frac{m\pi x}{l}\right) \right] \cdot \sin(\omega \cdot t). \quad (4.13)$$

На частоті резонансу  $m$  моди, коли  $\omega_m = \omega$ , швидкість переміщення буде визначатися наступним виразом:

$$v(x,t) = \sum_{m=1}^{\infty} \left[ \frac{-f_m}{j2\xi} \cdot \sin\left(\frac{m\pi x}{l}\right) \right] \cdot \cos(\omega \cdot t). \quad (4.14)$$

Видно, що на частоті резонансу швидкість переміщення відстає від фази зусилля на  $\frac{\pi}{2}$ . Враховуючи, що імпеданс є відношенням сили до швидкості в даній формулі можна виділити компонент, який описує реакцію струни на зовнішнє гармонійне збудження для  $m$  моди у вигляді:

$$z_m(x) = \frac{\sin\left(\frac{m\pi x}{l}\right)}{\frac{\omega_m^2}{\omega} - \omega + j2\xi_m}. \quad (4.15)$$

З даної формули видно, що механічний імпеданс натягнутої струни на  $m$  моді буде залежати від положення прикладання збуджуючої сили, швидкості повздовжніх хвиль і затухання для вибраної моди.

Коефіцієнти  $f_m$  можна знайти, знаючи положення точки прикладання сили. В точці дії сили  $p(x,t)$  струна буде здійснювати переміщення. Причому в цій

точці амплітуди всіх мод будуть рівні оскільки вони визначаються положенням струни в просторі, а струна – одна.

Цього можна досягти прирівнявши в точці прикладання сили амплітуди всіх мод. Амплітуда коливань в залежності від точки прикладання сили  $x$  визначається залежністю:

$$y(x) = f_m \cdot \sin\left(\frac{m\pi x}{l}\right). \quad (4.16)$$

Знаючи амплітуду коливання струни в точці прикладання сили можна знайти амплітуду  $m$  моди.

На рис. 4.9 наведено приклад розрахунку амплітуди перших трьох мод.

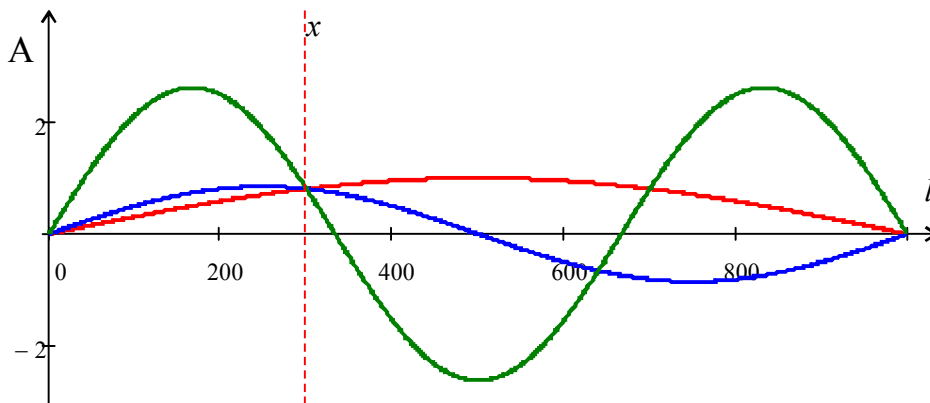


Рисунок 4.9– Результат розрахунку амплітуди перших мод струни при збудженні її зовнішньою силою

Знаючи амплітуди мод струни в точці збудження можна знайти форму її поперечних коливань в будь-якій точці. Приклад таких коливань наведено на рис. 4.10.

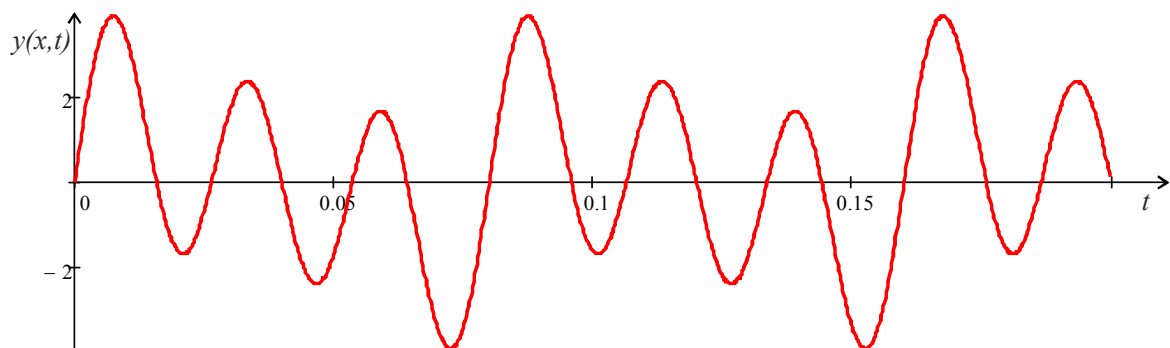


Рисунок 4.10– Форма коливань струни при збудженні її в одній точці

Знаючи тільки силу зовнішнього зусилля коефіцієнти  $f_m$  можна знайти за формулою:

$$f_m = \frac{1}{M} \int_{x-\Delta x/2}^{x+\Delta x/2} p(x) \cdot \sin\left(\frac{m\pi x}{l}\right) dx, \quad (4.17)$$

де  $M$  - половина маси струни.

Коливання струни, жорстко закріпленої на опорах, або із фіксованим натягом добре вивчені. Більшу цікавість представляє використання струни в якості джерела механічних коливань. Такі коливання струна генерує при взаємодії із оточуючим середовищем. Одним із шляхів передачі струною коливної енергії стороннім об'єктам є взаємодія точок кріплення струни із ними.

#### 4.2.2 Методи перетворення механічних коливань натягнутої струни в електричний сигнали

Для дослідження механічного імпедансу струни необхідно прикласти до неї збуджуючу силу і слідкувати за швидкістю її переміщення [210,211,212].

Існують способи формування збуджуючої сили роздільно і суміщено. При роздільному способі збудження струна коливається під впливом зовнішньої механічної чи магнітної сили, яка формується схемою керування. Залежно від того, як буде формуватися збудження і вимірюватися швидкість, на результати буде впливати час передачі коливання від точки струни, де прикладається сила до точки вимірювання.

Суміщений спосіб дослідження передбачає, що до струни прикладається електрично керована сила. Струна в процесі руху взаємодіє із цією силою. Оскільки коливання струни залежить від її спектрального імпедансу, енергія надана на збудження коливання для різних частот буде різною. Як наслідок, змінюється спектральна щільність енергії, яка передається струні у вигляді збуджуючої сили. Частина енергії втрачається, а частина використовується для утворення коливання.

Одним із способів збільшити точність визначення спектральної щільності сигналу швидкості струни за рахунок усереднення є використання автоколивального режиму. В автоколивальному режимі сигнал швидкості коливання залежить від параметрів досліджуваної системи, і за рахунок

циклічного повторення впродовж тривалого часу спостереження збільшується відношення корисного систематичного сигналу до завад, які проявляються варіативно. Автоколивання дозволяє псевдозбільшити добротність коливальних контурів механічних вузлів і дає можливість концентрувати енергію на коливальних контурах піднімаючи їх значення на фоні інших складових.

Якщо контролювати параметри коливань в процесі автоколивання, то в кільці зворотного зв'язку буде підтримуватися множина коливань, яка визначається кількістю коливальних систем в досліджуваному об'єкті.

Струна натягнута вздовж осі  $x$ . На струну діє постійне магнітне поле. Полюси магнітного поля розташовані так, що

$$B_x = 0;$$

$$B_y = \begin{cases} B & |x| \leq \Delta x / 2, \\ 0 & |x| > \Delta x / 2, \end{cases} \quad (4.18)$$

$$B_z = 0.$$

Через струну протікає змінний струм, який взаємодіє із магнітним полем. На струну в магнітному полі при протіканні по ній постійного струму діє сила Ампера:

$$F_A = B \cdot I \cdot \Delta x. \quad (4.19)$$

Під дією цієї сили струна прискорюється згідно з другим законом Ньютона:

$$F = m \cdot a. \quad (4.20)$$

При цьому вона буде переміщатися на відстань:

$$\Delta y = v(t) \cdot t = a(t) \cdot t \cdot t = a(t) \cdot t^2. \quad (4.21)$$

Якщо кінці струни закріплено, то дія сили Ампера отримує протидію силою пружності:

$$F_{II} = k \cdot \Delta y. \quad (4.22)$$

Коли сили зрівняються, то рух струни зупиниться. Звідки:

$$m \cdot a(t) = k \cdot \Delta y, \quad (4.23)$$

$$m \cdot a(t) = k \cdot a(t) \cdot t^2, \quad (4.24)$$

$$m = k \cdot t^2, \quad (4.25)$$

$$t = \sqrt{\frac{m}{k}}. \quad (4.26)$$

В даному випадку час, поки струна здійснює переміщення в одну сторону до врівноваження із силою пружності, залежить від маси і пружності струни.

При цьому, прискорення змінюється від максимального значення до нуля нелінійно. Так само нелінійно буде проходити переміщення.

Максимальне прискорення визначається струмом, який протікає в струні. Поточне прискорення буде визначатися силою, яка діє на струну в процесі переміщення. А ця сила в спрощеному випадку залежить від різниці сили Ампера і сили пружності:

$$F_A - F_{II} = m \cdot a(t), \quad (4.27)$$

$$B \cdot I \cdot l - k \cdot \Delta y = m \cdot a(t), \quad (4.28)$$

де  $l$  - довжина ділянки струни, яка знаходиться в магнітному полі;

$$B \cdot I \cdot l - k \cdot a(t) \cdot t^2 = m \cdot a(t); \quad (4.29)$$

$$a(t) = \frac{B \cdot I \cdot l}{k \cdot t^2 + m}; \quad (4.30)$$

$$v(t) = a(t) \cdot dt. \quad (4.31)$$

Окрім вказаних сил на струну буде діяти сила Лоренца. При переміщенні струни в магнітному полі зі швидкістю  $v$  на кінці її буде виникати різниця потенціалів:

$$\Delta\varphi = B \cdot l \cdot v. \quad (4.32)$$

Цей потенціал діє в протифазі до спаду напруги на струні при протіканні через неї струму збудження.

Як вже було зазначено збудження струни проходить електромагнітним методом. Частина струни знаходиться в магнітному полі. Через струну протікає струм, який взаємодіючи із зовнішнім магнітним полем викликає її переміщення. При протіканні по струні гармонійного струму буде створюватися гармонійний вплив на струну.



Прийmemo, що коливання в струні встановилися. Вимушуючий струм буде викликати на струні спад напруги, пропорційний до імпедансу струни  $Z_\eta(\omega)$ , який в даному випадку визначається електричними властивостями матеріалу струни і його конфігурацією в просторі:

$$u_E(\omega) = Z_\eta(\omega) \cdot i(\omega) . \quad (4.33)$$

Здебільшого імпеданс провідника визначається:

$$Z_\eta(\omega) = R_W + j\omega L_W . \quad (4.34)$$

Індуктивність прямого проводу визначається за емпіричними формулами і на низьких частотах нею можна знехтувати. Тому імпеданс струни буде мати тільки активну складову і для струни круглого січення з діаметром  $D$  і питомим опором  $\eta$  імпеданс буде визначатися наступним виразом:

$$Z_\eta(\omega) = \eta \frac{\pi D^2}{4l} , \quad (4.35)$$

який не залежить від частоти.

При переміщенні в магнітному полі струна за рахунок сил Лоренца буде генерувати напругу:

$$u_L(\omega) = \Delta x \cdot B \cdot v(x, \omega) . \quad (4.36)$$

Напрямки цих напруг протилежні, тому сумарна напруга на струні буде визначатися наступним виразом:

$$u_S(\omega) = u_E(\omega) - u_L(\omega) = Z_\eta(\omega) \cdot i(\omega) - \Delta x \cdot B \cdot v(x, \omega) . \quad (4.37)$$

Після встановлення коливань заданої амплітуди струм  $i(\omega)$  витрачається на компенсацію втрат в системі.

Електричний імпеданс струни в складі механічної системи визначається:

$$Z_E = \frac{u_S(\omega)}{i(\omega)} = Z_\eta - \Delta x B \frac{v(x, \omega)}{i(\omega)} . \quad (4.38)$$

При малих втратах вихідна напруга буде визначатися швидкістю коливання струни, шириною магнітного поля і магнітною індукцією. На частоті резонансу системи поглинання зовнішньої енергії найбільші [213].

### 4.3 Особливості збудження багатомодових коливань

Дослідження механічного імпедансу проводиться активними і пасивними методами. Активні методи дослідження передбачають створення спеціального впливу, який викликає коливання в об'єкті. Пасивні методи використовують інформацію, отриману від діючого об'єкта в процесі його нормальної експлуатації.

Для визначення імпедансу необхідно знайти відношення напруги і струму для шуканої спектральної складової. Тому необхідно, щоб при дослідженні шукана спектральна складова була присутня в сигналі збудження. І сама ця складова була виміряна в процесі. Інший підхід є статистичний, коли збудження відбувається випадковими сигналами впродовж тривалого часу. При цьому виміряні спектральні складові будуть статистичною оцінкою зваженою імпедансом

$$\bar{U}(\omega) = Z(\omega) \cdot \bar{I}(\omega).$$

Існує декілька видів сигналів, які можна використати для визначення імпедансу: ЛЧМ сигнал, шумові сигнали, широкосмугові сигнали.

ЛЧМ сигнал по суті є змінюваний по частоті сигнал із фіксованою амплітудою. Широкосмуговими сигналами в даному випадку можуть бути імпульсні, стрибкоподібні сигнали і псевдовипадкові дискретні послідовності.

Перевагою широкосмугових сигналів є простота реалізації джерел збудження для визначення імпедансу. За певних умов всі системи містять джерела випадкових процесів, які можуть бути використані для дослідження імпедансу частини цієї системи. Це суттєво спрощує дослідження. При цьому фазовий вплив часто є неактуальним параметром, оскільки основою є пошук механічних коливальних контурів за їх резонансною частотою.

Струна при магнітоелектричному збудженні під впливом струму, що по ній протікає, відхиляється від положення рівноваги. Щоб досліджувати частоту власних коливань струни необхідно, щоб вимушуюча сила точно співпадала по частоті із коливаннями струни і відставала по фазі від них на  $\pi/2$ . За таких умов

при фіксованій амплітуді вимушуючої сили амплітуда коливань струни зростає до максимального значення і подальше зростання буде обмежене втратами при коливанні.

Частотні властивості шумоподібного сигналу залежать від реалізації. Тому для того, щоб отримати відклик на всіх частотах необхідно провести серію випробувань для отримання множини реалізацій. Тривалість спостереження залежить від ймовірності появи спектральної складової із допустимою амплітудою.

#### 4.3.1 Опрацювання сигналів при імпульсному збудженні механічної системи

При збудженні коливань механічних систем формують імпульси сили чи переміщення визначеної форми. Внаслідок складності формування використовуються імпульси простої форми. Для формування стрибкоподібної зміни необхідно забезпечити миттєве наростання сили  $F$  із наступною миттєвою зупинкою її зміни. Фізично простіше реалізувати обернений процес прикладання сили  $F$  протягом тривалого часу і миттєве звільнення від неї. В цьому випадку механічна система отримує збурення і починає здійснювати вільні коливання.

Імпульсне збурення пов'язане із передачею імпульсу сили механічній системі. При ударі можливі варіанти взаємодії пружних і непружних поверхонь, які в самому простому випадку можуть бути описані механічною моделлю рис. 4.11. Відповідно до механічної моделі можна скласти електричну принципову схему, яка моделює контактну взаємодію імпульсної сили із механічною системою[214]. В даному випадку вибрано систему, при якій сила моделюється напругою, маса – індуктивністю, пружність – ємністю, затухання – опором[215].

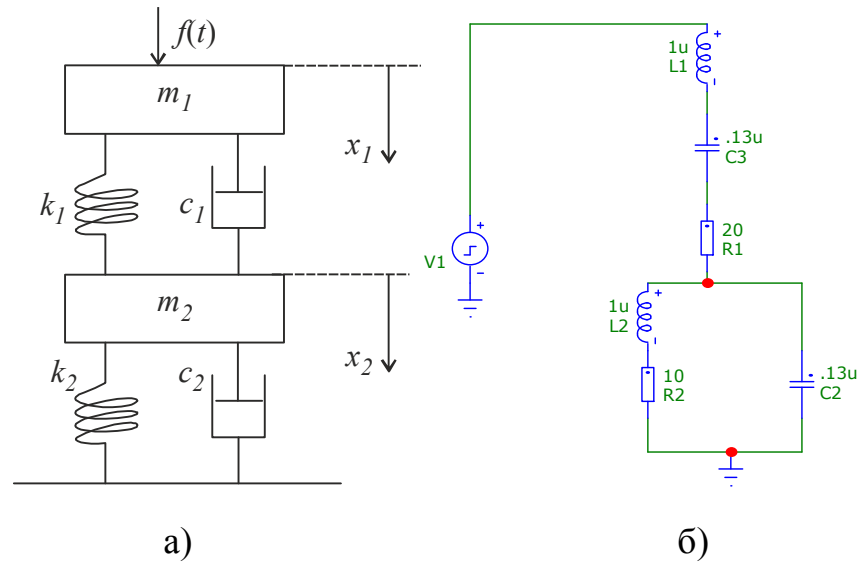


Рисунок 4.11– Механічна модель контактної взаємодії імпульсної сили із поверхнею механічної системи

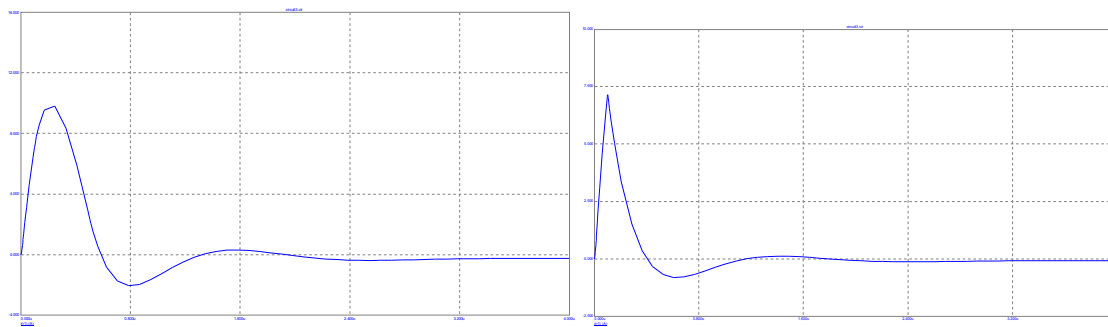
Частотний відклик моделі можна скласти за методом вузлових напруг для одного вузла у вигляді:

$$u \left( \frac{1}{j\omega L_2 + R_2} + j\omega C_2 \right) = \frac{e}{R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1}}, \quad (4.39)$$

звідки

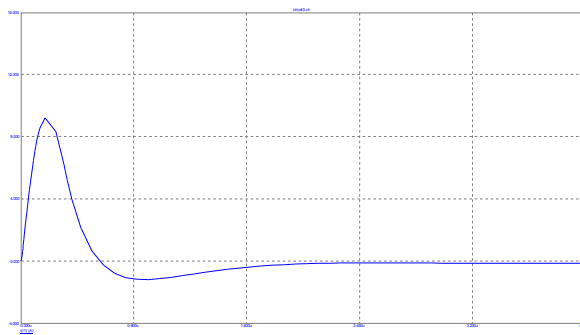
$$H(\omega) = \frac{C_1 \omega (R_2 + jL_2 \omega)}{(C_1 L_1 \omega + jC_1 L_1 \omega^2 - j)(1 - C_2 L_2 \omega^2 + jC_2 L_2 \omega)}. \quad (4.40)$$

В даній електричній моделі удар чи імпульсне збурення представлено напругою джерела. Поверхня ударного механізму взаємодіє із поверхнею механічної системи без відскоку. Внаслідок імпульсного збурення поверхні деформуються і в них виникають коливання, які призводять до зміни форми імпульсу сили на поверхні механічної системи. Форма імпульсу сили в залежності від параметрів взаємодіючих поверхонь наведена на рис. 4.12. Сила на поверхні моделюється напругою на паралельному коливальному контурі



а) тривала взаємодія

б) короткочасна взаємодія і швидке відновлення



в) короткочасна взаємодія і тривале відновлення

Рисунок 4.12– Результати моделювання форми імпульсу сили при контактній взаємодії пружних тіл із втратами

Із наведених прикладів видно, що частота вільних коливань більша за частоту вимушених коливань. Із [216] відомо, що частота вільних коливань  $\omega$  залежить від часу релаксації  $\tau$  і частоти вимушених коливань  $\omega_p$ :

$$\omega = \sqrt{\omega_p^2 - \frac{1}{(2\tau)^2}}. \quad (4.41)$$

Отже при імпульсному збудженні частота коливань буде залежати від затухань, масопружних властивостей і буде відрізнятися від вимушених коливань.

Для забезпечення максимальної амплітуди збуджених коливань імпульсним сигналом його тривалість повинна бути рівною  $\frac{\pi}{2}$  від частоти першої моди:

$$\tau_{зБ} = \frac{\pi}{2 \cdot \omega_p}. \quad (4.42)$$

По закінченню імпульса збудження після відхилення на максимальну для даної амплітуди імпульса відстань струна перейде у стан вільних коливань із затуханням амплітуди коливань і зменшенням їх частоти.

З метою перевірки здатності визначення параметрів затухаючого сигналу в суміші сторонніх завад було згенеровано сигнал за формулою:

$$x(t) = e^{-\delta t} \sin(\omega_z t) + \sin(\omega_{ADD} t) + n(t), \quad (4.43)$$

де  $\omega_{ADD}$  - частота завади;

$n(t)$  - шумоподібний сигнал із рівномірним законом розподілу в діапазоні від мінус 0,2 до + 0,2.

Після представлення цього сигналу в дискретній формі було здійснено розрахунок частоти  $\omega_z$  і  $\delta$ .

Для виділення діапазону частот, в межах якого буде шукатися частота затухаючого сигналу, було здійснено дискретне перетворення Фур'є. Результати наведено на рис. 4.13.

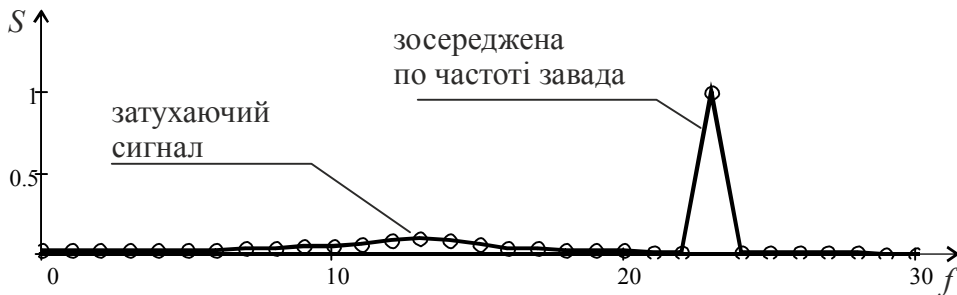


Рисунок 4.13– Спектральна щільність дискретного спектру досліджуваного сигналу

Виділивши потрібну смугу частот подальші розрахунки здійснювалися згідно (2.27) і (2.28). Результати розрахунку використано для відновлення форми затухаючого коливання. Графічне представлення відтвореної форми затухаючого коливання і зашумлений сигнал наведено на рис.4.14.

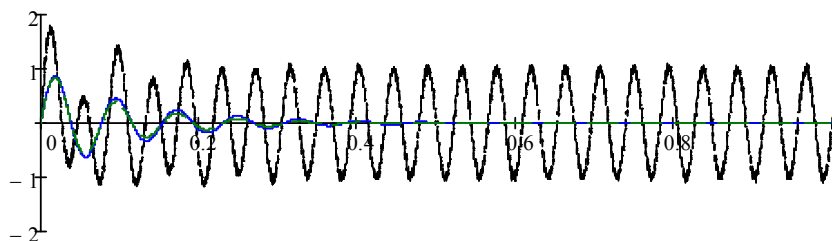


Рисунок 4.14– Приклад зашумленого сигналу і відтвореного за визначеними параметрами.

Із наведеного графіку видно, що відновлений за результатами розрахунку затухаючий сигнал по формі співпадає із вихідним.

Наведені результати дослідження форми дискретної спектральної щільності затухаючого сигналу, знайдені за допомогою дискретного перетворення Фур'є, показують їх малу інформативність і низьку точність у порівнянні із запропонованим алгоритмом обробки.

Роботу алгоритму перевірено на прикладі затухаючого коливання натягнутої металевої струни. При імпульсному збудженні струни, вона почне коливатися. Параметри коливання залежать від способу збудження. Швидкість коливання струни перетворюється в електричний сигнал, який поступаючи на вхід аналого-цифрового перетворювача дискретизується із частотою 6 кГц. Вигляд дискретизованого протягом 1 с сигналу наведено на рис.4.15.



Рисунок 4.15– Сигнал отриманий при вимірюванні швидкості вільних коливань натягнутої металевої струни

Отримавши масив дискретизованих значень за допомогою дискретного перетворення Фур'є знайдено дискретний спектр затухаючого сигналу, спектральна щільність якого наведена на рис. 4.16.

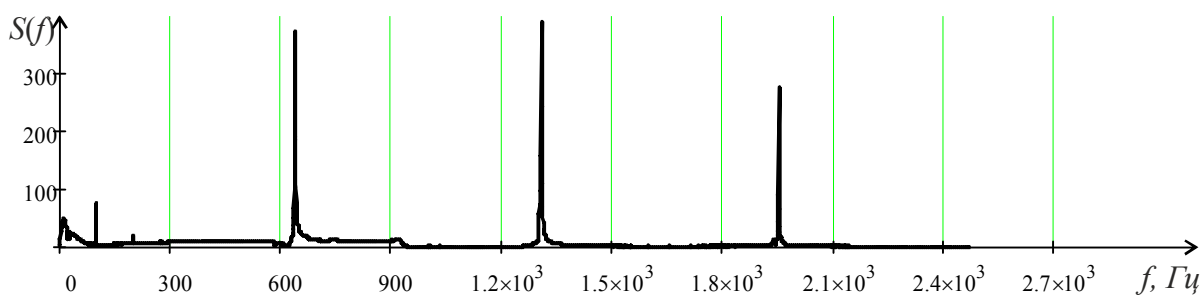


Рисунок 4.16– Спектральна щільність сигналу затухаючого коливання струни

Із наведеної спектральної щільності видно, що спектр коливання струни містить декілька складових, які визначаються модами коливання і амплітуда яких залежать від способу збудження струни.

Використовуючи результати дискретного перетворення Фур'є як дорадчі дані при формуванні діапазону пошуку точнішого значення частоти за (2.28) ітераційно шукають частоту першої моди коливання струни. Результати дослідження у порівнянні із дискретною спектральною щільністю наведено на рис. 4.17

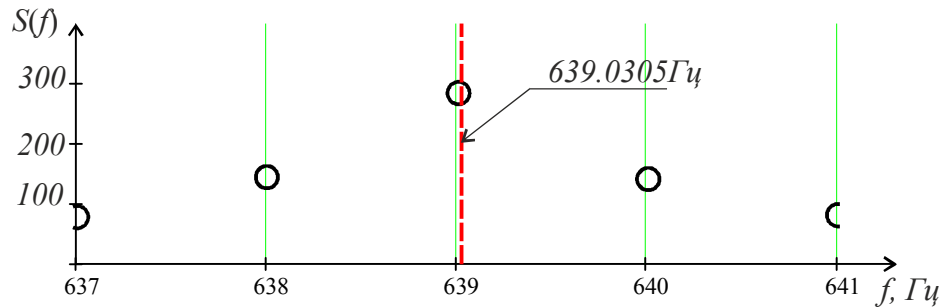


Рисунок 4.17– Результат пошуку частоти першої моди

Як видно із наведеного результату частота коливання практично співпадає із гармонікою дискретного спектру, оскільки сусідні гармоніки практично симетричні. Так само було знайдено частоти вищих мод. Результати пошуку частоти другої моди наведено на рис.4.18

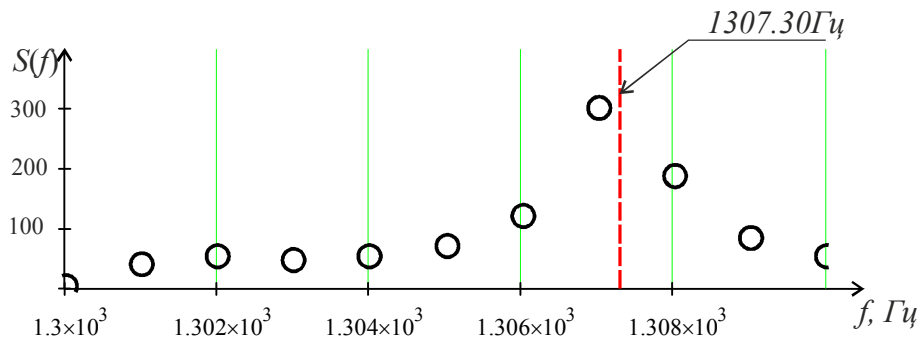


Рисунок 4.18– Результат пошуку частоти другої моди

В даному випадку видно, що дискретні гармоніки не точно описують частоту коливання, що видно по несиметричному розташуванню амплітуди сусідніх гармонік.

Послідовне застосування операторів (2.28) і (2.30) для всіх гармонік затухаючого сигналу дозволило визначити не тільки їх частоту, але й коефіцієнт затухання. Результати дослідження цих параметрів наведено на рис.4.19



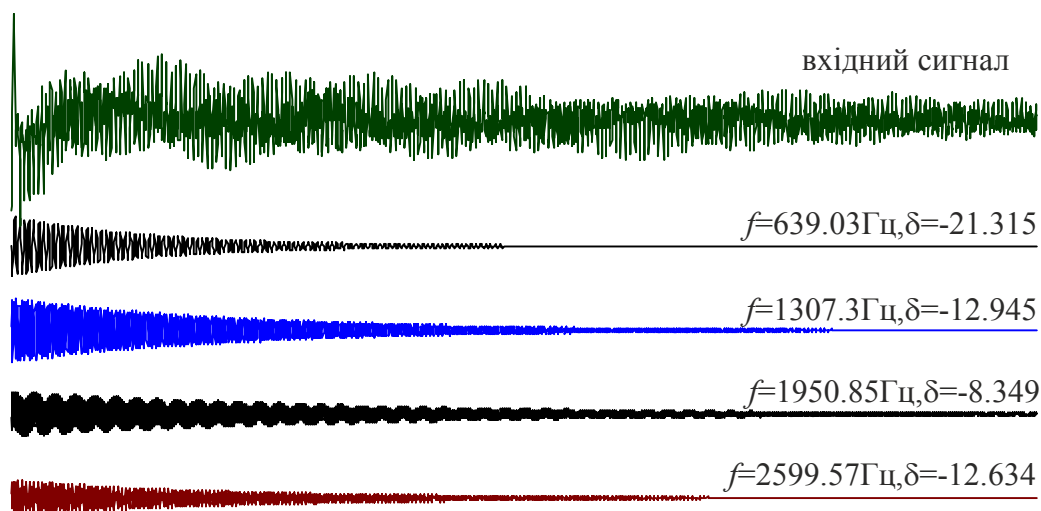


Рисунок 4.19– Результат декомпозиції сигналу на ділянці часу від 0 до 300мс

Із наведених результатів дослідження видно, що різні моди коливань мають різні коефіцієнти затухання. Визначені параметри затухаючого коливання несуть цінну інформацію про механічні властивості системи, складовою частиною якої є натягнута металева струна. Різні частоти коливань залежать від різних механічних процесів, які проходять в металевих деталях елементів коливальної системи.

#### 4.3.2 Збудження коливань шумоподібним сигналом

Широкопasmовий сигнал потрібний для збудження всіх мод на їх частотах. Частоти мод на початку точно не відомі. Однак в процесі дослідження формується вихідний сигнал, у якому вже є певні відомості про частотні властивості імпедансу. Тому з метою зменшення тих складових широкопasmового сигналу, які не викликають появи коливань до нього застосовується фільтр. В даному випадку коефіцієнти фільтра формуються в процесі дослідження із сигналу, який отримується після збудження імпедансу. Це свого роду узгоджений фільтр, коефіцієнти якого уточнюються в процесі дослідження по мірі збудження коливань в струні [217].

Перед подачею широкопasmового сигналу на струну він згортається із фільтром. Для того щоб не відфільтрувати складові сигналу, яких ще немає у фільтра, але які потрібні для формування коливання, згортання проходить із застосування авторегресійного процесу. Згортка в часовій області еквівалентна перемноженню спектральних складових сигналу і частотних коефіцієнтів фільтра.

Тому із результатів попереднього вимірювання напруги шукається максимальне значення  $MX = \max(s_k)$ , після чого шукаються коефіцієнти узгодженого фільтра за формулою:

$$H_k = (1 - t_H) \frac{S_k}{MX} + t_H H_k^-, \quad (4.44)$$

де  $t_H$  - коефіцієнт авторегресійного процесу, який визначає час реакції на зміну вхідних даних;

$H_k^-$  - попереднє значення  $k$ -ого коефіцієнта узгодженого фільтра.

Для наново генерованого широкосмугового сигналу шукається спектр:

$$rnd_k \rightarrow RND_{k/2\pi}. \quad (4.45)$$

Отримавши спектр фільтруємо його в частотній області із використанням знайдених коефіцієнтів фільтра за формулою:

$$I_k = (1 - t_{OUT}) \cdot RND_k + t_{OUT} \cdot H_k, \quad (4.46)$$

де  $t_{out}$  - коефіцієнт авторегресійного процесу застосування фільтра.

Знайдений в частотній області сигнал перетворюється в часову область і за допомогою ЦАП подається у вигляді струму на досліджувану ланку. При цьому вимірюється напруга, яка дискретизується і у вигляді відліків  $s_k$  подається на вхід спектрального аналізатора, який шукає спектр  $S_k$ , і дослідження повторюються.

Структурна схема пристрою для збудження струни широкосмуговим сигналом зображена на рис. 4.20. Широкосмуговий сигнал формується генератором шуму  $rnd$ . Керуючий блок вибирає коефіцієнт передачі  $K = 1 - t_{out}$ , який визначає амплітуду спектральних складових сигналу  $rnd$ . Від його значення залежить можливість початкового зрушення струни із положення рівноваги.

Підготовлений широкосмуговий сигнал змішується із сигналом усередненого спектру  $\bar{S}(k) = t_{OUT} \cdot H_k$  і у вигляді струму  $i(t)$  подається на струну. Зі струни знімається сигнал у вигляді напруги  $s(t)$  і подається на спектральний аналізатор СА. Спектр знятого сигналу  $S(\omega)$  поступає на вхід керуючого блоку, який шукає

коефіцієнти узгодженого фільтра і усереднює спектр  $\bar{S}(\omega)$  для подальшого збудження мод струни.

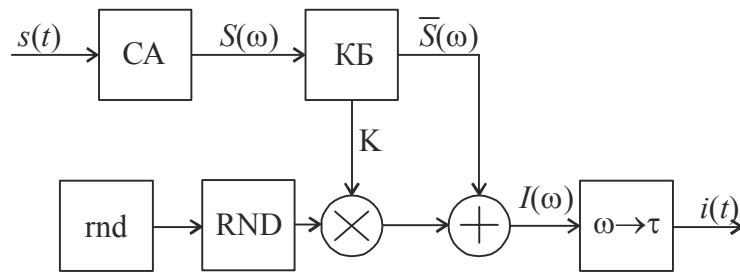


Рисунок 4.20– Структурна схема пристрою для збудження коливань струни

В результаті, при підтриманні середнього значення збуджуючого струму на попередньому рівні, перерозподіляючи спектральні складові отримують максимальні значення окремих спектральних складових сигналу  $s(t)$ .

Електричний імпеданс струни залежить від активного опору і механічного імпедансу, пов'язаного з її рухом. Тому відділити ці складові можна за різницею  $s(t)$  до появи руху струни і після, або звівши активний опір струни до мінімуму, щоб ним можна було нехтувати.

Для збудження системи за умови гістерезисної характеристики необхідно, щоб амплітуда збудження була більшою величини дисипації і гістерезису.

У випадку білого шуму амплітуда в часовій області розподіляється за нормальним законом. В частотній області амплітуда і частота сигналу міняється за рівномірним законом розподілу.

Для однієї частоти комплексний імпеданс можна представити:

$$Z = Z_{\sim} + Z_{\sim} \quad (4.47)$$

Частотні властивості шумоподібного сигналу залежать від реалізації. Тому для того, щоб отримати відклик на всіх частотах необхідно провести серію випробувань для отримання множини реалізацій. Тривалість спостереження залежить від ймовірності появи спектральної складової із допустимою амплітудою.

Також можна застосувати генератори сигналів із заданими частотними властивостями. Найпростішими є генератори лінійно змінної частоти. Однак для

отримання відклику на кожній частоті протягом заданого часу необхідно значна кількість часу.

Початок алгоритму опрацювання сигналів при збудженні коливачів.

На основі зворотнього перетворення шукається часова форма:

$$u(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \overline{U(\omega)} e^{j\omega t} d\omega. \quad (4.48)$$

Для цього сигналу шукається енергія

$$U = \frac{1}{Ku} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T u(t)^2 dt, \quad (4.49)$$

де  $Ku$  - коефіцієнт перетворення напруги в струм;

$T$  - час однієї реалізації.

Формується шумоподібний сигнал із нормальним розподілом амплітуди і нульовим маточікуванням  $s_i$ . Для цього сигналу визначається СКВ  $RMS(s)$ .

Шукається коефіцієнт корекції випадкового сигналу із міркування, що

$$Kn = \frac{I_m - U}{RMS(s)}. \quad (4.50)$$

Після цього шукається сигнал струму за формулою:

$$i(t) = Kn \cdot RND + \frac{u(t)}{Ku}. \quad (4.51)$$

Струм подається на досліджувану ланку з імпедансом  $Z$ . Проходячи через неї формується спад напруги  $uz(t)$ .

Використовуючи цю напругу шукається спектр:

$$U(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} uz(t) \cdot e^{-j\omega t} dt. \quad (4.52)$$

Визначається спектр струму:

$$I(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} i(t) \cdot e^{-j\omega t} dt. \quad (4.53)$$

Для кожної із спектральних складових струму шукається дисперсія у вибірці:

$$\bar{i}(\omega) = \frac{I}{N} \sum_{k=0}^{N-1} I(\omega)_k, \quad (4.54)$$

$$Di(\omega) = \sqrt{\frac{I}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} [\bar{i}(\omega) - I(\omega)_k]^2}. \quad (4.55)$$

За знайденим спектром для кожної із спектральних складових шукається середнє значення амплітуди:

$$\overline{U(\omega_d)}_i = (1-a) \cdot U(\omega_d) + a \cdot \overline{U(\omega_d)}_{i-1}. \quad (4.56)$$

Обчислення для конкретної частоти закінчується при виконанні однієї з умов:

- пройшла максимальна кількість циклів;
- середнє значення амплітуди перевищує задані межі;
- дисперсія на даній частоті досягла мінімуму

Після цього обчислення повторюється.

Для перевірки даного алгоритму було написано програму для дослідження зміни основних параметрів на одній із частот. За допомогою неї проведено моделювання роботи системи збудження. Спрощення в даному випадку полягає в тому, що спектр не шукається, а береться одне значення.

Закінчення обчислення відбувається по досягненню струму заданого значення в 2 ампері. Хоча можна і за мінімумом дисперсії. Час настання цих подій збігається.

На рис. 4.21 наведено графік зміни струму

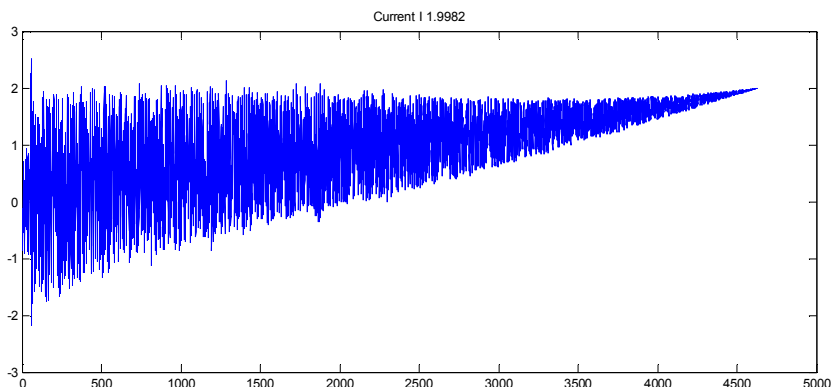


Рисунок 4.21– Залежність сигналу збудження на вибраній частоті в часі

На рис. 4.22 наведено амплітуду напруги, розраховане значення імпедансу і дисперсію напруги.

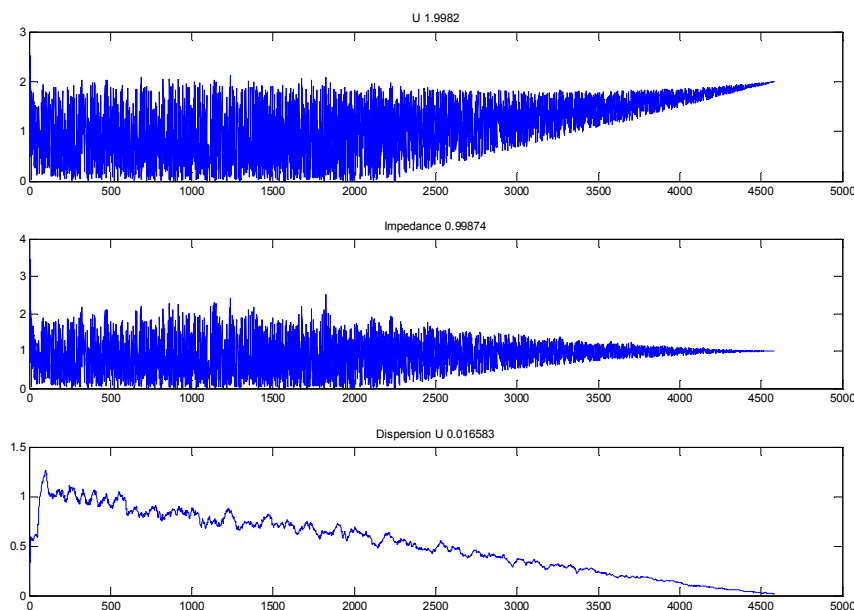


Рисунок 4.22– Процес збудження механічного коливання на заданій частоті

Для моделі прийнято, що  $Z=j_1$  (по модулю =1).

При пошуку імпедансу треба знайти його модуль і фазу. При пошуку спектру, усередненні і зворотньому перетворенні інформація про фазу напруги обнуляється. Тому, при поступовому підборі струму в часовій області за допомогою додавання результату зворотнього перетворення усередненого спектру кут систематично не змінюється і його варіації відбуваються тільки за рахунок випадкової складової.

Механічні системи схожі з електричними коливальними контурами. Механічні коливальні контури мають низьку добротність. Часто такі коливальні властивості механічних систем визначаються їх геометричними розмірами.

При імпульсному збудженні відклик контура внаслідок високих втрат маскується на фоні сусідніх хаотичних відкликів. При використанні ковзної частоти внаслідок тих же втрат важко виявити зміну провідності на вибраній частоті. Контур збуджується і коливання встановлюються на короткий час. Але суть роботи способу ковзної частоти передбачає жорстку синхронізацію сигналу

збудження і вимірювання, тому вільні коливання, які встановлюються в системі будуть подавлені.

Запропонований спосіб збудження за рахунок використання тривалого впливу дозволяє виділити контури із високою добротністю. Часто в таких системах на точно визначеній частоті існує коливальний контур, який несе інформацію про об'єкт. Добротність контура висока, і тому потрібний час, щоб вимушені коливання, які не точно попадають в частотний діапазон контура призвели до зростання амплітуди вільних коливань.

#### 4.3.3 Виділення спектральної інформації усередненням

Запропонований алгоритм збудження використано для однієї спектральної складової. Однак їх в досліджуваного об'єкта може бути безліч. Якись із них концентруються формуючи резонансні властивості. Тому необхідно виділяти із сукупності відкликів систематичні, для того щоб повторити збудження в області частот, де присутній якийсь резонансний відклик. Пошук частотної ділянки із наявними резонансними властивостями здійснюється шляхом усереднення спектру.

Просте ковзне середнє (Moving Average - MA) формується шляхом обчислення середнього показника для певної кількості аргументів:

$$\overline{SMA}_k = \frac{1}{n+1} \sum_{m=k-n/2}^{k+n/2} S_m. \quad (4.57)$$

Можливість використання ковзного середнього передбачає, що розподіл амплітуд в межах ділянки усереднення має рівномірний закон. Припущення про рівномірний закон розподілу амплітуд допустимий при дії широкосмугового сигналу, або у смузі частот, для якої можна вважати рівномірним закон розподілу.

При використанні усереднення методом ковзного середнього зазвичай кількість точок результуючого набору спектральних складових має співпадати. Тому зручно використовувати непарну кількість точок для усереднення, щоб забезпечити симетричність ділянки усереднення в результаті.

Враховуючи, що для випадкового процесу спектральна характеристика є енергетичним показником, варто змінювати співвідношення вищих і нижчих спектральних складових при пошуку середнього значення для шуканої компоненти.

При механічних коливаннях тіло, що коливається (або матеріальна точка) має кінетичну і потенціальну енергії. Кінетична енергія тіла залежить від його швидкості:

$$WmK = \frac{m \cdot v^2}{2}. \quad (4.58)$$

При гармонійному збудженні на частоті  $\omega$ , враховуючи, що  $v = \frac{\partial x}{\partial t}$ ,

$$WmK = \frac{1}{2} m \cdot A^2 \cdot \omega^2 \cdot \cos(\omega \cdot t + \varphi)^2. \quad (4.59)$$

Потенційна енергія тіла, зміщеного на відстань  $x$  від положення рівноваги, вимірюється роботою, яку виконує повертаюча сила  $F_x = -k \cdot x$ , повертаючи тіло в положення рівноваги. Дія сили, лінійно залежить від зміщення (як у випадку механічних маятників, такі сили носять спільну назву квазіпружних сил). Відхилення від положення рівноваги зупиниться коли буде врівноважено силу, що спричинила відхилення. Звідки,

$$F_x = m \cdot \frac{d^2 x}{dt^2}, \quad (4.60)$$

$$Wm\Pi = - \int_0^{\infty} F_x \cdot dx. \quad (4.61)$$

При гармонійному збудженні потенційна енергія механічного коливання тіла:

$$Wm\Pi = \frac{1}{2} m \cdot \omega^2 \cdot A^2 \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi)^2, \quad (4.62)$$

звідки сумарна енергія

$$Wm = WmK + Wm\Pi = \frac{1}{2} m \cdot A^2 \cdot \omega^2 [\cos(\omega \cdot t + \varphi)^2 + \sin(\omega \cdot t + \varphi)^2] = \frac{1}{2} m \cdot A^2 \cdot \omega^2. \quad (4.63)$$



У випадку електричних коливань енергія в контурі є сумою енергій електричного поля, накопиченої між обкладинками конденсатора, і енергії магнітного поля, накопиченої в котушці індуктивності

Енергія, накопичена на конденсаторі:

$$WeK = \frac{Q^2}{2C}. \quad (4.64)$$

При дії гармонійного сигналу:

$$WeK = \frac{q_0^2}{2C} \sin^2(\omega t + \varphi). \quad (4.65)$$

Енергія в котушці індуктивності:

$$WeI = \frac{L \cdot i_0^2}{2} \sin^2(\omega t + \varphi). \quad (4.66)$$

Сумарна енергія в контурі без втрат буде рівною сумі енергій електричного і магнітного полів в якийсь момент часу. Або можна визначити енергію по максимальному значенню енергії якогось із полів

$$We = \frac{q_0^2}{2C} = \frac{L \cdot i_0^2}{2}. \quad (4.67)$$

Із наведених енергетичних залежностей видно, що для механічних коливань із зростанням частоти енергія зростає квадратично. Для електричних коливань частота не впливає на енергію коливання. Тому при усередненні спектральної щільності потужності механічних коливань можна зміщувати вікно усереднення так, щоб на конкретну спектральну складову більший вплив мали високочастотні складові, як такі, що володіють більшою енергією.

Таким чином, усереднення ковзним середнім проводиться за допомогою формули:

$$\overline{SMA}_k = \frac{1}{n+1} \sum_{m=k-n \cdot \gamma}^{k+n(1-\gamma)} S_m, \quad (4.68)$$

де  $\gamma$ -коефіцієнт, що враховує енергетичну вагу спектральних складових і змінюється від 0 до 1. Для електричних коливань варто вибрати  $\gamma=0,5$ .

#### 4.3.4 Усереднення ковзною резонансною характеристикою

Якщо на коливальну систему з втратами діяти зовнішньою силою, то виникають вимушені коливання, характер яких в тій чи іншій мірі повторює зміни зовнішньої сили. Найпростіша механічна коливальна система, на яку діє зовнішня сила описується рівнянням

$$m \cdot \frac{d^2 x}{dt^2} + r \cdot \frac{dx}{dt} + \frac{l}{c} x = p(t), \quad (4.69)$$

де  $m$  - маса,

$r$  - механічний опір системи,

$c$  - пружність системи.

Незважаючи на вид збуджуючої сили, розв'язок лінійного неоднорідного рівняння можна звести до розв'язку задачі про коливання під дією гармонійних сил, оскільки майже у всіх випадках нестационарні сили, що діють на коливальну систему описуються функціями, які можна представити у вигляді ряду чи інтегралу Фур'є. Таким чином складана задача про вимушені коливання може бути зведена до розв'язку простішого рівняння виду

$$m \cdot \frac{d^2 x}{dt^2} + r \cdot \frac{dx}{dt} + \frac{l}{c} \int_0^t \frac{x(t)}{dt} \cdot dt = p_0 \cdot \cos(\omega \cdot t), \quad (4.70)$$

де  $\omega$  - колова частота вимушуючої сили,

$p_0$  - амплітуда вимушуючої сили.

Розв'язок неоднорідного рівняння шукається у вигляді суми загального розв'язку  $x1(t)$  однорідного рівняння:

$$m \cdot \frac{d^2 x1}{dt^2} + r \cdot \frac{dx1}{dt} + \frac{l}{c} x1 = 0, \quad (4.71)$$

і часткового розв'язку  $x2(t)$  рівняння із вимушуючою силою

$$m \cdot \frac{d^2 x2}{dt^2} + r \cdot \frac{dx2}{dt} + \frac{l}{c} x2 = p_0 \cdot \cos(\omega \cdot t). \quad (4.72)$$

Для лінійного рівняння загальним розв'язком є вираз:

$$x1(t) = A \cdot e^{-\xi \cdot t} \cos(\omega_1 \cdot t - \varphi), \quad (4.73)$$

де  $\xi = r/2m$  - коефіцієнт затухання;

$\omega_p$  - резонансна частота системи без втрат, яка визначається виразом

$$\omega_p = \sqrt{\frac{l}{m \cdot c}}; \quad (4.74)$$

$\omega_l$  - власна частота затухаючих коливань, що визначається виразом:

$$\omega_l = \sqrt{\omega_p^2 - \xi^2}. \quad (4.75)$$

Амплітуда коливань і кут зміщення визначаються із початкових умов за положенням і швидкістю в час  $t = 0$  наступними виразами:

$$A = \sqrt{x(0)^2 + \left( \frac{\frac{dx(0)}{dt} + \xi \cdot x(0)}{\omega_l \cdot x(0)} \right)^2}, \quad (4.76)$$

$$\varphi = \arctg \left( \frac{\frac{dx(0)}{dt} + \xi \cdot x(0)}{\omega_l \cdot x(0)} \right).$$

Для знаходження часткового рішення перепишемо рівняння у вигляді:

$$m \cdot \frac{d^2 x_2}{dt^2} + r \cdot \frac{dx_2}{dt} + \frac{l}{c} \int_0^t \frac{dx(0)}{dt} dt = p_0 \cdot e^{j\omega t}, \quad (4.77)$$

розв'язком для якого буде функція

$$x_2(t) = \frac{dx(0)}{dt} \cdot e^{j\omega t}. \quad (4.78)$$

Підставляючи один вираз в інший, отримаємо:

$$\left( j \cdot m \cdot \omega + r + \frac{l}{j \cdot \omega \cdot c} \right) \cdot \frac{dx(0)}{dt} \cdot e^{j\omega t} = p_0 \cdot e^{j\omega t}. \quad (4.79)$$

Комплексна величина  $\frac{dx(0)}{dt}$  визначається амплітудою  $p_0$ , частотою  $\omega$  і параметрами коливальної системи  $m$ ,  $r$  і  $c$ . Вираз для комплексної амплітуди швидкості можна отримати у наступному вигляді:

$$\frac{dx(0)}{dt} = \frac{P_0}{r + j\left(\omega \cdot m - \frac{1}{\omega \cdot c}\right)}. \quad (4.80)$$

Чисельник даного виразу називається механічним імпедансом коливальної системи

$$z(\omega) = r + j\left(\omega \cdot m - \frac{1}{\omega \cdot c}\right) = z_0 \cdot e^{j\phi}, \quad (4.81)$$

$$\text{де } z_0 = \sqrt{r^2 + \left(\omega \cdot m - \frac{1}{\omega \cdot c}\right)^2}, \quad \phi = \arctg\left(\frac{\omega \cdot m - \frac{1}{\omega \cdot c}}{r}\right). \quad (4.82)$$

В результаті можна отримати часткове рішення для дифференціального рівняння у вигляді

$$x_2(t) = \frac{P_0}{\omega \cdot z_0} \cdot \cos\left(\omega \cdot t - \phi - \frac{\pi}{2}\right), \text{ а загальний розв'язок рівняння буде:}$$

$$x(t) = A \cdot e^{-\xi \cdot t} \cos(\omega_p \cdot t - \varphi) + \frac{P_0}{\omega \cdot z_0} \cos\left(\omega \cdot t - \phi - \frac{\pi}{2}\right). \quad (4.83)$$

Перший доданок дає уяву про перехідний процес, який триває протягом часу  $\tau = \frac{1}{\xi}$ . Через деякий час  $t \gg \tau$  перехідний процес затухне і залишаться тільки вимушені коливання.

Підставивши в залежність для механічного імпедансу вираз для резонансної частоти отримаємо:

$$z(\omega) = r + j\left(\frac{\omega \cdot m - \frac{1}{\omega \cdot c}}{r}\right) = r + j \frac{\omega_p m}{r} \left(\frac{\omega}{\omega_p} - \frac{\omega_p}{\omega}\right), \quad (4.84)$$

$$\text{або } z(\omega) = r + jQ\gamma(\omega),$$

де  $Q = \omega_p \cdot \frac{m}{r}$  - добротність,  $\gamma = \frac{\omega}{\omega_p} - \frac{\omega_p}{\omega}$  - частотна змінна коливальної системи.

Тепер, маючи залежність для імпедансу можна знайти амплітуду переміщення механічної системи в залежності від резонансної частоти і добротності механічної системи після проходження перехідного процесу. Знайшовши амплітуду на частоті резонансу:

$$x(\omega_p) = \frac{P_0}{\omega_p \cdot z(\omega_p)}, \quad (4.85)$$

можна побудувати залежність відклику механічної системи в залежності від частоти

$$X(\omega) = \frac{x(\omega)}{x(\omega_p)} = \frac{P_0}{\omega \cdot z(\omega)} \cdot \frac{\omega_p \cdot z(\omega_p)}{P_0} = \frac{\omega_p^2}{\omega \cdot \omega_p + jQ \cdot (\omega^2 - \omega_p^2)}. \quad (4.86)$$

На рис. 4.23 наведено відклик механічної коливальної системи приведеної до частоти резонансу при різній добротності  $Q \in \{2, 10, 100\}$

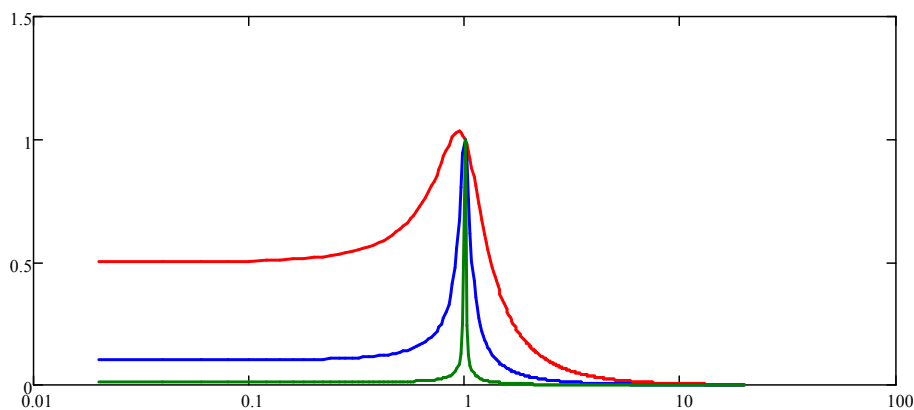


Рисунок 4.23– Приведений відклик механічної коливальної системи для різного значення добротності

Дана залежність показує, сукупність спектральних складових які в околі резонансної частоти спричиняють переміщення механічної коливальної системи. Таким чином, щоб в'яснити енергію, яка піде на переміщення необхідно, задавшись добротністю системи знайти:

$$E(\omega_p) = \int_0^{\infty} X(\omega) \cdot P(\omega) d\omega. \quad (4.87)$$

У випадку представлення збуджуючої сили у виді спектральної щільності потужності, використовуючи наведену залежність можна усереднити кожну із спектральних складових за допомогою формули:

$$E_k = \sum_{m=1}^{N/2-1} F_m \cdot X\left(2\pi \frac{m}{T}\right) \text{ для } k \in \left\{1, N/2\right\}, \omega_p = 2\pi \frac{k}{T}. \quad (4.88)$$

За допомогою вказаної залежності було проведено усереднення спектральної щільності потужності випадкового сигналу із використанням двох числових значень добротності  $Q \in \{200; 1000\}$ . Результати моделювання наведено на рис.4.24.

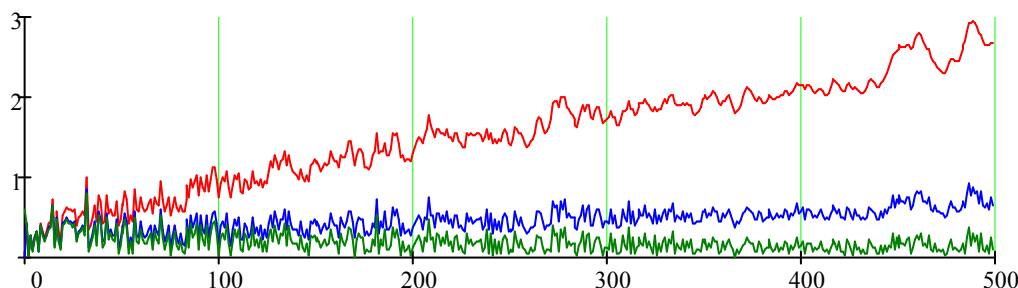


Рисунок 4.24– Спектральне усереднення спектральної щільності потужності випадкового сигналу за допомогою аналога механічної коливальної системи

Із наведеного графіка видно, що на кожен спектральний складову впливають всі низькочастотні. Таким чином фізично це означає, що при однаковій амплітуді збудження високочастотні механічні коливальні системи будуть мати більшу амплітуду коливань.

При зростанні добротності системи амплітуда коливань визначається тільки тою потужністю, яку затратили на вибраній смузі частот.

Для побудови згладжуючої залежності для електричних коливальних систем складемо схему резонансного каскаду, де вхідним і вихідним сигналом є напруга. В такому випадку можна скористатися явищем послідовного резонансу. Схему такого каскаду наведено на рис. 4.25.

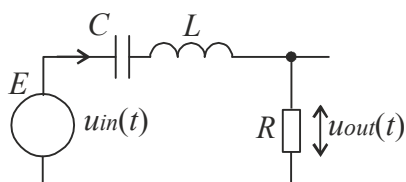


Рисунок 4.25– Схема каскаду прототипу усереднюючої ланки

Напруга на виході визначається струмом в колі. Струм в колі із джерелом напруги визначається імпедансом кола. Імпеданс ланок можна знайти за наступним виразом:

$$Z(\omega) = \frac{1}{j\omega C} + j\omega L + R. \quad (4.89)$$

Відповідно вихідна напруга буде:

$$U_{out}(\omega) = \frac{U_{in}}{Z(\omega)} R, \quad (4.90)$$

звідки

$$U_{out}(\omega) = U_{in} \cdot \frac{CR\omega}{CR\omega + j(LC\omega^2 - 1)}. \quad (4.91)$$

Нехтуючи затуханнями в LC колі,

$$LC = \frac{1}{\omega_p^2}. \quad (4.92)$$

Зважаючи, що добротність електричного коливального контуру:

$$Q = \frac{\omega L}{R}, \quad (4.93)$$

і ввівши позначення

$$Q = \frac{1}{R \cdot C \cdot \omega_p^2}, \quad (4.94)$$

запишемо передаточну функцію для кола:

$$K(\omega) = \frac{Q\omega}{Q\omega + j\left(\frac{\omega^2}{\omega_p^2} - 1\right)}. \quad (4.95)$$

Графічний вигляд передаточної функції для різних значень  $Q \in \{2, 10, 100\}$  наведено на рис. 4.26.

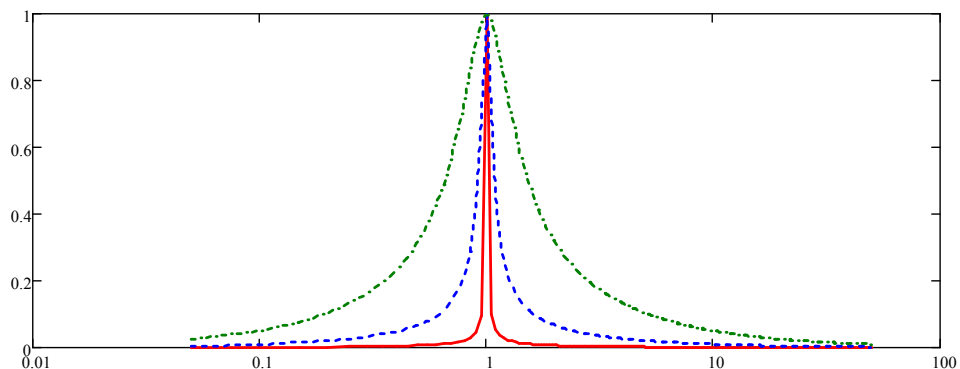


Рисунок 4.26– Приведена до частоти резонансу частотна характеристика електричного кола

Із використанням даної передаточної характеристики можна провести усереднення частотних складових спектральної щільності потужності випадкового сигналу за формулою

$$U_k = \sum_{m=1}^{N/2-1} F_m \cdot Z\left(2\pi \frac{m}{T}\right) \text{ для } k \in \{1, N/2\}, \omega_p = 2\pi \frac{k}{T}. \quad (4.96)$$

За допомогою вказаної залежності було проведено усереднення спектральної щільності потужності випадкового сигналу із використанням двох числових значень добротності  $Q \in \{200; 1000\}$ . Результати моделювання наведено на рис. 4.27.

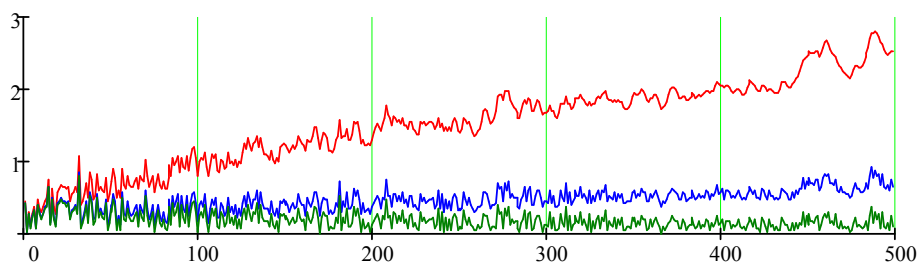


Рисунок 4.27– Усереднення спектральної щільності потужності випадкового сигналу за допомогою аналога електричного резонансного фільтра

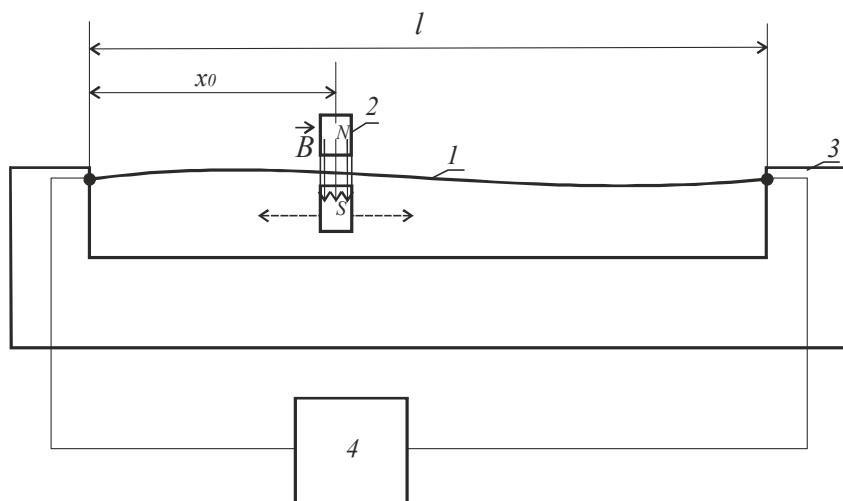
Очевидно, що в низькочастотній області менше енергії через швидке затухання складових, які по частоті вищі від резонансної частоти. Тому для збудження низькочастотних складових необхідно затратити більший час або для збудження використовувати широкосмуговий сигнал із певним типом спектральної щільності

#### 4.4. Розроблення ІВС для визначення геометричного положення точки збудження струнного сенсора

Досліджуючи форму амплітудного спектру коливання струни в залежності від точки прикладання збудження, можна встановити залежність між положенням точки збудження і її спектральними складовими.



Приєднавши точку збудження до рухомого об'єкту в складі механізму будемо мати змінюваний імпеданс струни. Точка збудження струни визначається положенням постійного магніту, який створює магнітний потік для збудження і сам безпосередньо до струни не торкається. Тому відсутні тертя у вимірювальному блоці. Функціональна схема такого пристрою наведена на рис. 4.28.



*1- струна; 2-магніт, що механічно з'єднаний із досліджуванним механізмом; 3- основа, на якій закріплено струну; 4- пристрій, який підтримує збудження струни і визначає її імпеданс.*

Рисунок 4.28– Функціональна схема пристрою для вимірювання положення точки збудження струни

Таким чином, маючи амплітуду коливання струни, яка залежить від положення точки збудження струни, можна за амплітудами мод встановити положення цієї точки відносно точки кріплення струни.

Якщо натягнуту струну трохи відхилити від стану рівноваги і відпустити то струна від наданої енергії почне коливатися. За відсутності втрат енергії коливання струни будуть тривати безмежно довго. Якщо на струну будуть діяти опір повітря і втрати енергії на механічну роботу стискання розтискання, то коливання струни будуть згасаючими. При компенсації втрат коливання також не будуть згасати. При цьому коливання називають вимушеними. Коливання струни описуються багатьма авторами.

Загальне рівняння малих коливань струни:

$$\rho \frac{\partial^2 y}{\partial t^2} + r \frac{\partial y}{\partial t} - \delta \frac{\partial^2 y}{\partial x^2} = p(x, t). \quad (4.97)$$

де  $\rho$  - лінійна щільність маси,  
 $p(x, t)$  з зовнішня сила,  
 $\delta$  - натяг струни,  
 $r$  - коефіцієнт в'язкого тертя.

Для простоти струну можна представити у виді тонкої пружної нитки, яка натягнута вздовж осі  $OX$  і при дії на неї здійснює малі поперечні коливання в площині  $XOY$

Нехай деяка функція  $y = y(x, t)$  відображає відхилення струни від осі  $OX$  в точці  $x$  в момент часу  $t$ . Нехай  $r = 0$ . Приймаючи принцип Д'Аламбера згідно якого всі сили, що діють на певну ділянку струни мають врівноважуватися, виведено рівняння коливання струни:

$$\frac{\partial^2 y}{\partial t^2} = \alpha^2 \frac{\partial^2 y}{\partial x^2} + p(x, t), \quad (4.98)$$

де  $\alpha^2 = \delta / \rho$ .

Прийmemo, що  $\delta$  і  $\rho$  постійні. Також прийmemo, що  $p(x, t) = 0$ , тобто струна здійснює вільні коливання.

Для струни із довжиною  $l$ , для якої  $0 \leq x \leq l$ ,  $t \geq 0$  [218] для рівняння

$$\frac{\partial^2 y}{\partial t^2} = \alpha^2 \frac{\partial^2 y}{\partial x^2}, \quad (4.99)$$

задамо початкові умови

$$y|_{t=0} = f(x), \quad \left. \frac{\partial y}{\partial t} \right|_{t=0} = g(x), \quad (4.100)$$

і краєві умови для закріпленої на кінцях струни

$$y|_{x=0} = 0, \quad y|_{x=l} = 0. \quad (4.101)$$

В результаті розв'язку даного рівняння методом Фур'є отримано ряд:

$$y(x, t) = \sum_{n=1}^{\infty} \left( a_n \cdot \cos\left(\frac{\pi \cdot \alpha \cdot n \cdot t}{l}\right) + b_n \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot \alpha \cdot n \cdot t}{l}\right) \right) \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot n \cdot x}{l}\right). \quad (4.102)$$

Використовуючи початкові умови можна знайти коефіцієнти  $a_n$  і  $b_n$ :

$$a_n = \frac{2}{l} \cdot \int_0^l f(x) \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot n \cdot x}{l}\right) \cdot dx, \quad (4.103)$$

$$b_n = \frac{2}{\pi \cdot n \cdot \alpha} \cdot \int_0^l g(x) \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot n \cdot x}{l}\right) \cdot dx. \quad (4.104)$$

Ряд зручно переписати у вигляді

$$y(x, t) = \sum_{n=1}^{\infty} [A_n \cdot \sin(\omega_n \cdot t + \varphi_n)] \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot n \cdot x}{l}\right), \quad (4.105)$$

де

$$A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}, \quad (4.106)$$

$$\omega_n = \frac{n \cdot \pi \cdot \alpha}{l} = n \cdot \frac{\pi}{l} \cdot \sqrt{\frac{\delta}{\rho}}, \quad (4.107)$$

$$\varphi_n = \arctg\left(\frac{a_n}{b_n}\right). \quad (4.108)$$

Кожен член ряду описує гармонійні коливання точок струни із амплітудою  $A_n \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot n \cdot x}{l}\right)$ , частотою  $\omega_n$  і фазою  $\varphi_n$ . Причому амплітуди гармонік залежні не тільки від номера  $n$ , але й від змінної  $x$ . Тобто різні точки струни кожної гармоніки здійснюють коливання з різними амплітудами. Вздовж струни коливання мають як максимальну так і нульову амплітуду, що називається стоячими хвилями.

Таким чином компонент  $\sin\left(\frac{\pi \cdot n \cdot x}{l}\right)$  формує форму стоячої хвилі. А от амплітуда конкретного коливання залежить від способу збудження струни. Поширений спосіб збудження передбачає зміщення струни від положення рівноваги на фіксовану відстань. Форму такого збудження можна задати кусочно-лінійно (рис. 4.29)

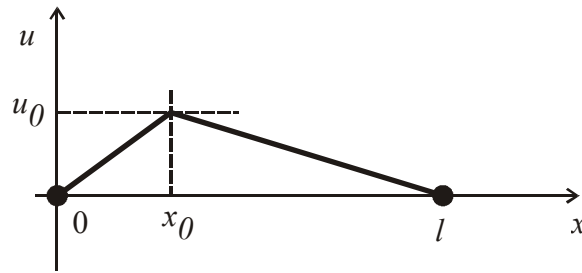


Рисунок 4.29–Збудження коливань струни шляхом її зміщення

На першій ділянці буде

$$u(x,0) = K_1 \cdot x,$$

на другій ділянці

$$u(x,0) = K_2 \cdot x + B,$$

$$\text{де } K_1 = \frac{u_0}{x_0}, \quad K_2 = \frac{u_0}{l-x_0}, \quad B = \frac{l \cdot u_0}{l-x_0}.$$

Коефіцієнт

$$a_n = \frac{2}{l} \cdot \int_0^l \left[ K_1 \cdot x \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot n \cdot x}{l}\right) + K_2 \cdot x + B \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot n \cdot x}{l}\right) \right] \cdot dx,$$

звідки

$$a_n = \frac{2}{l} \cdot \left[ \int_0^{x_0} (K_1 \cdot x) \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot n \cdot x}{l}\right) \cdot dx + \int_{x_0}^l (K_2 \cdot x + B) \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot n \cdot x}{l}\right) \cdot dx \right]$$

Підставивши межі інтегрування для першого інтегралу отримаємо:

$$\frac{u_0 \cdot \left[ l^2 \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot n \cdot x_0}{l}\right) - \pi \cdot l \cdot n \cdot x_0 \cdot \cos\left(\frac{\pi \cdot n \cdot x_0}{l}\right) \right]}{\pi^2 \cdot n^2 \cdot x_0}.$$

Так само другий інтеграл буде мати вигляд:

$$\left[ \frac{u_0 \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot n \cdot x_0}{l}\right) - u_0 \cdot \sin(\pi \cdot n) + \pi \cdot n \cdot u_0 \cdot \cos\left(\frac{\pi \cdot n \cdot x_0}{l}\right)}{\pi^2 \cdot n^2 \cdot (l-x_0)} \right] \cdot l^2 + \frac{l \cdot u_0 \cdot x_0 \cdot \cos\left(\frac{\pi \cdot n \cdot x_0}{l}\right)}{\pi \cdot n \cdot (l-x_0)},$$

звідки

$$a_n = \frac{2 \cdot l^2 \cdot u_0 \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot n \cdot x_0}{l}\right) + 2 \cdot l \cdot u_0 \cdot x_0 \cdot \sin(\pi \cdot n) - 4 \cdot l \cdot u_0 \cdot x_0 \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot n \cdot x_0}{l}\right) + 4 \cdot \pi \cdot n \cdot u_0 \cdot x_0^2 \cdot \cos\left(\frac{\pi \cdot n \cdot x_0}{l}\right) - 4 \cdot \pi \cdot l \cdot n \cdot u_0 \cdot x_0 \cdot \cos\left(\frac{\pi \cdot n \cdot x_0}{l}\right)}{\pi^2 \cdot n^2 \cdot x_0 \cdot (l-x_0)}.$$

Амплітуди мод в залежності від положення місця збудження будуть відрізнятися. Графічно це зображено на рис. 4.30 для різної відстані  $x_0$

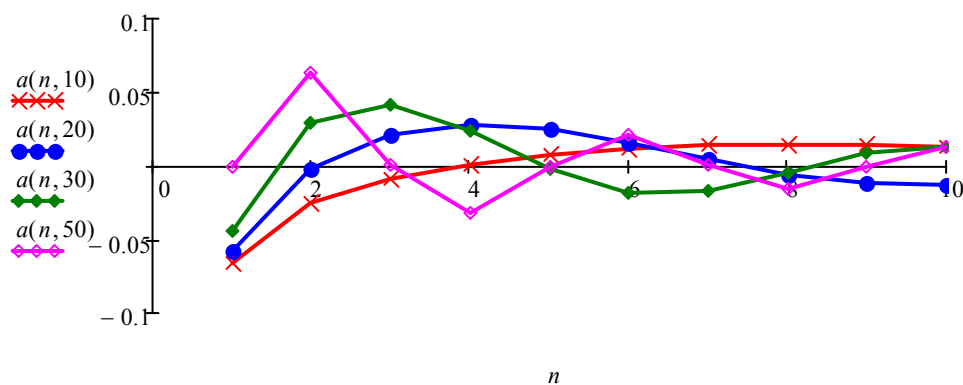


Рисунок 4.30–Залежність амплітуди від номера моди для різного положення точки збудження струни

Найбільше коливань буде, якщо збудження проходить по середині струни. Для збудження на віддалі 10% і 20% від краю струни буде різна кількість коливань (рис.4.31)

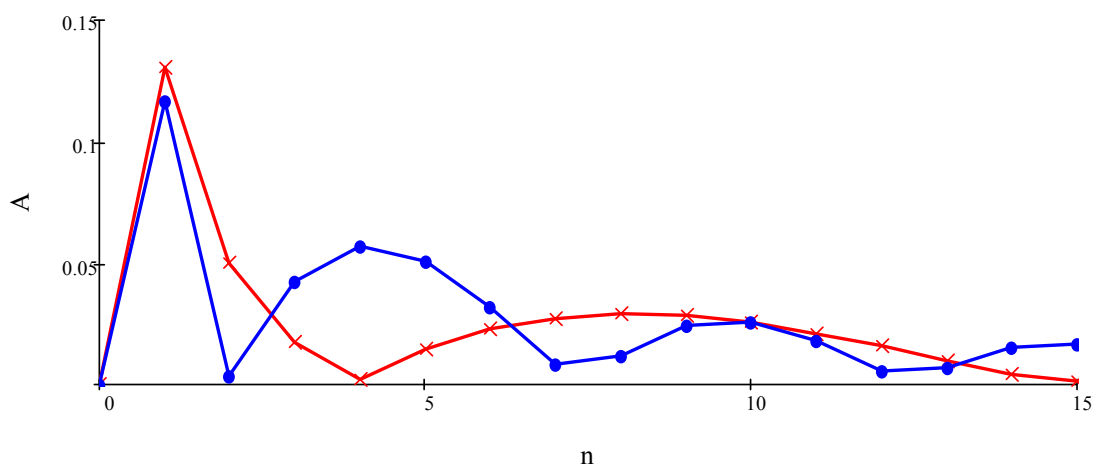


Рисунок 4.31– Спектральна щільність розрахованих коливань струни при збудженні на 10% і 20% її довжини

Таким чином коливання спектральної щільності сигналу від струни несуть в собі інформацію про положення точки збудження.

Для виявлення цієї залежності знайдемо спектр від спектральної щільності коливань струни. Проблема полягає у малій кількості спектральних складових, які можна виміряти при коливанні. Прийнемо, що вимірювати будемо 15 спектральних складових. Важливо, щоб їх кількість була парною. В цьому

випадку буде ціла кількість періодів у спектральній щільності сигналу збудженої на 50% струни.

Спектральна щільність визначена для струни, збудженої на віддалі 1%, 25% і 50% наведена на рис. 4.32

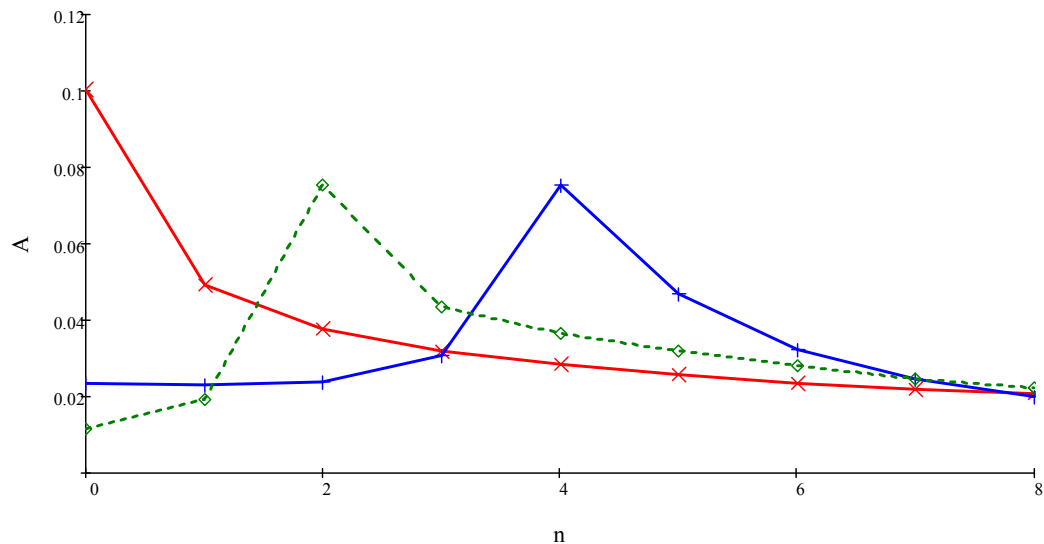


Рисунок 4.32– Спектральна щільність сигналу отриманого при коливанні струни

Як вино із наведеного графіку положення максимуму на знайдений спектральній щільності сигналу залежить від точки збудження струни.

Для збільшення роздільної здатності доповнимо виміряні спектральні складові нульовими значеннями.

Знайдена таким чином спектральна щільність наведена на рис. 4.33.

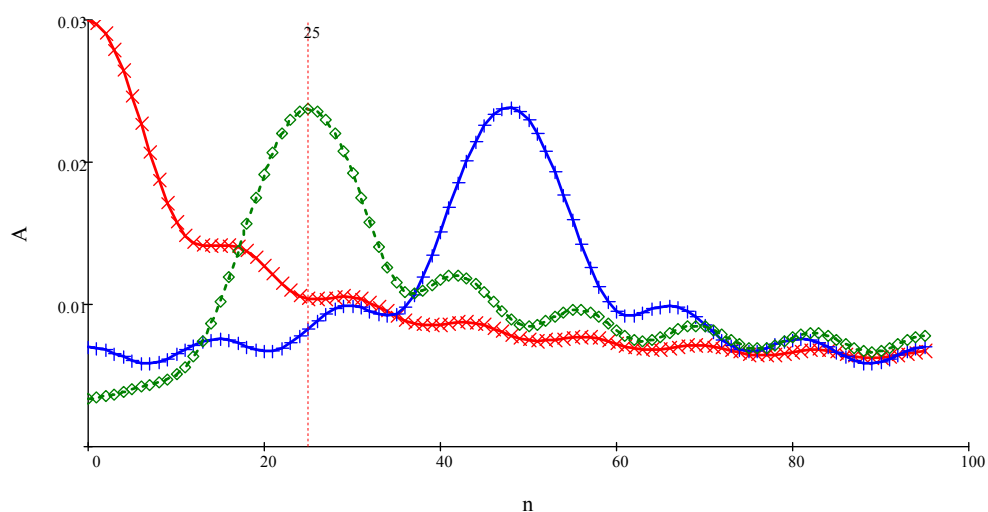
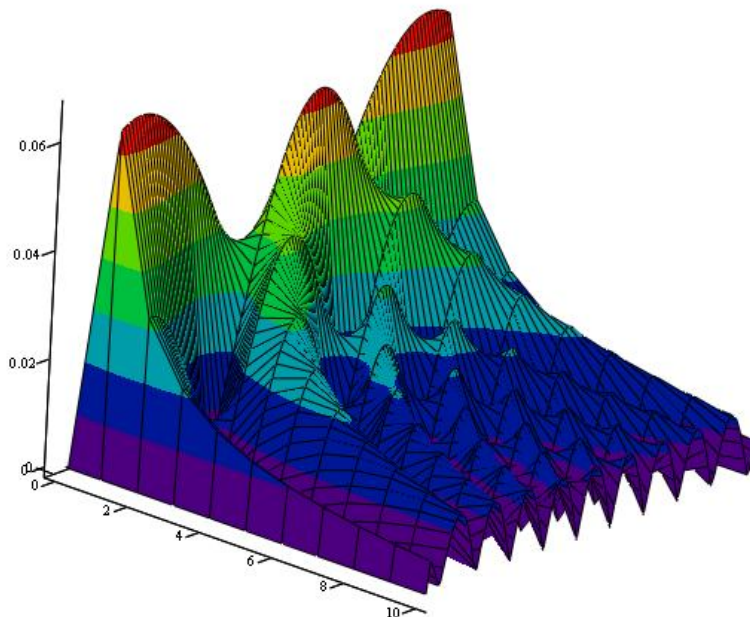


Рисунок 4.33– Сумарна кількість точок 95

Очевидно, що максимум спектральної щільності функціонально пов'язаний із положенням точки збудження струни. На рис. 4.34 наведено залежність амплітуди коливання для різних мод в залежності від положення точки збудження.



А

Рисунок 4.34— Залежність амплітуди коливань струни для різних мод в залежності від точки прикладання збуджуючої сили

Із наведеного графіку видно, що при збудженні струни біля точок кріплення переважаючими є складові на основній гармоніці, а при зміщенні збудження до середини струни основна гармоніка зменшується, а зростає друга і третя.

Таким чином, вимірюючи амплітуду мод струни можна визначити точку її збудження. Для вимірювання амплітуди моди струни використовується переналаштовуваний смуговий фільтр і оцінка амплітуди за допомогою регресійної моделі:

$$x_i = A_0 + A_1 \cdot \sin(\omega \cdot i) + A_2 \cdot \cos(\omega \cdot i) . \quad (4.109)$$

При дослідженні коливань зручно використовувати переналаштовуваний фільтр [219]. Структурна схема вузла пошуку амплітуди  $n$ -ної моди струни наведено на рис.4. 35.

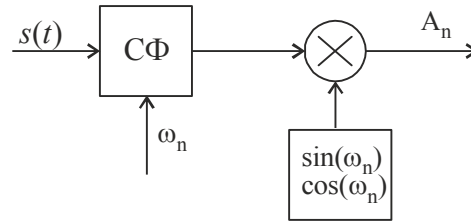


Рисунок 4.35– Схема вузла пошуку амплітуди моди струни

Електричний імпеданс струни залежить від швидкості її коливання. Швидкість коливання пов'язана із геометричними розмірами системи, в якій закріплено струну, розмірами і властивостей самої струни. Також швидкість струни при мегнітоелектричному збудженні коливань залежить від параметрів і положення магнітної системи.

Для цього необхідно за вимірними амплітудами мод  $a_n$  визначити  $x_0$  та  $u_0$ .

Винесемо  $u_0$ :

$$a_n = -u_0 \cdot \left[ \frac{(2 \cdot l^2 - 4 \cdot l \cdot x_0) \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot n \cdot x_0}{l}\right) + (4 \cdot \pi \cdot n \cdot x_0^2 - 4 \cdot \pi \cdot n \cdot l \cdot x_0) \cos\left(\frac{\pi \cdot n \cdot x_0}{l}\right)}{\pi^2 \cdot n^2 \cdot x_0 \cdot (l - x_0)} \right]. \quad (4.110)$$

Після перетворення отримаємо:

$$a_n = -u_0 \cdot \left[ \frac{2 \cdot l \cdot (l - 2 \cdot x_0) \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot n \cdot x_0}{l}\right)}{\pi^2 \cdot n^2 \cdot x_0 \cdot (l - x_0)} - \frac{4}{\pi \cdot n} \cos\left(\frac{\pi \cdot n \cdot x_0}{l}\right) \right]. \quad (4.111)$$

Знайти рішення цього рівняння відносно  $x_0$  та  $u_0$  не вдається.

Введемо позначення:

$$h = \frac{x_0}{l}. \quad (4.112)$$

Залежність спроститься до вигляду:

$$a_n = -u_0 \cdot \left[ \frac{(2 - 4 \cdot h) \cdot \sin(\pi \cdot n \cdot h)}{\pi^2 \cdot n^2 \cdot h \cdot (h - 1)} + \frac{4 \cdot \cos(\pi \cdot n \cdot h)}{\pi \cdot n} \right]. \quad (4.113)$$



Для пошуку рішення скористаємося пошуком таких коефіцієнтів  $h$  та  $u_0$ , при яких буде виконуватися наступна вимога:

$$\left[ A_n - \left( -u_0 \cdot \left[ \frac{(2 - 4 \cdot h) \cdot \sin(\pi \cdot n \cdot h)}{\pi^2 \cdot n^2 \cdot h \cdot (h - 1)} + \frac{4 \cdot \cos(\pi \cdot n \cdot h)}{\pi \cdot n} \right] \right) \right]^2 \rightarrow \text{Min}, \quad (4.114)$$

де  $A_n$  - виміряна амплітуда  $n$ - ної моди струни, яка коливається при збудженні її в точці  $h$ , координати якої шукаються.

Рекурентної формули для цього виразу отримати не вдалося. Тому скористаємося числовим способом розрахунку.

Оскільки невідомих два, то спочатку встановлюємо довільне значення  $u_0$  і шукаємо залежність для вказаного квадрату різниці змінюючи  $h$  від 0 до 1.

Фізична суть коефіцієнта  $u_0$  - відстань, оскільки він визначає відхилення струни в точці збудження, тому приймаємо значення  $u_0 = 1$ . Це завідомо більше значення ніж те, на яку величину відхиляється струна.

Наприклад, струна довжиною 100 см збуджується на відстані 35 см. Квадрат різниці амплітуди першої моди буде виглядати наступним чином (рис. 4.36).

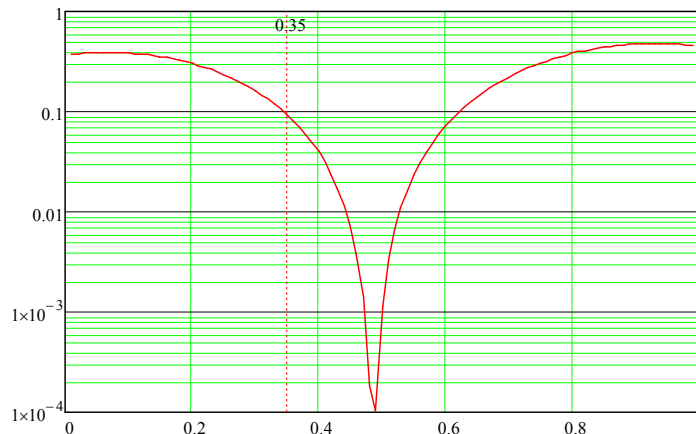


Рисунок 4.36– Амплітуда першої моди при збудженні на віддалі 50% довжини струни

На другій моді залежність буде іншою. Але оскільки невідома амплітуда збудження струни  $u_0$ , то рішення не будуть співпадати (рис. 4.37).

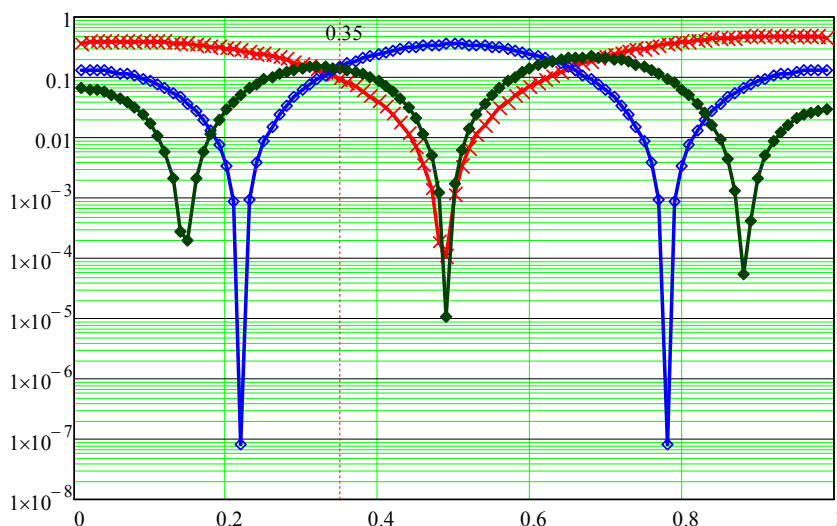


Рисунок 4.37– Процес підбору гармонік

В даному випадку положення мінімального значення на першій і другій гармоніці змістилися в напрямку рішення. Цей напрямок фіксується у вигляді знаку різниці між мінімумом на першій і другій гармоніці. Процес зменшення  $u_0$  продовжується до тих пір поки не буде досягнуто прийнятного співпадіння мінімумів на всіх гармоніках. Причому, якщо знак між мінімумами змінюється, то такий крок не запам'ятовується.

В такому випадку значення  $u_0$  формується за принципом зважування, при цьому наявність важки визначається двійковим словом, яке формується впродовж пошуку, починаючи зі старшого розряду. Вага старшого розряду є початковим значенням для  $u_0$ . Наприклад, при амплітуді  $u_0 = 0.1$  значення  $u$  будуть змінюватися наступним чином (табл. 4.1).

Таблиця 4.1 – Результат ітераційного підбору положення точки збудження

$u$	MN1	MN2	знак різниці	код
1	0.49	0.22/0.77	+/-	0
0.5	0.46	0.23	+	00
0.25	0.44	0.26	+	000
0.125	0.37	0.31	+	0000
0.0625	0.23	0.5	-	00001
0.09375	0.34	0.36	-	000011
0.109375	0.36	0.34	+	0000110
0.101563	0.351	0.349	+	00001100
0.097656	0.344	0.352	-	000011001
0.098633	0.348	0.351	-	0000110011
0.099121	0.349	0.3505	-	00001100111
0.099365	0.3495	0.3503	-	000011001111

Пошук розв'язку залежності в околі результату представлено на рис. 4.38

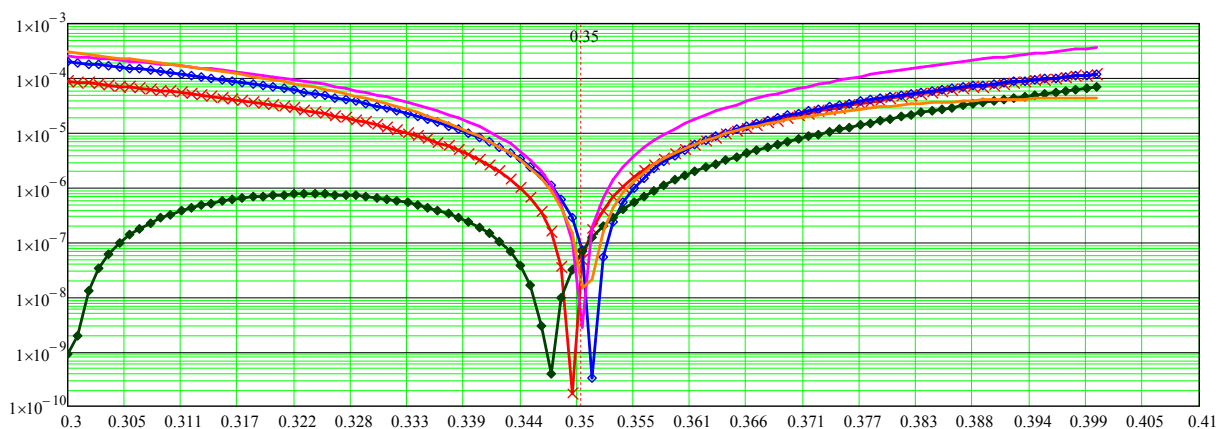


Рисунок 4.38– Графічна представлення результат ітераційного підбору точки збудження коливань

Через вплив похибок вимірювання амплітуди коливання точне положення точки збудження отримати важко, тому визначення проходить до моменту досягнення мінімального відхилення між положенням мінімуму на першій гармоніці, і всіх інших гармонік.

Змінюючи кількість точок доповненого спектру змінюється положення точки із нульовою похибкою.

#### 4.5. Розроблення ІВС для опрацювання сигналів при оцінці втрат енергії в коливальній системі із використанням струнного сенсора

##### 4.5.1. Опрацювання сигналів при дослідженні резонансних частот багатомодових систем

Із визначення відхилення є певні труднощі, пов'язані із необхідністю визначати малі відхилення частот. Крім того внаслідок впливу сторонніх сигналів чи коливань гармоніки модулюються сторонніми частота. На рис.4.39 наведено

приклад спектральної щільності сигналу в смузі кратної гармоніки. Як видно із рисунку коливання містить сукупність частотних складових які симетрично розташовані навколо максимуму.

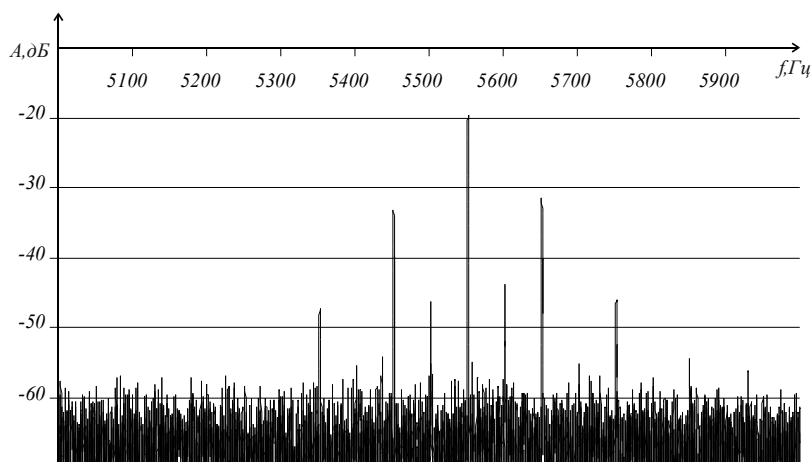


Рисунок 4.39– Спектральна щільність сигналу в околі частоти однієї із мод

В даному випадку через множину максимумів спектральних складових складно визначити саме центральну складову.

Для визначення частоти вищих мод необхідно налаштуватися на основну першу моду. Налаштування на частоту здійснюється за допомогою автоналаштування частоти допоміжного генератора. Сигнал управління генератора отримується миттєвим чи інтегральним порівнянням частот вхідного сигналу і сигналу керованого генератора.

Враховуючи, що частоти мод формуються складними процесами, які протікають протягом деякого часу, визначити центральну частоту моди можна інтегральним оцінюванням.

Основою системи автоналаштування є блок формування сигналу помилки, під впливом якого змінюється частота керованого генератора так, щоб ця помилка мінімізувалася. Для частотного автоналаштування вхідний сигнал змішується із сигналом керованого генератора. Із отриманого змішаного сигналу виділяється смуга проміжної частоти, в якій знаходиться сигнал різниці між частотою вхідного сигналу і частотою керованого генератора.

При використанні в якості змішувача дискретизатора по часу спектр вхідного сигналу буде переміщено в низькочастотну область із додаванням дзеркального спектру. Процедура дискретизації, здійснюється за допомогою ключа, керованого

генератором. Дискретні в часі значення вхідного сигналу фіксуються в запам'ятовуючому пристрої. Структурну схему такого вузла наведено на рис. 4.40. Дискретизацію зручно розглядати як множення вхідної функції  $s(t)$  на допоміжну періодичну послідовність  $y(t)$  коротких імпульсів із шириною  $\tau_0$  і періодом  $T$ .

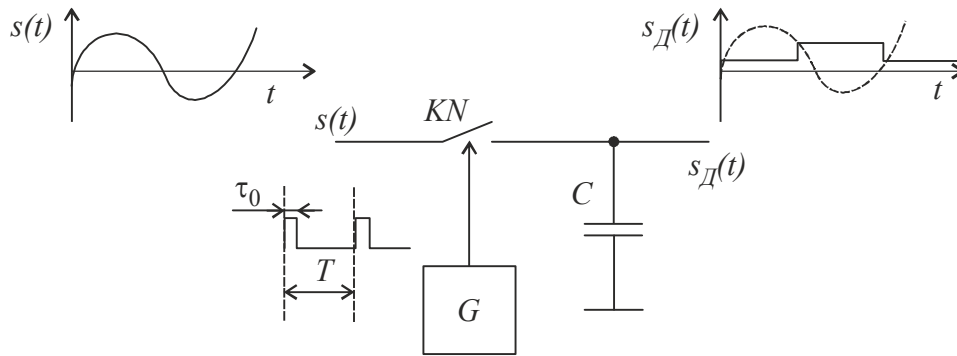


Рисунок 4.40– Схема вузла дискретизації

Дискретизований сигнал в даному випадку буде представлено

$$s_D(t) = s(t_n) \text{ де } t_n = n \cdot T \text{ і } n \cdot T < t < (n+1)T. \quad (4.115)$$

Спектральна щільність отриманого сигналу є згорткою спектрів вхідної функції із функцією комутації :

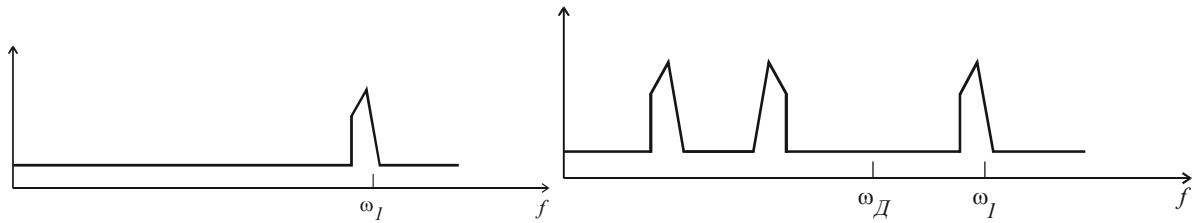
$$S_D(\omega) = U_0 \cdot \frac{\tau_0}{T} \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{sinc}\left(\frac{n\pi\tau_0}{T}\right) \cdot [S(\omega - n \cdot \omega_D)], \quad (4.116)$$

$$\text{де } \omega_D = \frac{2\pi}{T}.$$

Якщо ширина імпульсів  $\tau_0$  буде зменшуватися до 0, і взявши для простоти  $U_0 \cdot \tau_0 = 1$ , то отримаємо спектральну щільність дискретизованого сигналу у вигляді:

$$S_D(\omega) = \frac{1}{T} \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} S(\omega - n \cdot \omega_D) \text{ для } -\infty < \omega < \infty. \quad (4.117)$$

Після дискретизації спектр сигналу стане періодичним із періодом  $T$  (рис. 4.41).



а) спектральна щільність вхідного сигналу

б) спектральна щільність дискретизованого сигналу

Рисунок 4.41– Вплив дискретизації на спектральну щільність сигналу

В результаті при дискретизації сигналу із частотою  $\omega_I$  сигналом із частотою  $\omega_D$  отримаємо сигнал, із періодичним спектром, який буде мати складові на частотах  $|\omega - n \cdot \omega_D|$ .

Прийmemo, що вхідний сигнал є вузькосмуговим. Частота дискретизації  $\omega_D$  менша за найнижчу складову вхідного сигналу. Тоді при  $n = 1, 2$  отримаємо, що спектральна складова вихідного сигналу визначається різницею частоти вхідного сигналу і частоти дискретизації.

Відхилення частоти вхідного сигналу від частоти керованого генератора будемо шукати за допомогою дискретизації двома опорних сигналами. Частота одного із них завідомо вища за частоту вхідного сигналу, а частота іншого нижча (рис. 4.42).

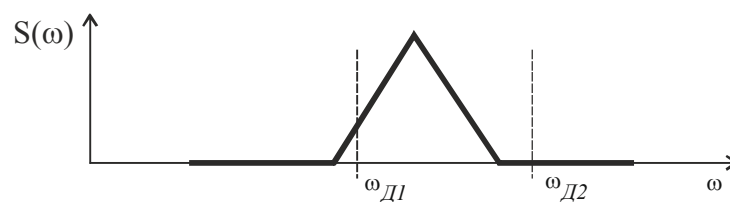


Рисунок 4.42– Приклад розташування пари сигналів дискретизації по відношенню до спектру вхідного сигналу

Для визначення положення центральної частоти симетричної сукупності використовується дискретизація на двох частотах.

При дискретизації двома частотами буде отримано два сигнали  $S_{Д1}(\omega) = S(|\omega - \omega_{Д1}|)$  і  $S_{Д2}(\omega) = S(|\omega - \omega_{Д2}|)$ . Спектри двох сигналів представлено на рис. 4.43.

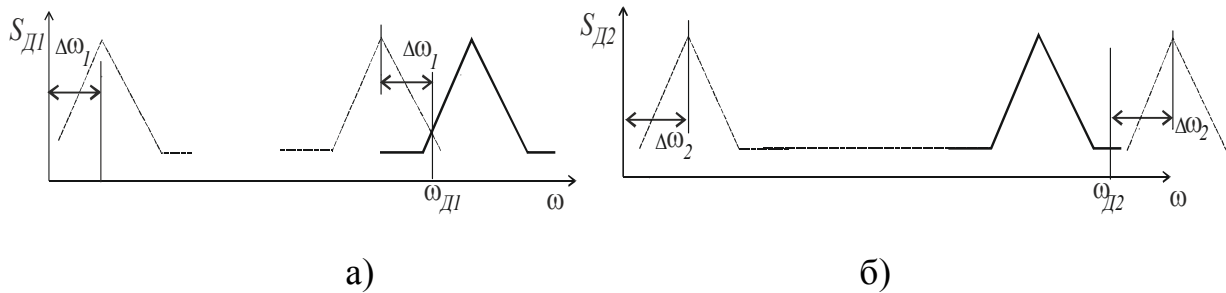


Рисунок 4.43– Зміни спектральної щільності вхідного сигналу після дискретизації із різною частотою

В даному випадку спектральні складові одного сигналу знаходяться на різній відстані від нуля. Необхідно тільки оцінити цю віддаленість. Для цього можна скористатися блоком інтегральної оцінки, частотна характеристика якого має вигляд спадаючої лінії рис. 4.44.

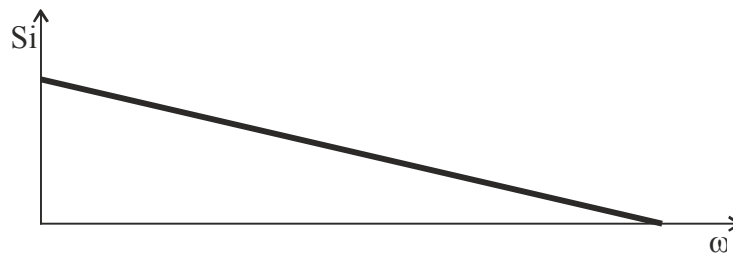


Рисунок 4.44– Частотна характеристика блоку інтегральної оцінки

Модуль сигналу після цього блоку пропорційний до зміщення основної частоти сигналу від нуля як наведено на рис. 4.45.

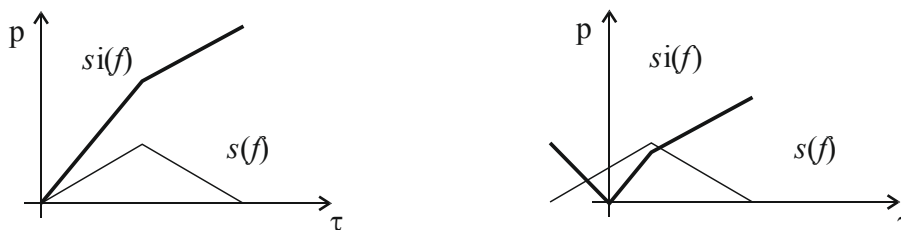


Рисунок 4.45– Залежність інтегральної оцінки спектральної щільності від положення основної частоти сигналу

Прийемо модуль інтегральної оцінки сигналу із вищою дискретизацією додатнім, а сигналу із нижчою дискретизацією – від'ємним (рис. 4.46).

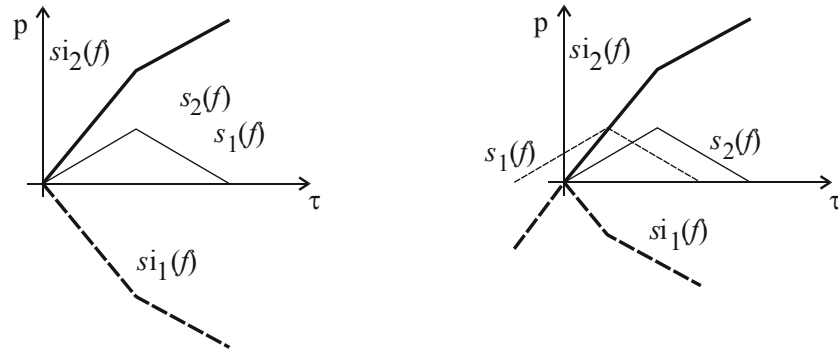


Рисунок 4.46– Взаємозв'язок між інтегральними оцінками і положенням спектральних складових

При додаванні цих двох оцінок, і симетричній формі спектральної щільності вхідного сигналу, отримаємо можливість оцінити симетричність частот дискретизації відносно основної частоти вхідного сигналу (рис. 4.47).

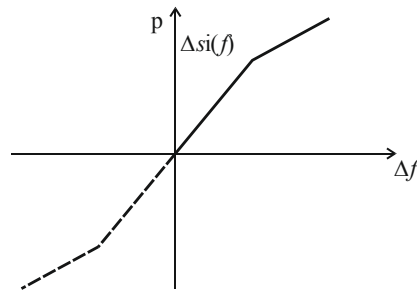


Рисунок 4.47– Сумарна інтегральна оцінка двох спектрів після дискретизації

Сигнал різниці інтегральних оцінок вхідного сигналу дискретизованих парою опорних сигналів використовується для корекції керованого генератора. Структурна схема вузла оцінки наведена на рис. 4.48

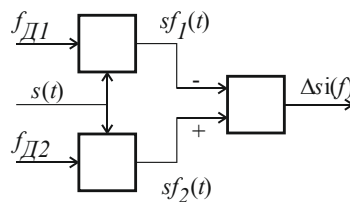


Рисунок 4.48– Структурна схема пошуку сумарної інтегральної оцінки спектральної щільності вхідного сигналу

Вихідний сигнал інтегральної оцінки використовується для керування генератора керованого напругою (ГКН). Вихід цього генератора в свою чергу використовується для отримання обох сигналів дискретизації.

Для отримання сигналів дискретизації із частотою вищою і нижчою за частоту ГКН використовується амплітудна модуляція сигналу із 100%



модуляцією. При такому виді модуляції і використанні гармонійних сигналів вихідний сигнал містить тільки дві частотні складові, які симетричні відносно несучої частоти ГКН і знаходяться на відстані частоти модулюючого сигналу  $\Delta$ .

Верхня і нижня частоти дискретизації отримуються фільтруванням за допомогою відповідно фільтра ВЧ і НЧ. Для фільтрації використовуються цифрові фільтри із тактовою частотою кратною частоті роботи ГКН. В такому випадку, не залежно від частоти ГКН, будуть формуватися два сигнали точно зміщені від частоти ГКН на фіксовані зміщення  $\Delta$  і мінус  $\Delta$ .

Структурна схема вузла налаштування частоти ГКН на центральну частоту першої моди наведена на рис. 4.49

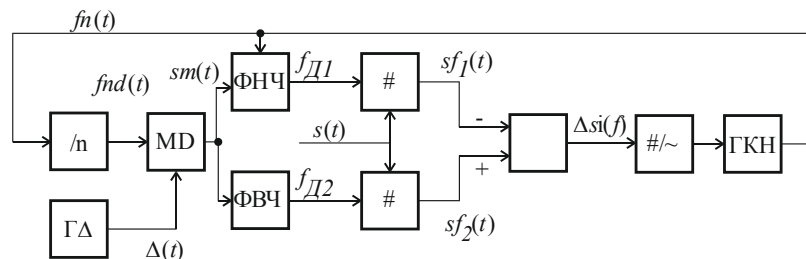


Рисунок 4.49– Структурна схема пристрою для налаштування на центральну частоту

Генератор дельта частоти  $\Gamma\Delta$  використовує поділений сигнал  $f_{nd}(t)$  ГКН для модуляції амплітудним модулятором MD. Модульований сигнал, який містить дві різницеві частоти подається на ФНЧ і ФВЧ, які усувають одну із бокових частот. В результаті отримуються дві частоти, які вищі і нижчі від  $f_{nd}(t)$  на частоту  $\Delta(t)$ .

Для управління ФВЧ і ФНЧ використовується сигнал ГКН із частотою  $f_n(t)$ . Тому при зміні частоти ГКН зміняться і частоти зрізу фільтрів.

Для керування ГКН використовується перетворювач різницевого коду  $\Delta si(t)$  в сигнал зміщення. По-суті це інтегратор і вхідним сигналом є  $\Delta si(t)$ . В залежності від знаку  $\Delta si(t)$  сигнал керування буде збільшуватися чи зменшуватися. При досягненні такого значення при якому частота ГКН після ділення на  $/n$  співпаде із центральною частотою вхідного сигналу  $sf_1(t)$  зрівняється із  $sf_2(t)$  і  $\Delta si(t)$  наблизиться до 0. Сигнал на виході управляючого

блоку  $\#/\sim$  буде утримувати на виході таку напругу при якій буде нульове значення  $\Delta s_i(t)$ .

Для збільшення точності захоплення вхідного сигналу частота генератора  $\Gamma\Delta$  зменшується. Це призводить до звуження ділянки між частотами дискретизації і знижує вимоги до симетричності спектральної щільності вхідного сигналу в широких частотних межах. Точність захоплення парою дискретизованих сигналів залежить від симетричності спектральної щільності вхідного сигналу. Завдяки інтегральному оцінюванню спектру дискретизованих сигналів підтримується рівність інтегралів спектральних складових вхідного сигналу розділеного по частоті ГКН (рис. 4.50)

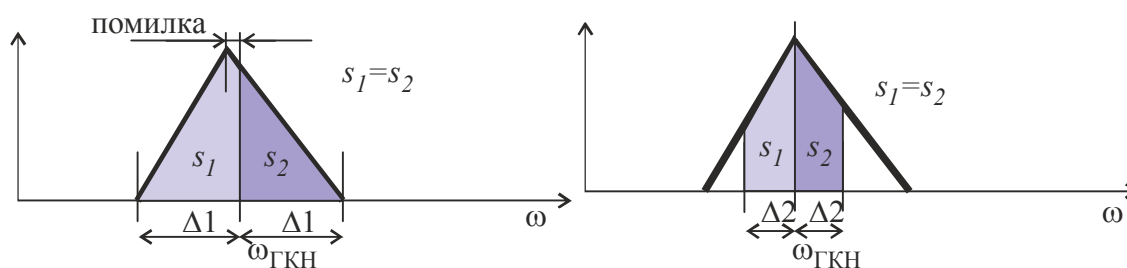


Рисунок 4.50– Вплив ширини смуги захоплення на точність налаштування ГКН при несиметричній спектральній щільності вхідного сигналу

Тому із зменшенням різниці частот зменшується розбіжність між інтегралами. Якщо частота генератора дельта частоти  $\Gamma\Delta$  буде залежати від напруги, то ширину смуги захоплення можна змінювати в процесі налаштування.

Первинним є налаштування ГКН на середину спектральної щільності вхідного сигналу. Тому при наявності розбіжності між серединою і частотою ГКН буде формуватися сигнал помилки  $\Delta s_i(t)$ . Модуль цього сигналу із затримкою використовується для формування сигналу  $\Gamma\Delta$ . При значному відхиленні ГКН від середини спектральної щільності вхідного сигналу частота  $\Gamma\Delta$  також висока. При зменшенні помилки  $\Delta s_i(t)$  із затримкою буде зменшуватися і  $\Gamma\Delta$ , що призведе до автоматичного звуження смуги захоплення середини спектральної щільності вхідного сигналу. Структурна схема пристрою, який реалізує автоматичне налаштування частоти ГКН на середину спектральної щільності вхідного сигналу із корекцією ширини смуги захоплення наведено на рис. 4.51.

Сигнал із виходу струнного перетворювача поступає на смуговий фільтр, який виділяє смугу частот в які має бути основна гармоніка коливань струни. За допомогою описаної схеми пристрій налаштовується на частоту в середині спектральної щільності вибраної смуги. Результатом роботи даного пристрою є сигнал із частотою в  $n$  разів вищою за частоту основної гармоніки.

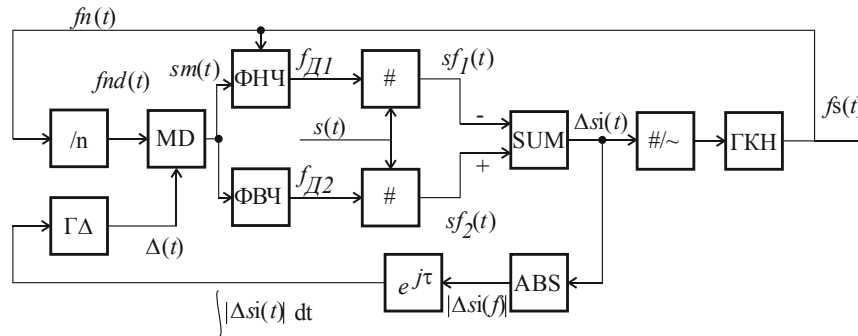


Рисунок 4.51– Структурна схема пристрою для налаштування на середину спектральної щільності вхідного сигналу із корекцією ширини смуги захоплення

Використовуючи даний сигнал після ділення його на  $n/2$ ,  $n/3$  і т.і. отримуємо частоти рівні 2, 3 і т.і. гармонікам коливань струни.

#### 4.5.2 Опрацювання сигналів для отримання співвідношення частот багатомодових систем

Внаслідок налаштування на частоту першої моди отримано сигнал із частотою, яка знаходиться в середині частотної смуги, яку займає коливання першої моди. Необхідно знайти коефіцієнт відношення частоти  $n$ -ної гармоніки першої моди до частоти  $n$ -ної моди.

$$k = \frac{f_n}{fs_n}. \quad (4.118)$$

Із використанням отриманого опорного сигналу шукається відхилення частот мод від гармоніки основної моди. Генератор опорної частоти формує сигнал із частотою  $n$ -ної гармоніки  $fn(t)$ . Вхідний сигнал  $s(t)$ , який містить спектральні складові частот коливання поступає на смуговий фільтр, який виділяє смугу частот в околі частоти коливання  $n$ -ної моди  $sn(t)$ .

При малих втратах енергії частоти гармоніки і моди відрізняються долями герц. Тому для отримання прийнятної роздільної здатності необхідно точно визначати частоти і методом дискретного відліку це буде тривати протягом тривалого часу. Тому пошук відношення двох частот здійснено за допомогою функції віднімання. В результаті віднімання отримується функція, яка апроксимується лінійною залежністю, що дає можливість скоротити час на визначення результату без втрати точності. Представлення дискретних значень функцією дозволяє отримати більшу роздільну здатність в проміжних точках за той самий час спостереження.

Віднімання частоти двох сигналів здійснюється за допомогою реверсивного лічильника. Сигнал гармоніки першої моди подається на вхід віднімання реверсивного лічильника. Сигнал із виходу смугового фільтра поступає на вхід додавання реверсивного лічильника. На виході реверсивного лічильника формується сигнал різниці між частотою моди і опорною частотою гармоніки першої моди  $ns - nf$  (рис. 4.52)

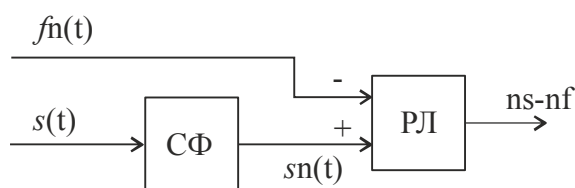


Рисунок 4.52– Структурна схема блоку пошуку різниці частот

Сигнал із виходу реверсивного лічильника служить вихідною інформацією про відхилення частоти моди і гармоніки. При малих відхиленнях частот дискретний сигнал отриманий періодичним опитуванням буде лінійною функцією як на рис. 4.53.

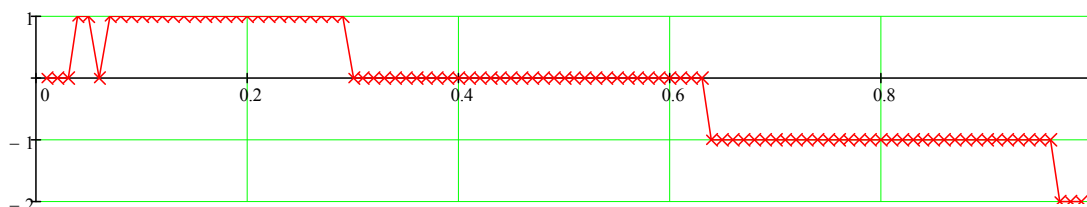


Рисунок 4.53– Форма сигналу різниці частот на виході реверсивного лічильника

Оскільки сигнал різниці є лінійною функцією, його можна описати лінійною залежністю типу:

$$\langle nf - ns \rangle(t) = K_0 + K_1 \cdot t, \quad (4.119)$$

де  $K_0$  і  $K_1$  - коефіцієнти лінійної функції;

$\langle nf - ns \rangle$  - цілочисельне значення різниці в певний момент часу.

Коефіцієнти  $K_0$  і  $K_1$  можна знайти за допомогою регресійної залежності із використанням спостереження за різницею частот в часі.

$$y_i = \langle nf - ns \rangle(\Delta t \cdot i). \quad (4.120)$$

Результат можна представити у вигляді:

$$Y = XK - E, \quad (4.121)$$

де  $K$  - вектор-стовпець розмірності 2 параметрів рівняння множинної регресії;

$E$  - вектор-стовпець розмірності  $n$  відхилень, зібраних значень  $y_i$  залежної змінної від значень  $\{y\}_i$ , одержаних по рівнянню регресії.

У матричному вигляді співвідношення (4.121) можна переписати так:

$$E = Y - X \cdot K.$$

Відповідно до методу найменших квадратів:

$$\sum_{i=1}^N e_i^2 = E^T \cdot E = (Y - X \cdot K)^T \cdot (Y - XB) \rightarrow \min, \quad (4.122)$$

де  $E^T = (e_1, e_2, \dots, e_n)$ , а надрядковий знак Т означає транспоновану матрицю.

Умова (3.146) виконується, якщо вектор-стовпець коефіцієнтів  $K$  знайти за формулою:

$$K = (X^T X)^{-1} X^T Y. \quad (4.123)$$

Далі, маючи коефіцієнти множинної регресії, можна знайти коефіцієнт відношення частот:

$$fs_i - fn_i = K_0 + K_1 \cdot i, \quad (4.124)$$

$$k \cdot fn_i - fn_i = K_0 + K_1 \cdot i, \quad (4.125)$$

$$k = \frac{(K_0 + K_1 \cdot i) + fn_i}{fn_i}. \quad (4.126)$$

Прийнявши матрицю факторів

$$X = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 2 \\ 1 & 3 \\ 1 & \dots \\ 1 & n \end{pmatrix}, \quad (4.127)$$

знаходимо вектор  $K$  коефіцієнтів регресійної моделі.

Після цього шукаємо коефіцієнт відношення за формулою:

$$k = \frac{\frac{K_0 + \tau \cdot K_1}{\tau} + fn}{\frac{\tau}{N} \cdot T}, \quad (4.128)$$

де  $\tau$  - визначає час, лінійної моделі,  
 $N$  - кількість точок у спостереженні,  
 $T$  - час спостереження.

Отже, протягом деякого часу  $T$  шукається  $N$  точок  $y_i = \langle ns - nf \rangle (\Delta t \cdot i)$ , де  $\Delta t = T/N$ . Матриця факторів містить два стовпчики перший із яких рівний 1, а другий порядковому номеру від 1 до  $N$ . Визначивши коефіцієнти регресійної моделі і приймаючи лінійний закон зміни різниці частот вибираємо час протягом якого буде розраховуватися коефіцієнт відношення. Час може бути більший за час протягом якого будувалася модель, тому і розрахункова роздільна здатність результату буде вищою. Результати моделювання роботи розробленого способу визначення відношення частот за допомогою різниці наведено в Додатку Е.

#### 4.6 Висновки до розділу

Досліджено фізичні особливості формування сигналів в системах із багатомодовими коливаннями.

Розроблено метод збудження багатомодового коливання системи на прикладі струни із використанням широкосмугового сигналу і адаптивної побудови

фільтра для виділення спектральної смуги із власними частотами коливання струни, що дозволило збуджувати коливальну систему із високою добротністю контурів на частоті їх власних коливань.

Розроблено спосіб усереднення випадкових спектральних складових із використанням віконного перетворення у вигляді резонансної характеристики механічного маятника, яка враховує неоднорідність енергії одиничної механічної коливальної системи в залежності від частоти.

Розроблено спосіб дослідження втрати механічної енергії при циклічній механічній деформації, яка проявляється у зміні відношення власних частот вільних коливань механічної коливальної системи, складовою частиною якої є струна і дозволяє визначати зміни в структурі основи, на якій натягнута струна.

Розроблено структурну схему ІВС для дослідження відношення власних частот коливання струни в складі механічної коливальної системи до гармонічних коливань, яка ґрунтується на інтегральному наближенні частоти зовнішнього генератора керованого напругою до центральної частоти частотномодульованого коливання першої моди струни, що здійснюється за допомогою центрування парою гармонійних коливань симетрично середини спектральної смуги, зайнятої коливанням першої моди.

Розроблено метод визначення положення точки збудження струни в електромагнітному полі на основі рекурсивного підбору параметрів моделі її імпедансу, що дало можливість реалізувати безконтактне вимірювання лінійного просторового положення промислових об'єктів.

Результати роботи викладені в публікаціях [187, 197, 205, 206, 207, 217, 219]

## 5 МЕТОДИ ОПРАЦЮВАННЯ СИГНАЛІВ ПРИ ВИМІРЮВАННІ СПЕКТРАЛЬНОГО ІМПЕДАНСУ НЕСТАЦІОНАРНИХ ПРОЦЕСІВ

Значна частина процесів, які проходять в оточуючому світі пов'язані із взаємодіями речовин. При складній будові речовин їх взаємодія проходить із різною інтенсивністю, що проявляється появою нестационарних сигналів. Дослідження стану об'єктів зі змінюваними властивостями вимагають застосування таких ІВС які здатні фіксувати важливі такі зміни. Тому ІВС повинні опрацьовувати сигнали в процесі перетворення. В залежності від тривалості досліджень комплекси повинні здійснювати постійний моніторинг параметру в продовж тривалого часу чи опрацьовувати сигнали з максимальною швидкістю.

Один із видів перетворення властивостей об'єктів відбувається в ході хімічних реакцій. Важливим типом хімічних реакцій пов'язаних із експлуатацією промислових об'єктів є електрохімічні реакції, які спричиняють корозійні руйнування металевих обладнання. Зважаючи на це дуже важливо досліджувати стан і перебіг електрохімічних реакцій. Хімічні реакції на поверхні металевих деталей супроводжуються перерозподілом електричних зарядів і тому можуть контролюватися за допомогою вимірювання напруги та струму. Також контролюється перебіг реакцій при електролітичному нанесенні захисного покриття[220].

На підземний трубопровід, занурений в ґрунт значний руйнуючий вплив мають електрохімічні процеси, які протікають на поверхні трубопроводу в ґрунтовому електроліті. Тому важливо проводити моніторинг активності електроліту ґрунту по відношенню до металу із якого виготовлено трубопровід [221]. Одним із методів захисту поверхні металу від електрохімічних реакцій які призводять до зміни їх механічної міцності є використання пасивуючих плівок. Пасивуючі плівки формуються на поверхні чистого металу внаслідок його окислення за певних умов [222,223]. Для підвищення інформативності про



технічний стан трубопроводу необхідно визначати параметри електрохімічних реакцій в системі із металевим трубопроводом [224].

## 5.1 ІВС для вимірювання електричного імпедансу електрохімічної реакції

### 5.1.1 Передумови використання електричного імпедансу для отримання інформації про швидкість корозії

Для контролю швидкості корозійних процесів використовуються різні методи. Більшу оперативність забезпечують методи, що ґрунтуються на визначенні кінетики електрохімічної реакції, одним із яких передбачає визначення швидкості реакції за поляризаційним опором між електролітом і поверхнею металевих електрода.

Втрату матеріалу в процесі корозії як основний параметр корозії описує закон Фарадея. Згідно закону Фарадея кількість речовини  $m$ , що прореагувала на електроді при протіканні через нього постійного струму пропорційна цьому струму і часу експозиції [225]

$$m = \frac{M \cdot I \cdot t}{z_{Me} \cdot F}, \quad (5.1)$$

де  $M$  – молекулярна маса металу електроду, г/моль;

$I$  – струм, що пройшов через електроліт;

$t$  – час експозиції;

$Z_{Me}$  – валентність металу електроду;

$F$  – стала Фарадея, що рівна 96485 Кл/моль.

Якщо поділити цю кількість речовини на час експозиції і площу поверхні, то ми отримаємо вираз для питомої швидкості корозії в  $\left[ \frac{\text{кг}}{\text{с} \cdot \text{м}^2} \right]$ .

$$r = \frac{m}{t \cdot S} = \frac{M \cdot i_{\text{КОР}}}{Z_{Me} \cdot F}, \quad (5.2)$$

де  $i_{\text{КОР}} = I / S$  – густина струму корозії.

Отже, маючи густину струму корозії можна визначити кількість речовини, що втрачається з визначеної поверхні за певний проміжок часу.

Стерн і Гірі представили залежність між струмом корозії і поляризаційним опором

$$i_{кор} = \frac{B}{S \cdot R_{пол}}, \quad (5.3)$$

де  $B$  – константа з розмірністю мВ;

$S$  – площа поверхні електродів, зазвичай в см<sup>2</sup>.

Константа  $B$  теоретично визначається зі співвідношення:

$$B = \frac{|\beta_a \cdot \beta_c|}{|\beta_a| + |\beta_c|}, \quad (5.4)$$

де  $\beta_a$ ,  $\beta_c$  – нахил анодної і катодної кривої Тафеля. Для кожної електрохімічної системи значення  $B$  буде своє. На практиці цей коефіцієнт можна виміряти після тривалої експозиції шляхом зважування.

Якщо прийняти параметри  $S$  та  $B$  як відомі, то струм корозії можна визначити за величиною поляризаційного опору. Поляризаційний опір визначається за допомогою лінійної поляризації. За цим методом використовується закон Ома для ділянки кола, якою в даному випадку буде електрохімічна комірка (рис. 5.1 (а)). Два однакові електроди вміщені в один електроліт. Поляризаційний опір визначають за формулою:

$$R_{пол} = \frac{\Delta E_{пол}}{\Delta I_{пол}} \Big|_{\Delta I_{пол} \rightarrow 0, E_{пол} \rightarrow E_{кор}} = \frac{\Delta E_{пол}}{I_{пол}} \Big|_{E_{пол} \rightarrow E_{кор}}. \quad (5.5)$$

Є два способи визначити  $\frac{\Delta E_{пол}}{I_{пол}}$  потенціостатичний і гальваностатичний. При потенціостатичному способі створюють фіксовану напругу і вимірюють приріст струму, а при гальваностатичному створюють фіксований струм і визначають створену напругу. Здебільшого використовують потенціостатичний спосіб оскільки необхідно обмежувати до 25 мВ накладену напругу, щоб не порушити хід реакцій на поверхні електродів.

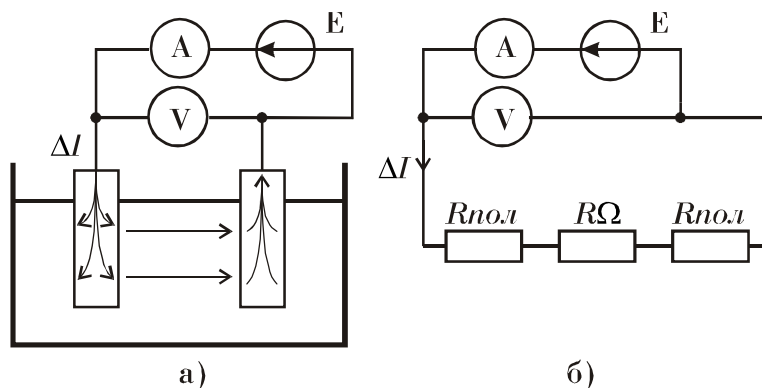


Рисунок 5.1– Схема поляризації досліджуваних електродів

З схеми (рис. 5.1 (б)) видно, що окрім поляризаційних складових опорів  $R_{пол}$  накладений струм  $\Delta I$  протікає і через електроліт, який має свій опір  $R_{\Omega}$ . Чим більший буде опір електроліту, тим більший спад напруги буде на цьому опорі. Це призводить до виникнення помилки у вимірюванні приросту поляризаційної напруги саме на ділянці реакції поблизу поверхонь електродів.

Для усунення цієї помилки використовують той факт, що опір електроліту чисто активний, а поляризаційний опір має ємнісну складову  $C_{пол}$ , пов'язану із шаруватістю електроліту поблизу місця протікання реакції (рис. 5.2).

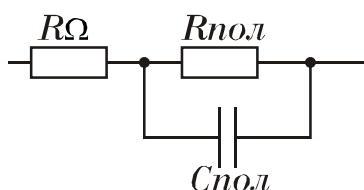


Рисунок 5.2– Схема заміщення ділянок електроду в електроліті

Тому на змінному струмі активна складова поляризаційного опорів  $R_{пол}$  шунтується, що дає можливість визначати окремі складові схеми заміщення, якою представляється електрохімічна реакція.

### 5.1.2 Опрацювання сигналів при дослідженні швидкості корозії за імпедансом електрохімічної реакції на одній частоті

Для вимірювання швидкості корозії методом лінійної поляризації було створено ІВС для польових досліджень. Особливістю ІВС для польових досліджень є використання автономного живлення. З метою зменшення

енергоспоживання ІВС окремі його вузли використовуються для виконання різних функцій. Загалом необхідно реалізувати функцію компенсації природного потенціалу, який виникає при зануренні електродів в електроліт за рахунок нерівномірності перебігу електрохімічних реакцій, а також подачу сигналів збудження в режимі постійного і змінного струму. Спрощена структурна схема ІВС в режимі компенсації природного потенціалу і подачі збудження зображено на рис. 5.3.

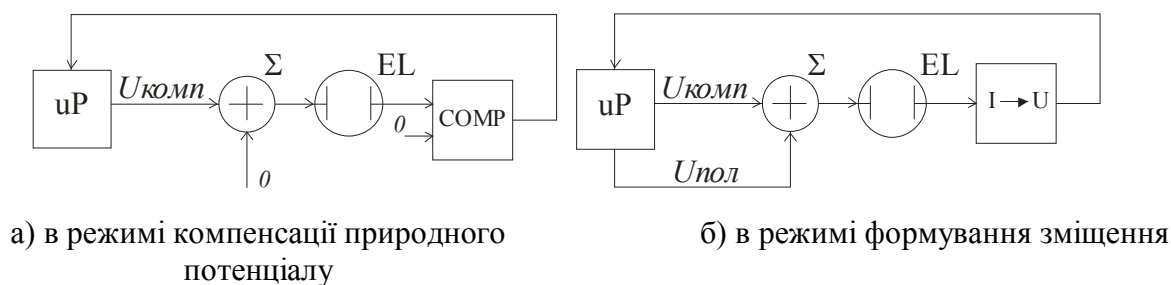


Рисунок 5.3– Структурна схема ІВС

Досліджувана електрохімічна комірка  $EL$  яка складається із електродів, занурених в електроліт приєднана до суматора  $\Sigma$  і вузла, який виконує роль компаратора і перетворювача струм-напруга в залежності від режиму. В режимі компаратора  $COMP$  визначає різницю напруги на  $EL$  і з виходу  $\Sigma$ , на вхід якого з мікроконтролера  $uP$  подається аналоговий сигнал  $U_{комп}$ . Напруга  $U_{комп}$  змінюється до тих пір поки різниця  $U_{комп} - U_{EL}$  не стане рівною 0. Струм через входи  $COMP$  не протікає. Після цього ІВС переходить в другий режим, при якому вузол  $COMP$  переходить в режим  $I \rightarrow U$ , при якому струм через  $EL$  може протікати, але оскільки  $U_{комп} = U_{EL}$ , то різниця напруг рівна 0 і струм через  $EL$  рівний 0.

Загальна структурна схема ІВС наведена на рис. 5.4 [226]. ІВС працює під керуванням мікропроцесорного блоку 3. Зовнішня напруга  $U_{пол}$  прикладається через повторювач напруги 1 до електрохімічної комірки 2. За допомогою перетворювача струм-напруга 5, струм  $\Delta I_{пол}$ , що утворився внаслідок накладання напруги  $U_{пол}$  через ключ 6 і повторювач 7 потрапляє на вимірювальний вхід мікропроцесорного блоку 3. Перетворювач 5 керується ключем 4, переводячи його з режиму компаратора в режим перетворювача струм-напруга.

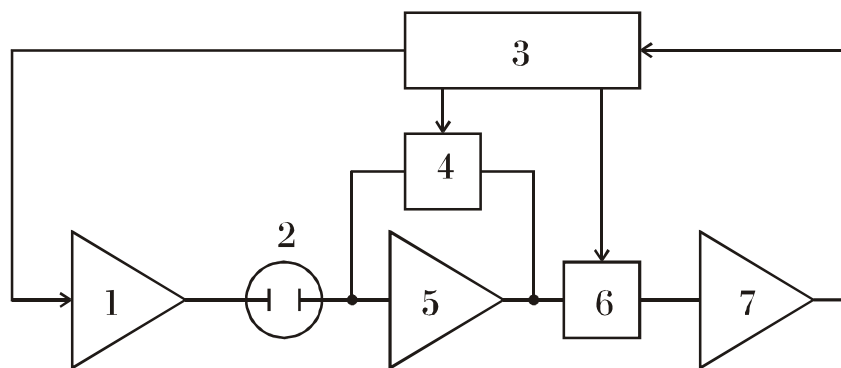


Рисунок 5.4– Структурна схема корозиметра

Процес вимірювання проходить за три етапи. На першому етапі проходить врівноваження потенціалу на електродах електрохімічної комірки 2. Врівноваженим вважається такий потенціал, при якому струм через електрохімічну комірку не протікає. Врівноваженням займається мікропроцесорний блок, який визначає струм через електрохімічну комірку 2 за допомогою перетворювача 5 у режимі компаратора і керує напругою блоку 1.

Після врівноваження потенціалу до електрохімічної комірки за допомогою повторювача 1 прикладається додатній приріст напруги  $+\Delta U_{пол}$ . Через 30 с експозиції визначається додатній струм комірки  $\Delta I_+$ . Далі прикладається від’ємний приріст напруги  $-\Delta U_{пол}$  і через 30 с визначається від’ємний струм комірки  $\Delta I_-$ . Величина приросту  $\Delta U_{пол} \leq 10$  мВ. За відомою напругою приросту і вимірним струмом визначається сумарний опір між електродами електрохімічної комірки за формулою:

$$R_{\Sigma} = \frac{\Delta U_{пол} - (-\Delta U_{пол})}{\Delta I_+ - \Delta I_-} \quad (5.6)$$

Після визначення сумарного опору між електродами мікропроцесорний блок формує прямокутний сигнал із частотою 1 кГц і амплітудою проросту напруги  $\Delta U_{пол}$ .

Використовуючи ключ 6 мікропроцесорний блок здійснює синхронне детектування сигналу пропорційного до струму  $\Delta I_{\sim}$ .

Поляризаційний опір визначається за формулою:

$$R_{пол} = \frac{2 \cdot \Delta U_{пол}}{\Delta I_+ - \Delta I_-} - K \frac{\Delta U_{пол}}{\Delta I_{\sim}}, \quad (5.7)$$

де  $K$  – коефіцієнт, що враховує форму змінного сигналу.

Розроблена ІВС вимірює один із електричних опорів ділянки кола, утвореної електрохімічною коміркою, яка має просту будову і при відсутності зовнішнього струму описується лінійною залежністю. В даному випадку сигнал збудження формується для постійного струму і змінного струму однієї частоти. У випадках складної будови електроду, наприклад, при частковій ізоляції поверхні, в електроліті поблизу поверхні утворюється два і більше поляризаційних шари. Дослідження таких систем вимагає пошуку спектрального імпедансу, тобто імпедансу на множині частот. При цьому вимірювання проводять за методом електрохімічної імпедансної спектроскопії.

## **5.2 Розробка ІВС для спектральної спектроскопії систем при збудженні гармонійним сигналом ковшної частоти**

### **5.2.1 Опрацювання сигналів при спектральній спектроскопії систем**

При вимірюванні імпедансу на різних частотах використовується генератор гармонійного сигналу зі змінюваною частотою. При цьому амплітуда одного із сигналів є відомою, а інша визначається в процесі дослідження. Для отримання показів використовуються параметричні шкали[227]. Недоліками таких пристроїв є вузький діапазон вимірюваного імпедансу досліджуваної електричної ланки.

Для вимірювання активної і реактивної складової імпедансу біологічних тканин також використовується генератор сигналів прямокутної форми[228]. Недоліком даного пристрою є вплив вищих частотних складових, які присутні в трикутному імпульсі на результат вимірювання, вузький діапазон вимірювання імпедансу та складність вимірювання за рахунок необхідності точного налаштування фазообертача на 90 градусів для вибраної частоти сигналу.

Враховуючи недоліки існуючих пристроїв було розроблено структурну схему пристрою [229], що містить генератор сигналів прямокутної симетричної форми, які поступають на цифровий фільтр низьких частот, на виході якого формується

сигнал синусоїдальної форми. Таким чином, формується три сигнали гармонійної форми і два синхросигнали зсунуті один відносно одного на 90 градусів.

Пристрій для вимірювання електричного імпедансу містить (рис. 5.5) генератор двох сигналів прямокутної симетричної форми 1, два струмових електроди 2, два електроди для вимірювання напруги 3, диференційний підсилювач напруги 4, синхронний детектор 5, двохпозиційний перемикач 6, підсилювач постійного струму 7, вимірюючий пристрій 8, фільтр низьких частот 9, перетворювач струм-напруга 10, додатковий двохпозиційний перемикач 11.

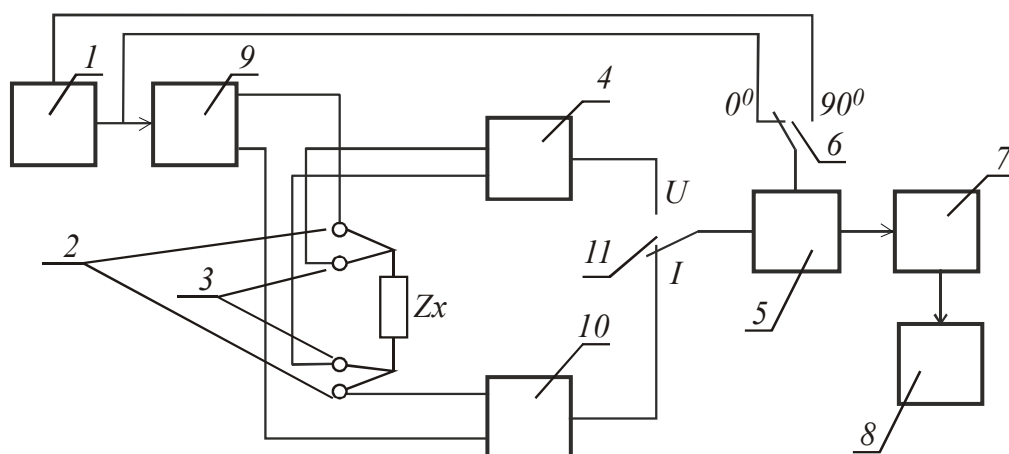


Рисунок 5.5– Структурна схема пристрою для визначення складових імпедансу

Пристрій працює наступним чином. Досліджувана ланка із імпедансом  $Z_x$  приєднується послідовно зі струмовими електродми і паралельно до електродів для вимірювання напруги.

Генератор 1 формує опорний сигнал симетричної прямокутної форми, і такої ж форми сигнал, зсунутий відносно опорного на 90 градусів. Опорний сигнал, поступає на вхід фільтра низьких частот 9, налаштований на частоту генератора сигналу. На виході фільтра низьких частот формується сигнал синусоїдальної форми. При фільтрації синусоїдальний сигнал зсувається на невідомий кут  $\varphi$ , по відношенню до опорного сигналу прямокутної форми. Із виходу фільтра низьких частот через перетворювач струм-напруга 10 сигнал поступає на струмові електроди 2. Два електроди для вимірювання напруги 3 приєднані до входів диференційного підсилювача напруги 4. Залежно від положення двохпозиційного

перемикача 11 на вхід синхронного детектора 5 поступає сигнал пропорційний напрузі чи струму через досліджувану ланку з імпедансом  $Z_x$ . Цим перемикачем вибирають вид вимірюваного параметру:  $U$  чи  $I$ . Синхронний детектор 5 через двохпозиційний перемикач 6 тактується опорним сигналом, чи сигналом зсунутим на  $90$  градусів. Сигнал з виходу синхронного детектора 5 через підсилювач постійного струму 7 потрапляє на вимірюючий пристрій 8. Подаючи на вхід синхронного детектора 5 сигнал пропорційний напрузі  $U$  чи струму  $I$  та використовуючи для тактування опорний сигнал отримуються значення  $U_0, I_0$ . Так само, при тактуванні сигналом, зсунутим по фазі на  $90$  градусів, отримуються значення  $U_{90}, I_{90}$ .

Величина імпедансу  $Z_x$  досліджуваної ланки розраховується за формулою:

$$Z_x = R + jX, \quad (5.8)$$

де  $R, X$  – компоненти імпедансу, які визначаються за формулами:

$$R = \frac{\sqrt{U_{90}^2 + U_0^2}}{I_0}, \quad X = \frac{\sqrt{U_{90}^2 + U_0^2}}{I_{90}}. \quad (5.9)$$

Компоненти струму  $I'_0$  і  $I'_{90}$  визначаються за формулою:

$$\begin{pmatrix} I'_0 \\ I'_{90} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\varphi) & \sin(\varphi) \\ -\sin(\varphi) & \cos(\varphi) \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} I_0 \\ I_{90} \end{pmatrix}. \quad (5.10)$$

Кут  $\varphi$ , на який зсунувся сигнал напруги на досліджуваній ланці по відношенню до опорного сигналу, що тактував синхронний детектор визначається за формулою:

$$\varphi = \arctan\left(\frac{U_{90}}{U_0}\right). \quad (5.11)$$

Результатом використання запропонованого пристрою для вимірювання електричного імпедансу є підвищення точності та розширення діапазону визначення імпедансу досліджуваної ділянки, а також спрощення вимірювання, що дає можливість ефективніше проводити дослідження параметрів електрохімічних реакцій та аналіз електропровідних речовин.



Запропонований підхід у вигляді генерації сигналу гармонійної форми і двох квадратурних синхросигналів може реалізуватися різними засобами в залежності від частотного діапазону, в якому пропонується проводити визначення імпедансу. Для збільшення уніфікованості використання і розширення частотного діапазону визначення імпедансу було розроблено цифрову структуру, яка може монтуватися до складу систем вищого рівня. Такий підхід дозволяє спростити побудову вимірювальних систем для визначення спектрального імпедансу електричних ланок, в тому числі, і з нестационарною будовою.

### 5.2.2 Синтез гармонійного коливання із квадратурними сигналами синхронізації

Вузькосмугові сигнали отримують з гармонійних. Гармонійні сигнали мають перевагу над іншими типами сигналів через добре опрацьований математичний апарат обробки таких сигналів. Використання гармонійного сигналу при збудженні дає можливість виділити корисний сигнал із сукупності випадкових складових при дії стаціонарних випадкових процесів. Це підвищує точність вимірювання. Ще однією перевагою гармонійного сигналу є точне значення амплітуди збуджуючого сигналу на одиницю частоти. Ще однією перевагою є простота розрахунку і проектування засобів передачі і прийому збуджуючого сигналу.

Гармонійні сигнали можуть формуватися трьома способами. Резонансним, фільтруванням і прямим синтезом.

Резонансне формування саме просте. При такому способі формування можна забезпечити високу спектральну чистоту і прийнятну точність середньої амплітуди коливань. Використовуючи нелінійні перетворювачі спектр одного коливання можна перенести чи розмножити в іншу частотну область, отримавши множину спектральних складових. На низьких частотах не застосовується. Через низьку стабільність частоти і складність переналаштовування частоти в широких межах. Для стабільності на високих частотах використовується фазова автопідстройка частоти. На високих частотах вдається змінювати реактивні

параметри частотозадаючих елементів і тим самим здійснювати підстройку частоти і управління за допомогою обчислюючих засобів

Фільтрування передбачає формування гармонійного сигналу із інших форм, які простіше формуються. Найбільш поширене фільтрування сигналу прямокутної і трикутної форми. Сигнали прямокутної форми простіше отримати із високою точністю. Трикутні сигнали мають спектр максимально наближений до гармонійного, тому окрім фільтрування використовуються апроксимаційне наближення. Використання фільтрування для отримання гармонійних сигналів дозволяє отримати високу стабільність амплітуди і частоти [230].

Структурну схему пристрою для формування квадратурних складових гармонійної форми наведено на рис. 5.6.

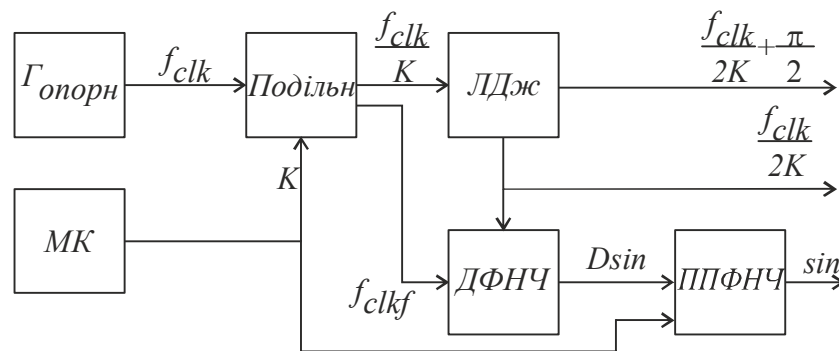


Рисунок 5.6– Структурна схема генератора гармонійних коливань зі змінною частотою

Часова діаграма роботи пристрою наведено на рис.5.7.

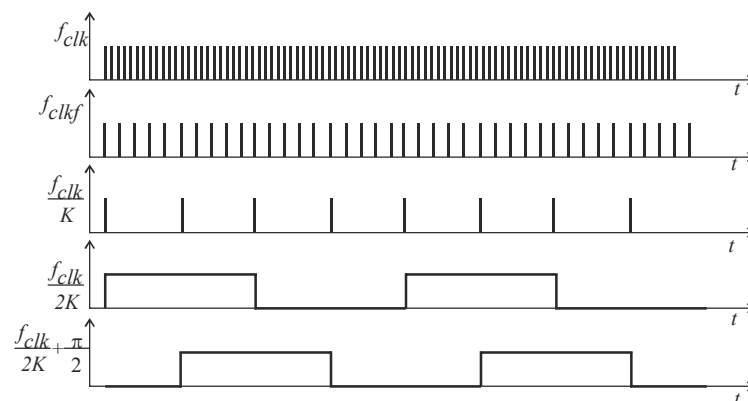


Рисунок 5.7– Формування опорних сигналів із синхронізуючими імпульсами

В результаті роботи пристрою формується сигнал гармонійної форми із точною частотою і фазою (рис.5.8).

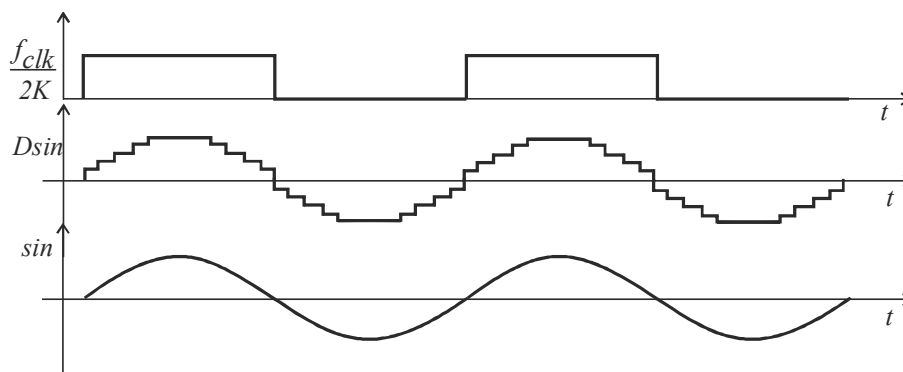


Рисунок 5.8– Формування гармонійного сигналу із опорного з прямокутною формою

Прямий синтез дозволяє формувати сигнали будь-якої форми шляхом відтворення форми сигналу у дискретній формі. Дискретність відтвореної форми передбачає наступне використання ФНЧ для усунення високочастотних складових спектру в сигналі, які пов'язані із комутаційними перехідними процесами. Використання прямого синтезу окрім забезпечення заданої форми сигналу дозволяє використати синхронне формування допоміжних сигналів, які використовуються при синхронізації. Блок схема мікропроцесорного пристрою для синтезу квадратурного сигналу гармонійної форми наведено на рис.5.9.

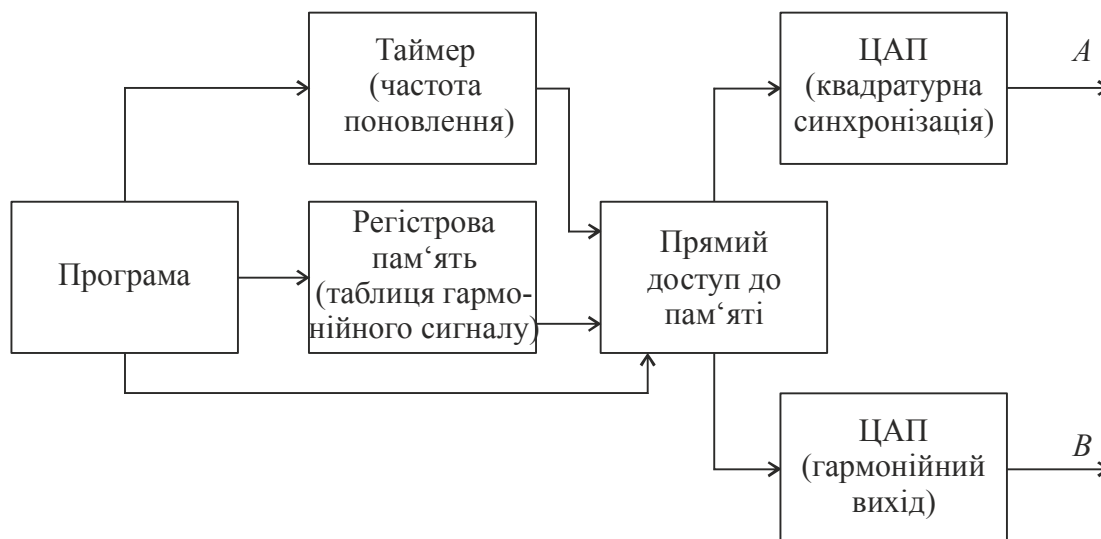


Рисунок 5.9– Структурна схема формувача сигналів генератора гармонійних коливань із синхронізуючим каналом

Розроблена ІВС синтезу сигналу гармонійної форми, який використовує табличний спосіб визначення приросту фази і реалізований на мікроконтролері дозволяє отримати окрім самого гармонійного сигналу ще й допоміжні сигнали для синхронізації подальших перетворень.

Недоліком синтезу гармонійного сигналу за допомогою табличного представлення приросту фази при формуванні сигналу гармонійної форми полягає у відносно високих спотвореннях сигналу на низьких частотах з використанням таблиць обмеженого розміру. При розрахунку приросту фази витрачається відносно високі обчислювальні ресурси. Тому при дослідженні спектрального імпедансу в широких частотних межах доцільно використовувати синтез сигналу збудження гармонійної форми за допомогою обчислень приросту фази, які проводяться із більшою швидкістю.

### 5.2.3 Формування і опрацювання сигналів в широкому діапазоні частот

Для відтворення форми гармонійного сигналу використовується кусково-лінійна апроксимація. При цьому лінійна функція описується формулою:

$$s = k \cdot i + b. \quad (5.12)$$

Враховуючи складність реалізації множення за допомогою логічних елементів вибрано коефіцієнти  $k$  як основу числа 2. За цим принципом четвертину періоду розділено так, щоб організувати апроксимацію при коефіцієнтах 4, 2, 1, 0 (рис.5.10).

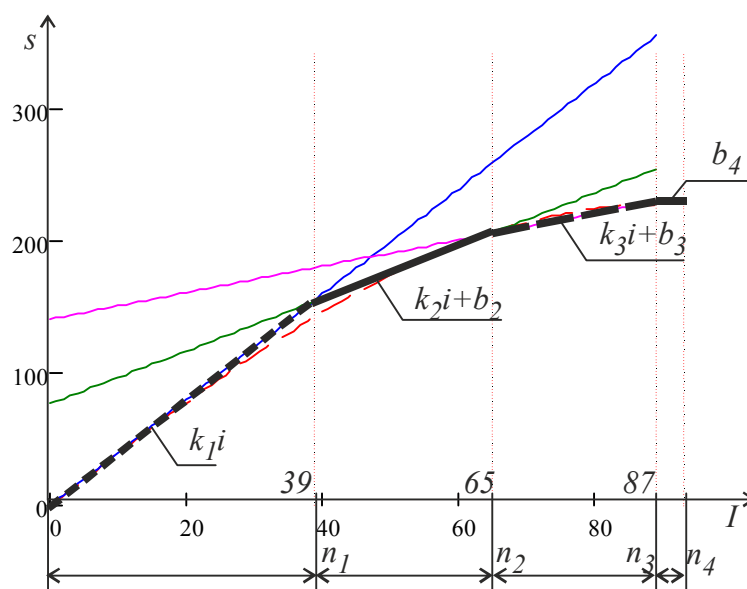


Рисунок 5.10– Спосіб кусково лінійної апроксимації гармонійної функції

Значення гармонійної функції формується при накопиченні фази  $i$ . Причому в залежності від величини накопиченого значення залежність для обчислення

функції міняє коефіцієнти. Форму чвертини періоду можна відтворити за наступною функцією:

$$s = \begin{cases} 4 \cdot i & 0 < i \leq n_1 \\ 2 \cdot i + b_2 & n_1 < i \leq n_2 \\ i + b_3 & n_2 < i \leq n_3 \\ b_4 & n_3 < i \leq n_4 \end{cases} \quad (5.13)$$

Для подальшого відтворення форми фаза має не накопичуватися, а зменшуватися. При цьому та ж функція буде формувати спадаючу частину чвертини періоду. Другий півперіод формується за тими ж функціями, що й перший, тільки міняється знак. Порядок формування форми сигналу наведено на рис. 5.11

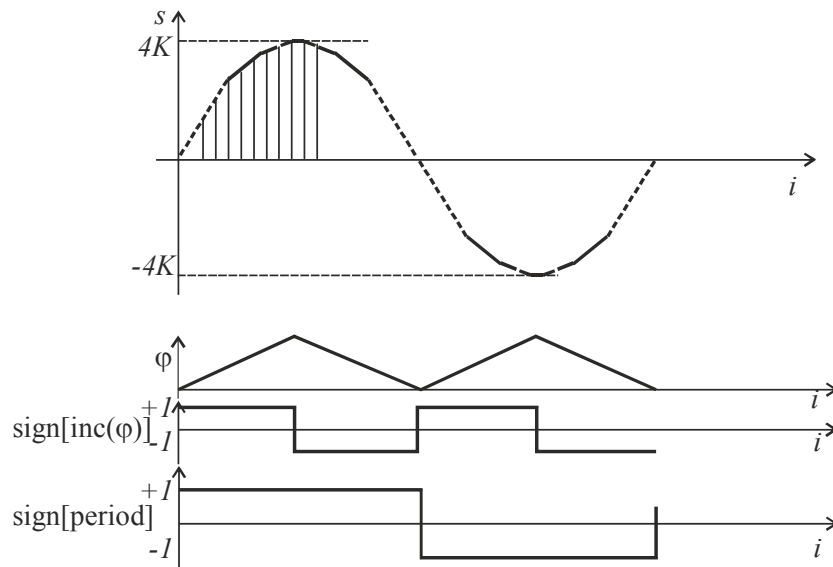


Рисунок 5.11– Діаграма формування форми гармонійного сигналу

Із наведеної діаграми видно, що формування супроводжується лінійним зростанням і спадання фази  $\varphi$ , напрям зростання якої визначає сигнал  $sign[inc(\varphi)]$ . Так само полярність сигналу визначається сигналом  $sign[period]$ .

Максимальне значення функції складає:

$$C = 4 \cdot K = 4 \cdot \left\langle \frac{2}{\pi} \cdot n_4 \right\rangle, \quad (5.14)$$

де  $n_4$ - кількість точок, яка визначає чвертину періоду,

$\langle \rangle$  – ціла частина від числа.

Шляхом прямого перебору за критерієм мінімального відхилення синтезованого сигналу від гармонійної було встановлено числові значення для кутів, на яких відбувається переключення виду апроксимуючої функції.

$$\varphi_1 = 39^\circ, \varphi_2 = 65^\circ, \varphi_3 = 87^\circ, \varphi_4 = 90^\circ. \quad (5.15)$$

Маючи ці значення визначається накопичення фази для переключення, виходячи із тривалості четвертини періоду  $n_4$ , від якої залежить частота формованого сигналу.

$$n_1 = \left\langle \frac{\varphi_1}{90} \cdot n_4 \right\rangle, n_2 = \left\langle \frac{\varphi_2}{90} \cdot n_4 \right\rangle, n_3 = \left\langle \frac{\varphi_3}{90} \cdot n_4 \right\rangle. \quad (5.16)$$

Коефіцієнти зміщення  $b$  визначаються за формулами

$$b_2 = C \cdot \sin(\varphi'_2) - 2 \cdot K \cdot \varphi'_2, \quad (5.17)$$

$$b_3 = C \cdot \sin(\varphi_3) - K \cdot \varphi_3, \quad (5.18)$$

$$b_4 = C \cdot \sin(\varphi_4), \quad (5.19)$$

$$\text{де } \varphi'_2 = \frac{55}{180} \pi.$$

Таким чином від тривалості четвертини періоду  $n_4$  залежать параметри функцій.

Визначальною є частота синтезованого сигналу. Вона залежить від частоти тактового генератора  $f_{CLK}$ , коефіцієнта його попереднього ділення  $N$  і кількості точок для формування четвертини періоду  $n_4$ . Залежність можна визначити за формулою

$$f_{СИНТ} = \frac{f_{CLK}}{4 \cdot n_4 \cdot N}. \quad (5.20)$$

Враховуючи, що коефіцієнти  $n_4$  і  $N$  цілочисельні то значення  $f_{СИНТ}$  обмежені певною множиною. Якщо встановити фіксоване значення  $n_4$ , то частоту генерованого сигналу можна міняти змінюючи коефіцієнт ділення  $N$ .

Значення, які може приймати  $f_{СИИТ}$  в залежності від  $N$  при  $f_{CLK} = 50$  МГц і  $n_4 = 100$  наведено на рис. 5.12.

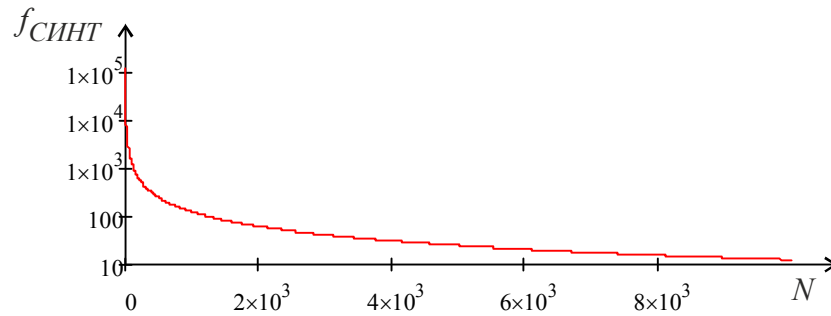


Рисунок 5.12– Залежність синтезованої частоти від коефіцієнта ділення тактового генератора.

Із наведеної залежності видно, що при зменшенні значення синтезованої частоти точність її встановлення зростає, що корисно при дослідженні на низьких частотах.

При вибраному значенні  $n_4 = 100$  амплітуда функції становить

$$C = 4 \cdot \left\langle \frac{2}{\pi} \cdot n_4 \right\rangle = 252. \quad (5.21)$$

В такому випадку для формування однієї півхвилі необхідно 8 розрядів двійкового числа. Ще один розряд використовується для формування знаку другої півхвилі.

Впродовж формування півхвилі тактові імпульси збільшення фази поступають на вхід +1 лічильників трьох функцій:

$$s_{1,i} = 4 \cdot i \quad s_{2,i} = 2 \cdot i + b_2 \quad s_{3,i} = i + b_3 \quad s_{4,i} = b_4. \quad (5.22)$$

Реалізація формування однієї четвертої гармонійно сигналу за допомогою дискретних цифрових елементів наведено на рис. 5.13, рис. 5.14.

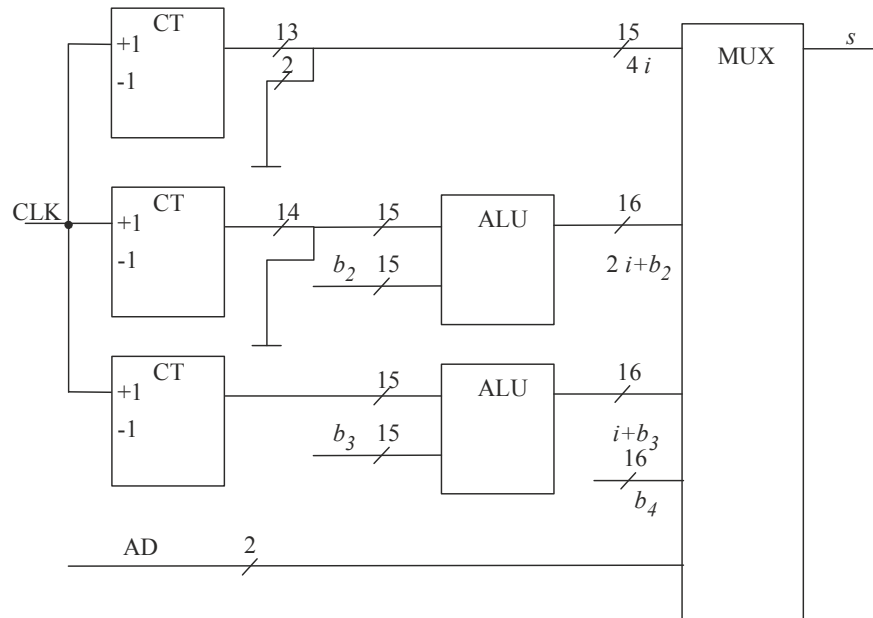


Рисунок 5.13– Структура формування множини функцій

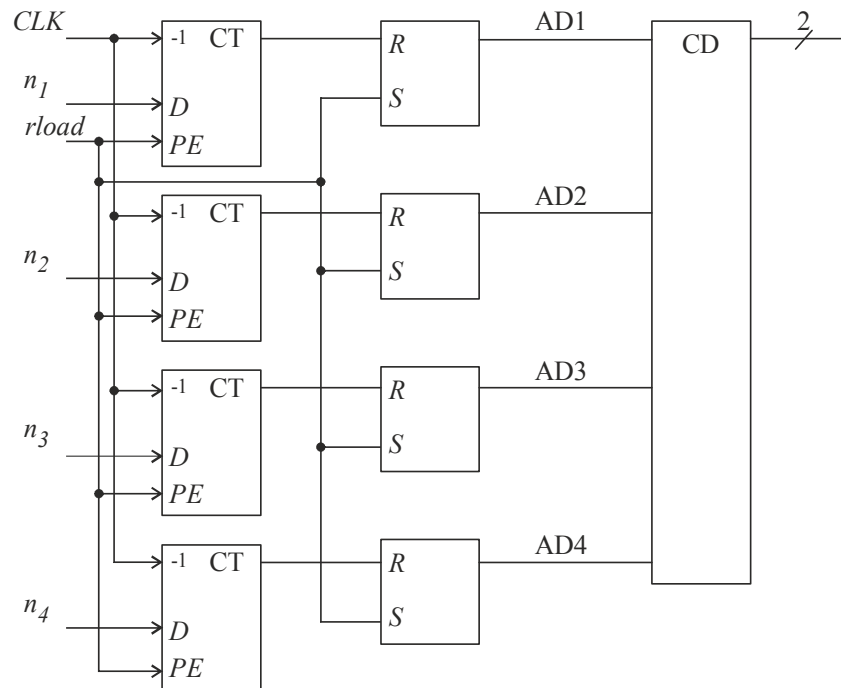


Рисунок 5.14– Формування сигналів переключення сигналів функцій

Зміна напрямку рахування лічильників призводить до зміни напрямку накопичення і дає можливість формувати дві половини півхвилі (рис. 5.15).



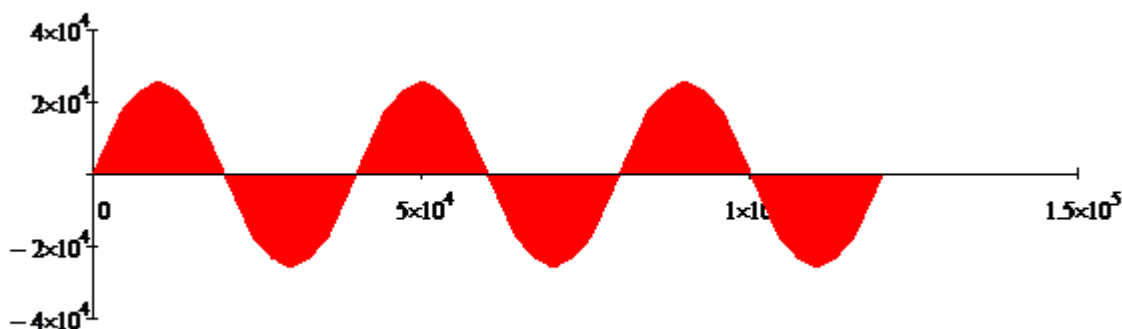


Рисунок 5.15– Форма генерованого сигналу

Для оцінки якості синтезованого сигналу було проведено визначення спектральної щільності дискретизованого сигналу. Результати дослідження наведено на рис. 5.16. Видно, що сигнал містить крім основної гармоніки ще й 3,5 і так далі. Але вони менші від основної гармоніки на 40 дБ і більше.

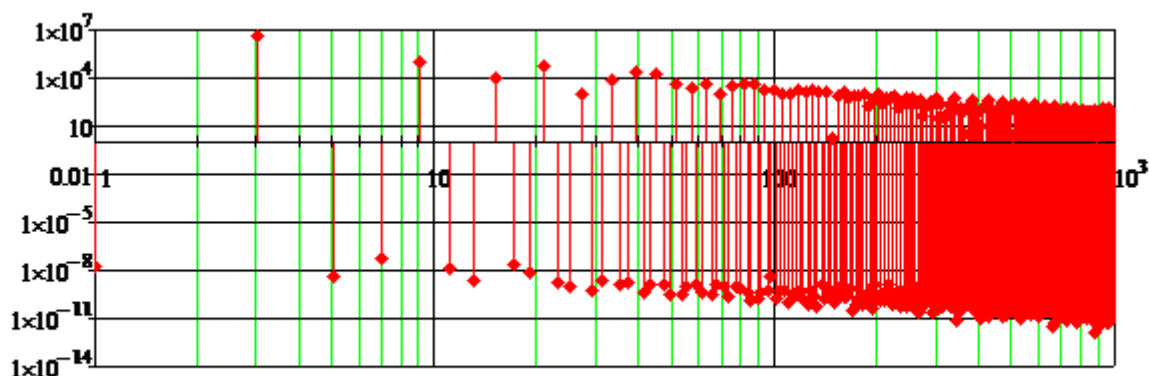


Рисунок 5.16– Логарифмічне представлення спектру

Таким чином за допомогою кусково лінійного формування гармонійного сигналу синтезується сигнал за допомогою нескладних цифрових схем. При цьому потрібно тільки реалізувати операцію додавання. Всі інші математичні операції можна реалізувати за допомогою логічних елементів.

За допомогою цифрової системи реалізується формування гармонійного сигналу і синхронне визначення комплексного значення напруги і струму через досліджувану ділянку. Структурна схема розробленого вузла наведена на рис. 5.17

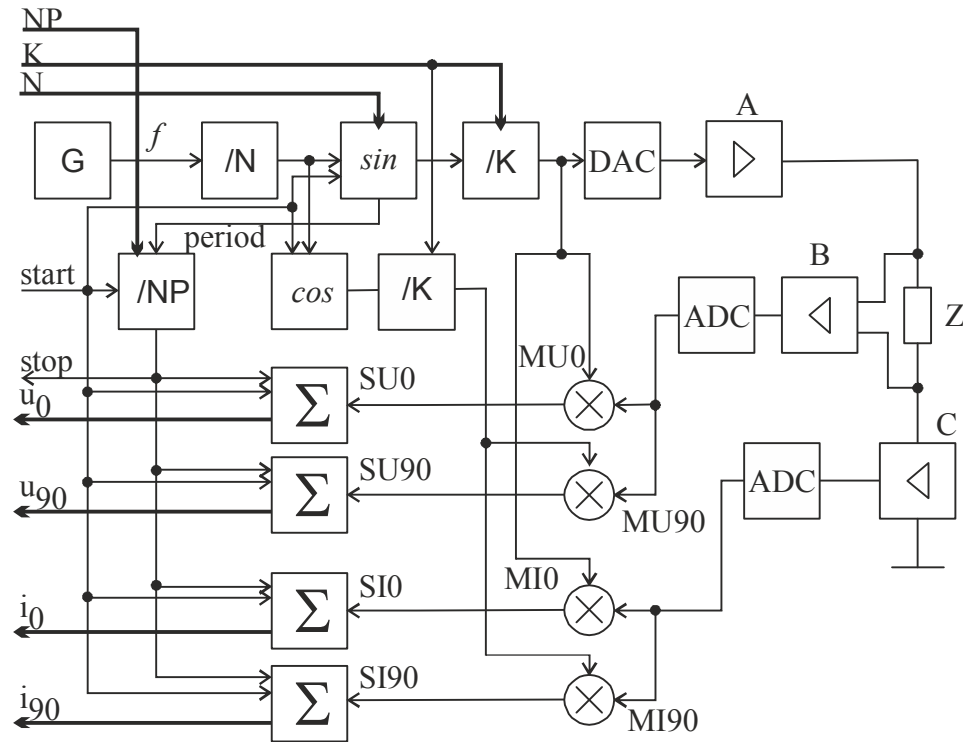


Рисунок 5.17– Будова системи визначення компонентів імпедансу (спецпроцесор)

Гармонійний сигнал формується методом цифрового синтезу. Синтез реалізується за допомогою кусково-лінійної апроксимації. Дискретні синтезовані значення подаються на ЦАП (DAC) і з виходу його на буфер А. Сигнал з виходу цього буферу поступає на досліджувану ланку Z. Напругу ланки буфер В перетворює в сигнал який поступає на вхід АЦП (ADC). Струм через ланку Z буфер С перетворює в напругу і подає на вхід іншого АЦП. Дискретні сигнали АЦП поступають на перемножувачі MU0, MU90, MI0, MI90. На інші входи цих перемножувачів поступають синтезовані сигнали які по фазі зсунуті на  $\pi/4$ . Таким чином реалізовано синхронне роздільне визначення комплексних значень напруги і струму.

Перемножені дані поступають на вхід суматорів SU0, SU90, SI0, SI90. За допомогою перемножувачів і суматорів реалізовано корелометри для дійсної і уявної складової комплексних напруги U і струму. Результати кореляторів виводять на зовні. Кореляція проходить декілька періодів, кількість яких задається ззовні цифровим сигналом NP.

В залежності від можливостей конкретної цифрової системи деякі коефіцієнти можуть визначатися безпосередньо при формуванні сигналів або завантажуватися ззовні у виді даних.

Перед початком визначення подається дискретний сигнал *start*. Після проходження заданого в *NP* кількості періодів сигналу робота системи припиняється і на виході *stop* виставляється активний сигнал.

Частота генерованого сигналу залежить від частоти тактового генератора *G*, коефіцієнта попереднього ділення *N* і кількості тактів на період синтезованого гармонійного сигналу, який залежить від *K*.

Якщо можливості цифрової системи дозволяють проводити цілочисельне множення і ділення, то необхідні коефіцієнти, що визначають стан автомата при виконанні синтезу формуються безпосередньо перед проведенням вимірювання в цифровому автоматі. Одним із відповідальних вузлів автомата є блок синтезу сигналу гармонійної форми. Алгоритм функціонування автомата, який здійснює зміну необхідних для синтезу сигналів наведено на рис. 5.18

В процесі роботи автомата змінюються два сигнали (*sper1,sper2*), які визначають стан автомата синтезу. Також в залежності від цих сигналів змінюється сигнал поточного лічильника *cntr*.

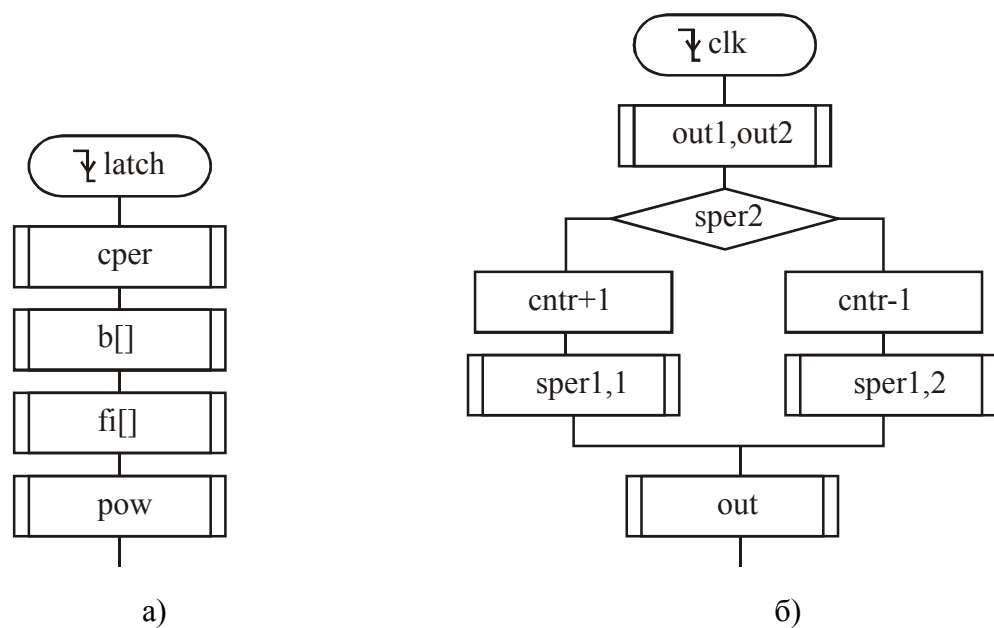


Рисунок 5.18–Загальний алгоритм роботи синтезатора залежно від синхросигналу

По задньому фронті сигналу *latch* проходить завантаження параметрів формувача частоти кожен із яких визначається процедурою, яка в разі потреби може бути реалізована арифметично чи завантаженням із зовнішнього джерела.

Тривалість задається в тактах тактового генератора. Один період синусоїдального сигналу складається із чотирьох частин апроксимованого сигналу. Четвертина віддзеркалюється по горизонталі і/або по вертикалі. Тому якщо частота тактового генератора  $f_{clk}$ , а тривалість однієї четвертої  $N_{val}$ , то частота генерованого сигналу буд:

$$f = \frac{f_{CLK}}{N_{VAL} \cdot 4} . \quad (5.23)$$

Для формування синхросигналів, які використовуються для згортки із отриманими сигналами використовується окремий лічильник, який змінюється синхронно із основним. Однак за допомогою цього лічильника формується 12 часових інтервалів впродовж одного синтезованого періоду. Зважаючи на це значення  $N_{val}$  мають бути кратними 3. Процедура *срег* формує правильну кількість  $N_{val}$ , вирівнюючи її до кратної 3.

Окрема процедура, яку умовно позначено  $b[]$  формує коди, які будуть додаватися до результату в процесі синтезу. Спочатку визначається допоміжний код:

$$K = \frac{N_{VAL} \cdot 2}{\pi} . \quad (5.24)$$

Для роботи із цифровим автоматом цю формулу спрощено до вигляду:

$$K = \frac{N_{VAL} \cdot 25}{39} . \quad (5.25)$$

Далі шукаються коефіцієнти  $b$  за формулами:

$$\begin{aligned} b_1 &= \left[ 4 \cdot \sin\left(\varphi_1 - \frac{\pi}{15}\right) - 2 \cdot \pi \cdot \left(\varphi_1 - \frac{\pi}{15}\right) \right] \cdot K , \\ b_2 &= [4 \cdot \sin(\varphi_2) - \varphi_2] \cdot K , \\ b_3 &= 4 \cdot K , \end{aligned} \quad (5.26)$$

де  $\varphi_1, \varphi_2$  - кути, на яких проходить зміна апроксимуючої функції.

В процесі дослідження було вибрано значення  $\varphi_1$  пропорційне 65,  $\varphi_2$  – пропорційне 75. Тому формули зводяться до наступного виду:

$$\begin{aligned} b_1 &= 0, \\ b_1 &= 1344 \cdot K / 1000, \\ b_2 &= 2550 \cdot K / 1000, \\ b_3 &= 4 \cdot K. \end{aligned}$$

Для визначення кількості тактів між змінами функцій використовується процедура, яку умовно позначимо  $fi[]$ . Значення кількості тактів визначається формулою:

$$n(\varphi) = N_{VAL} \cdot 2 \cdot \varphi.$$

Зважаючи, що кути вибрані зі значень 39, 65, 75, 90 кількість тактів визначається наступними формулами:

$$fp_0 = \frac{N_{VAL} \cdot 13}{2 \cdot 3 \cdot 5}, \quad fp_1 = \frac{N_{VAL} \cdot 13}{3 \cdot 3 \cdot 2}, \quad fp_2 = \frac{N_{VAL} \cdot 5}{2 \cdot 3}, \quad fp_3 = N_{VAL}.$$

В залежності від тривалості періоду синтезованого коливання буде мінятися і максимальне значення амплітуди коливання. Для того, щоб обмежити цю амплітуду значенням до 128 виконується підбір дільника. Ділення здійснюється зсувом значення вправо. Тобто основою ділення є число 2. Шукається такий коефіцієнт, на який треба посунути результат синтезу, щоб він був не більший за 128. Ця кількість зберігається в row і визначається кожен раз при завантаженні нового значення тривалості періоду для синтезу.

В даному випадку, оскільки коефіцієнт ділення має основу 2, результат ділення може трохи відрізнятись від 128 в залежності від тривалості періоду. Але імпеданс визначається відношенням двох величин. Тому амплітуда генератора значення не має, оскільки амплітуда напруги вимірюється разом із амплітудою струму.

Після завантаження нового коду і розрахунку всіх коефіцієнтів синтезатор синхронного із тактовим сигналом clk починає рахувати такти від 0 до  $fp_3$ . В залежності від положення лічильника і фази сигналу синхронно із лічильником cnt1 змінюється показчик фази sper1 по значенням  $fp_0$ ,  $fp_1$ ,  $fp_2$ . В залежності від значення sper1 формується сигнал із апроксимаційних функцій. При переході cnt1

через 0 змінюється показчик знаку `spcr2`. Тому процедура `out` спочатку формує правильне значення в межах додатного знаку відповідно до `spcr1`. Після чого коректує амплітуду згідно `row`. Наприкінці віднімає чи додає до 128 результат згідно `spcr2`.

Роботу модуля при формуванні сигналу гармонійної форми при моделюванні зображено на рис.5.19

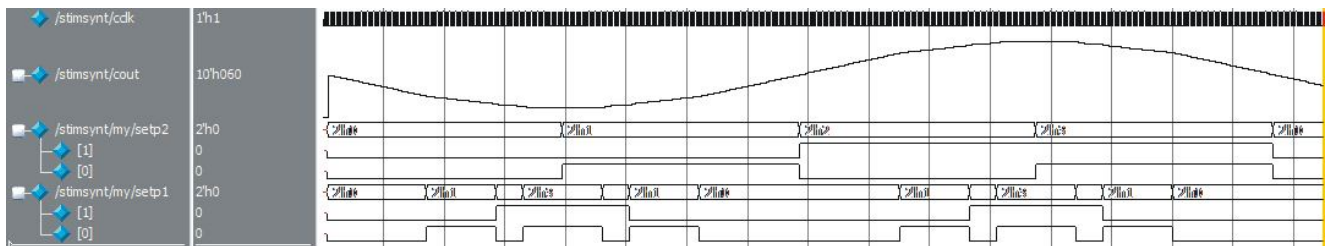


Рисунок 5.19–Фази формування синусоїдального сигналу

На діаграмі виведено системні синхросигнали `clk`, сигнали із двійковим кодом `cout`. Також виведено сигнали, які супроводжують формування вихідного коду `setp1` і `setp2`. Сигнал `setp1` формує стани форми в межах четвертини періоду. Сигнали `setp2` визначають як форма четвертини має відобразитися на вихідному сигналі. Нульовий біт `setp2` визначає дзеркальне відображення, а перший біт визначає потребу в інверсії.

Зменшити спектральну складову на непарних гармоніках вихідного сигналу можна після згортання його із сигналом у якого ця гармоніка зменшена. Згортання відбувається в процесі оцінки амплітуди сигналів напруги і струму.

При оцінці амплітуди напруги і струму використовуються квадратурні сигнали прямокутної форми, які формуються генератором синхронного із гармонійного сигналу. Таким чином забезпечується синхронізація фазових зсувів.

Пошук сигналу із відсутньою непарною гармонікою дав можливість знайти форму прямокутного імпульсу, у якого співвідношення між тривалістю імпульсу і періодом становить  $1/3$ . Гармонійний сигнал при формуванні ділиться на чотири частини. Тому, кількість часових ділянок, які будуть визначати стан автомата для синхронного формування гармонійного сигналу і сигналу прямокутної форми буде становити 12. При такій кількості часових інтервалів впродовж трьох тактів буде формуватися одна четвертина гармонійного сигналу і в подальшому

синхронно перетворюватися кожних три такти. Одночасно впродовж чотирьох тактів формується імпульс прямокутного сигналу і всього 12 тактів на його період. Додатково із прямокутним сигналом із затримкою на два такти формується його квадратурна складова.

Моделювання трьох вихідних сигналів гармонійної форми і двох сигналів синхронізації наведено на рис. 5.20.

Для роботи всього пристрою використовується блок автоматики, який формує сигнали синхронізації очищення і фіксації результатів інтегрування.

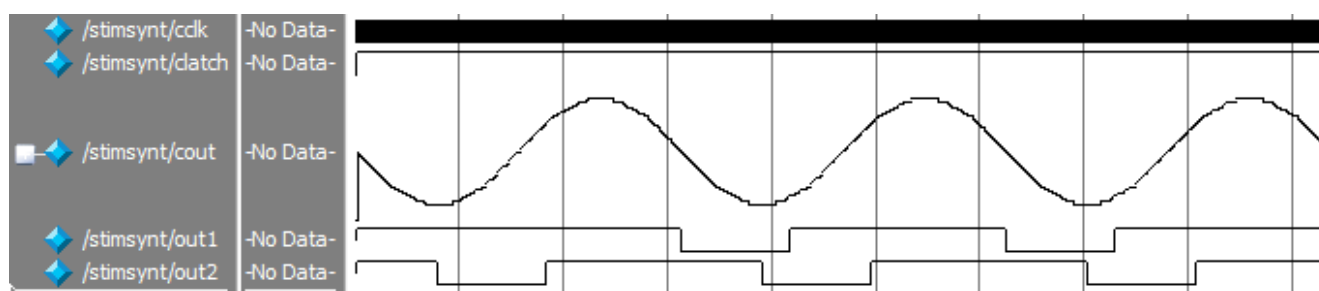


Рисунок 5.20–Формування синхросигналів для згортки

Вхідними сигналами блоку автоматики, які надходять із зовнішньої системи є кількість періодів інтегрування і сигнал запису цього значення. Додатковими сигналами, які використовуються блоком автоматики є системний синхросигнал і сигнал закінчення формування періоду гармонійного сигналу, який отримується із одного із синхросигналів генератора.

Алгоритм опрацювання синхросигналів блоку автоматики наведено на рис.5. 21.

Вся обробка проходить синхронно із сигналами системної синхронізації. Тому необхідно, щоб сигнал запису нових значень в блок атоматики був довшим за період системного синхросигналу.

На вході в алгоритм проходить аналіз фронту сигналу latch фіксування кількості періодів count, впродовж яких буде проходити інтегрування. Одночасно із зрізом latch формується сигнал початкового встановлення генератора rst і сигнал неготовності результатів ctrl. Після утримання впродовж одного періоду

системного синхросигналу *rst* він скидається і починається робота генератора, який формує період.

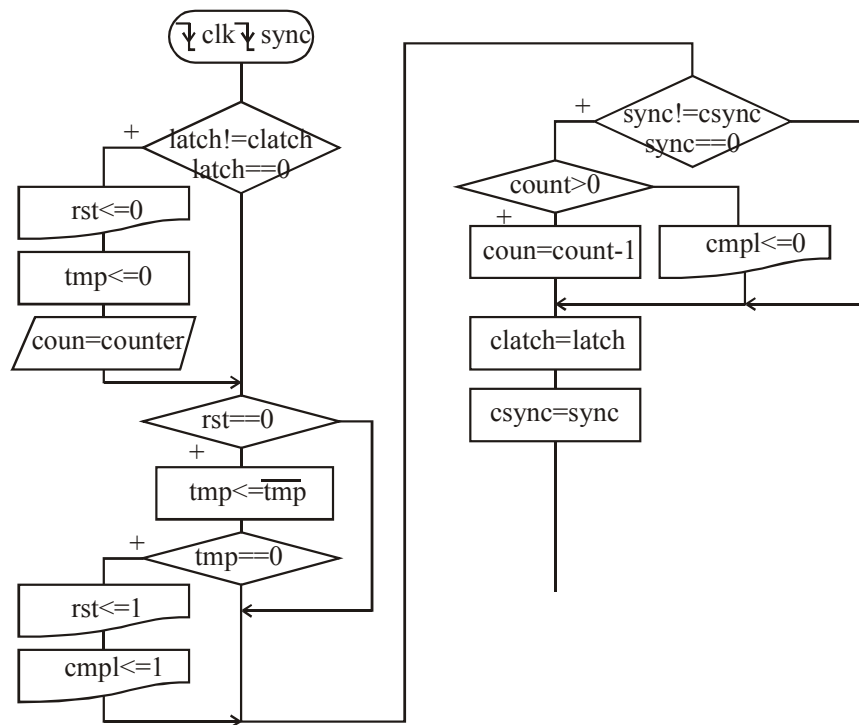


Рисунок 5.21–Алгоритм роботи блоку автоматики

По закінченню періоду формується сигнал *sync*, зріз якого фіксується в іншій частині алгоритму. Кожен зріз сигналу *sync* зменшує лічильник необхідної кількості періодів, впродовж яких інтегрується результат вимірювання. Як тільки лічильник кількості досягне 0 буде скинуто сигнал готовності результату *cmpl*. По цьому сигналу припиняється робота суматорів, які проводять інтегрування результату і зовнішня система повідомляється про готовність результатів до зчитування.

Результати моделювання блоку автоматики наведені на рис. 5.22

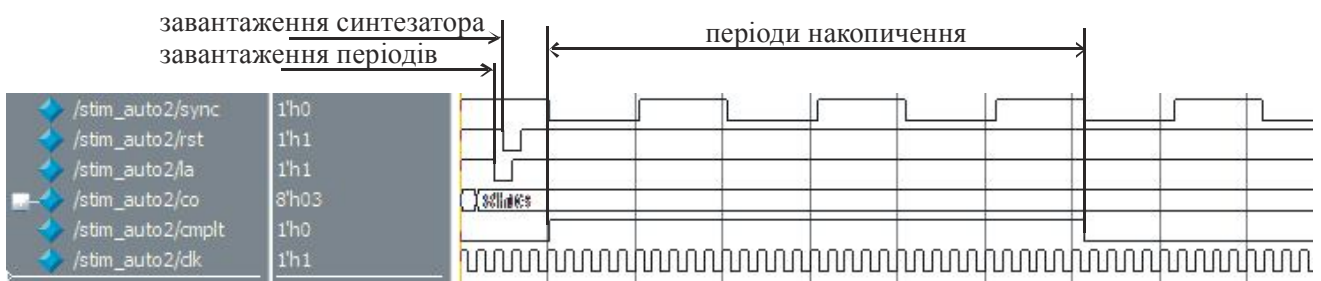


Рисунок 5.22–Моделювання роботи автомата синхронізації

В процесі моделювання в блок автоматики завантажуються код 3 (сигнал *co* на діаграмі) для того, щоб інтегрування тривало 3 періоди генератора. Як видно із



діаграми завантаження і початок роботи здійснюється по задньому фронту сигналу `la`. Після появи такого сигналу синхронно із системним синхросигналом `clk` формується сигнал `rst`, який скидає всі вузли.

Генератор починає формування сигналів, один із яких використовується для фіксації. Тому по закінченню першого сформованого періоду сигналу, який супроводжується зрізом сигналу `sync`, починається відлік кількості періодів. При цьому встановлюється сигнал `srpl`, високий рівень якого свідчить про те, що проходить інтегрування результату вимірювання.

Схема модуля спец процесора для вимірювання імпедансу на певній частоті наведено на рис. 5.23

Як видно із діаграми спецпроцесор складається із семи блоків: синтезу сигналу, автоматики, інтегрування і комутації.

Блоки інтегрування аналогічні і містять суматори, які в залежності від значення сигналу `up_d` збільшуються чи зменшують внутрішній лічильник на код, який подається на його вхід від відповідних зовнішніх сигналів, отриманих з АЦП. Модифікація лічильника здійснюється синхронно із системним синхросигналом `clk` і тільки при високому рівні сигналу `enable`.

Сигнал `enable` також використовується для початкового обнулення лічильників. Обнулення відбувається по передньому фронту цього сигналу. Оскільки суматор повинен модифікувати стан відповідно до знаку, який визначається станом `up_d`, то при скиданні встановлюється код, при якому всі молодші біти нульові окрім старшого. В даному випадку нульовим значенням лічильника є `0x8000`. Відповідно діапазон допустимих станів лічильника від `+32768` до мінус `32767`.

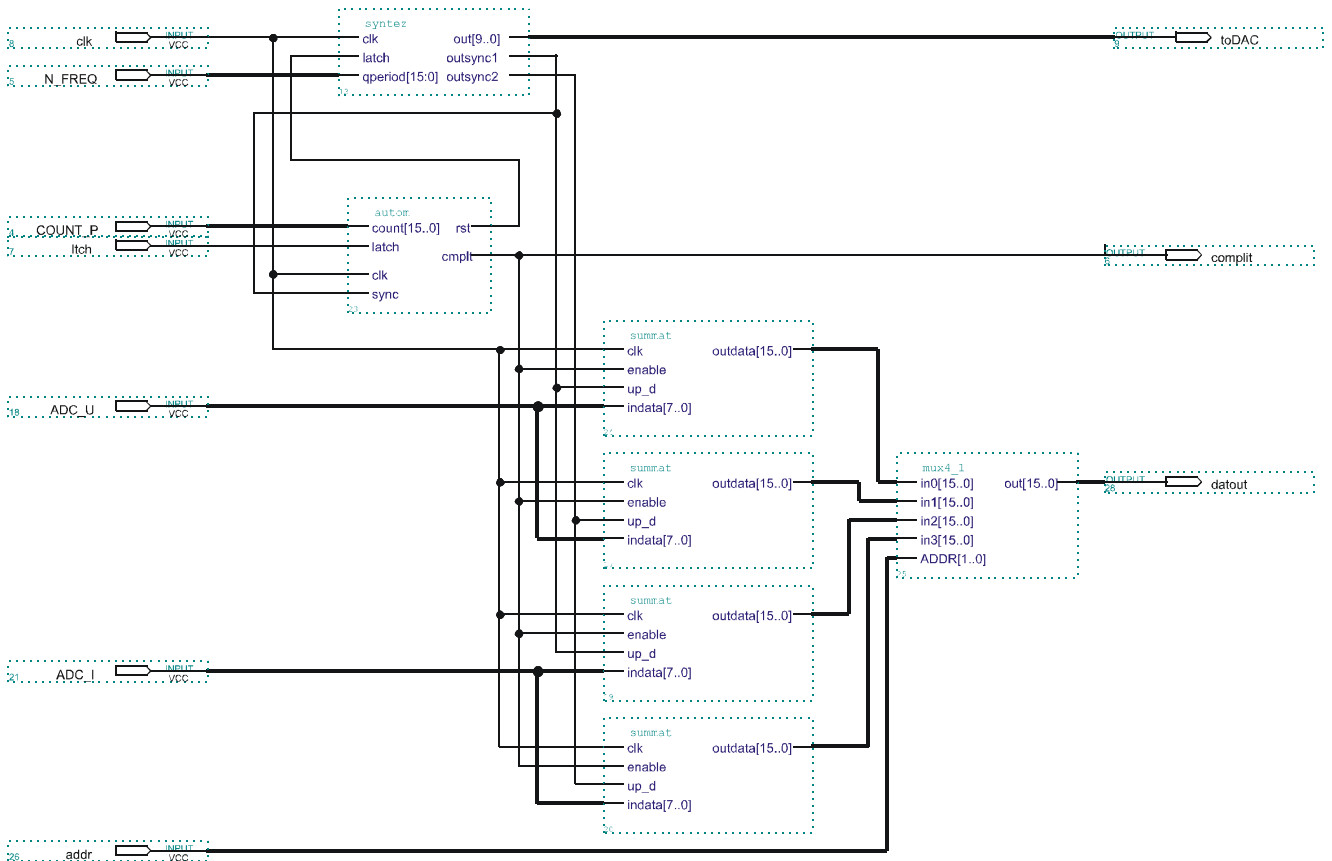


Рисунок 5.23—Схема спецпроцесора вимірювання імпедансу

Із використанням розробленого спецпроцесора було розроблено приклад структурної схеми приладу для вимірювання спектрального імпедансу. Структурну схему такого пристрою наведено на рис. 5.24

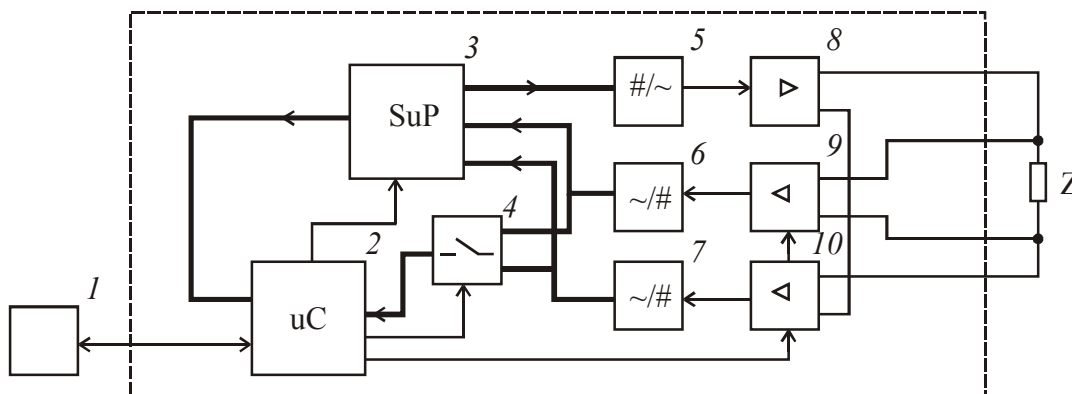


Рисунок 5.24—Структурна схема приладу для визначення спектрального імпедансу із використанням спецпроцесора

Режими роботи пристрою і інтерфейс із користувачем здійснює мікроконтролер 2 за допомогою блоку інтерфейсу 1. Мікроконтролер 2 формує сигнали для завантаження спецпроцесора 3. Також він здійснює підбір коефіцієнтів підсилення вхідних сигналів. Для цього мікроконтролер відслідковує

сигнали АЦП 6 і 7 за допомогою комутатора 4. При потребі коефіцієнт підсилення міняється в блоках буферної обробки 9 і 10. Спецпроцесор 3 формує код, який поступає на блок ЦАП 5 і на буферний підсилювач 8, який формує вихідний сигнал у вигляді струму.

Максимальна частота дослідження імпедансу визначається частотою роботи синтезатора. На формування одного періоду необхідно мінімум 12 тактів системного синхросигналу. При цьому сам сигнал буде по формі спотворений і мінімальної амплітуди.

### **5.3 Опрацювання сигналів від широкосмугових джерел збудження**

5.3.1 Передумови отримання широкосмугових сигналів при дослідженні спектрального імпедансу

Внаслідок перебігу природніх процесів, об'єкти збуджуються сукупністю сигналів. В загальному випадку ці сигнали мають випадковий характер і формують відклики в широкому частотному діапазоні. При дослідженні спектрального імпедансу таких процесів необхідно вимірювати сигнали пропорційні силі збудження і приросту швидкості, який виник внаслідок взаємодії.

Стосовно підземного трубопроводу, стан поверхні якого залежить від корозійних процесів, після проведених експериментів було встановлено, що при наявності корозійних процесів виникають шумові складові, які можна виявити в металі труби [231]. Було розроблено обладнання, яке досліджувало сигнали отримані з металевго електрода. За допомогою такого пристрою встановлено зростання шумоподібної напруги при зростанні інтенсивності корозійних процесів. У проведених експериментах у сигналі напруги на ділянці металевго електрода зростали спектральні складові на частотах від 10 Гц до 20 Гц. Для виділення із сигналу складових, пов'язаних із корозійними процесами, використано опорні електроди, встановлені зверху труби, в місці до якого не потрапляє волога.

Проведені дослідження виявили залежність між шумовою напругою і процесами, які протікають на поверхні електрода. Це дало можливість оцінювати спектральну щільність не тільки із використанням зовнішнього сигналу збудження, а й аналізуючи власні сигнали системи.

### 5.3.2 Опрацювання сигналів із шумоподібним джерелом збудження

Для того, щоб вибране джерело випадкового сигналу можна було використати для оцінки імпедансу в певній смузі частот необхідно оцінити цю смугу.

При дискретизації випадкового сигналу дослідження доводиться робити із сигналом, який втратив частину інформації. Більшість алгоритмів цифрової обробки опираються на твердження, що сигнал в межах вхідного масиву даних є періодичним. Тому широкосмугові сигнали в електронних пристроях перед дискретизацією відповідним чином фільтрують, для того, щоб вилучити спектральні складові, які лежать за межами смуги оброблюваних даних. Якщо досліджувати сигнали неелектричних величин, то провести фільтрування неможливо. Тому постає питання про допустимість використання обраного способу дискретизації спонукаючої сили і результату її впливу на досліджуваний імпеданс.

При дискретизації даних на частотні властивості впливають декілька величин: тривалість процесу дискретизації  $\tau$ , період дискретизації  $T$ , кількість точок дискретизації  $N$ .

Після дискретизації неперервний в часі сигнал представляється набором даних, які формують один період. Тривалість цього періоду визначає період дискретизації. Тому мінімальна частота, яка може бути в наборі дискретних даних визначається:

$$\Delta f = \frac{1}{T}. \quad (5.27)$$

Кількість точок в наборі визначає максимальну частоту, яка присутня в наборі

$$f_{\max} = N \cdot \Delta f = \frac{N}{T}. \quad (5.28)$$

Однак, враховуючи симетричність відносно 0 результатів дискретного перетворення Фур'є, згідно теореми Котельнікова правильний вигляд мають спектральні складові тільки в смузі від 0 до  $f_{\max}/2$ . Інші складові є їх дзеркальним відображенням.

Враховуючи, що випадковий процес має випадковий спектр, одиничний спектр є абстракцією. При заданій частоті дискретизації і безмежній кількості точок спостереження спектральна щільність залишиться відображенням випадкового процесу. Тобто завжди існує ймовірність нульового значення якогось із значень.

Проблемою використання шумоподібного сигналу є випадковий спектр, і відповідно, можливість нульового значення спектральної складової на випадкових частотах. Для визначення імпедансу треба ділити дискретну спектральну щільність наруги на струм. Відповідно, з'являється невизначеність, яку можна усунути тільки після тривалого пошуку маточікування окремих спектральних складових струму. Для того, щоб усунути цю проблему треба робити множину вимірювань. Причому не багато точок за один раз, а мало точок багато разів. Маючи множину реалізацій випадкового процесу можна шукати маточікування по кожній із спектральних складових.

Рух матеріальних систем спричиняє енергія, яка присутня в спонукаючій силі. Відповідно при тривалій реалізації випадкового процесу енергія рівномірно розподіляється по спектру. Однак при тривалому спостереганні кожна окрема спектральна складова так і залишиться випадковою величиною. Збільшується тільки роздільна здатність спектральної складової. З фізичної точки зору для механічних систем зростання роздільної здатності спектральної щільності має обмеження.

Зважаючи на те, що досліджуються фізичні системи із певною масою і інерцією функція їх спектрального імпедансу немає розривів і представлена набором взаємопов'язаних спектральних складових. В такому випадку доцільно

використати згладження спектральних щільностей сигналів збудження і відклику. Використовуючи один алгоритм для згладження двох спектральних щільностей буде отримано сигнали, відношення яких використовуються для знаходження спектрального імпедансу.

Приймаючи результати розрахунку спектральної щільності потужності як набір дискретних величин:

$$y_k = F_k, \text{ для } k \in \left\{0, \frac{N}{2} - 1\right\}, \quad (5.29)$$

можна вважати, що різкі зміни їх значень є проявом високочастотних процесів. При використанні фільтрів низьких частот для згладжування набору  $\{y\}$  частина енергії сигналу буде втрачена. Для того, щоб енергія сигналу не змінилася необхідно перенести її з високочастотної області в низькочастотну.

Для перенесення спектру скористаємося децимацією вхідного набору. Процес децимації передбачає зменшення кількості даних пропорційно до коефіцієнта децимації  $M$ .

Вхідний набір  $\{My\}$  формується відкиданням із кожних  $M$  вибірок  $M - 1$  значень.

$$My_m = w(m \cdot M) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(k) \cdot x_{m \cdot M - k}, \quad (5.30)$$

$$\text{де } w(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(k) \cdot x_{n-k};$$

$h(k)$ - імпульсна характеристика фільтра захисту від накладання спектрів.

В даному випадку приймемо, що функції фільтра буде виконувати інтегратор. Таким чином енергетична складова не зникне. Вона перерозподілиться на сусідні складові. Отже,

$$My_m = \sum_{k=m}^{m+(M-1)} x_k, \text{ для } m \in \left\{0, \frac{N}{2M} - 1\right\}. \quad (5.31)$$

Після децимації за рахунок заміни  $M$  точок однією, кількість точок зменшиться в  $M$  разів.

Для отримання набору із попередньою кількістю точок скористаємося збільшенням частоти дискретизації за допомогою інтерполяції перетворенням Фур'є.

Щоб вирівняти довжину вибірки до попереднього значення доповнимо їх нулями:

$$My_m = 0, \text{ для } m \in \left\{ \frac{N}{2M} - 1, \frac{N}{2} \right\}. \quad (5.32)$$

Для знайденого набору даних  $\{My\}$  довжиною  $\frac{N}{2}$  шукаємо перетворення Фур'є.

$$FMy_m = \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} My_k \cdot e^{-jkm \cdot \frac{N}{2}}, \text{ для } m \in \left\{ 0, \frac{N}{2} \right\}. \quad (5.33)$$

Отриманий спектр модифікуємо, доповнюючи нулями спектральні складові із вищими номерами

$$\begin{aligned} LFM_y_m &= FMy_m \\ LFM_y_{N-m-1} &= FMy_{\frac{N}{2}-m-1}, \text{ для } m \in \left\{ 0, \frac{N}{2M} \right\}, \end{aligned} \quad (5.34)$$

$$LFM_y_m = 0, \text{ для } m \in \left\{ \frac{N}{2M}, N - \frac{N}{2M} \right\}. \quad (5.35)$$

За знайденим спектром шукаємо пряме перетворення Фур'є:

$$FLFM_y_m = \sum_{k=0}^{N-1} LFM_y_k \cdot e^{jkm \cdot N}, \text{ для } m \in \left\{ 0, \frac{N}{2} \right\}. \quad (5.36)$$

Наведену послідовність можна оцінити для вузькосмугового сигналу, який задамо у вигляді суми гармонійних складових:

$$y_i := \sin\left(2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot \frac{i \cdot T}{N}\right) + \sin\left(2 \cdot \pi \cdot f_2 \cdot \frac{i \cdot T}{N}\right) + \sin\left(2 \cdot \pi \cdot f_3 \cdot \frac{i \cdot T}{N}\right). \quad (5.37)$$

Частоти  $f_1, f_2, f_3$  коливань вибрані так, щоб вони були у всій смузі частот. Вигляд сигналу представлено на рис. 5.25. Сигнал дискретизовано  $N=1000$  за час  $T=1$  с. Тестовим набором частот є  $\{30,50,400\}$  Гц.

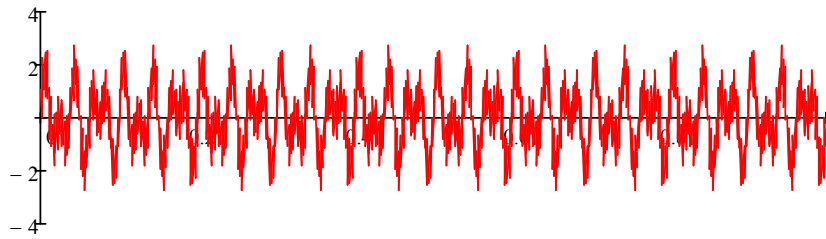


Рисунок 5.25– Тестовий вузькосмуговий сигнал для перевірки алгоритму згладження передискретизацією

Для сигналу знайдено спектральну щільність. Проведено децимацію нового сигналу, яким є спектральна щільність, із  $M = 2$ . Вигляд набору після інтегрування кожної з двох точок в одну наведено на рис. 5.26

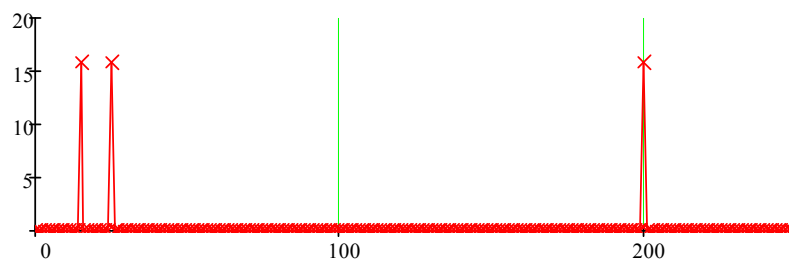


Рисунок 5.26– Тестовий набір із децимованим вузькосмуговим сигналом

До попередньої кількості точок  $N/2 = 500$  набір доповнено нулями. Після чого було знайдено пряме перетворення Фур'є. Вигляд амплітудного спектру наведено на рис. 5.27

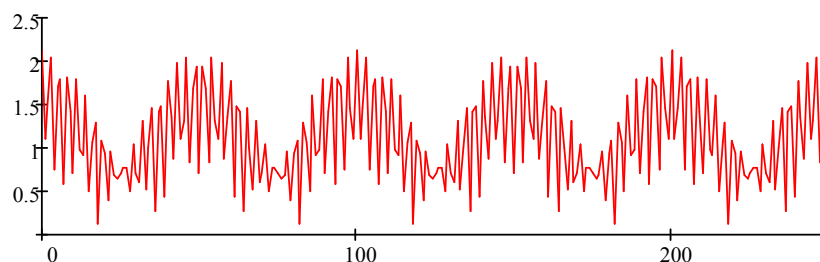


Рисунок 5.27– Амплітудний спектр тестового сигналу при передискретизації

Після чого амплітудний спектр було доповнено нулями, так що цей модифікований амплітудний спектр отримав вигляд як на рис. 5.28



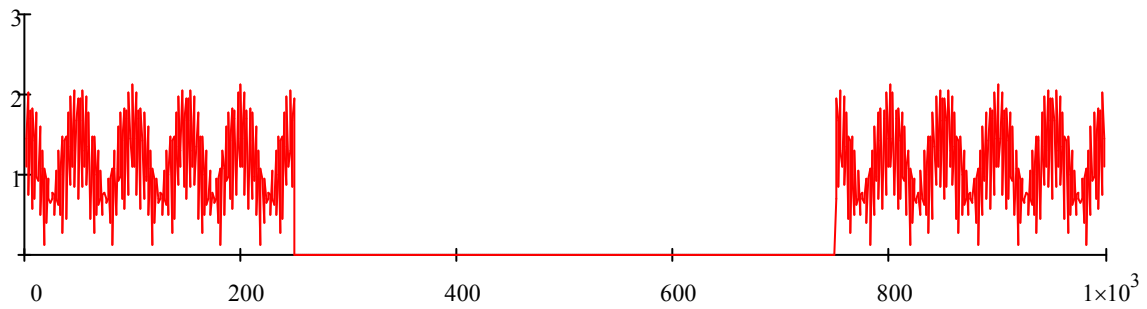


Рисунок 5.28– Вирівняний до довжини вхідного набору амплітудний спектр тестового сигналу

Нарешті остаточне зворотнє перетворення Фур'є дає можливість отримати згладжений спектр вхідного набору. Вигляд згладженого спектра разом із вхідним наведено на рис. 5.29

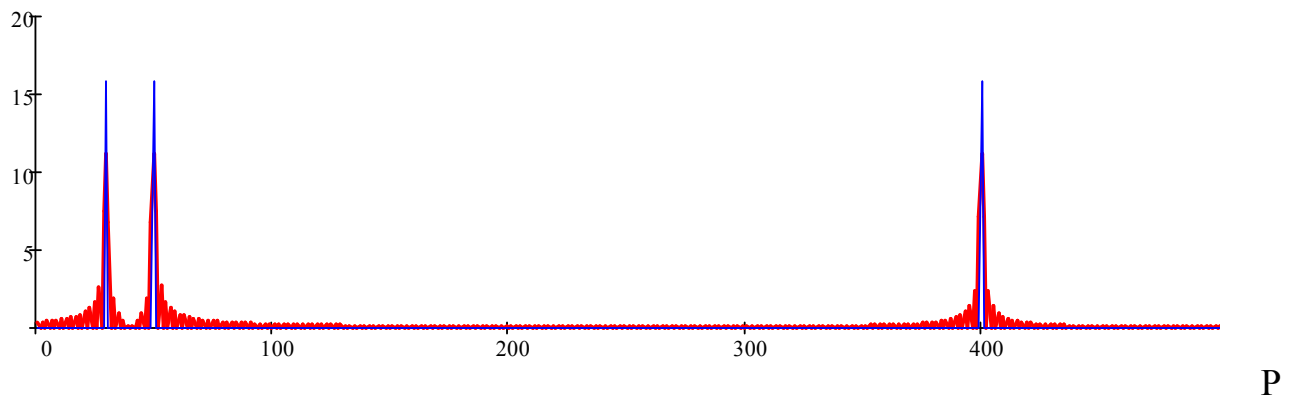


Рисунок 5.29 – Результуючий згладжений спектр вхідного тестового набору

Як видно зі спектра всі складові його збереглися. Частина гострих піків було перерозподілено на сусідні складові.

На рис. 5.30 наведено результат згладжування спектру тестового широкопasmового сигналу.

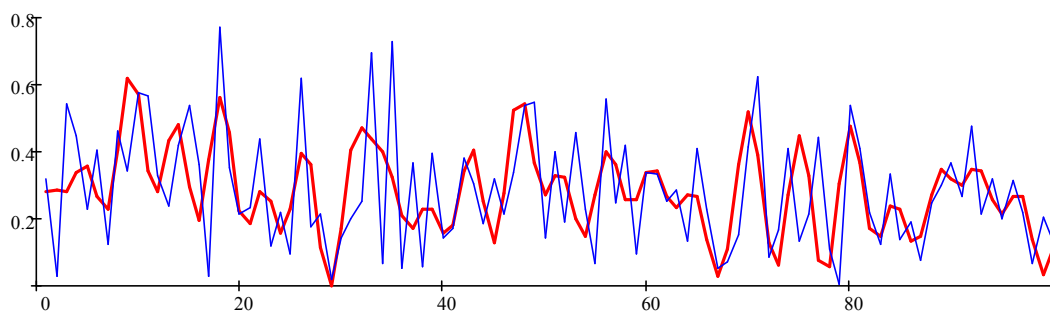


Рисунок 5.30– Результат згладжування складових спектральної щільності широкопasmового сигналу у порівнянні із вихідним

Із наведеного графіку видно, що для повного долання нульових значень спектральних складових необхідно зменшувати верхню частоту передискретизації, щоб розширити смуги усереднення.

Знайдені таким чином амплітудні значення спектральних складових сигналів збудження і відклику використовуються при визначенні амплітудного значення спектрального імпедансу досліджуваного параметру. При цьому всі спектральні складові присутні в дискретному наборі одночасно і можна оцінювати їх амплітудні значення при кожній реалізації випадкового процесу, на противагу почерговому опрацюванню при використанні гармонійних сигналів збудження.

### 5.3.3 Визначення миттєвої огинаючої спектральної складової сигналу

Зважаючи не те, що імпеданс описує важливі фізичні властивості, які можуть змінюватися в часі, необхідно проводити визначення миттєвого значення імпедансу.

Якщо представити функцію зміни модуля імпедансу за допомогою  $s(t)$ , а функцію зміни фази  $\varphi(t)$ , то миттєвий спектральний імпеданс можна представити у вигляді:

$$Z(t) = s(t) \cdot e^{-j\varphi(t)}. \quad (5.38)$$

Якщо прийmemo імпеданс для електричної ланки, то напруга на цьому імпедансі буде визначатися згорткою функції струму із функцією спектрального імпедансу:

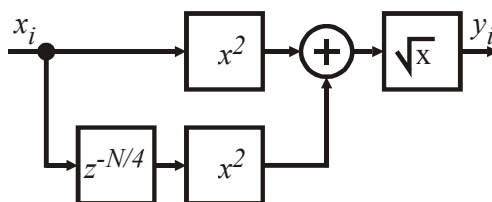
$$u(t) = i(t) * s(t) \cdot e^{-j\varphi(t)}. \quad (5.39)$$

Для випадку, коли  $i(t)$  є гармонійним сигналом виду  $\cos(\omega_0 \cdot t)$  формула буде мати вигляд:

$$u(t) = s(t) * \cos(\omega_0 \cdot t + \varphi_{\omega_0}(t)). \quad (5.40)$$

В даному випадку – це загальна формула для опису сигналу амплітудної і фазової модуляції. Тому миттєва зміна спектрального імпедансу в загальному випадку призводить до амплітудно-фазової модуляції сигналу.

Оцінити амплітуду сигналу в реальному часі можна за допомогою визначення миттєвої огинаючої сигналу. При відомій тривалості періоду досліджуваного дискретного сигналу  $x_i$  у відліках  $N$  перетворення можна здійснити за діаграмою обчислень (рис. 5.31) [232].



$z^{-N/4}$  - функція затримки дискретного сигналу на  $N/4$  відліки;

$x^2$ ,  $\sqrt{x}$  - функції піднесення до квадрату і добування кореня, відповідно.

Рисунок 5.31– Діаграма пошуку миттєвої огинаючої сигналу

Реалізувати вказане обчислення в аналітичному виді можна за допомогою формули:

$$y_i = \sqrt{x_i^2 + x_{i+N/4}^2}, \quad (5.41)$$

де  $y_i$  – миттєва амплітуда сигналу;

$i$  – номер відліку вхідного масиву даних.

Застосувавши (5.40) до вхідного масиву (рис. 5.32, штрихова лінія), отриманого, як приклад, при дослідженні стану ізоляційного покриття, визначаємо миттєву огинаючу (рис. 5.32, суцільна лінія).

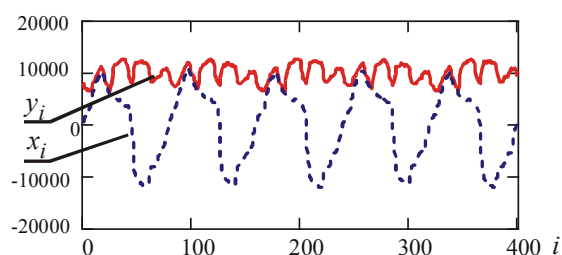


Рисунок 5.32– Миттєва огинаюча вихідного сигналу

Таким чином оцінюється амплітуда вибраної спектральної складової сигналу. Однак внаслідок малої кількості даних про сигнал на визначену амплітуду будуть впливати всі гармоніки вибраної частоти.

Кращу частотну селективність забезпечує метод синтезу періоду сигналу за його четвертою частиною, описаний в п.п.2.3.2.

#### 5.4 Висновки до розділу

Розроблено структурну схему ІВС для дослідження спектрального імпедансу ділянки електричного кола. Запропонований метод визначення імпедансу за відношенням комплексних значень напруги і струму дозволив усунути необхідність калібрування фазових зміщень при переналаштуванні частоти збуджуючого сигналу. При визначенні комплексних значень відповідного параметру передбачається використання квадратурних сигналів, які керують синхронним демодулятором і генеруються одночасно із збуджуючим сигналом. Таким чином забезпечується точне відтворення частоти сигналу синхронізації і фазового зсуву на чвертину періоду.

Розроблено схему спецпроцесора для дослідження спектрального імпедансу. При генерації збуджуючого сигналу гармонійної форми використовується метод кусково лінійної апроксимації, при якому чвертина періоду синтезованого сигналу апроксимується чотирма лійними функціями. Мультиплікативні коефіцієнти лінійної функції підібрані із умови легкості реалізації за допомогою дискретних логічних елементів. Розроблена структура дозволяє використовувати для синтезу гармонійного коливання один алгоритм на різних частотах синтезу і полегшує дослідження спектрального імпедансу на ультранизких частотах.

Розроблено структурну схему ІВС для дослідження імпедансу електрохімічної реакції з компенсацією природного потенціалу реакції. Запропоноване рішення передбачає використання декількох елементів схеми на різних етапах дослідження для виконання різних функцій, що дозволить значно спростити схему приладу і використовувати його для постійного моніторингу перебігу корозійних процесів на поверхні підземного металевого трубопроводу.

Розроблено метод усереднення спектральної щільності сигналу за допомогою передискретизації дискретного спектру із пониженням верхньої частоти, що дає можливість залишити всі спектральні складові в результуючому сигналі, усереднивши кожен із них в своєму околі. Даний метод дозволить досліджувати спектральний імпеданс ділянки із використанням випадкових сигналів, генерованих джерелами, які входять до складу цієї ділянки.

Результати роботи викладені в публікаціях [221, 222, 224, 230, 232, 231, 225, 226, 229]

## **6 МЕТОДИ ОПРАЦЮВАННЯ СИГНАЛІВ В ІВС ДЛЯ ВИМІРЮВАННЯ ТЕПЛООВОГО СПЕКТРАЛЬНОГО ІМПЕДАНСУ**

В процесі експлуатації трубопроводів структура металу змінюється, а вона впливає на механічні властивості. Тому необхідно досліджувати зміни в структурі металу стінки труби.

Теплове поле використовується як сигнал при дослідженні нерівномірностей в структурі металу стінки труби. Проходячи через метал сигнал модулюється тепловими параметрами цього металу на шляху свого поширення.

Також термічні деформації створюють статичний механічний сигнал, аналізуючи який встановлюється зміна властивостей металу при статичному режимі навантаження[233, 234].

### **6.1 Фізичні основи досліджень теплових параметрів матеріалів**

#### **6.1.1 Вплив механічного зусилля на структуру металу**

Розвиток металургії дозволив створювати матеріали із унікальними властивостями. Особливі властивості металу, роблять його дуже важливим матеріалом при конструюванні технологічного обладнання. Метал допускає необмежений ресурс переробки форми. Його можна переплавляти і виготовляти нові вироби.

Більшість деталей промислових установок виготовлено із конструкційної сталі. Сталь є сплавом заліза із вуглецем та містить невелику кількість домішок. В нормальних умовах сталь тверда. Тверді і капельно-рідкі тіла розрізняються за дією, яку спричиняють зовнішні сили для зміни їх форми. Рідина деформується без зусиль, а для сталі треба прикласти велике зусилля. Однак при об'ємній деформації рідина і сталь мають пружні властивості. Тому вважається, що пружна деформація є зміною питомої густини матеріалу[235].

Сталь є затвердлою сумішшю різноманітних компонентів, частина із яких має жорстку кристалічну будову. При охолодженні складові тверднуть при різних температурах, тому затвердлий метал має складну структуру. Нерівномірне тверднення спричиняє нерівномірність в будові.

Навколо кристалів, які затверділи при вищій температурі, кристалізуються частинки із нижчою температурою тверднення. Затвердлі кристали в сплавах мають неправильну форму і називаються зернами. При твердненні різних складових сплавів металу формується багато видів дефектів як в кристалічній структурі зерна, так і в просторі між зернами.

Основною задачею конструктивних металевих деталей є витримування прикладеного навантаження. Під дією навантаження металеві деталі можуть знаходитися на трьох стадіях: пружності, деформації, руйнування.

Стан пружності описується взаємопов'язаними величинами – зусиллям і переміщенням. Зусилля і переміщення на стадії пружності описуються законом Гука і пов'язані між собою коефіцієнтом пружності[236]. Зусилля можуть прикладатися в різних напрямках. В залежності від будови матеріалу коефіцієнт пружності в різних напрямках може бути різний. На ділянці пружності матеріал описується або модулем Юнга із коефіцієнтом Пуасона, або пружними постійними Ламе. Вони взаємозамінні і використовуються при описі переміщення під впливом зусилля чи навпаки[237].

При пружній деформації змінюється відносний об'єм тіла пропорційно до коефіцієнта об'ємного стиснення. При зміні об'єму змінюється вид і положення дислокацій в зернах. Вони мігрують і видозмінюються. Циклічні навантаження в одному напрямку призводять до укрупнення дислокацій. За певних умов накопичені дислокації призводять до втрати міцності і руйнування матеріалу по зерну. Так само може відбутися руйнування при втраті зчеплення між зернами.

Зусилля прикладене до тіла, окрім пружної деформації, може призвести до ущільнення, яке описується пластичною деформацією. Механізмів і умов появи пластичної деформації є багато. Спрощено можна вважати, що пластична деформація спричиняється зміною форми і зміною питомої щільності матеріалу.

Подальше збільшення зусилля призводить до руйнування матеріалу, яке супроводжується зменшенням площі контакту між зернами і, як наслідок, до перерозподілу зусилля на меншу площу. Зменшення площі перерізу деталі призводить до зростання механічного напруження навіть при незмінному навантаженні, що в свою чергу збільшує руйнування. Таким чином, на різних етапах руйнування характер зміни такого параметру як питома щільність є різною.

Температурні деформації, які виникають при нерівномірному нагріванні металу, зручно використовувати для створення контрольованого температурою силового впливу на оточуючий метал [238]. Таким чином, температурні поля несуть в собі значну кількість інформації про стан об'єкта, тому важливо визначати її з урахуванням теорії про спектральний імпеданс.

#### 6.1.2 Вплив структури металу на його теплопровідність і електричний опір

В літературі наводяться відомості про залежність електричного опору від структури металу. Порушення будови кристалічної ґратки при пластичній деформації чи наклепуванні поряд з атомами домішки та іншими факторами обумовлює наявність залишкового температурно незалежного опору  $\sigma_0$ , який можна отримати екстраполяцією повного опору до абсолютного нуля температур. Питомий опір чистих металів в процесі наклепування зростає від 2% до 6% [239,240]. Опір при відпалі знижується. Зміна рухливості носіїв при наклепуванні і відпалі, а також питомого опору в процентах майже однакова. Тому можна висувати твердження, що при наклепуванні, основною причиною зростання питомого опору є руйнування періодичності ґратки. Зміна електронної структури і кількості носіїв порівняно малі. Рухливість при деформації завжди зменшується, а при відпалі завжди збільшується.

При відпалі електроопір знижується майже повністю в процесі повернення, що пов'язано із зняттям напружень. Кількісне співставлення опору до, і після наклепування можливе тільки при однакових умовах проведення відпалу до

наклепування і рекристалізуючого відпалу [241,242]. Метал в одній трубці в залежності від умов експлуатації має суттєво різну структуру (рис. 6.1). Очевидно, що буде різний і електричний опір в різних частинах стінки труби.

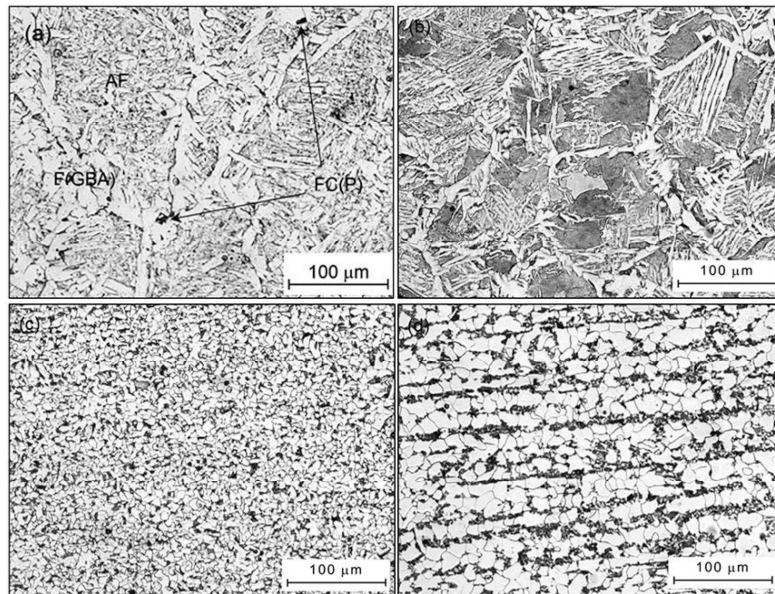


Рисунок 6.1– Мікроструктура металу в різних частинах зварного шва, яка утворилася в результаті рекристалізації за різних умов

Опір гетерогенних сплавів при наклепуванні може зростати і зменшуватися. Наклепування в цьому випадку не тільки викликає спотворення ґратки, але має непрямий вплив на змінюючи характер розташування структурних складових. Наприклад, опір попередньо нормалізованого дроту із вмістом вуглецю 0,58 % зменшується в результаті наклепування на 5,5 %, що пояснюється орієнтацією пластин перліту вздовж дроту (утворенням фібрової структури).

Теплопровідність металів і їх електричний опір пов'язані між собою законом Відемана-Франца [243]

$$\frac{\lambda_T}{\sigma_T} = L_T \cdot T, \quad (6.1)$$

де  $\lambda_T$  – коефіцієнт теплопровідності;  
 $\sigma_T$  – питома електропровідність;  
 $L_T$  – число Лоренца;  
 $T$  – температура.



Число Лоренца визначається наступним чином:

$$L_T = \frac{\pi^2}{3} \left( \frac{k_B}{e} \right)^2, \quad (6.2)$$

де  $k_B$  – постійна Больцмана;

$e$  – заряд електрона.

Таким чином, пластична деформація, яка змінює структуру металу змінює його електро- та теплопровідність [244, 245, 246], оскільки число Лоренца є константою.

Вимірювання електропровідності, не дивлячись на простоту обладнання, має певні обмеження для випадку вимірювання на площині. При вимірюванні електропровідності зазвичай використовується вимірювання спаду напруги на ділянці, через яку протікає заданий струм. Заданий струм вводиться в досліджувану ланку за допомогою щупів. Щупи створюють на досліджуваній ділянці точки із різницею потенціалу. Постійний струм рухається від точки із вищим потенціалом до точки із нижчим потенціалом по трубках струму рис. 6.2 [247].

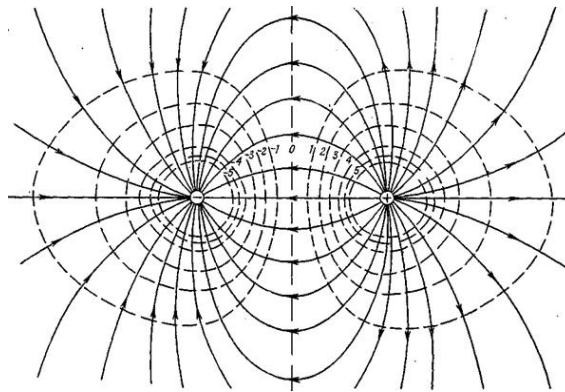


Рисунок 6.2– Напрямок руху постійного струму по поверхні пластини

Таким чином, результат вимірювання електропровідності буде охоплювати широку ділянку, що зменшує інформативність контролю. Забезпечити екіпотенціальну поверхню довколо одного із електродів на металевому взірці важко.

В той же час тепловий потік, який, як було сказано, еквівалентний електричному і має відмінності в способі передачі. Якщо тепловий потік буде вводиться в досліджувану пластину в точці, то всі точки довкола будуть при однаковій температурі, і будуть створюватися умови симетричного потоку в усіх напрямках від точки нагріву (рис. 6.3).

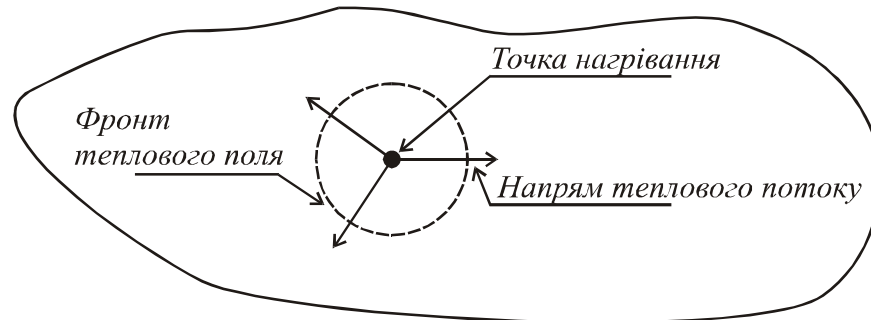


Рисунок 6.3– Поширення теплового поля від точки нагрівання в однорідній пластині

В загальному випадку питомий тепловий потік, що характеризує переміщення тепла, з розподілом температури в тілі описується диференціальним рівнянням теплопровідності Фур'є [248]:

$$\frac{dT}{dt} = \frac{\lambda_T}{c_T \cdot \gamma_T} \left( \frac{d^2T}{dx^2} + \frac{d^2T}{dy^2} + \frac{d^2T}{dz^2} \right) = \alpha_k \nabla^2 T, \quad (6.3)$$

де  $\alpha_k$  - коефіцієнт температуропровідності,

$c_T$  - теплоємність тіла,

$\gamma_T$  - питома густина тіла.

Рівняння зв'язує швидкість зміни температури в даній точці з розподілом температури в її околі. Оператор Лапласа виражає відхилення температури даної точки від середньої температури околишніх точок. Позитивний знак цього оператора означає, що в цей момент тепло підводиться до даної точки від сусідніх, а негативний, – що тепло віддається даною точкою. Рівняння показує, що швидкість зміни температури в даній точці пропорційна оператору Лапласа. У міру поширення тепла внаслідок теплопровідності температура вирівнюється, тобто нерівномірність розподілу температури в околиці даної точки зменшується, відповідно падає й швидкість зміни температури.

Отже вимірюванням градієнту температур навколо точкового нагрівника можна встановити зміну структури металу за параметрами теплового потоку саме на досліджуваній ділянці

### 6.1.3 Дослідження впливу теплового імпедансу на теплові потоки за допомогою еквівалентної електричної схеми

При дослідженні теплових потоків в багатошарових моделях, які утворюються при виготовленні напівпровідникових елементів часто використовуються моделі на основі електричних схем [249]. Елементи схеми відповідають тепловим властивостям середовища. Під час пошуку електричної аналогової моделі для теплопровідності всередині структури, припускається, що теплова система в загальному випадку може моделюватися дискретними електричними компонентами, резисторами і конденсаторами. Складність структури відтворюється відповідною будовою схеми. Відомі дві топології схем, які моделюють теплопровідність в складних структурах Фостера і Кауера[250]. В подальшому використовується модель Кауера у виді RC схеми, яка моделює одномірний тепловий потік між ділянками із різними тепловими властивостями [251, 252]. Тепловий потік відповідає електричному струму. Різниця температури на різних ділянках взірця є аналогом електричної напруги.

В загальному випадку перенесення теплової енергії  $\Phi$  від ізотермічної поверхні із температурою  $T_i$  до ізотермічної поверхні із температурою  $T_j$  описується виразом [253, 254]:

$$T_i - T_j = F_{i,j} \cdot \Phi_i, \quad (6.4)$$

де  $T_i - T_j$  - температурний напір;

$F_{i,j}$  - коефіцієнт пропорційності.

Структура коефіцієнта залежить від існуючого в конкретному випадку способі перенесення теплової енергії. Існує три типи перенесення теплової енергії: кондуктивний, конвекційний і шляхом випромінювання.

Кондуктивний тип перенесення тепла здійснюється через взаємодію між молекулами тіла чи дотичних тіл. Якщо дотичні тіла чи участки тіл мають різну температуру, то за рахунок теплопровідності виникає потік теплоти, направлений в сторону зменшення температури. Теплообмін кондукцією здійснюється також в середовищі між твердим тілом і середовищем, якщо в середовищі нема руху чи біля поверхні тіла існує нерухома плівка рідини. Між сусідніми ділянками металу розглядається кондуктивний теплообмін.

Кондуктивний теплообмін проходить за законом Фур'є, згідно з яким для деякої ізотермічної поверхні  $l$  справедливе співвідношення[255]

$$\Phi_{ly} = -\lambda_T \frac{dT}{dl} , \quad (6.5)$$

де  $\Phi_{ly}$  - кількість теплової енергії, що проходить через одиницю площі ізотермічної поверхні, тобто щільність теплового потоку  $\frac{Вт}{м^2}$ .

Оскільки за визначенням тепловий потік рівний:

$$\Phi_{ly} = \frac{\Phi(l)}{S(l)} , \quad (6.6)$$

то можна записати

$$-dT = \frac{\Phi(l)}{\lambda \cdot S(l)} dl . \quad (6.7)$$

Інтегруючи ліву частину (6.7) від  $T_i$  до  $T_j$ , а праву від  $l_i$  до  $l_j$  отримаємо

$$T_i - T_j = \frac{1}{\lambda} \int_{l_i}^{l_j} \frac{\Phi(l)}{S(l)} dl . \quad (6.8)$$

На основі (6.4) і (6.6) тепловий коефіцієнт можна визначити наступним чином

$$F_{i,j} = \frac{1}{\lambda \cdot \Phi_i} \cdot \int_{l_i}^{l_j} \frac{\Phi(l)}{S(l)} dl . \quad (6.9)$$

Якщо між ізотермічними поверхнями  $i$  та  $j$  відсутні стоки і джерела теплової енергії  $\Phi(l) = \Phi_i = \Phi_j = const$  то  $F_{i,j}$  має фізичний зміст теплового

опору, який можна представити електричним резистором  $R_{i,j}$  і (6.9) набуде вигляду:

$$R_{i,j} = \frac{1}{\lambda} \cdot \int_{l_i}^{l_j} \frac{1}{S(l)} dl. \quad (6.10)$$

В даному випадку тепловий опір залежить від властивостей матеріалу, які входять в коефіцієнт  $\lambda_T$ , а також від геометричних розмірів тіла, в якому поширюється тепловий потік.

Інший параметр, який залежить від властивостей матеріалу є теплоємність  $c$ . Теплоємність твердого тіла визначається відношенням кількості тепла  $\Delta\Theta$  наданого тілу, до відповідної зміни температури  $\Delta T$ :

$$c_T = \frac{d\Theta}{dT}. \quad (6.11)$$

Теплоємність вимірюється в  $\frac{\text{кал}}{г \cdot K}$ . Теплоємність і тепловий опір металу змінюється із температурою [256]. Однак для металу при температурі до 200°C можна прийняти, що вони стали в межах свого середнього значення [257].

З використанням описаних аналогій для стаціонарного теплового режиму, в якому для кожної точки встановилася температурна рівновага:

$$\frac{dT_i}{dt} = 0, \quad (6.12)$$

можна представити модель поширення теплових потоків в стінках трубопроводу за допомогою еквівалентної схеми, складеної із множини резисторів як на рис. 6.4.

На схемі кожен із резисторів відповідає опору теплопередачі між сусідніми ділянками стінки, яка в даній моделі представлена у виді тонкої пластини. Тобто має рівномірний розподіл температури по товщині:

$$\frac{\partial T_i}{\partial z} = 0. \quad (6.13)$$

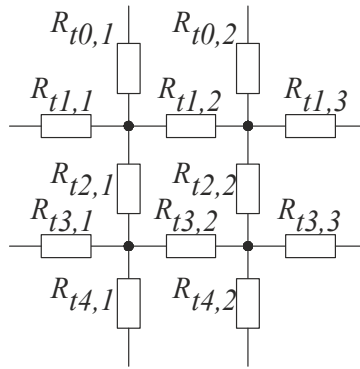


Рисунок 6.4 – Еквівалентна схема теплових опорів стінки труби в статичному режимі теплових потоків

Неоднорідність структури металу, із якого виготовлено стінку труби, призводить до неоднорідності теплових опорів. Для знаходження цих опорів необхідно дослідити розподіл температури в мережі точок на стінці при дії джерела теплової енергії.

Враховуючи велику кількість невідомих параметрів в схемі необхідно попередньо спростити дослідження шляхом забезпечення певних умов. Вважаємо, що відбувається кондуктивний теплообмін. Для цього, в процесі дослідження ділянку, на якій досліджується розподіл температур необхідно теплоізулювати від інших типів теплообміну. Також необхідно забезпечити режим стаціонарного теплообміну, щоб температура вузлів залишалася незмінною.

На практиці важко забезпечити стаціонарний теплообмін, оскільки треба забезпечити відведення тепла в тій же кількості, що й надало теплове джерело. Тобто окрім нагрівника необхідно ще використовувати холодильник. Якщо джерело нагрівання може бути точковим, то холодильник повинен охоплювати контур.

Визначити теплові опори можна при нестационарному теплообміні. В цьому режимі матеріал окрім температурного опору володіє здатністю накопичувати теплову енергію. Тому еквівалентна схема заміщення ускладнюється. Вузол такої схеми наведено на рис.6.5.

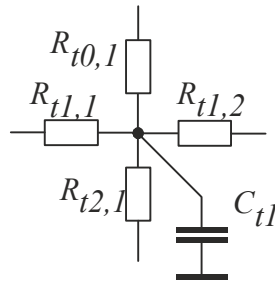


Рисунок 6.5 – Еквівалентна схема вузла на стінці труби для динамічних теплових потоків

Для визначення теплового опору в схемі із реактивними елементами необхідно вже шукати спектральний тепловий імпеданс ділянки схеми. Спектральний тепловий імпеданс ділянки схеми залежить від частоти, і в електричних схемах вимірюється із використанням джерел зі змінною частотою. У випадку теплового потоку вибір виду джерела обмежений. Тому доцільно шукати значення параметрів імпедансу на різних частотах за допомогою збуджуючого сигналу із широким частотним спектром.

Отже, враховуючи викладене, для оцінки структурних неоднорідностей металу стінки труби використовується аналіз його теплового опору, який здійснюється із застосуванням спектрального опрацювання теплових сигналів.

#### 6.1.4 Опрацювання сигналів при визначенні теплового опору ділянки металеві пластини при нестационарному теплообміні

Для дослідження теплових сигналів, які виникають при зміні опору теплопровідності при зміні структури металеві стінки труби, створено модель теплових процесів, за допомогою електричної еквівалентної схеми.

Загальна еквівалентна електрична схеми одного із вузлів моделі, яка описує теплові сигнали в пластині наведено на рис. 6.6.

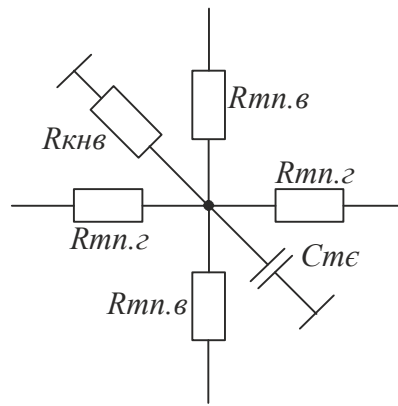


Рисунок 6.6– Вузол схеми заміщення теплового обміну

На схемі кожен із вузлів, окрім теплового опору із сусідніми вузлами, враховуючи інші типи теплообміну, має опір втрат  $R_{кнв}$  та теплоємність  $C_{тс}$ . Із сусідніми вузлами по горизонталі з'єднання проходить по опорах  $R_{тп.г}$ , а по вертикалі – по  $R_{тп.в}$ . Розроблена модель може застосовуватися для оцінки складових теплових опорів у однорідних пластинах із одним джерелом тепла.

На площині поширення тепло проходить від точки нагрівання. Віддаляючись від точки нагрівання кожна поверхня стає джерелом теплового потоку, який протікає через елементарні площі  $dS_i$  (рис. 6.7)

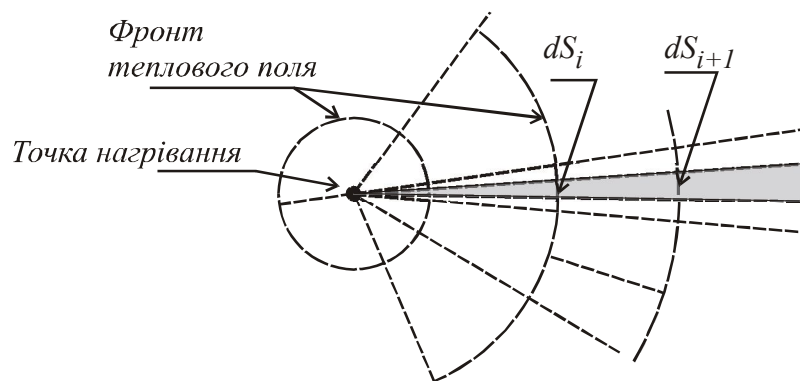


Рисунок 6.7–Поширення теплового потоку при віддаленні від точки нагрівання

Очевидно, що один і той самий потік віддаляючись від точки нагрівання буде проходити через зростаючі площі поверхні. Тому тепловий опір кожної із наступних поверхонь буде менший. В такому випадку досліджувати зміну теплового опору можна тільки на тангенціально розташованих ділянках.

Для подальших досліджень приймемо, що потік поширюється в одному напрямку. Це можливо при використанні металевої смуги чи стрижня. В такому



випадку задача стане одномірною. Спрощення необхідне для того, щоб забезпечити рівність площ еквітепературних поверхонь і, відповідно, для забезпечення рівності теплових опорів в геометричному сенсі. Їх зміна буде визначатися тільки змінами структури.

Для такого випадку побудована схема моделі теплових потоків. Одномірна пластина представлена вузлами, які мають свою теплоємність, але з'єднана з сусідніми вузлами тільки по горизонталі. Тепловий потік від вузла до вузла передається за допомогою теплового опору. Кожен вузол має втрати температури через конвекцію і випромінювання. Тепловий потік еквівалентний електричному струму. Температура точки відповідає електричній напрузі.

Загальний вигляд еквівалентної моделі температурних параметрів для одномірної задачі представлено на рис. 6.8.

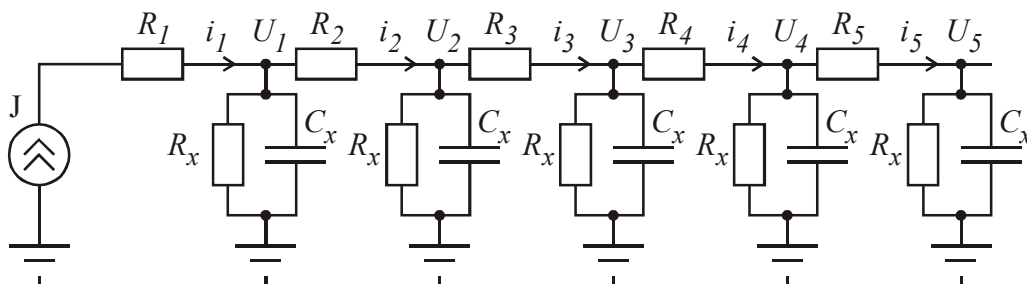


Рисунок 6.8—Еквівалентна електрична модель одномірного поширення теплового потоку

Визначення параметрів елементів схеми можливе при вимірюванні напруг і струмів в різних частинах схеми. Оскільки ці величини еквівалентні тепловим, то приймемо, що для вимірювання доступна тільки напруга у вузлах  $U_1-U_5$ . Параметри теплових втрат  $R_x$  і теплової ємності матеріалу  $C_x$  залишаються сталими від точки до точки. Значення цих величин невідомі.

Напруга у вузлі 1 визначається струмом  $i_1$  і загальним імпедансом всіх ланок  $Z$ .

Далі струм  $i_1$  частково стікає через одну із ланок  $R_x C_x$ , які зручно представити у вигляді  $Z_x$ . Далі тече струм  $i_2$ . Струм, який стікає через  $Z_x$  визначається напругою  $U_1$  і власне  $Z_x$ . Тому можна записати:

$$i_1 = i_2 + \frac{U_1}{Zx}, \quad (6.14)$$

де

$$i_2 = i_3 + \frac{U_2}{Zx}.$$

Таким чином,

$$i_1 = i_3 + \frac{U_2}{Zx} + \frac{U_1}{Zx} = i_{m+1} + \frac{\sum_{k=1}^m U_k}{Zx}, \quad (6.15)$$

де  $n$  – максимальний номер досліджуваного опору.

Якщо не буде втрат тепла на кінці ланки, то  $i_n = 0$ .

$$i_1 = \frac{\sum_{k=1}^m U_k}{Zx}, \quad (6.16)$$

де  $m$  – номер останнього вузла.

Через кожен із опорів  $R_1 \dots R_n$  протікає відповідний струм:

$$i_n = \frac{\sum_{k=n}^m U_k}{Zx}. \quad (6.17)$$

Таким чином, для визначення  $R_1 \dots R_m$  необхідно знайти спад напруги на відповідному опорі і поділити на струм через нього:

$$R_n = \frac{U_{n-1} - U_n}{i_n} = \frac{(U_{n-1} - U_n) \cdot Zx}{\sum_{k=n}^m U_k}. \quad (6.18)$$

Невідомими залишаються параметри  $Zx$ .

$$Zx = \frac{Rx \cdot \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C}}{Rx + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C}} = \frac{Rx}{1 + j \cdot \omega \cdot Rx \cdot C}. \quad (6.19)$$

Тепер запишемо:

$$R_n = \frac{(U_{n-1} - U_n)}{\sum_{k=n}^m U_k} \cdot \frac{Rx}{1 + j \cdot \omega \cdot Rx \cdot C}. \quad (6.20)$$

Оскільки параметри  $R_x, C_x$  невідомі, то можна отримати тільки якісну залежність для визначення певного  $R_n$ , використовуючи формулу:

$$R_n = \frac{(U_{n-1} - U_n)}{\sum_{k=n}^m U_k} \cdot \frac{1}{1 + \omega} \quad (6.21)$$

Із використанням виведеної залежності для теплових опорів вздовж поширення теплового потоку було проведено числове моделювання. Напряга у вузлах визначалась за допомогою еквівалентної електричної моделі. Результати моделювання імпедансу наведено на рис.6.9.

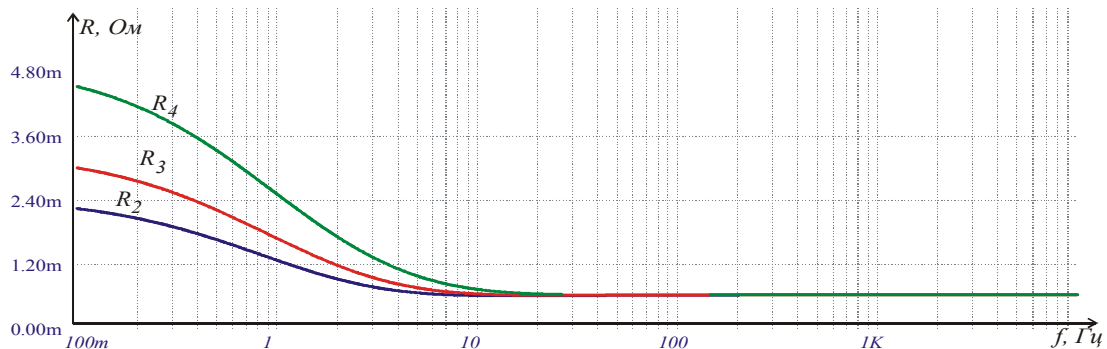


Рисунок 6.9-Спектральний імпеданс опорів теплопровідності одного номіналу на різній віддалі від джерела сигналу

Наведено випадок коли схема складається з однакових теплових опорів. Із наведеного графіку видно, що внаслідок упущення невідомого на момент розрахунку номіналу ємності імпеданс на різних ділянках різний. Однак зберігається закономірність, при якій більш віддалені опори мають на низьких частотах більший опір.

Так само було проведено моделювання спектральних характеристик при зменшенні опору  $R_3$  вдвічі. Ємність залишалась незмінною. Результати моделювання наведено на рис. 6.10.

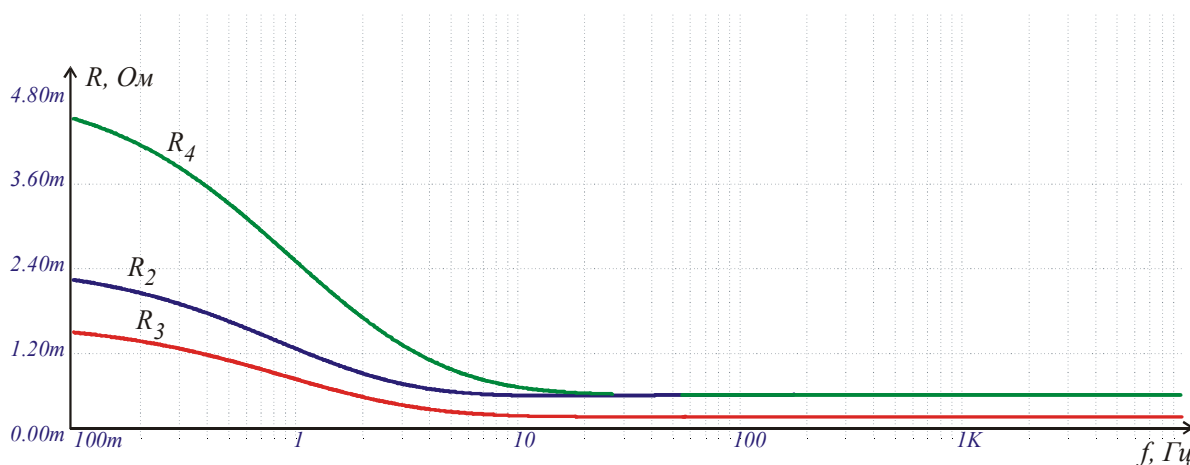


Рисунок 6.10- Спектральний імпеданс опорів теплопровідності із зменшеним  $R_3$

Із наведених результатів моделювання видно, що зменшення опору між двома точками призводить до зменшення його на низьких частотах. Це призводить також до втрати закономірності при якій віддалені температурні опори мають більший номінал. Особливо чітко це видно в області високих частот.

Таким чином, за допомогою аналізу спектральних властивостей температурного сигналу при одномірному поширенні теплового потоку можна визначити відмінності в теплових опорах на різних ділянках досліджуваного об'єкта. Зміна теплового опору свідчить про зміну структури металу на досліджуваній ділянці між вузлами вимірювання температури. При забезпеченні рівності геометричних розмірів еквітемпературних поверхонь досліджуваних ділянок вказаний метод можна застосувати і для двовимірної задачі дослідження структурних змін в стінці металевого трубопроводу.

## 6.2 Методи формування інформаційних сигналів при дослідженні теплового спектрального імпедансу

Формування сигналів при теплових дослідженнях має певні особливості. Для дослідження імпедансу зручно використовувати знакоперемінне теплове поле, імпульсне поле у вигляді функції Хевісайда та у вигляді експоненціального імпульсу. Вибір таких видів нагрівання пов'язаний із технічною можливістю формування теплових полів у промислових умовах.

### 6.2.1 Формування стрибкоподібної форми збуджуючого теплового сигналу

Задачею джерела теплової енергії є формування сигналу теплового збурення, спектральну щільність якого можна визначити і виявити на заданій відстані від точки нагрівання.

Існують різноманітні джерела теплової енергії. Всякий фізичний процес проходить із перерозподілами енергії, які проявляються у зміні температури цього процесу. Найчастіше формування температурного сигналу здійснюють за допомогою електрично керованих джерел при виконанні роботи середнім струмом, вихровим струмом, електричною дугою, лазером. Також використовуються теплові насоси і хімічні реакції.

Чинниками теплових процесів є температура і тепловий потік. Тому при збудженні теплового сигналу може використовуватися якийсь із даних чинників. Джерела із фіксованою температурою мають підвищену складність, оскільки необхідно формувати температуру досліджуваного об'єкту незалежно від його теплоємності. Тому такі джерела повинні мати достатню потужність джерела і потужність нагрівача для підтримання сталої температури поверхні, яка нагрівається за прийнятний час [258]. При використанні нагрівника для формування фіксованої температури необхідно забезпечити високий тепловий потік в початковий момент. Швидкість наростання теплового потоку визначає частотні властивості температурного сигналу, який буде формуватися джерелом.

Зменшити вимоги до потужності джерела нагрівання до фіксованої температури за короткий час можна із застосуванням теплоємного тіла із матеріалу з високою тепловою провідністю. Наявність теплоємності дозволить полегшити режим роботи нагрівача, який підтримує температуру цього тіла в початковий момент. Нагрівання теплоємного тіла може проводитись як із використанням нагрівника із власним опором, так і з використанням індуктивних методів нагрівання.

Використовуючи спеціальні сплави із відомою точкою Кюрі при індуктивному нагріванні можна побудувати параметричний стабілізатор

температури. Високоінтенсивні джерела теплової енергії, такі як електрична дуга і лазерний випромінювач, які здатні забезпечити стрибкоподібну зміну температури досліджуваного об'єкта, важко контролювати, оскільки вони, зазвичай, працюють в ключовому режимі.

Меншу складність мають джерела теплового потоку. Обмеженням при розробці таких джерел нагрівання є максимальна температура, до якої буде нагрітий досліджуваний об'єкт, оскільки при зміні температури в широких межах проявляється нелінійність теплових параметрів матеріалу досліджуваного об'єкта.

При нагріві постійним тепловим потоком зручно використовувати електричний нагрівник, який має безпосередній контакт із місцем подачі цього потоку. Електричний нагрівник характеризується власним опором  $R_H$ . Тому потужність теплового потоку визначається середнім струмом  $I$  через нагрівник.

$$Q = I^2 \cdot R_H. \quad (6.22)$$

Змінюючи струм, підтримуючи його на заданому рівні, можна генерувати тепловий потік заданої інтенсивності. Необхідно тільки забезпечити передачу цього потоку досліджуваному об'єкту.

Так само легко керований тепловий потік формується при променевої передачі тепла від нагрівника. Згідно з законом Стефана-Больцмана [253]

$$Q = \sigma_{II} \cdot T^4, \quad (6.23)$$

де  $\sigma_{II}$  - постійна Стефана-Больцмана,

$T$  - температура абсолютно чорного випромінювача променевої енергії.

Контролюючи температуру нагрівника можна контролювати тепловий потік.

Із наведеного видно, що нагрівання до фіксованої температури із технічної точки більш складне і значних переваг не надає. Тому зручніше формувати фіксований тепловий потік. В подальшому слід вимірювати температуру в множині точок на поверхні стінки труби для отримання спектральних відліків сигналу теплового поля.

### 6.2.2 Формування періодичного теплового сигналу

Використання знакоперемінних теплових потоків дозволяє проводити дослідження імпедансу теплопровідності із використанням методів опрацювання схожих до електричних кіл. Відомі залежності для визначення температури поверхні однорідного середовища при нагріванні періодичним тепловим потоком.

В [248] наведені формули для визначення максимальної температури в залежності від умов нагрівання. При нагріванні враховуються коефіцієнти теплообміну, які можуть змінюватися в залежності від стану поверхні. Нерівність коефіцієнтів нагрівання і охолодження призводить до неконтрольованої зміни інтегральної температури досліджуваного об'єкта при використанні джерела із фіксованим температурним потоком. Тому при формуванні температурних хвиль зі стабільною частотою доцільно використовувати систему автоматичного контролю температури об'єкта в процесі формування цих хвиль. В такому випадку формується нефіксована частота теплового потоку, а потік міняється в межах заданої температури і з фіксованою амплітудою.

На практиці формування знакоперемінного теплового потоку зручно проводити із використанням елементів Пельт'є [259]. Міняючи напрям струму через такий елемент формується теплове поле із заданим знаком.

Продуктивність елемента для різної полярності не однакова, тому для забезпечення необхідної форми температурного сигналу використовується система автоматичного підтримання заданої температури згідно вибраного значення.

Забезпечення незмінного теплового потоку вимагає великого запасу потужності електричних ланок, які забезпечують струмом модуль. Формування струму через модуль зручно проводити за допомогою широтно-імпульсних сигналів, використання яких забезпечує малі втрати потужності при регулюванні.

Структурна схема формування струмом модуля Пельт'є наведена на рис 6.11.

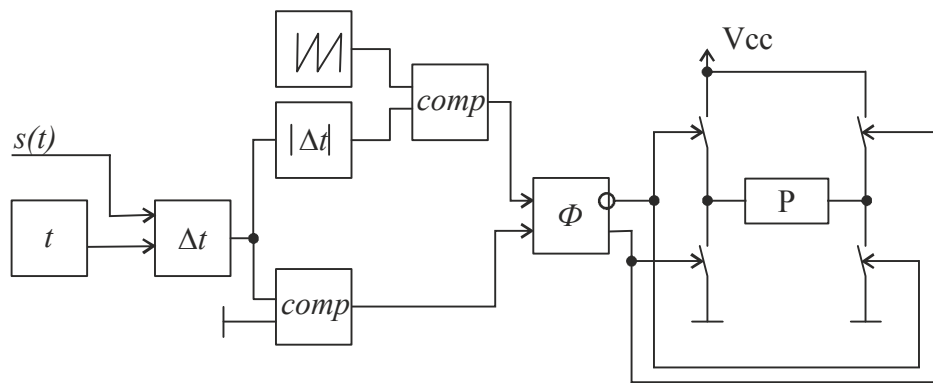


Рисунок 6.11– Структурна схема вузла керування струмом модуля Пельть'є

Сигнал  $s(t)$  із необхідною формою теплового поля поступає від зовнішньої мікропроцесорної системи. Температуру точки прикладання теплового поля вимірює температурний сенсор, сигнал якого обробляє блок  $t$ . Помилка заданої і вимірної температури визначається різницевим блоком  $\Delta t$ . Знак різниці визначає компаратор  $comp1$  сигнал якого поступає на формувач  $\Phi$ . Блок модуля  $|\Delta t|$  виділяє із помилки тільки її модуль. Далі сигнал модуля поступає на формувач ШІМ сигналу, який складається із генератора трикутних імпульсів і компаратора. Вихідний сигнал ШІМ поступає на інший вхід формувача  $\Phi$ . На формувач  $\Phi$  таким чином приходять сигнал знаку і модуля помилки температури. Формувач керує ключами мостової схеми до виходу якої приєднано модуль Пельть'є  $P$ .

Використання ШІМ сигналу при формуванні аналогових сигналів вимагає інтегруючих ланок для згладжування імпульсів. В даному випадку інтегруючу дію має сам матеріал досліджуваного об'єкту, температуру якого змінює модуль. Частота ШІМ сигналу становить десятки кГц і задається, в даному випадку генератором трикутних імпульсів. Така висока частота переключення згладжується інтегруючими властивостями теплоємності досліджуваного металу.



### 6.3 Методи опрацювання інформаційних сигналів при дослідженні імпедансу теплопровідності

#### 6.3.1 Розробка методу опрацювання сигналів при періодичній зміні теплового сигналу на поверхні металевої пластини

При дослідженні температурних властивостей металу використовується джерело теплового сигналу, яке формує знакоперемінне теплове поле за допомогою модуля Пельт'є.

Температура об'єкту залежить від умови нагріву. При точковому підведенні теплового потоку температура поверхні визначається за формулою:

$$T(x, t) = \frac{Q(t)}{c\gamma \cdot (4\pi \cdot \alpha \cdot t)^{3/2}} e^{-\frac{x^2}{4\alpha t}}, \quad (6.24)$$

де  $Q(t)$ - функція теплового потоку,  $c\gamma$  -об'ємна теплоємність,  $\alpha$  - коефіцієнт температуропровідності,  $x$  - відстань від точки нагрівання до точки вимірювання.

Враховуючи стабільність теплового потоку та інтегральне зростання температури під його впливом при нагріванні досліджуваного об'єкта ці величини будуть змінюватися імпульсами, вигляд яких наведений на рис.6.12.

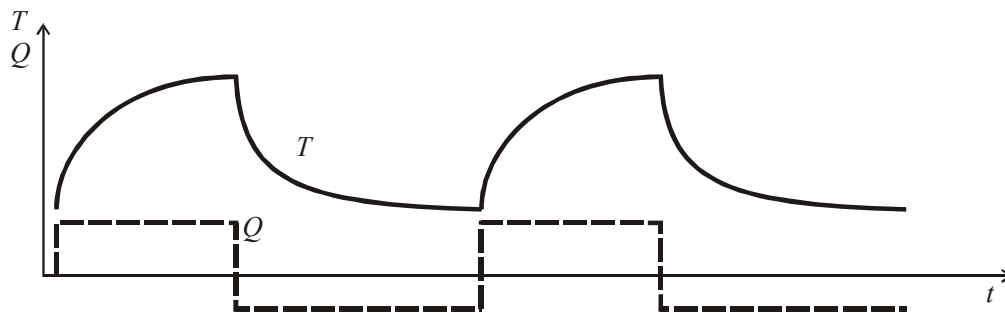


Рисунок 6.12– Часова залежність зміни температури і теплового потоку

Внаслідок неодинакової швидкості нагрівання і охолодження сигнал, отриманий при такому виді збудження теплового поля буде мати несиметричний вид. Тому такий сигнал має багато спектральних складових, які при віддаленні від джерела нагрівання по-різному згасають, видозмінюючи вигляд сигналу. Отже використання амплітудного методу оцінки затухання температурного поля

використовувати недоцільно. В даному випадку оцінюється амплітуда сигналу, частота якого визначається періодом теплового потоку.

Перед початком експерименту проходить нагрівання до верхньої заданої температури  $t_{\text{верх}}$ . після цього йде охолодження до температури  $t_{\text{низ}}$ . Протягом охолодження проходить відлік часу  $T$ . Після досягнення  $t_{\text{низ}}$  час фіксується. Передбачається збільшення часу на помилки у вимірюванні. Таким чином визначається півперіод переключення температури. Наступний цикл виставляється цільова температура  $t_{\text{верх}}$  і час на її підтримання  $T_{\text{нагр}}$ . По закінченню цього часу встановлюється цільова температура  $t_{\text{низ}}$  і проходить охолодження протягом часу  $T_{\text{нагр}}$ . Система регулювання температури підтримує температуру сталою після її досягнення цільового значення.

Таке управління нагріванням дає можливість точно встановити період сигналу зміни температури. Діаграма, яка пояснює підбір періоду зміни температурного сигналу наведено на рис.6.13

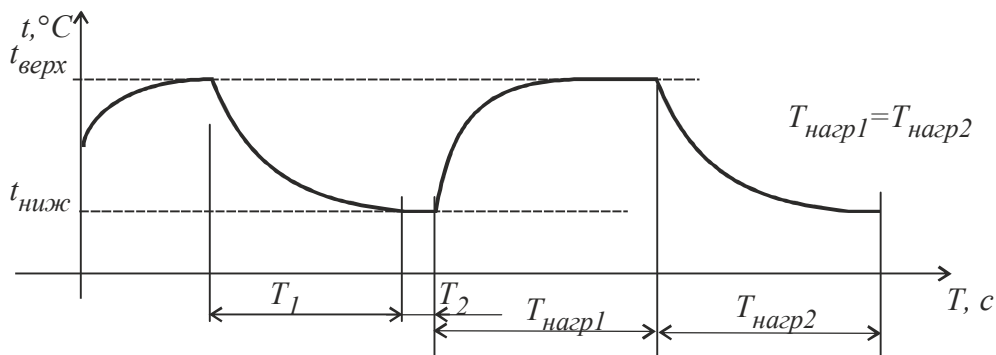


Рисунок 6.13– Діаграма визначення періоду формування термосигналу

Спочатку проходить нагрів контрольованої ділянки до заданої верхньої температури. Після чого контрольована ділянка охолоджується і при цьому визначається час  $T_1$ . Час охолодження і нагрівання різні, тому щоб за один час і гарантовано і нагрівати і охолоджувати  $T_1$  збільшується на  $T_2$ . В даному випадку  $T_2$  становить 5% від  $T_1$ . Таким чином формується період циклу, який становить

$$T_{\text{нагр}1} = 2 \cdot (T_1 \cdot 1.05). \quad (6.25)$$

При дискретизації використовується фіксована кількість вимірів на один період температурного сигналу. Тому, щоб забезпечити дискретизацію сигналу із заданою частотою на один такт має припадати:

$$N = f_{clk} \cdot T_{нагр}, \quad (6.26)$$

де  $f_{clk}$  - частота системного генератора.

Для виділення корисного сигналу із заданою частотою може використовуватися резонансний чи кореляційний фільтр у виді одночастотного перетворення Фур'є. Реалізація одночастотного перетворення Фур'є вимагає побудови цифрової структури із наявністю відносно складних схем, які дозволяють проводити множення дискретних сигналів. Розроблені методи визначення дискретного перетворення Фур'є для застосування в обчислювачах [260, 261]. Перспективним також, внаслідок відносно простої реалізації, є фільтрування із використанням хвильових цифрових фільтрів [262]. Однак для підготовки коефіцієнтів необхідно використовувати більш складні обчислення, що ускладнює швидке переналаштування фільтра по частоті. А це необхідно при дослідженні теплового опору на різних частотах.

Отже необхідно розробити метод виділення амплітуди першої гармоніки із температурного сигналу, отриманого при використанні джерела знакоперемінного теплового потоку. При цьому частота визначається безпосередньо в процесі нагрівання, оскільки залежить від швидкості досягнення заданої температури при фіксованому тепловому потоці.

Відомо [263], що при виконанні операції кореляції в часовій області двох сигналів в частотній області це призводить до добутку їх спектральних характеристик. Періодичний сигнал, має частотний спектр який визначається його часовою формою. Для прикладу на рис.614 наведено спектральну щільність  $S(n)$  температурного сигналу, отриманого при роботі джерела теплового потоку на основі модуля Пельт'є для десяти перших гармонік  $n$ .

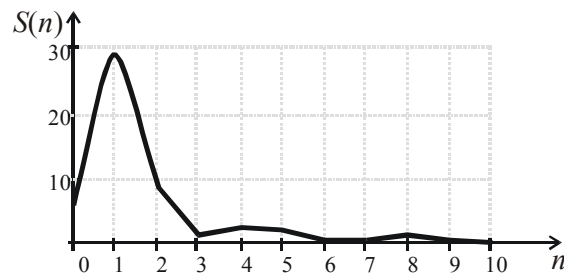


Рисунок 6.14– Дискретний спектр температурного сигналу

В даному випадку видно, що спектр містить складові парних і непарних гармонік. Завданням є виділити тільки складові першої гармоніки. При використанні дискретного перетворення Фур'є результат досягається пошуком взаємкореляційної функції вхідного сигналу із гармонійним сигналом, спектральна щільність якого описується однією гармонікою на досліджуваній частоті. Однак при цьому необхідно формувати в якомусь виді гармонійний сигнал. Тобто має бути табличне представлення у разі використання математичного опрацювання чи у виді сигналу при використанні апаратного опрацювання. Наявність синусоїдального сигналу ускладнює засоби опрацювання.

Спростити будову засобів опрацювання сигналів, які дозволять виділити тільки першу гармоніку можна із використанням сигналів прямокутної форми, які легко формувати цифровими засобами і проводити обчислення із їх використанням. В залежності від щільності прямокутного сигналу в його спектрі відсутній певний набір спектральних складових.

Використовуючи сигнали у яких парна гармоніка рівна 0 і знайшовши ВКФ такої функції із вхідним сигналом можна отримати вихідний сигнал у якого буде відсутня парна гармоніка.

Сигналом у якого відсутня парна гармоніка є сигнал прямокутної форми із щільністю 2. Дискретний спектр такого сигналу наведений на рис.6.15

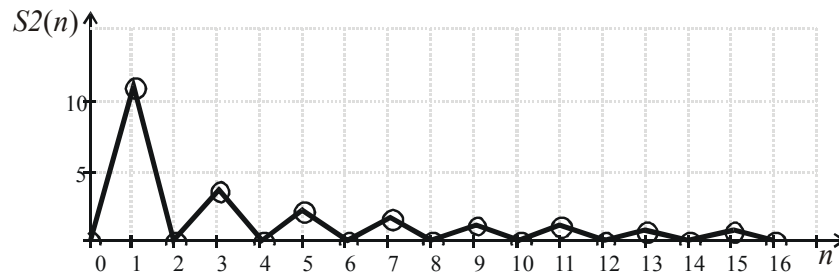


Рисунок 6.15– Дискретний спектр сигналу прямокутної форми із щільністю 2

Для видалення із спектру результуючого сигналу ще й непарні гармоніки необхідно знайти ВКФ із сигналом у якого відсутні непарні гармоніки. Таким сигналом є прямокутний сигнал у якого щільність рівна 3. Дискретний спектр такого сигналу наведено на рис.6.16.

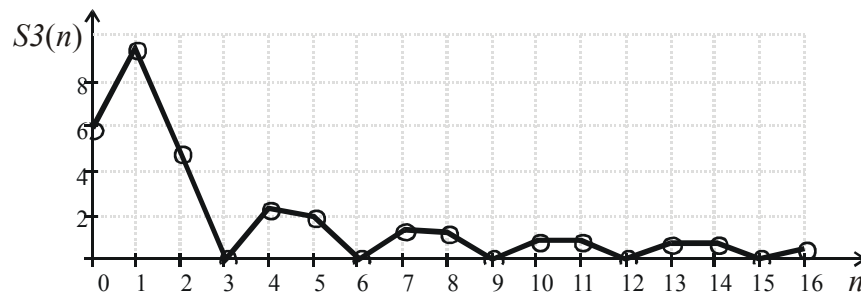


Рисунок 6.16– Дискретний спектр сигналу прямокутної форми із щільністю 3

Таким чином ВКФ вхідного періодичного сигналу із прямокутними імпульсами зі щільністю 2 і 3 буде містити тільки спектральну складову першої гармоніки.

Біполярний прямокутний імпульс можна представити двома однополярними імпульсами як на рис.6.17.

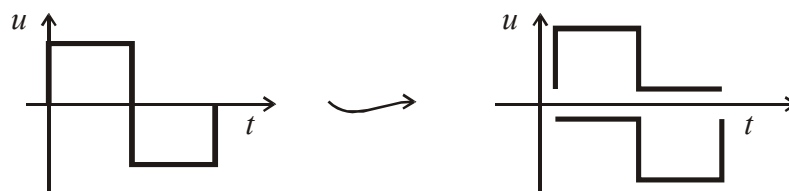


Рисунок 6.17- Представлення біполярного імпульса однополярними

Біполярний прямокутний імпульс є сумою двох однополярних імпульсів, спектральна щільність яких описується формулою:

$$Sp(i) = \sin c \left( \pi \cdot \frac{\tau}{T} \cdot i \right), \quad (6.27)$$

де  $\tau$  - ширина імпульса,  
 $T$  - період.

Оскільки в даному випадку імпульс зсунутий відносно початку координат на  $\pi \cdot \frac{\tau}{T}$ , то спектр одного із імпульсів буде визначатися формулою:

$$Sp(i) = \text{sinc}\left(\pi \cdot \frac{\tau}{T} \cdot i\right) \cdot e^{j \cdot \pi \cdot \frac{1}{2} \cdot i} \quad (6.28)$$

Дійсна і уявна частина складові спектру представлені на рис. 6.18.

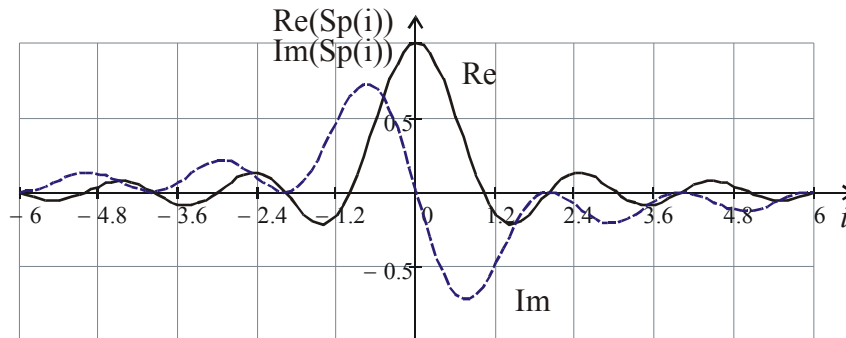


Рисунок 6.18- Спектральна щільність зсунутого в часі прямокутного імпульса

Сумарний спектр визначається різницею спектрів двох імпульсів зсунутих на  $\pi \cdot \frac{\tau}{T}$  і на  $-\pi \cdot \frac{\tau}{T}$ . Дійсна складова при зсуві на  $\pm \pi \cdot \frac{\tau}{T}$  знак не міняє. А знак уявної складової змінюється на протилежний. Тому при відніманні двох складових дійсні частина віднімаються одна від одної і стають рівними 0, а уявні частини додаються. Отже спектр біполярного прямокутного імпульса зі щільністю 2 визначається формулою

$$S2(i) = \frac{1}{2} \text{sinc}\left(\pi \cdot \frac{1}{2} \cdot i\right) \cdot e^{j \cdot \pi \cdot \frac{1}{2} \cdot i} - \frac{1}{2} \text{sinc}\left(\pi \cdot \frac{1}{2} \cdot i\right) \cdot e^{-j \cdot \pi \cdot \frac{1}{2} \cdot i} = \text{Im}\left[\text{sinc}\left(\pi \cdot \frac{1}{2} \cdot i\right) \cdot e^{j \cdot \pi \cdot \frac{1}{2} \cdot i}\right]. \quad (6.29)$$

Вигляд спектральної щільності такого імпульса наведено на рис.6.19.

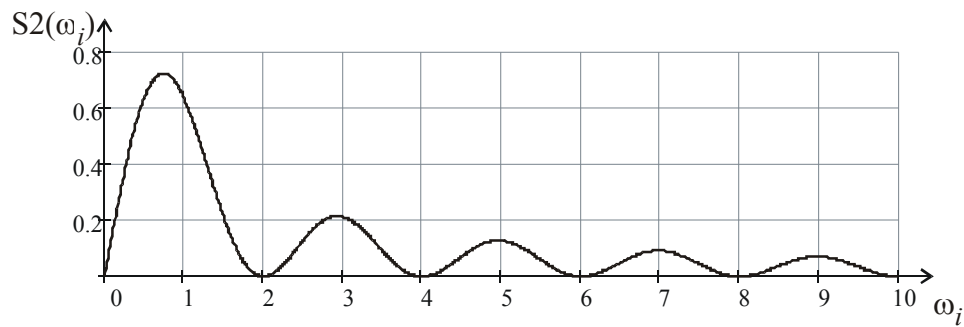


Рисунок 6.19– Спектральна щільність прямокутного біполярного імпульса зі щільністю 2

Так само прямокутний біполярний імпульс зі щільністю 3 можна представити двома імпульсами додатної і від’ємної полярності. Вони так само зсунуті відносно 0 на  $\pm \pi \cdot \frac{\tau}{T}$ , тільки в даному випадку  $\frac{\tau}{T} = \frac{1}{3}$  і  $\frac{2}{3}$ . Залежність для визначення спектральної щільності біполярного прямокутного сигналу має наступний вигляд

$$S3(i) = \frac{1}{3} \cdot \text{sinc}\left(\pi \cdot \frac{1}{3} \cdot i\right) \cdot e^{j \cdot \pi \cdot i \cdot \frac{1}{3}} - \frac{2}{3} \cdot \text{sinc}\left(\pi \cdot \frac{2}{3} \cdot i\right) \cdot e^{-j \cdot \pi \cdot i \cdot \frac{2}{3}}. \quad (6.30)$$

Спектральна щільність, отримана за цією формулою представлена на рис.6.20.

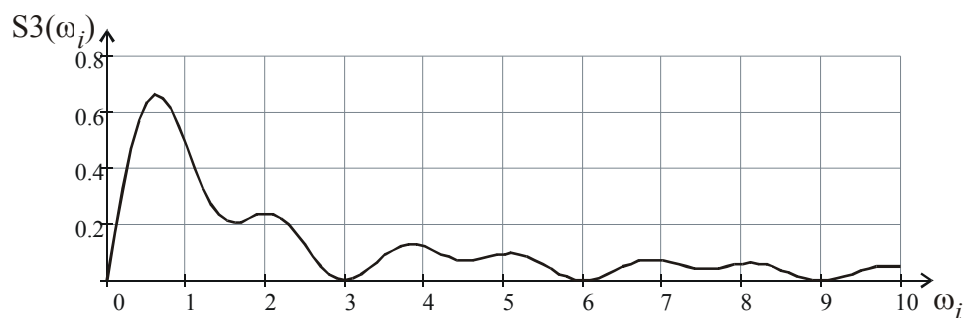


Рисунок 6.20– Спектральна щільність прямокутного біполярного імпульса зі щільністю 3

Кореляція двох біполярних сигналів послідовностей буде мати спектральну щільність, яка визначається добутком спектральних щільностей окремих сигналів згідно формули

$$S(i) = S2(i) \cdot S3(i). \quad (6.31)$$

Загальний спектр перетворення вхідного сигналу внаслідок кореляції із двома біполярними сигналами зображено на рис.6.21.

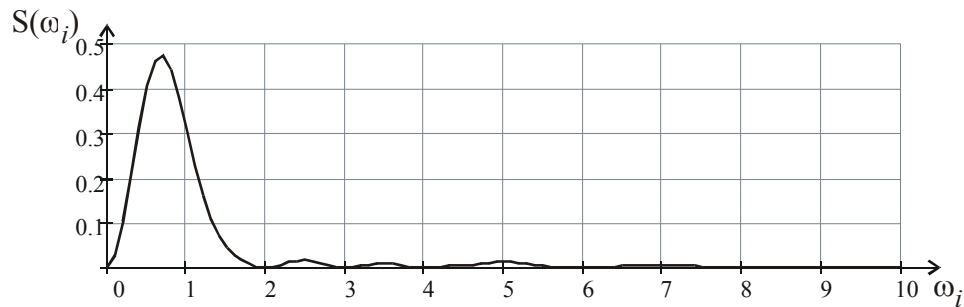


Рисунок 6.21– АЧХ кореляційного фільтра

Із наведеного графіку видно, що в спектрі залишаються складові на 5, 7, 11. Їх можна усунути кореляцією із біполярним сигналом із тривалістю імпульсу  $\frac{1}{5}$ ,  $\frac{1}{7}$  і т.д. за потреби збільшити спектральну чистоту вихідного фільтрованого сигналу.

На частоті першої гармоніки значення передаточної функції буде

$$S(1) = \frac{2 \cdot \sqrt{3}}{\pi^2}. \quad (6.32)$$

Крім того максимум фільтра розташований не на гармоніці 1. Однак при застосуванні фільтра до періодичного сигналу складові спектру нижче першої гармоніки будуть незначні.

На рис.6.22 наведено вхідний сигнал і ВКФ спочатку із прямокутним сигналом з щільністю 2 а потім зі щільністю 3

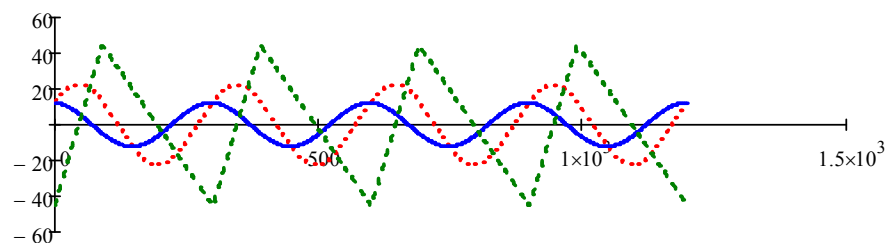


Рисунок 6.22– Взаємно-кореляційна функція вхідного сигналу із прямокутними сигналами різної щільності



Спектральна щільність ВКФ після проведення двох операцій кореляції представлено на рис.6.23.

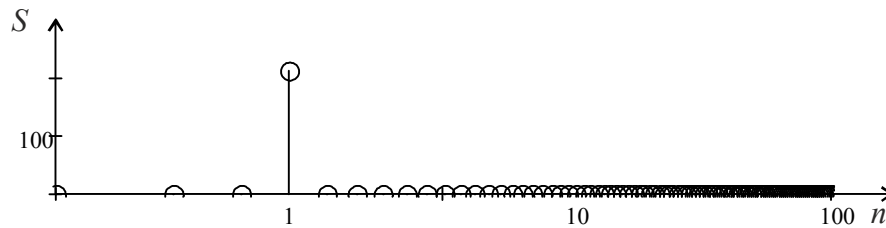


Рисунок 6.23– Дискретний спектр ВКФ

Як можна спостерігати спектр отриманої ВКФ містить тільки одну складову на частоті

6.3.2 Розробка методу опрацювання сигналів при стрибкоподібній зміні теплового сигналу на поверхні металевої пластини

Модулі Пельте мають обмежену потужність. Тому при дослідженні властивостей металоемних конструкцій його потужності не достатньо. В такому випадку використовується альтернативні джерела формування температурного поля локальної металевої ділянки. При цьому важливо, що такі джерела використовуються тільки для формування поля одного знаку. Зазвичай це нагрівання. Тому важливо розробляти методи визначення імпедансу на різних частотах саме для джерел із однополярною зміною температурного поля.

Одним із способів отримання широкосмугового сигналу є застосування сигналу стрибкоподібної форми. Такий сигнал легко реалізувати за допомогою джерела теплового потоку із фіксованою температурою. При нагріві таким джерелом формується стрибкоподібний температурний потік. Він призводить до повільного збільшення температури взірця [264]. Якщо досліджуваний взірець ізольований від стороннього теплообміну, то джерело із постійною температурою нагріє його до врівноваженого стану.

Спектральний температурний імпеданс можна визначити за формулою:

$$Z(\omega) = \frac{\Delta T(\omega)}{Q(\omega)}, \quad (6.33)$$

де  $\Delta T(\omega)$ - амплітуда зміни температури в залежності від частоти теплового поля,  $Q(\omega)$ - тепловий потік, формований джерелом.

Стрибокподібна зміна температури описується функцією Хевісайда. Функція Хевісайда і її спектральна щільність зображені на рис. 6.24.

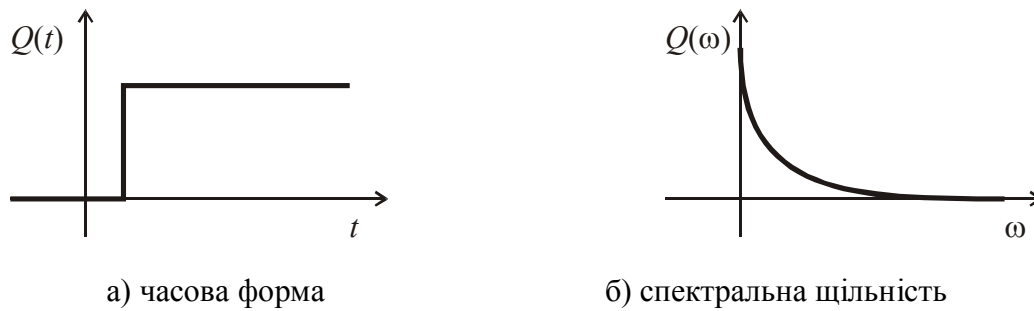


Рисунок 6.24– Функція Хевісайда

Спектральна щільність функції Хевісайда має максимум на нульовій частоті. Тому за допомогою неї зручно формувати низькочастотні сигнали, які використовуються для досліджень імпедансів із великими ємностями.

Спектральна щільність функції Хевісайда описується рівнянням:

$$Q(\omega) = \frac{\pi\delta(\omega)}{2} + \frac{1}{2j\omega}, \quad (6.34)$$

де  $\delta(\omega)$ - функція Дірака, яка описує енергію на нульовій частоті. Оцінюючи процес на ділянці де немає усталених значень можна нехтувати ним і обмежитися тільки другим доданком. Спектральний температурний імпеданс в такому випадку можна описати наступним виразом

$$Z_t(\omega) = \Delta T(\omega) \cdot 2j\omega. \quad (6.35)$$

Диференціюючи результати вимірювання температури  $\Delta T_n$ , отримаємо можливість позбутися множника  $j\omega$ , оскільки диференціювання в часовій області  $\Delta T_n$  в частотній області еквівалентно діленню на  $j\omega$ . Таким чином, при стрибкоподібному нагріванні спектральний температурний імпеданс ділянки від нагрівника до точки вимірювання температури можна визначити за формулою:

$$Z_t(\omega) = \frac{\partial \Delta T(\omega)}{\partial t}. \quad (6.36)$$

Температура поверхні в процесі нагріву залежить від властивостей матеріалу і його геометричної форми. Загалом в одній точці температуру на різній віддалі від джерела нагрівання можна представити передаточною функцією аперіодичної ланки другого порядку залежну від часу. Ця ланка має два часові параметри і її передаточна функція не генерує коливних процесів, що і характерно для температурного імпедансу в якого немає процесу перетікання типів енергії, яке супроводжує коливні процеси (рис.6.25).

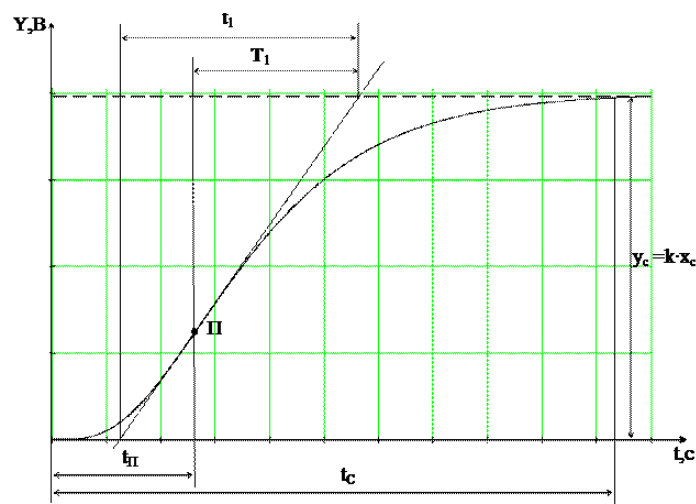


Рисунок 6.25– Передаточна функція аперіодичної ланки другого порядку

$$y(t) = y_c \cdot \left( 1 - \frac{T_3}{T_3 - T_4} e^{-\frac{t}{T_3}} + \frac{T_4}{T_3 - T_4} e^{-\frac{t}{T_4}} \right). \quad (6.37)$$

Цю формулу використовуємо для побудови рівняння регресії. Побудувавши рівняння використаємо його для згладжування результатів вимірювання.

Передаточна характеристика аперіодичної ланки другого прядку є раціональною функцією, яку можна представити в наступному виді:

$$T(x, t) = \frac{a(x) + c(x) \cdot t + d(x) \cdot t^2}{1 + b(x) \cdot t + e(x) \cdot t^2}, \quad (6.38)$$

де  $a(x)$ ,  $b(x)$ ,  $c(x)$ ,  $d(x)$ ,  $e(x)$ – функції, що залежать від геометричних розмірів, фізичних параметрів і відстані до дочки нагрівання. При незмінних геометричних розмірах вони залежать тільки від фізичних параметрів металу і відстані до точки нагрівання. Відстань до точки нагрівання входить в аргумент. Тому для

конкретних точок функції від  $a(x)$  до  $e(x)$  зводяться до коефіцієнтів, які шукаються апроксимацією із використанням вимірених значень температури.

Для пошуку цих коефіцієнтів впродовж нагрівання фіксується температура  $\Delta T_n$  в  $n$  точках досліджуваного взірця, які знаходяться на певній віддалі від точки нагрівання і рівній віддалі між собою.

Знаючи, що функція, яка описує температуру в різних точках залежна від часу має вигляд передаточної характеристика аперіодичної ланки можна знайти часткову похідну по часу в наступному вигляді

$$\frac{\partial T}{\partial t} = \frac{c + 2 \cdot d \cdot t}{e \cdot t^2 + b \cdot t + 1} - \frac{(b + 2 \cdot t \cdot e) \cdot (d \cdot t^2 + c \cdot t + a)}{(e \cdot t^2 + b \cdot t + 1)^2}. \quad (6.39)$$

Маючи коефіцієнти, які визначають динамічні властивості температурного поля у вибраній точці можна відтворити похідну по температурі в цій точці за час перехідного процесу.

Таким чином буде знайдено температурний імпеданс від точки нагрівання до кожної з точок в яких вимірювалася температура. Якщо досліджувані точки лежать на одній лінії із точкою нагрівання, то температурний імпеданс до першої точки буде залежати від ділянки до точки нагрівання (рис.6.26).

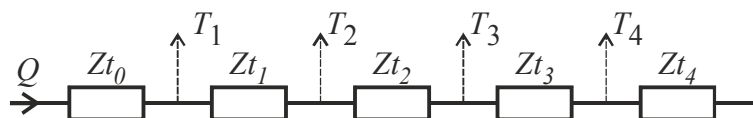


Рисунок 6.26– Еквівалентна електрична схема теплової схеми металеві пластини

Імпеданс до інших точок буде сумою імпедансів попередніх точок. Тому різниця між температурними імпедансами сусідніх точок визначає тепловий спектральний імпеданс ділянки між ними.

## 6.4 Розробка засобів опрацювання температурних сигналів для знаходження теплового спектрального імпедансу ділянки металевої стінки

### 6.4.1 Розробка структурної схеми системи для вимірювання теплового спектрального імпедансу ділянок стінки труби

Температурний імпеданс несе в собі інформацію про структуру металу. Для металевого трубопроводу важлива однорідність структури. Тому при її дослідженні можна обмежитися визначенням якісних змін властивостей на сусідніх ділянках стінки.

Визначення імпедансу проходить із використанням збуджуючого теплового потоку. Можливість формувати теплові потоки за різним законом дозволяє використання термоелементів. Найбільш поширеними термоелементами є модулі Пельтьє.

Об'єктом дослідження є стінка металевого трубопроводу. Товщина стінки 20мм. При дослідженні передбачається встановлення температурних сенсорів на певній віддалі від точки нагрівання. Нагрівник прикладається до площини. Передача теплового потоку здійснюється не в одній точці. Але для простоти будемо вважати, що вимірювання температури здійснюється далеко від точок прикладання енергії і тому джерело енергії є точковим. Енергія передається в пластину, товщина якої мала по відношенню до відстані на якій вимірюється температура. Прийmemo, що сенсори встановлені на відстані 10см від точки нагрівання (рис.6.27).

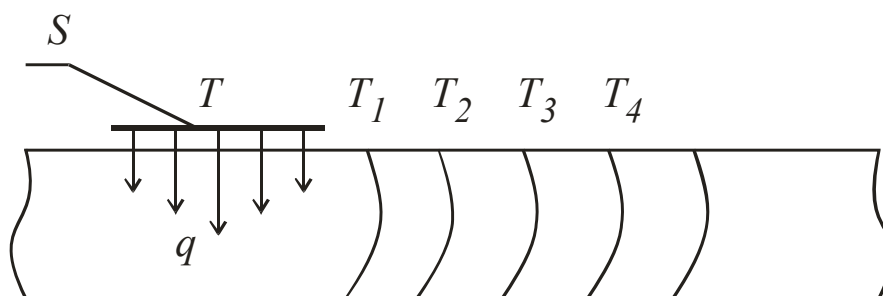


Рисунок 6.27– Схема нагрівання досліджуваної смуги

Температуру нагрівника в точці контакту і температуру поверхні тіла під нагрівником виміряти важко. тому доцільно визначати температуру поряд із нагрівником із корекцією на розподіл тепла по колу перш ніж тепловий фронт дійде до віддалено термосенсора.

При лабораторних дослідженні теплового імпедансу металу пластини є доступ до всіх поверхонь пластини. Тому можна виміряти температуру нагрівання на зовнішній по відношенню до нагрівника стороні пластини.

Для вимірювання температури в точці використовується напівпровідниковий перетворювач температури. В даному випадку важливим є не абсолютне значення температури, а її відносне значення по відношенню до температури оточуючого середовища. Це суттєво спрощує процес калібрування температурних перетворювачів і дозволяє отримати великий коефіцієнт перетворення температури в напругу. Використання напівпровідникових датчиків температури для вимірювання диференційної температури із високою чутливістю також можна застосувати для інших видів дослідження. Прикладом таких досліджень є визначення температурних збурень, які виникають при русі газу по трубопроводу [265 , 266].

Для визначення потужності нагрівника прийmemo, що необхідно збільшити температуру пластини зі сталі 20 мм на 1°C на віддалі 10 см за 10 с. Використовуючи формули для визначення температури точкового джерела визначено, що потужність нагрівника має бути 100Вт.

Час протягом якого всі точки пластини набудуть температури нагрівника визначається теплоємністю матеріалу із якого виготовлена пластинка і функції теплопровідності яка залежить від конфігурації пластини і питомої теплопровідності матеріалу, якщо нагрівник буде жорстко витримувати свою температуру. Якщо пластинка буде мати форму із сталою площею перерізу, наприклад прямокутну, то теплопровідність буде залежати тільки від питомої теплопровідності матеріалу із якого виготовлено пластинку.

Для лабораторних досліджень було виготовлено взірець металевої пластини із сталі Ст25 шириною 50 мм і довжиною 300 мм. На розривній машині його було

розтягнуто до появи пластично деформованої ділянки. Після цього пластину було відшліфовано внаслідок чого відновлено її правильну геометричну форму.

Структурна схема системи для опрацювання температурних сигналів наведена на рис.6.28.

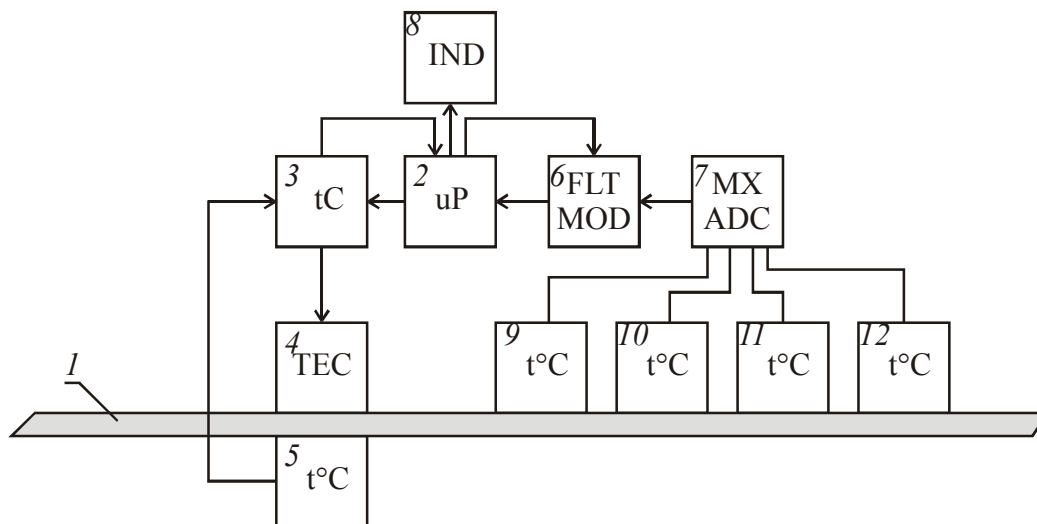


Рисунок 6.28 – Структурна схема системи для дослідження теплового спектрального імпедансу ділянки металевої пластини

Управління вимірюванням здійснює мікропроцесор 2. Під його управлінням виставляється сигнал температури блоку контролера нагрівання 3. Блок контролера нагрівання подає сигнал на термоелектроконвертор 4, який здійснює формування заданого теплового поля. Контроль температури нагрівника здійснюється термосенсором 5. В даному випадку він встановлений на протилежній стороні досліджуваної металевої пластини 1.

Після визначення часових параметрів для формування теплового поля в заданих межах мікропроцесорний блок виставляє код періоду формованого теплового сигналу блоку фільтрування і виділення амплітуди 6. Теплове поле поширюючись по пластині вимірюється лінійкою термосенсорів 9–12. Сигнал цих термосенсорів по-черзі через блок комутації і дискретизації 7 потрапляє на вхід блоку фільтрування 6 і далі на мікропроцесор. Мікропроцесор здійснює остаточне опрацювання результатів і представляє його на індикатор 8.

Розроблена вимірювальна система дозволяє проводити вимірювання частотних властивостей теплового опору із використанням періодичного і стрибкоподібного теплового сигналу.

#### 6.4.2 Розробка блоку опрацювання сигналу при періодичній зміні теплового поля

Для визначення амплітуди вимірюваного сигналу за амплітудою першої гармоніки використовується кореляційний фільтр. Структурна схема цифрового автомата, робота якого дозволяє виділити першу гармоніку вхідного сигналу зображено на рис.6.29

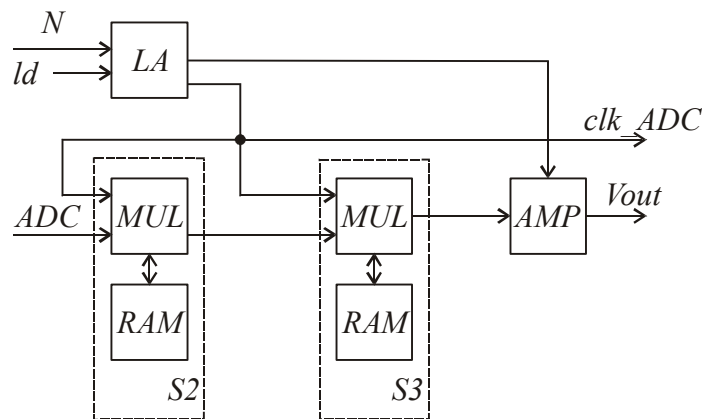


Рисунок 6.29– Структурна схема блоку кореляційної фільтрації і визначення амплітуди першої гармоніки

Для роботи схема завантажується кодом  $N$ , який визначає період дискретизації. Корелятори  $S2$  і  $S3$  мають блоки постійної пам'яті для формування тимчасового буфера. Після завантаження коду чергового коду АЦП в буфер проходить розрахунок ВКФ із бінарною функцією у виді одного періода прямокутного сигналу. Корелятор  $S2$  шукає ВКФ вхідного сигналу із прямокутним сигналом зі щільністю 2, а  $S3$  із щільністю 3. Після кореляторів фільтрований сигнал поступає на блок визначення амплітуди  $AMP$ .

Структурні схеми кореляційних фільтрів, які здійснюють визначення ВКФ із сигналом зі щільністю 2 наведено на рис.6.30,а, а зі щільністю 3 на рис.6.30,б.



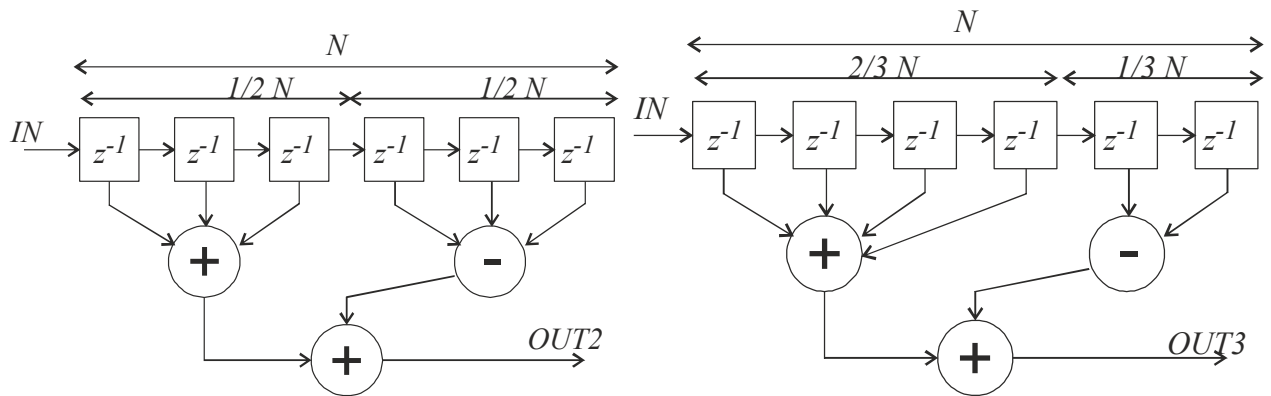


Рисунок 6.30– Структурні схеми виконання операцій кореляції із прямокутним сигналом

Із наведеної діаграми видно, що внаслідок використання бінарної функції корелятор по суті є суматором вхідних даних із відповідним знаком. Тому реалізувати таку суму можна по-різному. Використовуючи послідовний буфер послідовно вносити вхідні дані у буфер із наступним мультиплексуванням на спільний суматор. Інший підхід передбачає використання кільцевого буфера, у якому дані заносяться поступово від початку, при зсуві положення наступного запису.

Для знаходження суми формується окремий процес, який після занесення чергового значення в буфер перебігає всі записані значення із правильною фазою. Алгоритм роботи такого автомата зображено на рис.6.31.

Використання кільцевого буфера зменшує кількість переключень при занесенні чергового коду в нього. Згідно наведеного алгоритму спочатку реалізовано запис чергового вхідного коду і формування кільцевого покажчика. Після занесення в буфер значення запускаються два цикли, один із яких шукає суму значень буфера із додатнім знаком, а інший із від'ємним. Таким чином знаходиться ВКФ вхідного сигналу із прямокутним сигналом із щільністю 2.

Для пошуку ВКФ із сигналом іншої щільності змінюються максимальні значення лічильників. Не  $1/2$  від загальної довжини буфера, а  $1/3$  і  $2/3$  відповідно.

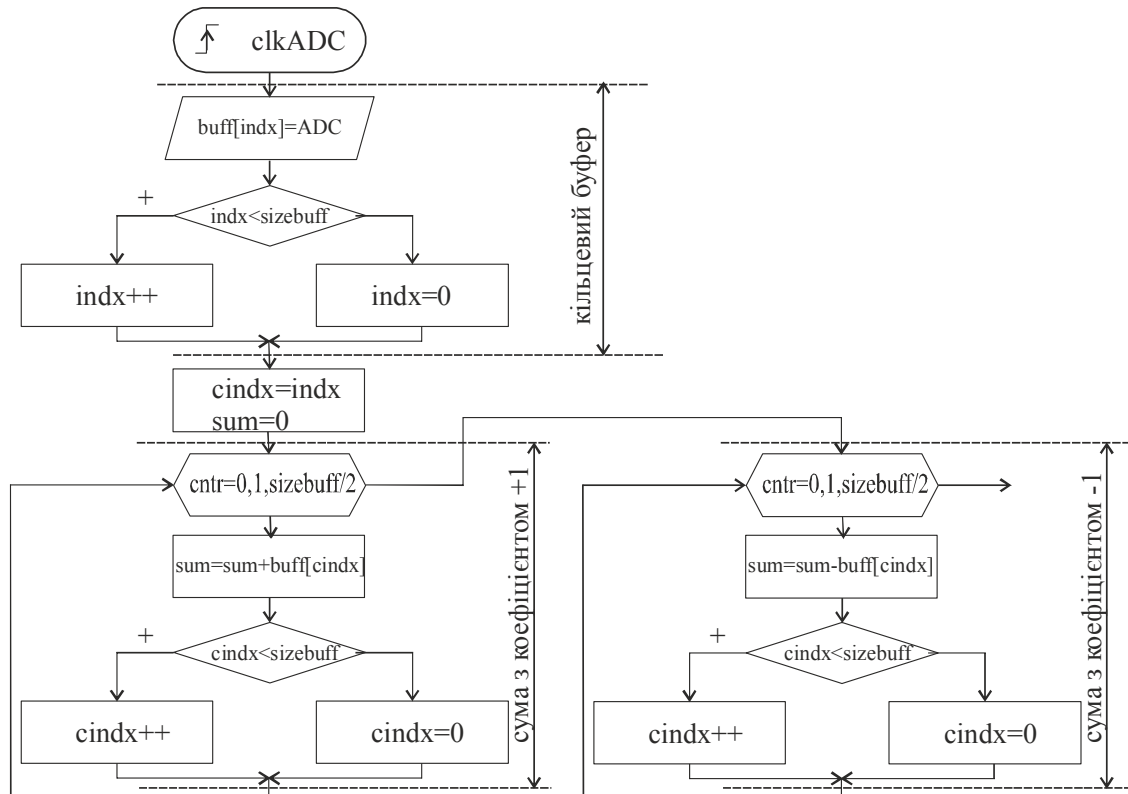


Рисунок 6.31– Алгоритм роботи корелятора із прямокутним імпульсом зі щільністю 2

Схему синхронного автомата, який складається із чотирьох модулів наведено на рис. 6.32

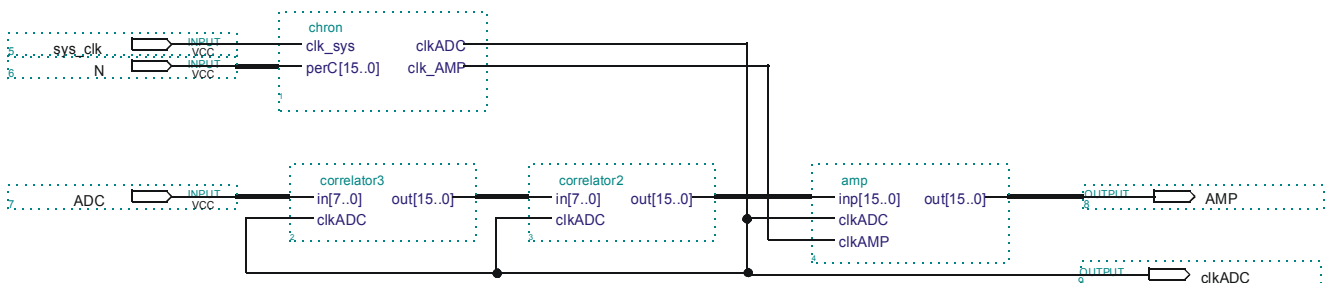


Рисунок 6.32– Схема модуля пошуку амплітуди сигналу по першій гармоніці

Модуль *chron* здійснює формування синхроімпульсів для тактування роботи АЦП і модулів пошуку ВКФ *correlation3* і *correlation2*. Ці модулі тактуються одним синхросигналом, який забезпечує, в даному випадку, 24 точки дискретизації на період зміни температурного поля.

Після проходження заданої кількості тактів на один період зміни температурного поля формується синхросигнал виведення амплітуди за вимірюваний проміжок часу. Амплітуда визначається модулем *amp* шляхом пошуку мінімального і максимального значення сигналу впродовж часу між

імпульсами  $clk_{AMP}$ . По синхросигналу  $clk_{AMP}$  шукається різниця між мінімальним і максимальним значенням, яке додатково ділиться на 2.

Роботу модулів фільтрування було модельовано. Результат моделювання наведений на рис.6.33

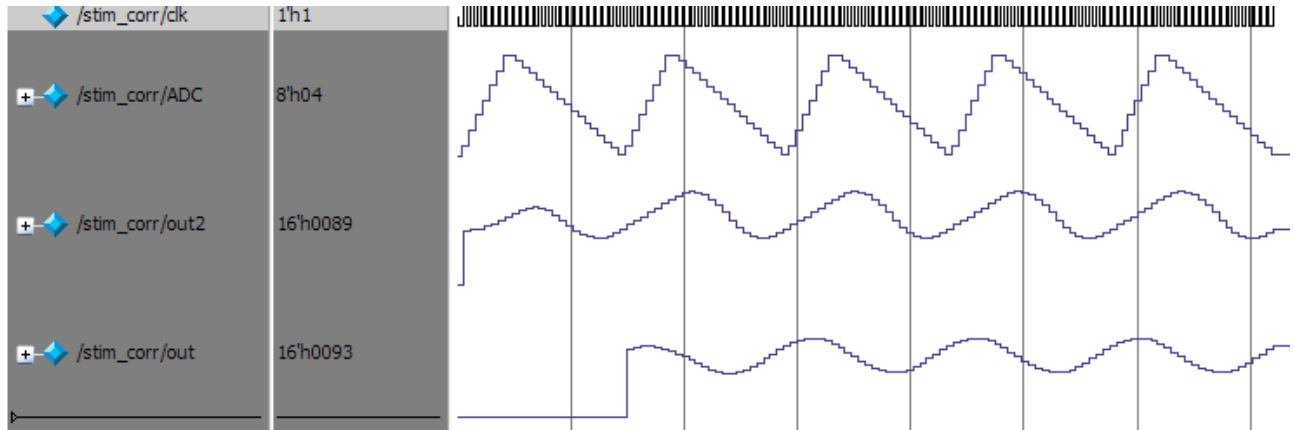


Рисунок 6.33– Результат моделювання роботи кореляційного фільтра для виділення першої гармоніки вхідного сигналу

Вхідний сигнал був представлений періодичною функцією із трикутною формою імпульса (ADC). На виході модуля correlation3 було отримано сигнал (out2) який є ВКФ вхідного сигналу із прямокутним сигналом зі щільністю 3. В даному випадку у сигналі залишилися залишкові складові парних гармонік. Після проходження цього сигналу через correlator2 у вихідному сигналі залишилася тільки складова на частоті першої гармоніки.

Було розроблено структурну схему мікропроцесорної системи дослідження температурного імпедансу металевих деталей із використанням запропонованого модуля кореляційної фільтрації даних. Схему такої системи наведено на рис.6.34

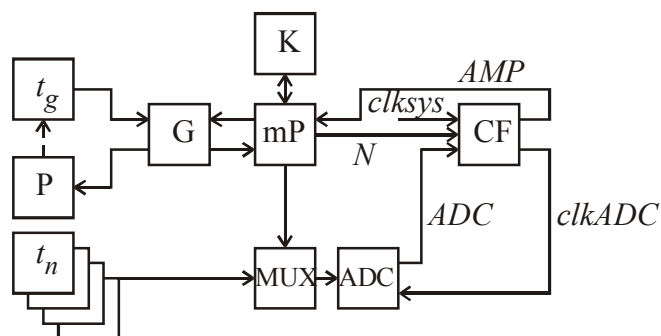


Рисунок 6.34– Структурна схема мікропроцесорного вузла дослідження сигналів при визначенні температурної імпедансу

В схемі управління процесів і взаємодію з оператором здійснює мікропроцесор  $mP$ . За допомогою сигналів керування мікропроцесор керує роботою генератора  $G$  який забезпечує встановлення заданої  $mP$  температури. При цьому  $G$  подає сигнал на модуль Пельть'є  $P$  і вимірює температуру на контрольованій ділянці за допомогою термоперетворювача  $tg$ . Мікропроцесор вимірює температуру  $tg$  і час протягом якого вона змінюється від поточного значення до заданого. Після цього мікропроцесор програмує часові параметри блоку кореляційної фільтрації  $CF$ , який здійснює тактування АЦП, фільтрування даних і виділення амплітуди першої гармоніки. При великій кількості термоперетворювачів, мікропроцесор здійснює почергове переключення їх  $tn$  на вхід одного АЦП (ADC) за допомогою мультиплексора  $MUX$ .

Розроблений метод опрацювання сигналів при виділенні амплітуди першої гармоніки спрощує побудову вузлів дискретизації сигналу. Застосування керованого електричного джерела знакозмінного температурного поля дозволив використати описану методику для дослідження амплітуди температурного поля на відстані від джерела нагрівання. Зміна температурних меж, які підтримує система, дозволяє змінювати частотні властивості сигналів температурного поля. Це дає змогу шукати температурний імпеданс досліджуваної деталі на різних частотах.

## **6.5 Застосування методів опрацювання сигналів для визначення теплового спектрального імпедансу при дослідженні стану стінки труби**

### **6.5.1 Опрацювання сигналів при визначенні коефіцієнта теплопровідності стінки труби**

Коефіцієнт теплопровідності характеризує здатність речовини проводити тепло. Його числове значення визначається як відношення питомого теплового потоку до одиниці температурного градієнта, або як кількість тепла, що протікає через одиницю поверхні за одиницю часу при спаді температури по нормалі до цієї поверхні на  $1^{\circ}\text{C}$  на одиницю довжини. Також коефіцієнт теплопровідності

входить до складу коефіцієнта температуропровідності. Коефіцієнт температуропровідності характеризує швидкість вирівнювання температури при нестационарній теплопровідності.

За умови незмінності фізичних параметрів металу при нагріві рівняння теплопровідності можна записати наступним чином[267]:

$$\frac{\partial T}{\partial t} = a_k \cdot \nabla^2 T - \beta \cdot T, \quad (6.40)$$

де  $T$  – температура в точці матеріалу;

$t$  – час;

$\nabla$  – оператор Лапласа;

$a$  – коефіцієнт температуропровідності;

$\beta$  – коефіцієнт тепловіддачі поверхні.

Коефіцієнт теплопровідності  $\lambda$  визначається наступним чином:

$$\lambda_T = a_k \cdot c_T \cdot \rho, \quad (6.41)$$

де  $a_k$  – коефіцієнт температуропровідності;

$c_T$  – питома теплоємність матеріалу;

$\rho$  – питома густина матеріалу.

Якщо для досліджень вибрати пластину, яку можна ізолювати від випромінювання теплової енергії, а для створення нестационарного теплового поля використати точковий нагрівник, то рівняння теплопровідності спрощується до наступного виду:

$$\frac{\partial T}{\partial t} = a_k \cdot \frac{\partial^2 T}{\partial r^2}, \quad (6.42)$$

де  $r$  – відстань до точки прикладання джерела нагрівання.

Таким чином коефіцієнт температуропровідності є узгоджувачим коефіцієнтом між швидкістю зміни температури і прискоренням віддалення від точки нагрівання.

Дане рівняння розв'язується із врахуванням конкретних краєвих умов. Для випадку миттєвого точкового джерела нагрівання із потужністю  $Q$  в середовищі

із нульовою температурою у всіх точках розподіл температури буде описуватися такою залежністю[268]:

$$T(x, t) = \frac{Q}{c_T \cdot \rho \cdot (4\pi \cdot a_k \cdot t)^{3/2}} \cdot e^{-\frac{x^2}{4 \cdot a_k \cdot t}}. \quad (6.43)$$

Для випадку тонкого безмежного диска, який нагрівається в точці протягом певного часу, розподіл температур буде визначатися наступною залежністю:

$$T_{thin}(r, t) = -\frac{\gamma}{2} \cdot Ei\left(-\frac{r^2}{4 \cdot a_k \cdot t}\right), \quad (6.44)$$

де  $h$  – товщина пластини,  $Ei$  – інтегральна показникова функція.

Коефіцієнт  $\gamma$  визначається за формулою:

$$\gamma_T = \frac{Q}{2\pi \cdot \lambda_T \cdot h}, \quad (6.45)$$

Наведені рішення показують, що температура на поверхні пластини складним чином залежить від коефіцієнта температуропровідності  $a$ , до складу якого входить шуканий коефіцієнт теплопровідності.

Для визначення коефіцієнта теплопровідності сталі, з якої виготовлено пластину без її руйнування, було розроблено пристрій, що вимірює температуру в множині точок, які знаходять на радіальній лінії і фіксованій віддалі від точки нагрівання[269]. Нагрівання пластини проводилося за допомогою модуля Пельт'є.

Чим даліше від точки нагрівання знаходиться точка вимірювання температури, тим менша швидкість зростання температури.

По відстані температура розподіляється за іншим законом (рис.6.35).

$$T(x,t) := \frac{T_0}{2} \cdot \left( \operatorname{erf}\left(\frac{x+1}{\sqrt{4 \cdot 0 \cdot t}}\right) - \operatorname{erf}\left(\frac{x-1}{\sqrt{4 \cdot 0 \cdot t}}\right) \right)$$

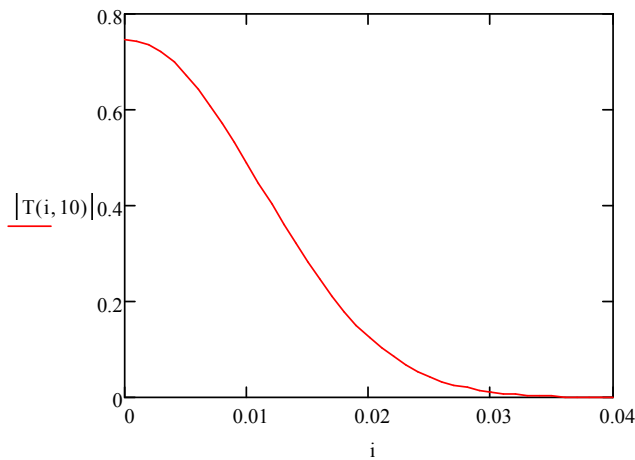


Рисунок 6.35– Залежність температури від відстані до точки нагрівання

Залежність температури в різних точках для декількох моментів часу наведено на рис.6.36.

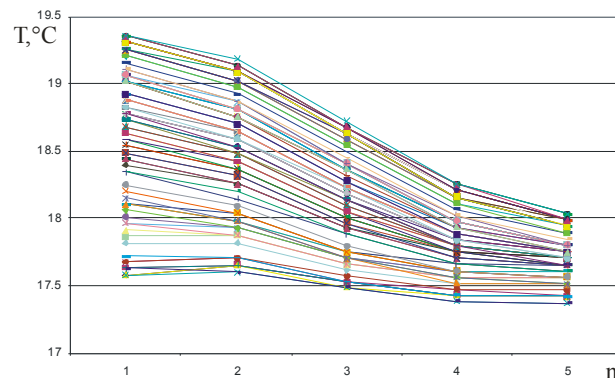


Рисунок 6.36– Температура в п'яти точках, виміряних в різний момент часу під час нагрівання

В даному випадку – чим більше часу пройшло з початку нагріву, тим вища температура. Чим ближче точка вимірювання температури до точки нагрівання, тим більша динаміка наростання температури. Через деякий час всі точки нагріються до одної усталеної температури.

Із наведених графіків видно, що результати вимірювання температури мають випадкові складові, особливо ті, які залежать від часу. Тому використати вимірні дані для визначення коефіцієнта теплопровідності є некоректно.

Виміряні значення згладжено поліномом третього порядку. Згладжену залежність представлено на рис.6.37.

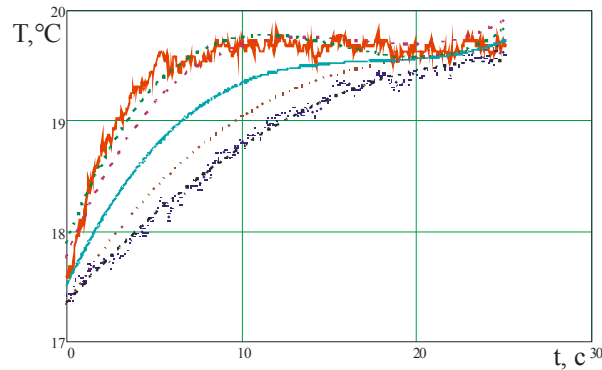


Рисунок 6.37– Результат згладжування вимірної температури

Числове диференціювання по часу, ігноруючи складові менших порядків, проводилося за допомогою формули[270]:

$$T'(r,i) = \frac{3 \cdot y_{i,r} - 4 \cdot y_{i-1,r} + y_{i-2,r}}{2} . \quad (6.46)$$

Числове диференціювання по відстані з ігноруванням складових менших порядків проводилося за формулою:

$$T''(r,i) = y_{i,r+1} - 2 \cdot y_{i,r} + y_{i,r-1} . \quad (6.47)$$

Знайшовши таким чином значення похідних, було визначено залежність для коефіцієнта теплопровідності в різний час експерименту(рис.6.38).

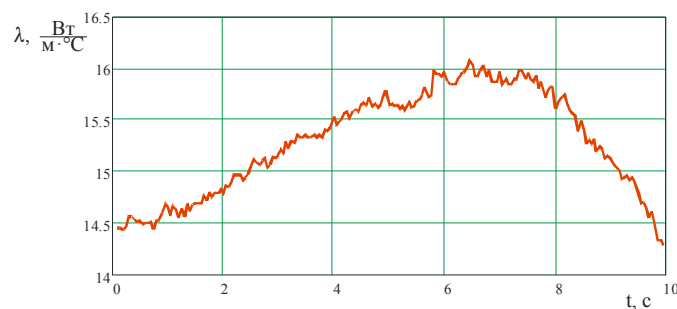


Рисунок 6.38– Залежність коефіцієнта теплопровідності визначеної за різними даними під час експерименту

Із наведеного графіку видно, що було отримано неточне значення коефіцієнту теплопровідності. Це зумовлено похибками у вимірюванні температури і похибками привнесеними обробкою набору дискретних значень. Однак отриманий результат дає можливість оцінити зміни в структурі металу.



### 6.5.2 Опрацювання сигналів при визначенні імпедансу теплопровідності зумовлених механічними властивостями металу

Було проведено дослідження температурного поля вузької пластини із пластично деформованою ділянкою[271]. Нагрівання здійснювалося модулем Пельт'є, що покривав всю ширину пластини [272]. Ділянки нагрівання і вимірювання теплоізолювалися. Це створювало умови рівномірного поширення теплового потоку від точки нагрівання вздовж пластини. Температура вимірювалася в п'яти точках які знаходилися на границі зони деформації. Вигляд розподілу температури в часі на цих ділянках наведено на рис.6.39.

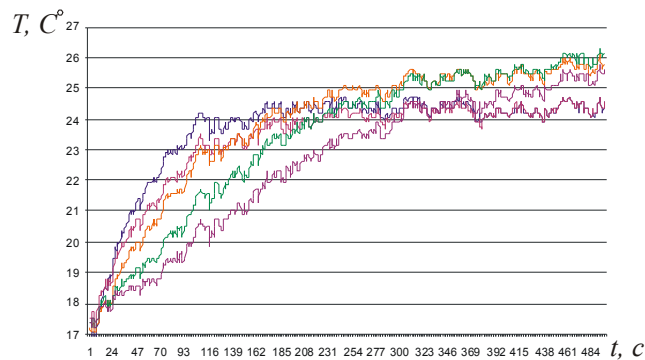


Рисунок 6.39– Залежність температури в п'яти точках на поверхні досліджуваної пластини

Для згладжування отриманих залежностей було застосовано апроксимацію раціональною функцією. Після згладжування і пошуку похідної було знайдено спектри сигналів, які є еквівалентами теплового імпедансу на ділянках вимірювання. Результати розрахунку наведено на рис.6.40.

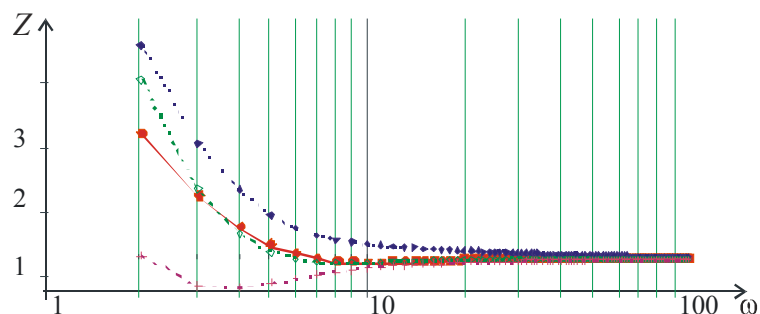


Рисунок 6.40– Спектральний температурний імпеданс різних ділянок пластини

Аналіз результатів показав, що імпеданс ділянки із пластичною деформацією суттєво відрізняється. Це дає можливість стверджувати, що за допомогою аналізу

температурного поля на поверхні пластини в режимі нестационарного теплообміну можна визначати ділянки із пластичною деформацією.

## **6.6 Висновки до розділу**

Розроблено спосіб калібрування температурних сенсорів для вимірювання малих різниць температур, що дало змогу зменшити абсолютну похибку вимірювання різниці температури обернено пропорційно до калібрувальної різниці температур.

Розроблено спосіб вимірювання температури на внутрішній поверхні стінки труби за результатами вимірювання швидкості ультразвукових коливань при односторонньому доступі до поверхні стінки.

Розроблено спосіб вимірювання коефіцієнта Пуасона стінки труби із використанням температурного розширення металу труби і вимірюванням зміни геометричного розміру нагрітої ділянки, що дало змогу оцінювати зміну цього коефіцієнта в процесі експлуатації трубопровода.

Розроблено спосіб дослідження теплового опору в динамічному режимі при стрибкоподібній зміні температури в точці нагрівання, що дало можливість визначити спектральну залежність сигналу, вимірюного температурними датчиками. Зміна теплового опору пов'язані із структурою матеріалу, яка змінюється в процесі експлуатації, в тому числі, і від надмірного механічного напруження.

Розроблено метод дослідження спектральних характеристик сигналу від температурних датчиків при використанні циклічної зміни температури точки нагрівання.

Розроблено спосіб визначення коефіцієнта теплопровідності за результатами зміни різниці температури в нестационарному режимі, що дало змогу визначати цей параметр для металу труби в процесі її експлуатації і оцінювати зміни, що супроводжують зміну структури металу.

Результати роботи викладені в публікаціях [262, 265, 266, 238, 269, 271, 272]

## **7 РОЗРОБКА ПРАКТИЧНИХ СХЕМ ІНФОРМАЦІЙНО-ВІМІРЮВАЛЬНИХ СИСТЕМ ДЛЯ ДОСЛІДЖЕННЯ СПЕКТРАЛЬНОГО ІМПЕДАНСУ ЕЛЕМЕНТІВ ПРОМИСЛОВИХ СИСТЕМ**

Трубопровідний транспорт один із найпродуктивніших. Його функціонування забезпечують багато систем. Частина із них зосереджена в місцях, доступних для огляду і обслуговування. При цьому лінійна частина трубопроводу, знаходиться в місцях із обмеженою доступністю та різних природних умовах. Тому для безпечної експлуатації до цієї частини системи застосовують багатостадійний захист. Як і для неруйнівного контролю необхідно використовувати комплекс засобів, які перевіряють різні аспекти захисту трубопроводу і поточного стану металу труби.

Важливим чинником системи захисту трубопроводу від оточуючого середовища є ізоляційне покриття. В більшості випадків при дотриманні технологічного регламенту на експлуатацію перевіряють тільки стан захисного покриття трубопроводу. Враховуючи велику довжину трубопроводів для контролю стану ізоляційного покриття доцільно застосовувати інтегральні методи оцінки, при яких досліджують окремі ділянки, отримуючи усереднену оцінку стану покриття на ній. За результатами аналізу усередненого стану проводять уточнюючий пошук в межах вибраної ділянки.

Використовуючи опис властивостей ділянки трубопроводу за допомогою спектрального імпедансу між металевою стінкою труби і оточуючим ґрунтом виділяється одна зі складових цього імпедансу, яка залежить саме від активного опору ізоляційного покриття, а відповідно від наявності пошкодження в ньому. При цьому зменшується вплив параметрів оточуючого ґрунту на результати дослідження оскільки він впливає на інші складові імпедансу.

## 7.1 Розробка ІВС вимірювання імпедансу перехідного опору труба-землі

### 7.1.1 Вибір параметрів системи вимірювання струму

Вимірювання струму в підземному трубопроводі проводиться за результатами вимірювання напруженості магнітного поля. Магнітне поле виникає довколо металевого трубопроводу при протіканні цього струму по його стінках.

При вимірюванні струму за напруженістю магнітного поля вирішуються проблеми чутливості, визначення віддалі до струму від точки вимірювання і контроль фазового зсуву сигналу після обробки.

При протіканні по трубопроводу струм зникає. Тому чим далі вимірювання проходить від точки приєднання генератора сигналу, тим менший струм протікає в трубі. Відповідно струм в трубі на певній віддалі від точки приєднання генератора можна порахувати за величиною затухання струму за формулою:

$$I = I_0 e^{-\alpha \cdot x} . \quad (7.1)$$

Коефіцієнт затухання залежить від частоти і стану покриття. В літературі наводяться оціночні дані затухання, усереднивши які, прийmemo затухання від 0,1 до 1 Нп/км для частоти від 10 Гц до 1 кГц. Довжина ділянки трубопроводу яка повинна досліджуватися має бути не меншою 10 км із врахування того, що вимірювальні пункти на трубопроводі встановлюються на відстані не більшій за 10 км. Звідки знаходимо затухання від 1 Нп до 10 Нп для частот від 10 Гц до 1 кГц. Це затухання призводить до зменшення струму в кінці ділянки дослідження до значень від 0,368 А до 0,00045 А.

Максимальна відстань, на якій має проводитися вимірювання струму прийmemo 5 м. Звідки можна порахувати діапазон напружень магнітного поля, який має бути вимірний.

Мінімальна напруженість магнітного поля згідно з формулою:

$$H = \frac{i}{2\pi R}, \quad (7.2)$$

для частоти 10 Гц може бути 0,012 А/м, для частоти 1000 Гц напруженість  $1,4 \cdot 10^{-6}$  А/м.

Індуктивна котушка перетворює приріст індукції магнітного поля в напругу. При цьому напруга пропорційна частоті, магнітній проникності

$$e = -\frac{d\Phi}{dt}, \quad (7.3)$$

де  $\Phi$  - магнітний потік, що пронизує котушку площею  $S$  і визначається за формулою

$$\Phi = H \cdot S \cdot \mu_a, \quad (7.4)$$

де  $\mu_a$  - абсолютна магнітна проникність середовища.

Використаємо котушку із площею витка  $1,6 \cdot 10^{-3} \text{ м}^2$  і 1000 витками. Напруга, яка буде наводитися в котушці на частоті 10 Гц представлено на рис.7.1

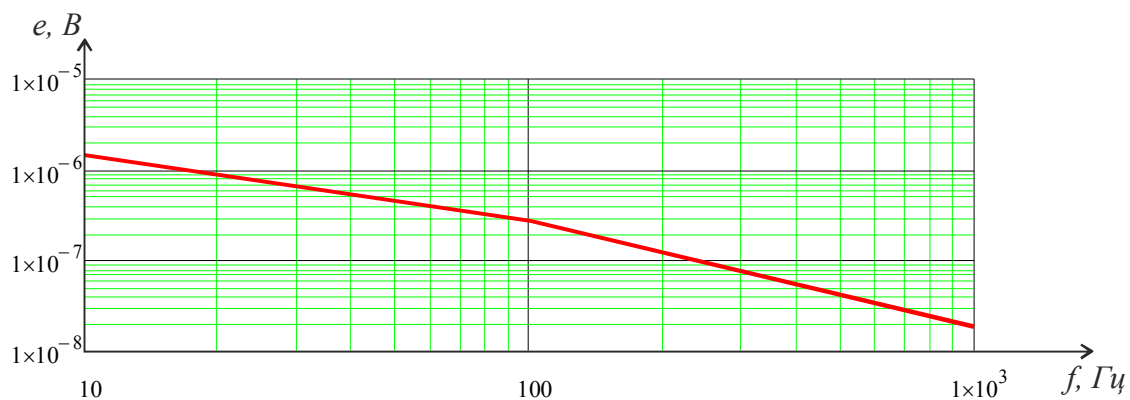


Рисунок 7.1–Залежність напруги наведеної в котушці від частоти сигналу

Із наведених результатів видно, що діапазон зміни напруги становить два порядки. Мінімальне підсилення для досягнення напруги на виході котушки близько 1 В становить близько  $10^6$ . При зростанні частоти досліджуваного сигналу необхідно використовувати додаткове підсилення мінімум в 100 разів. Отже при використанні вибраних котушок і в межах вибраних умов підсилення має становити  $10^5$  із можливістю збільшення в  $10^3$ .

### 7.1.2 Генератор струму збудження коливань в довгій лінії

Вимірювання електричного спектрального імпедансу між трубою і ґрунтом ускладнюється наявністю значного рівня завад в діапазоні досліджуваних частот і використання автономного обладнання з обмеженою потужністю.

При використанні вимірювання зсуву фази на довгій лінії із розподіленими параметрами виникає потреба в підсиленні сигналу. Іншою проблемою є перехідні процеси, що виникають при комутації амплітуди. І останнє є вплив сторонніх завад на сигнали, що поширюються довгими лініями.

Для проектування генератора необхідно визначити діапазон частот необхідний для визначення потрібних параметрів.

Для досліджень стану ізоляційного покриття необхідно забезпечувати певний струм. Прийmemo за максимальну амплітуду струму 1 А в усьому діапазоні частот.

Із результатів попередніх досліджень необхідний діапазон напруги генератора має бути в межах 500 В.

Виходячи із наведених відомостей генератор має формувати гармонійний сигнал. З метою забезпечення високого коефіцієнта корисної дії вихідний каскад генератора має працювати в ключовому режимі. Для забезпечення синхронної роботи генератор має формувати допоміжний сигнал, який бездротово буде передаватися на відстані. Структурна схема генератора наведена на рис.7.2.

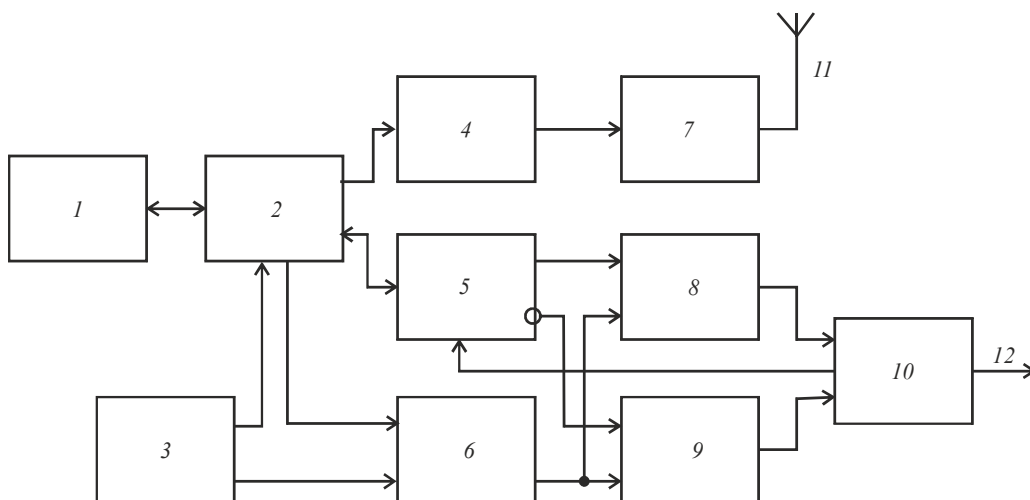


Рисунок 7.2 – Структурно схема генератора для формування струму збудження

Основою генератора є мікроконтролер 2. Необхідною умовою вибору типу мікроконтролера є наявність двох каналів цифроаналогового перетворення із прямим доступом до пам'яті. За допомогою цих каналів формується вихідний сигнал і синхронний сигнал синхронізації. Канал синхронізації формує синусоїдальний сигнал блоком формування 4 який містить фільтр низьких частот для згладжування форми сигналу після ЦАП. Сигнал синхронізації із блоку формування 4 передається на блок радіопередавача 7 який формує сигнал для бездротової синхронізації через антену 11.

Вихідний сигнал подається на свій блок формування 5. В блоці формування дискретний сигнал згладжується після чого формуються сигнали управління ключовими перетворювачами 8 і 9. Ключові перетворювачі забезпечують імпульсне підключення вихідних ланок навантаження до джерела живлення 6 із керованою напругою на виході. Ключові перетворювачі підключаються до ланок навантаження по мостовій схемі. Це дозволяє зменшити максимальну напругу живлення вихідної схеми вдвічі.

Вихід ключових перетворювачів 8 і 9 приєднано до вихідного блоку 10 в якому здійснюється попереднє згладжування вихідного сигналу формованого ключовими перетворювачами і формується зворотній зв'язок вихідного сигналу із блоком формування 5.

За допомогою даної схеми мікроконтролер має змогу керувати формуванням сигналу збудження комунікації із стабілізацією по струму чи по напрузі. При цьому вимірювання вихідного параметрів вихідного сигналу дозволяють міняти живлення блоком 6 ключових перетворювачів 8 і 9 так, щоб використовувати мінімальну допустиму напругу і тим самим зменшити втрати енергії при роботі генератора від автономних елементів живлення 3.

Управління роботою генератора здійснюється за допомогою блоку індикації і клавіатури 1.

Конструктивно генератор розділено на чотири частини. Блок індикації і клавіатури та блок мікроконтролера монтується в корпусі. Блок синхронізації із радіомодулем для зміни фізичного носія сигналу синхронізації монтується

окремо. Це дає можливість вибрати спосіб передачі сигналу синхронізації не змінюючи конструкцію генератора.

Також окремо монтується силова частина блоку живлення із змінною напругою на виході, блоки ключових перетворювачів і вихідний формувач. Ці частини схеми живляться підвищеною напругою живлення і для зменшення ризику враження їх варто виготовляти у виді окремого блоку із відповідним захистом.

### 7.1.3 Принципова схема генератора струму збудження

Для генерації сигналу використовується мікроконтролер із ARM архітектурою типу STM32F100. Вибір цього типу мікроконтролерів обумовлений наявністю АЦП і двох каналів ЦАП із ПДП.

Генерація сигналу відбувається в межах від 0. до 3.3В. Для формування симетричного сигналу використовується вузол суматора, який зміщає сигнал на половину напруги живлення 1.65В і отриманий сигнал підсилює вдвічі, таким чином отримуємо сигнал по формі схожий на синусоїдальної із амплітудою 3.3В (рис.7.3).

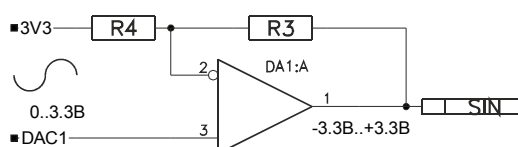


Рисунок 7.3– Схема суматора-формувача вихідного сигналу синусоїдальної форми

Використання низьких частот аж до нульової сильно ускладнює конструкцію приймальних вузлів. У випадку вихідного сигналу із цим доведеться змиритися. Синхронізуючий канал, сигнал якого має передаватися на певну відстань генеруються в межах від 500 до 5000 Гц. Тому низькі частоти вихідного сигналу від 0 Гц до 50 Гц синхронізуються частотами в 100 разів вищими, від 50 Гц до 500 Гц синхронізуються сигналом в 10 разів вищими.



Оскільки сигнал формується за допомогою ЦАП то він має зайві високочастотні складові пов'язані із дискретною формою. Тому для отримання форми сигналу яка має високу спектральну чистоту необхідно фільтрувати всі спектральні складові вищі за частоту генерованого сигналу. Щоб видалити ці спектральні складові використовується фільтр низьких частот із змінюваною частотою зрізу. Фільтр аналоговий за схемою Салена-Кея другого порядку (рис.7.4).

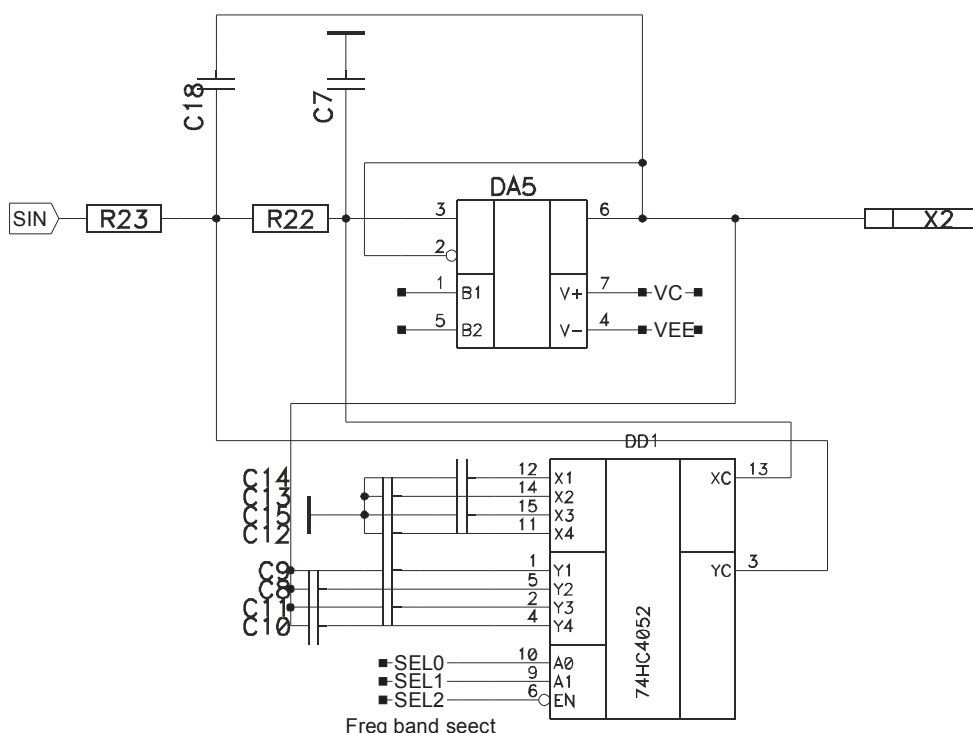


Рисунок 7.4 – Схема фільтра низьких частот із керованою частотою зрізу

Для забезпечення фільтрування сигналу в діапазоні від 0 до 5000Гц дискретно змінюється номінал частотозадаючих конденсаторів за допомогою здвоєного аналогового ключа. Весь частотний діапазон розділено на чотири частини до 5 Гц, до 50 Гц, до 500 Гц і до 5000 Гц. При генеруванні дискретного сигналу у певному діапазоні частот підключається відповідна пара конденсаторів.

Схема Селена Кея в діапазоні пропускання має фазовий зсув.

В генераторі використовується формування сигналу синхронізації окремим каналом. Тому можливі незначні фазові зсуви через використання фільтрів. Із ФЧХ фільтра видно, що фазовий зсув визначається нормованою частотою зрізу. Оскільки використовується кратні частоти вихідного сигналу і синхронізуючого,

то і фазові зсуви будуть однакові але кратні. Тобто на частоті 5 Гц працює фільтр із частотою зрізу 50 Гц. Для цієї частоти фазовий зсув мінус 45 градусів. Синхронізуючий сигнал при цьому 500 Гц і фільтр із частотою 5000 Гц. Для такої частоти також фазовий зсув 45 градусів. Відмінності будуть тільки при неточностях у підборі номіналів фільтра.

В подальшому сигнал синхронізації подається на модуль радіоканалу.

Вихідний сигнал генератора подається на підсилувач, який працює в ключовому режимі і живиться змінюваною по величині підвищеною напругою. Враховуючи, що генератор є переносним пристроєм його живлення забезпечує акумуляторна батарея із напругою 12,6 В. Тому для формування підвищеної напруги живлення використовується перетворювач напруги, який також працює в ключовому режимі. Перетворення здійснюється за допомогою двохтактної трансформаторної схеми, яка в літературі має назву «push-pull».

Використання такої схеми обумовлено високою стабільністю перетворення при змінюваному навантаженні. Також важливо, що роботу такого перетворювача забезпечує інтегральний генератор типу TL494 і це суттєво спрощує схему (рис.7.5).

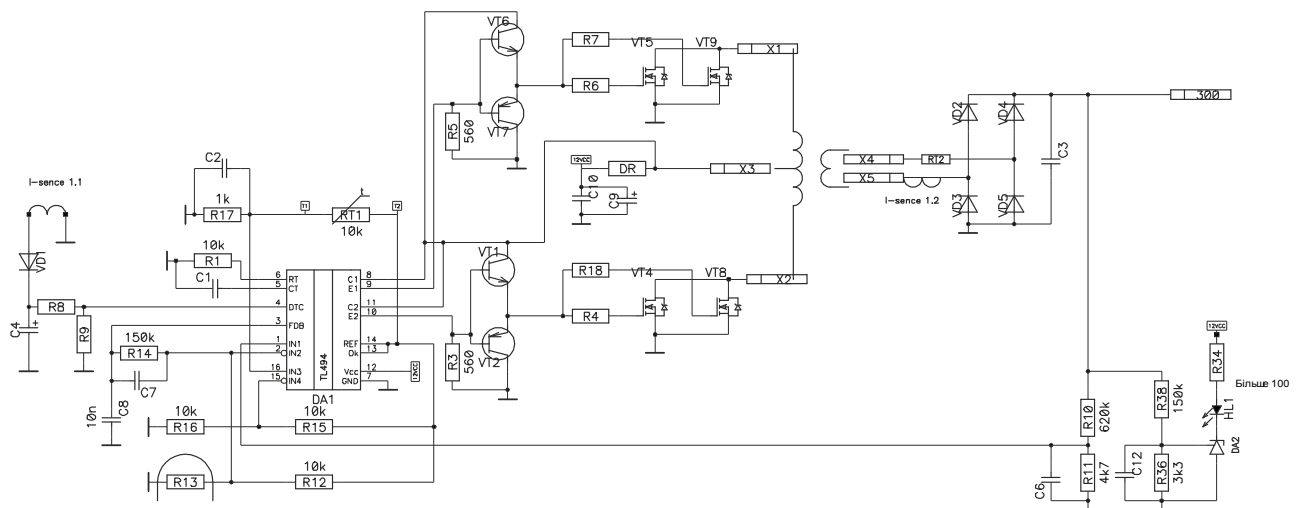


Рисунок 7.5– Схема керованого перетворювача напруги

Інтегральний контролер схеми перетворення TL494 забезпечує формування сигналів керування ключами із шириною імпульсів пропорційно до заданої

напруги. В цьому контролері забезпечується до трьох контурів контролю. При чому два контури пропорційні а третій ключовий.

Керування вихідної напругою здійснюється за допомогою опторезистора, який є складовою частиною одного із пропорційних контурів керування. Від цього контура залежить ширина імпульсів керування вихідними ключами.

В схемі передбачено захист від перевантаження по струму. Струм вимірюється у вторинній обмотці перетворювача за допомогою трансформатора струму. Сигнал випрямляється і згладжується, після чого подається на суматор, який є складовою другого пропорційного контура керування. Поки напруга на цьому вході менша 2,5 В ніякої дії на роботу перетворювача він не має. При перевищенні цього значення починається безумовне обмеження ширини імпульсів керування вихідними ключами, що призводить до зменшення вихідної напруги і в кінцевому результаті до обмеження зростання струму.

Для захисту вихідних ключів від підвищеної температури використовується третій ключовий контур керування. Вхідним сигналом цього контуру є терморезистор, який кріпиться на радіатор ключів. При перевищенні заданої температури перетворювач відключає подачу імпульсів на вихідні ключі. Функціональна схема системи збудження трубопроводу зображено на рис.7.6.

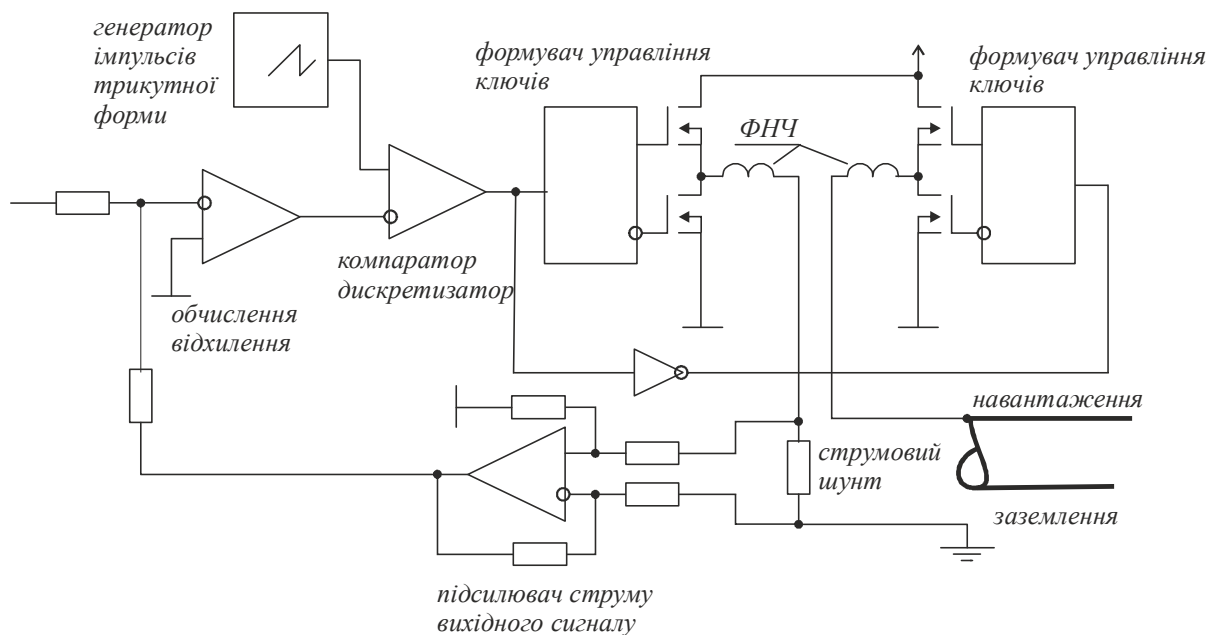


Рисунок 7.6– Функціональна схема підсилювача вихідного сигналу генератора

Розроблена схема дозволяє генерувати сигнал струму гармонійної форми із максимальним вихідним струмом до 1 А. Діапазон частот від 0 до 5 кГц.

#### 7.1.4 Розробка ІВК вимірювання струму в підземному трубопроводі

Ще одним завданням при визначенні струму за напруженістю електромагнітного поля є визначення відстані до лінії зі струмом. Для спрощення процесу визначення осі трубопроводу і пришвидшення його проведення напруженість вимірюється відразу в декількох точках простору над трубопроводом. Після цього за певними співвідношеннями визначається віддаль до осі. При цьому передбачається, що струм проходить по осі труби. Однак при проведенні досліджень, струм через трубопровід пропускають в одному напрямку, а зворотній струм по землі протікає в зворотньому. Таким чином електричне коло, яке складається із труби ґрунту і джерела змінного струму замикається. Відомо, що струм по ґрунту поширюється по так званих струмових трубках. На постійному струмі вони проходять по ділянках із найменшим опором, з'єднуючи трубопровід із електродом в ґрунті. При справному ізоляційного покритті і рівномірному опорі ґрунту потоки струму направлені по нормалі від труби.

На змінному струмі в однорідному середовищі зворотні струмові потоки викликають появу електромагнітного поля. Електромагнітне поле струму в трубі взаємодіє із електромагнітним полем струм в ґрунті. Таким чином струм в ґрунті вже не поширюється по нормалі від поверхні труби. Струмові потоки концентруються біля поверхні трубопроводу. При цьому відбувається викривлення сумарного електромагнітного поля на поверхні ґрунту за рахунок часткового екранування.

Протікання зворотнього струму по ґрунті пояснюється теорією витіснення струмових потоків одного напрямку із січення провідника на поверхню і появою скін ефекту. Протікання струму по ґрунті призводить до появи скін-ефекту в ґрунті по відношенню до поверхні трубопроводу. При цьому із зміною частоти

буде змінюватися і розподіл густини струму в товщі ґрунті навколо трубопроводу.

Трубопровід занурений в ґрунт. в різних місцях на різну глибину. Тому можливі випадки, коли струм навколо трубопроводу в ґрунті буде займати не симетричне відносно осі трубопроводу положення. При цьому порушиться форма електромагнітного поля навколо трубопроводу, яку можна спостерігати на поверхні землі.

Перший експеримент проводився для різних частот струму при опорі ґрунту  $1 \text{ Ом}\cdot\text{м}$ . Результати моделювання наведено на рис.7.7. Суцільною лінією позначено результати для частоти  $100 \text{ Гц}$ , точками - для частоти  $10 \text{ кГц}$ , короткими штрихами - частота  $50 \text{ кГц}$  і штрих пунктирною лінією для частоти  $100 \text{ кГц}$ . Із наведених результатів видно, що зі зростанням частоти характер залежності змінюється. Збільшується відхилення від залежності за законом Біо-Савара (рис.7.7) [273].

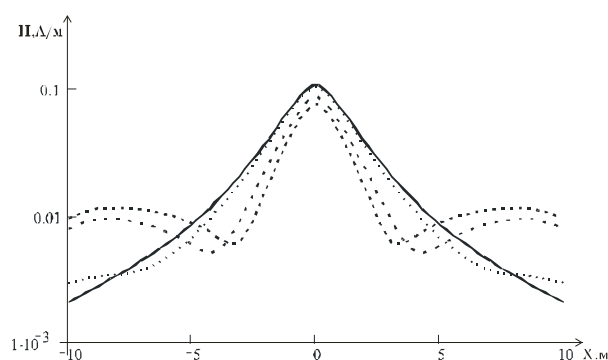


Рисунок 7.7– Залежність горизонтальної складової напруженості магнітного поля від частоти

При цьому, якщо розглянути результати моделювання магнітного поля в ґрунтах із різною провідністю, відхилення на високих частотах зменшується зі зменшенням провідності ґрунту. Для цього підтвердження цього було проведено інший експеримент при різних опорах ґрунту і фіксованій частоті струму  $50 \text{ кГц}$ . Результати моделювання наведено на (рис.8) суцільною лінією для ґрунту із опором  $1 \text{ Ом}\cdot\text{м}$ , штриховою лінією для ґрунту із опором  $100 \text{ Ом}\cdot\text{м}$ . Також для порівняння наведено результати моделювання струму із частотою  $100 \text{ Гц}$  для ґрунту із опором  $100 \text{ Ом}\cdot\text{м}$  (штрих-пунктирна лінія). Із наведених результатів

видно, що зі збільшенням провідності ґрунту зростає відхилення від закону Біо-Савара (рис.7.8).

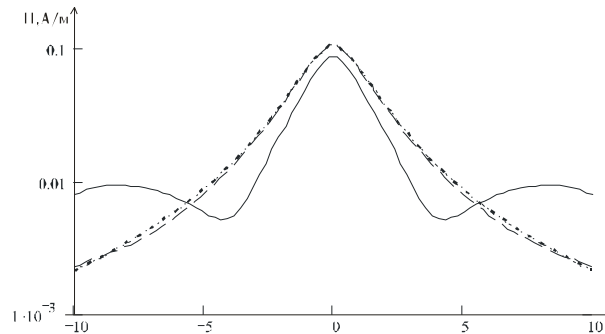


Рисунок 7.8 – Залежність горизонтальної складової напруженості магнітного поля від провідності ґрунту

Враховуючи наведені відомості доцільно вимірювати напруженість магнітного поля в радіальному напрямку від лінії зі струмом [274,275].

При протіканні змінного струму по трубопроводі формується електромагнітна хвиля із круговою поляризацією. При взаємодії із провідним середовищем поляризація набуває еліптичного виду (рис.7.9).

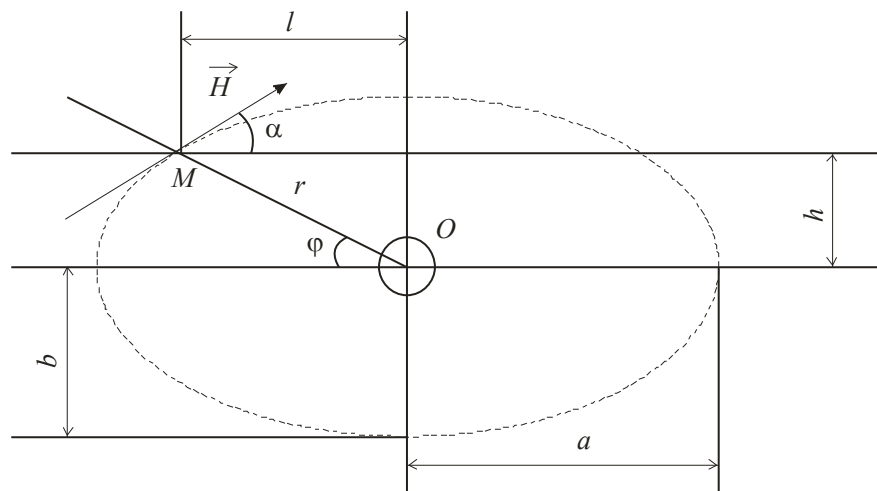


Рисунок 7.9 – Розподіл магнітного поля навколо підземного трубопроводу при протіканні по його стінках змінного струму

Напруженість магнітного поля в точці М при протіканні струму І через трубопровід, вісь якого знаходиться в точці О

$$\vec{H} = \frac{I}{2 \cdot \pi \cdot r}, \quad (7.5)$$

звідки

$$H = \frac{I}{2 \cdot \pi \cdot r} \cdot \cos(\alpha). \quad (7.6)$$

Горизонтальну складову магнітного поля для випадку еліптичної поляризації можна визначити

$$H_g^2 = \frac{I^2}{4 \cdot \pi^2} \cdot \frac{a^2 \cdot h^2}{b^2 \cdot l^4 + h^2 \cdot l^2 \cdot (a^2 + b^2) + a^2 \cdot h^4}. \quad (7.7)$$

Вертикальна складова магнітного поля

$$H_V^2 = \frac{I^2}{4 \cdot \pi^2} \cdot \frac{b^2 \cdot l^2}{(h^2 + l^2) \cdot (a^2 \cdot h^2 + b^2 \cdot l^2)}. \quad (7.8)$$

Величини  $h$  і  $l$  визначають координати осі трубопроводу відносно точки вимірювання компонент електромагнітного поля (рис.7.10).

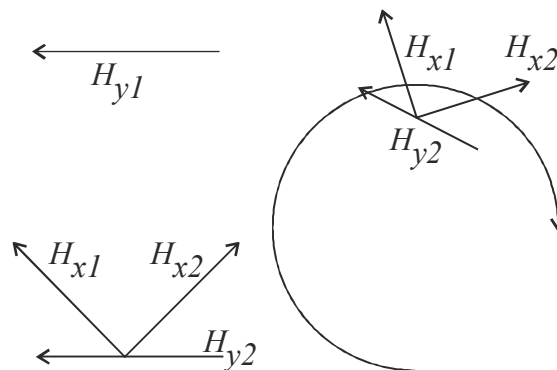


Рисунок 7.10– Спосіб розташування системи індуктивних котушок для визначення положення осі трубопроводу

Використовуючи систему котушок і вимірюючи напруженість магнітного поля в множині точок вздовж чи впоперек трубопроводу зростає інформативність результату [276].

Структурна схема ІВК наведена на рис.7.11

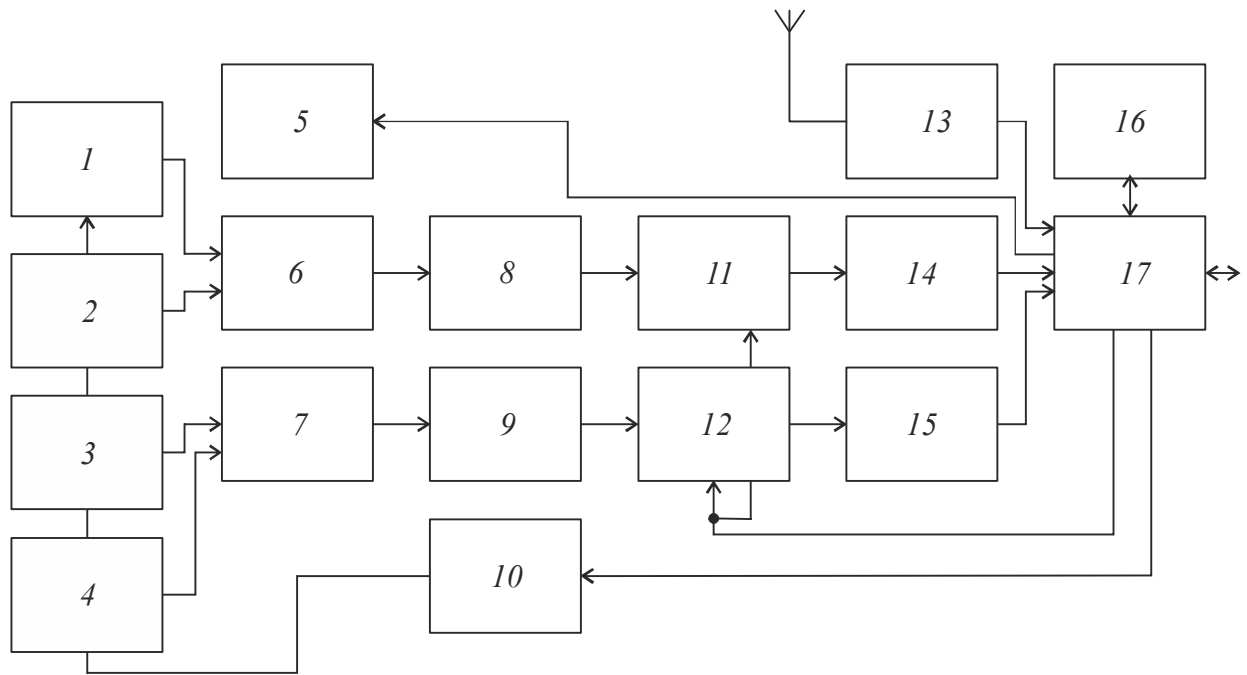


Рисунок 7.11 – Структурна схема ІВК вимірювання струму у віддаленому лінійному струмопроводі

В приладі передбачено два канали обробки, які складаються із вхідних фільтрів 6 і 7, попередніх підсилювачів 8 і 9, підсилювачів із керованим коефіцієнтом підсилення 11 і 12, фільтрів низької частоти 14 і 15. Керує роботою приладу мікроконтролер 17.

За допомогою комутатора 10 до вхідних фільтрів приєднуються по дві пари індуктивних котушок 1 чи 2 і 3 чи 4. Дві пари індуктивних котушок використовуються для позиціонування системи відносно струмопроводу. Інші дві індуктивні котушки використовуються для визначення віддалі до центру струмопроводу і вимірювання напруженості магнітного поля.

Для калібрування вимірювальної котушки по фазі використовується підмагнічування із досліджуваною частотою за допомогою котушки 5, струмом у якій керує мікроконтролер 17.

Сигнал синхронізації від генератора сигналу отримується через радіомодуль 13.

Індикацію і управління забезпечує модуль 16.



Спосіб розташування котушок вибрано так, щоб позиціонувати систему вимірювальних котушок в площині поляризації електромагнітного поля лінійного струму.

Прилад встановлюється на поверхні ґрунту і позиціонується так, щоб нормаль вимірювальної котушки була в площині перпендикулярній до осі трубопроводу.

Позиціонування приймальної котушки по дотичній до вектора напруженості робиться за результатами опрацювання вибірки дискретних значень від котушок позиціонування.

Напряга на котушках має бути одної амплітуди і протилежної фази. Позиціонування проводиться шляхом переміщення системи в поперек трубопроводу.

Принципова схема приймальної системи наведено на рис. 7.12.

Після цього шукається відстань до осі трубопроводу за результатами синхронних вимірювань напруги вимірювальної котушки і допоміжної. Отримавши всі необхідні дані про геометричне положення вимірювальної котушки відносно осі трубопроводу переходять до отримання відомостей про амплітуду і фазу досліджуваних сигналів шляхом опрацювання вибірок дискретизації напруги вимірювальної котушки і сигналу із радіоканалу.

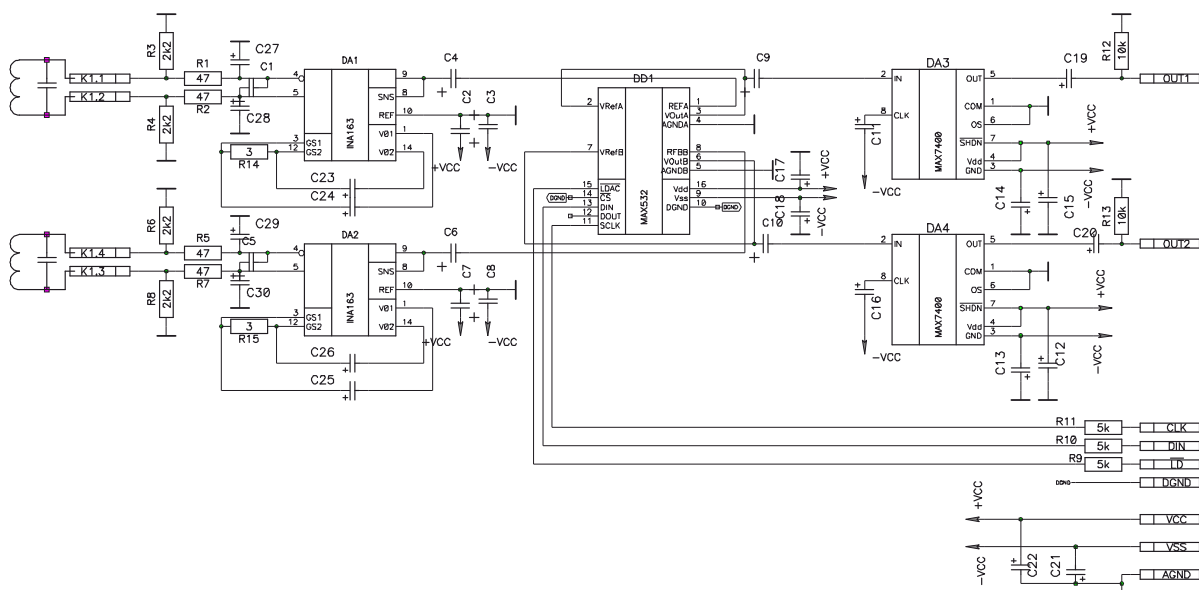


Рисунок 7.12 – Принципова схема блоку вимірювання напруженості низькочастотного електромагнітного поля

Для роботи пристрою необхідно реалізувати передачу вимірюваного сигналу із захистом від адитивних завад, передачу сигналу налаштування положення, передачу сигналу фазової синхронізації, передачу сигналу вибору вимірюваного слота.

При роботі системи необхідно оцінювати проходження струму і напруги в діапазоні частот від 0,1 Гц до 3000 Гц. Для оцінки кожної із частот необхідно зібрати якусь кількість інформації про коливання. Причому для проведення перетворення Фур'є необхідне спостереження не менше за період. Більша кількість періодів при спостереженні дає можливість збільшити відношення сигнал-шум за рахунок накопичення інформації. Тому в залежності від умов спостереження тривалість дослідження сигналу кожної із частот може бути різним. Всі частоти і тривалість спостереження вибираються до проведення вимірювання для генератора і приймального пристрою. Дані утримують в слоті, номер якого є визначальним при дослідженні.

Вимірюваний сигнал і сигнал налаштування положення передаються генератором по трубопроводу. Вимірюваний сигнал складається із пари синусоїдальних коливань, які отримані в результаті 100% амплітудної модуляції частоти несучої із низькою частотою від 0,1 до 1 Гц. При прийомі оцінюється амплітуда розмаху вершин векторів.

Для налаштування положення системи котушок відносно осі трубопроводу використовується модульований сигнал із програмованою частотою несучого сигналу і модулюючим сигналом 5 Гц. Даний сигнал не міняється впродовж дослідження і завжди присутній в генерованому сигналі.

Структурна схема системи вимірювання параметрів поширення струму по трубопроводу наведено на рис.7.13.

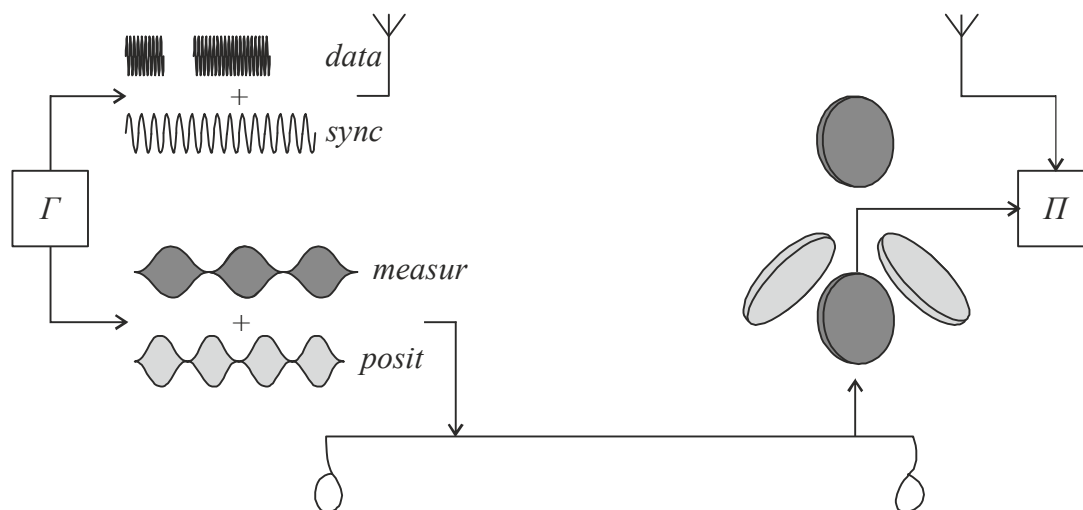


Рисунок 7.13– Функціональна схема передачі сигналів в

Сигнал фазової синхронізації передається по радіоканалу у виді синусоїдального сигналу який по частоті співпадає із нижньою частотою АМ сигналу.

Для прийому сигналу фазової синхронізації і вимірювального сигналу необхідно знати слот сигналу, який в даний час генерується. Передача номера слота здійснюється по радіоканалу із використанням амплітудно-імпульсної маніпуляції на частоті 3100 Гц за швидкістю 110бод. Ослаблений по амплітуді АІМ сигнал у сумі із сигналом синхронізації передається по радіоканалу.

#### 7.1.5 Розробка алгоритму роботи ІВК для вимірювання струму

Встановлюємо прилад і вибираємо налаштування положення.

При цьому вимірювальні котушки дискретизують по 200мс даних і вчислюють амплітуду сигналу. Виводиться на індикатор різниці амплітуд пошукового сигналу наступні 200мс вимірюються параметри по висоті за результатами вимірювання сигналу в вимірювальних котушках. Необхідно рухати систему поки не буде досягнуто напрямку на вісь струму.

По радіоканалу приймається сигнал із якого смуговим фільтром виділяється 3100 Гц і після підсилення та детектування отримуємо сигнал асинхронної передачі номера слота.

Отримуємо номер слота і згідно програмованих значень вибираємо час і частоту дослідження. Про всяк випадок чекаємо наступного слота. і починаємо фіксувати сигнал вимірювальної котушки і сигнал синхронізації впродовж часу, заданого в параметрах слота. Процедура вимірювання передбачає: На затупленому коефіцієнті підсилення підключається канал внутрішнього калібрування фази і цифруємо один період.

Після налаштування місця пристрій переводиться в режим вимірювання.

При переході в режим вимірювання:

- запускаємо прийом даних по UART;
- готуємо місце на запис даних про точку вимірювання які передбачають опис положення системи відносно осі трубопроводу і набір даних згідно завдання (амплітуду, фазу і коефіцієнт програмованого підсилювача);
- в перериванні при прийомі даних по UART очікуємо зміну даних при якій виставляємо признак появи чергового слота;
- отримавши черговий слот переходимо до калібрування на частоті вибраного слота.

Калібрування має на меті врахувати зсув фази вимірювального сигналу при проходженні по тракту обробки сигналу. Для цього формується магнітне поле із заданою частотою за допомогою додаткової котушки, яка збуджується струмом. Додаткова котушка встановлена поблизу вимірювальної котушки. Струм формується сигналом, генерованим ЦАП мікроконтролера.

Процес калібрування фази представлено графічно на рис.7.14

Калібрування фазового зсуву проводиться наступним чином:

- скидається підсилення;
- формується набір даних для генерації струму за допомогою ЦАП;
- програмується таймер часу поновлення даних генерації;
- програмується таймер часу дискретизації;
- включається таймер поновлення даних генерації;

- в таймері на початку набору формується признак початку фази який, скидається на половині набору;
- при появі признаку фази запускається таймер дискретизації даних із АЦП, скидається признак;
- чекаємо наступної появи признаку після чого припиняємо захоплення;
- виключаємо генерацію калібрування;
- використовуючи метод оцінки шукаємо фазу сигналу в захоплених даних.

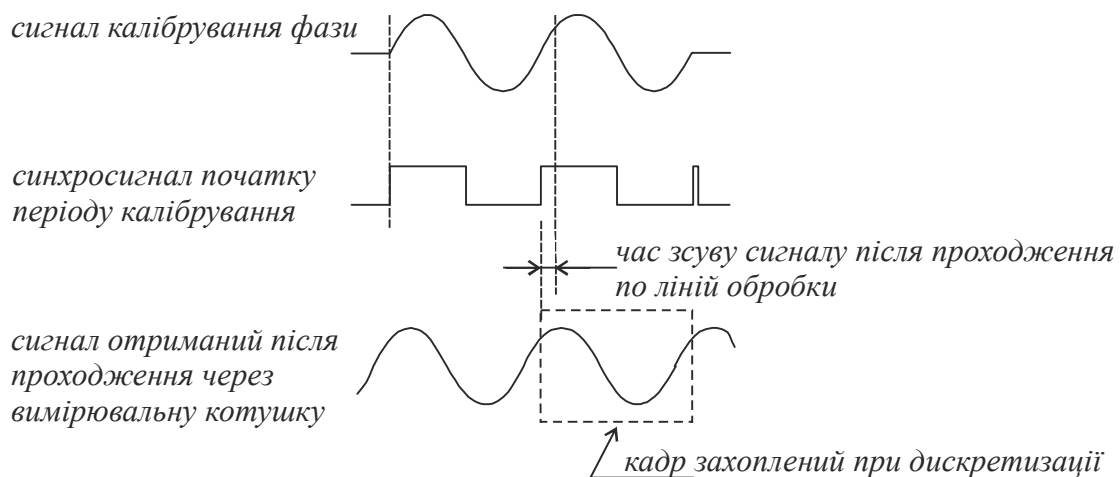


Рисунок 7.14– Спосіб калібрування кута зсуву сигналу після проходження по ланках обробки

Вибираємо коефіцієнт підсилення каналу так щоб середнє значення сигналу не перевищувало 0,8 від діапазону. Для цього:

- скидаємо підсилення до мінімуму;
- програмуємо таймер захоплення на час дискретизації і кількість точок захоплення, щоб отримати сигнал впродовж 1 періоду;
- очікуємо поки не наповниться масив;
- визначаємо середньоквадратичне значення в отриманому масиві, рахуємо коефіцієнт, який доведе середньоквадратичне значення до 0,8;
- виставляємо коефіцієнт підсилення і оцифруємо сигнал, аналізуючи подію зміни номера слота;

- записуємо дані, отримані впродовж дослідження слота, помічаємо слот як опрацьований.

Поки не заповнені всі описи слотів переходимо на початок цієї послідовності, інакше сигналізуємо про готовність всіх даних.

В результаті вимірювань утворюється масив:

- номер точки(відстань)
- розмах котушок позиціонування на частоті настройки,
- розмах котушки вимірювання на частоті настройки,
- розмах котушки допоміжної на частоті настройки.

згідно переліку слотів

- розмах векторів досліджуваного сигналу,
- фаза каліброваного сигналу на нижчій частоті,
- фаза прийнятого сигналу на нижчій частоті
- фаза синхросигналу на нижчій частоті,
- коефіцієнт підсилення.

Отримані таким чином дані в подальшому опрацьовуються. Кожна записана точка має свій номер. Номеру ставиться у відповідність вид параметру – струм чи напруга і відстань від точки приєднання генератора.

Дані точок напруги формуються в окремий набір. За допомогою них будуються дві апроксимаційні залежності для амплітуди напруги і фази.

Із точок, які описують струм визначаються різниці і з використанням знайденої апроксимаційної залежності напруги рахується спектральний імпеданс ділянки між точками вимірювання струму.

## 7.2 Метрологічний аналіз засобів вимірювання імпедансу перехідного покриття

7.2.1 Метрологічний аналіз системи вимірювання зникання напруги в трубопроводі

Згідно викладених залежностей вихідними параметрами є комплексний опір трубопроводу, провідність покриття, провідність електролітичного шару, комплексний опір ґрунту.

Опір трубопроводу можна знайти розрахунковим шляхом на досліджуваній ділянці. Невідомими залишаються властивості ґрунту.

Розглядаємо ділянку трубопроводу довжиною 1 м, для трубопроводу діаметром 500 мм.

Питомий опір покриття одиниці довжини визначається формулою

$$R_I = \frac{R_{II}}{\pi \cdot D_e} \quad (7.9)$$

Питомий перехідний опір справного ізоляційного покриття становить від 2000 Ом·м<sup>2</sup> до 60000 Ом·м<sup>2</sup> для покриття із різного матеріалу. Відповідно, опір одного метра справного ізоляційного покриття становить приблизно 1·10<sup>4</sup> Ом·м

Питома ємність одиниці довжини трубопроводу визначається за формулою для коаксіальних ліній

$$C_I = \frac{2\pi\epsilon_I\epsilon_0}{\ln\left(\frac{D+d_I}{D}\right)} \quad (7.10)$$

Для матеріалу ізоляції діелектрична провідність становить від 2 до 3. Враховуючи наявні дані можна визначити поперечну ємність одиниці довжини вибраного трубопроводу:  $C_I = 2 \cdot 10^{-8}$  Ф/м.

Ємність подвійного діелектричного шару і провідність електроліту визначити важко. Вона залежить від виду електроліту який оточує ґрунт, вид ґрунту і таке інше. Наводяться відомості про поляризаційний опір на контакті електроліт –

метал і ємність подвійного електродітного шару[277]  $C_{ПШ}$  від  $0,2 \text{ Ф/м}^2$  до  $0,6 \text{ Ф/м}^2$ ,  $R_{ПОЛ}$  від  $5 \text{ Ом}\cdot\text{м}$  до  $10 \text{ Ом}\cdot\text{м}^2$ . Відповідно, перехідна провідність одиниці довжини ізолюваного трубопроводу буде складатися із опору електроліту у випадку повністю справного покриття до комплексної провідності яка складається із послідовно включеного опору електроліту і паралельно включених поляризаційної провідності

$$R_{ПШ} = \frac{R_{ПОЛ}}{\pi D}, \quad (7.11)$$

і ємності

$$C_{ПШ} = C_{ПШШ} \cdot \pi D, \quad (7.12)$$

звідки, приймаючи середнє значення емпіричних коефіцієнтів отримаємо на одиницю довжини

$$G_{ПШ} = 0,2 \text{ См/ м}, \quad C_{ПШ} = 0,63 \text{ Ф /м}. \quad (7.13)$$

При суцільному покритті опір електроліту буде мати резистивно індуктивний характер. Є відомості про розрахунок цих величин але насправді він суттєво залежить від фізичних параметрів ґрунту.

Наводяться розраховані значення для повного повздовжнього опору ланки труба-ґрунт і питомому опору ґрунту  $10 \text{ Ом}$  на частоті  $100 \text{ Гц}$ , а  $\omega L_0 = 0,0978 \text{ Ом/км}$ .

Використовуючи визначені параметри моделюємо імпеданс ділянки трубопроводу. При моделюванні розглядалася схема заміщення електричних параметрів (рис.7.15)

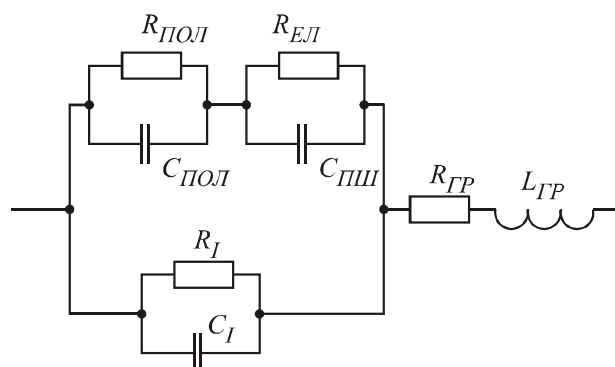


Рисунок 7.15— Електрична модель перехідного імпедансу труба-земля



При появі пошкодження важливу роль відіграє ємність подвійного шару Спш і поляризаційний опір  $R_{пол}$ . Проведено числове моделювання частотної залежності імпедансу від номіналу резистора  $R_{пол}$  (рис.7.16). При моделюванні розраховувалися комплексні складові імпедансу для трьох номіналів  $R_{пол}$  (100 Ом (лінія 1), 10 Ом(лінія 2) і 1000 Ом(лінія 3)).

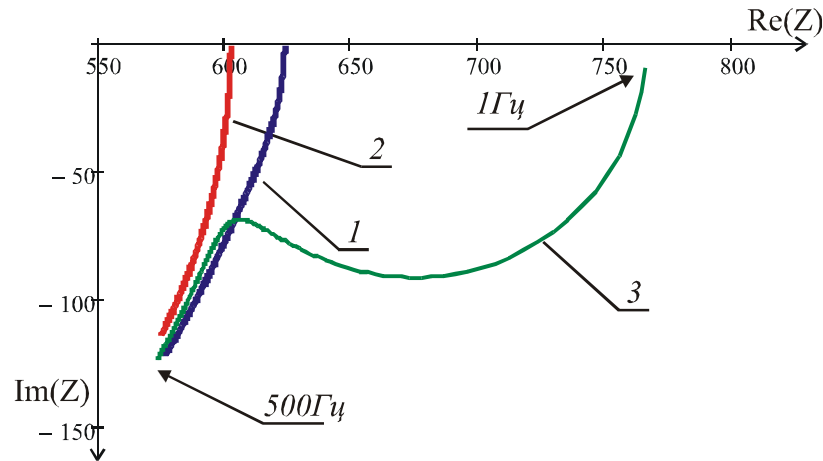


Рисунок 7.16– Вплив пошкодження на зміну імпедансу перехідного покриття

Із наведених результатів моделювання видно, що на вищих частотах імпеданси зрівнюються.

Для пошуку впливу опору резистора  $R_{пол}$  на результат вимірювання імпедансу знайдемо похідну по цьому опору. Графічна залежність степені впливу опору  $R_{пол}$  на перехідний імпеданс одиниці довжини трубопроводу наведено на рис.7.17.

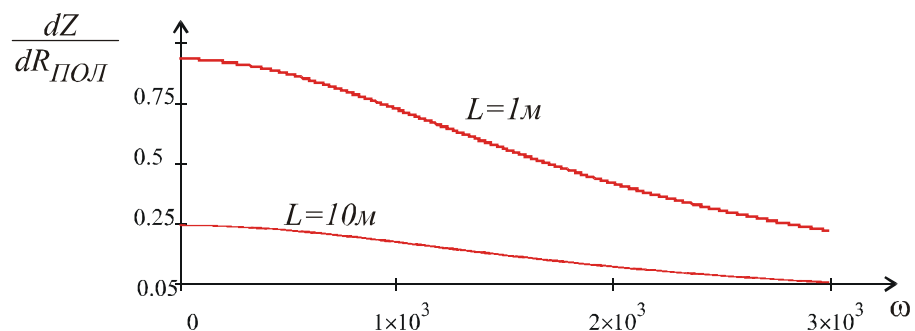


Рисунок 7.17- Залежність швидкості зміни імпедансу від частоти

В залежності від довжини ділянки на якій знаходиться пошкодження змінюється і його вплив на перехідний імпеданс. Від довжини ділянки залежить ємність ізоляційного покриття і його опір.



ближньою землею (вузли 1,4). По ґрунту сигнал поширюється до далекої землі опір якої вважається нульовим.

Для контролю напруги, яку приклали до труби відносно ґрунту використовується спектроаналізатор і демодулятор. Він підключений одним кінцем безпосередньо до труби а іншим до близької землі але в іншому місці (вузли 1,3). Напряга виміряна повірочним спектроаналізатором  $V_G$ . При цьому частина напруги втратиться при перетіканні на ближній землі. Тому повірочним спектроаналізатором буде виміряна напруга між трубою і ближньою землею  $U_{R3П1}$ . Спад напруги на переході від ближньої до дальньої землі визначити не вдасться і тому  $U_{R3Д2}$  буде вносити похибку у вимірювання напруги.

Зменшення цієї похибки можна досягти конструктивно, збільшуючи якість контакту із ґрунтом і віднесення електрода в зону далекої землі вузла 4.

Вимірювач складається із послідовності вузлів, які обробляючи сигнал також вносять похибку. Вхідною ланкою є активні електроди. Вони служать для збільшення вхідного опору, що призводить до зменшення вхідного струму і як наслідок до зменшення спаду напруги на  $U_{R3П1}$ .

Для дослідження методичної похибки методу було розроблено математичну модель, яка описує схему вимірювання. Метою дослідження є пошук розходження напруги на трубі і напруги, яку вдається виміряти вольтметром.

Дослідження проводилося з використанням методу Монте-Карло.

При дослідженні прийнято, що параметри опорів змінюються за нормальним законом розподілу із розкидом 10%.

Напряга на трубопроводі у вузлі 1 вважається за дійсне значення напруги на трубопроводі. Натомість напруга між вузлами 1 і 4 вдається виміряти за допомогою вольтметра.

Напряга на трубопроводі у вузлі 2 вважається за дійсне значення напруги на трубопроводі в кінці ділянки. Напряга між вузлами 2 і 8 вдається вимірюється за допомогою вольтметра на досліджувані ділянці.

Похибка вимірювання напруги на початку труби визначається залежністю

$$\delta V_{G_i} = \frac{V_{1-4_i} - V_{1_i}}{V_{1_i}} \cdot 100, \quad (7.14)$$

а на кінці

$$\delta V_{T_i} = \frac{V_{3-8_i} - V_{3_i}}{V_{3_i}} \cdot 100. \quad (7.15)$$

За результатами виряних напруг було знайдено коефіцієнт зникання напруги. Істинне зникання шукалося за формулою

$$Kr_i = \frac{V_{3_i}}{V_{1_i}}, \quad (7.16)$$

а виміряне значення за формулою

$$Km_i = \frac{V_{3-8_i}}{V_{1-4_i}}. \quad (7.17)$$

Використовуючи формулу

$$\delta K_i = \frac{Km_i - Kr_i}{Kr_i} \cdot 100. \quad (7.18)$$

Результати дослідження похибок при зміні окремо кожного із параметрів схеми при нарузі на генераторі  $E=100$  наведено в табл

Використовуючи проведені дослідження можна висунути вимоги до точності засобу вимірювання напруги, який має бути не менше як в 3 рази точніший за метод. Аналізуючи результати наведені в табл. встановлено, похибка приладу який вимірює напругу на початку ділянки трубопроводу має бути  $< 1,1\%$ , а на кінці ділянки  $< 0,11\%$ .

Після проведеного числового експерименту було знайдено максимальну похибку вимірювання напруги на початку трубопроводу  $\delta V_G = 3,8[\%]$ . Максимальна похибка вимірювання напруги на кінці трубопроводу становить  $\delta V_T = -13,4[\%]$ .

Таблиця 7.1– Результати моделювання вимірювання напруги на підземному трубопроводі

	значення	СКВ	$\overline{V}_G$	$\delta V_G, \%$	$\sigma V_1$	$\overline{V}_T$	$\delta V_T, \%$	$\sigma V_T$	$\overline{\delta K}, \%$	$\overline{\sigma K}$
Rзп2	5	2.5	92	3.6	2.219	0.729	-1.03	0.019	-4.4	0
Rтр1	100	10	91.9	3.6	0.673	0.791	-1.026	0.016	-4.463	0.306
Rтр2	10	3	91.9	3.57	0.116	0.768	-1.118	0.216	-4.52	1.244
Rзд1	10	3	91.9	3.478	0.366	0.792	-1.028	0.0025	-4.35	0.693
Rзп1	10	5	92.17	3.67	1.117	0.793	-1.03	0.0047	-4.53	0.64
Rзп3	400	200	92	3.5	2.36	0.793	-0.74	0.112	-4.53	11.25
Rзп4	400	200	91.9	3.58	0.01	0.796	-0.339	0.22	-3.76	40.14
Rзп5	10	5	91.98	3.57	0	0.792	-1.058	0.0016	-4.47	0.2
Rзд5	10	3	91.98	3.568	0	0.792	-1.007	0.0016	-4.418	0.205
Rзб1	1000	300	91.88	3.61	1.53	0.935	-1.027	1.2	-4.47	1.172
Rзб2	1000	300	91.98	3.57	0.001	0.791	-1.067	0.022	-4.475	0.325
Rзд2	10	3	92	3.49	0.556	0.793	-1.03	0.01	-4.36	0.653
Rзв3	10	3	92.13	3.443	0.017	0.716	-10.88	0.01	-13.8	1.148
Rзд4	10	3	91.98	3.57	0	0.792	-1.004	0.0016	-4.415	0.203

До встановлених сумарних похибок входять систематична і середня випадкова похибки. Виключення систематичної похибки ускладнене значними похибками модельованих електричних параметрів ґрунту.

При одночасній зміні всіх параметрів моделі було знайдено похибку визначення коефіцієнта заникання  $\overline{\delta K} = -15,8[\%]$ .

### 7.2.3 Оцінка похибки вимірювання струму

Струм в трубопроводі вимірюється за допомогою безконтактного методу. При цьому вимірюється напруженість електромагнітного поля. Точність вимірювання напруженості поля становить 5% [279]. Загальна схема накопичення похибок вимірювання струму наведена на рис.7.19.

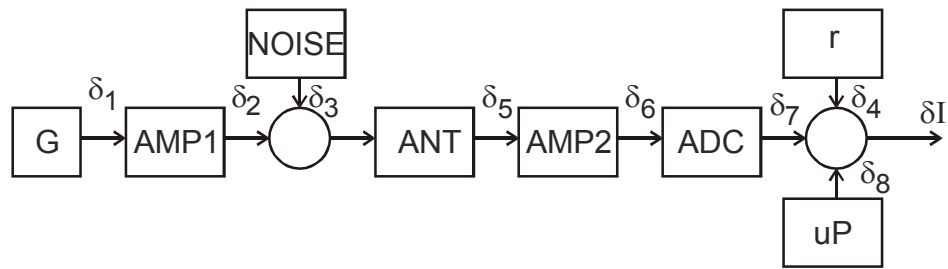


Рисунок 7.19- Схема накопичення похибок вимірювання струму в підземному трубопроводі

Серед складових похибки можна відзначити похибку генератора, зумовлену нестабільністю формованого сигналу  $\delta_1$ , яка також посилюється похибкою підсилювача вихідного сигналу і становить  $\delta_2$ . Важливим чинником є вплив завади, яка супроводжує вимірювання напруженості електромагнітного поля  $\delta_3$ . На сумарну похибку також впливає похибка встановлення магнітної антени яка збільшує сумарну похибку до  $\delta_5$ , антенного підсилювача до  $\delta_6$  і каналу АЦП  $\delta_7$ . На сумарну похибку впливає похибка обчислень  $\delta_8$ . Також на результат вимірювання струму впливає похибка визначення відстані від осі трубопроводу до магнітної антени  $\delta_4$ .

Найбільш вагомими похибками є складові  $\delta_3$  і  $\delta_4$ , систематичний вплив яких неможна усунути в процесі калібрування навіть при багатократних вимірювань.

Для визначення відстані між віссю трубопроводу і положенням точки вимірювання напруженості поля визначається різними методами. Прийmemo, що точність вимірювання визначається на рівні 5%.

Вплив випадкової завади середовища зменшується зростанням часу дослідження і застосуванням методу декомпозиції сукупного сигналу із зменшенням інформативної невизначеності до прийнятного значення. Цільовим значенням похибки вимірювання напруженості електромагнітного поля є значення 5%, яку здатні забезпечити засоби вимірювання.

Відповідно сумарна похибка вимірювання струму не буде перевищувати

$$\delta I = \sqrt{\delta H^2 + \delta r^2} = 7\% \quad (7.19)$$

Тобто максимальна похибка результату при дистанційному вимірюванні струму становить 7%.

#### 7.2.4 Оцінка похибки вимірювання напруги

Амплітуда вибраної спектральної складової вимірюється після модуляції і демодуляції сигналу із виходу джерела сигналу. При такому способі визначення вихідної напруги можна врахувати спотворення які виникли в процесі формування вихідного сигналу напруги. Загальна схема накопичення похибки вимірювання напруги представлено на рис.7.20

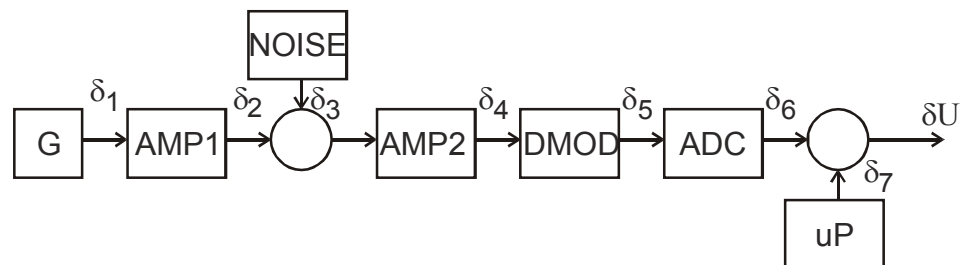


Рисунок 7.20- Схема накопичення похибок вимірювання напруги на підземному трубопроводі

До складових, які впливають на вимірне значення впливають похибка форми джерела сигналу  $\delta_1$  яка примножується підсилювачем AMP1 із модулятором до значення  $\delta_2$ . На сигнал, формований джерелом впливає сторонній нестационарний випадковий сигнал  $\delta_3$ . Після підсилення вхідним підсилювачем AMP2 похибка зростає до  $\delta_4$ . Після цього сигнал демодулюється, що вносить додаткові похибки в результат до значення  $\delta_5$ . Після демодуляції на сумарну похибку буде впливати похибка роботи АЦП і похибка обчислень.

Основним джерелом похибки є сторонні нестационарні сигнали. Їх вплив зменшується використанням методу опрацювання сигналу, моделювання роботи якого доводить зменшення похибки вимірювання до прийнятної навантаження впродовж багатократних вимірювань. Числове моделювання роботи системи модуляції і демодуляції при відсутності сторонніх завад призвело до отримання похибки 0,01%. При впливі завади більшої за корисний сигнал на 20 дБ після

тривалого спостереження і введення поправки на дискретність кута системи автоналаштування, сумарна похибка не перевищує 1%.

Використання мікропроцесорного опрацювання багатократних вимірювань і введення в метод обробки відтворення калібрувальної характеристики із коефіцієнтами, отриманими в результаті попереднього калібрування в значній мірі дозволяє перенести точність засобу калібрування на результат вимірювання. До значних похибок призводить нестационарність випадкової похибки, відхилення стаціонарної випадкової похибки від нормального закону розподілу і дискретність представлення результатів вимірювальним засобом. Однак при впливі на вхідний сигнал випадкової складової із рівномірною щільністю розподілу за рахунок усереднення великої кількості вхідних даних можна отримати зворостання роздільної здатності ІВС [280]. Таким чином, основним джерелом похибки вимірювання напруги при багатократних вимірюваннях є вплив нестационарної випадкової завади, значення якої можна знизити шляхом тривалого спостереження до забезпечення прийняттого СКВ.

#### 7.2.5 Оцінка загальної похибки вимірювання електричного спектрального імпедансу

Загальна формула для визначення перехідного імпедансу ділянки ізоляційного покриття має наступний вигляд

$$Z(\omega) = \frac{U_0(\omega) \cdot e^{-\alpha(\omega) \cdot x}}{i(\omega, x)}, \quad (7.20)$$

де  $U_0$  - напруга на трубопроводі в місці приєднання джерела сигналу,  $\alpha$  - коефіцієнт зникання напруги, знайдений із використанням результатів дослідження на кінцях трубопроводу,  $x$  - координата вимірювання перехідного опору від точки приєднання генератора сигналу,  $i(x)$  втрата струму на досліджуваній ділянці



Використовуючи опорні значення похибки вимірювання напруги 3,8% , коефіцієнта затухання напруги 15%, і струму 5% за допомогою методу Монте-Карло визначимо методичну похибку вимірювання опору яка становить 78%.

### 7.3 Розробка ІВК дослідження механічного спектрального імпедансу

Для дослідження стану металу в процесі експлуатації використовується струнний датчик. Зміна стану металу впливає на моди коливань. Структурна схема приладу для дослідження відхилення частоти коливань струни в результаті впливу затухання в основі на якій натягнута струна наведено на рис.7.21

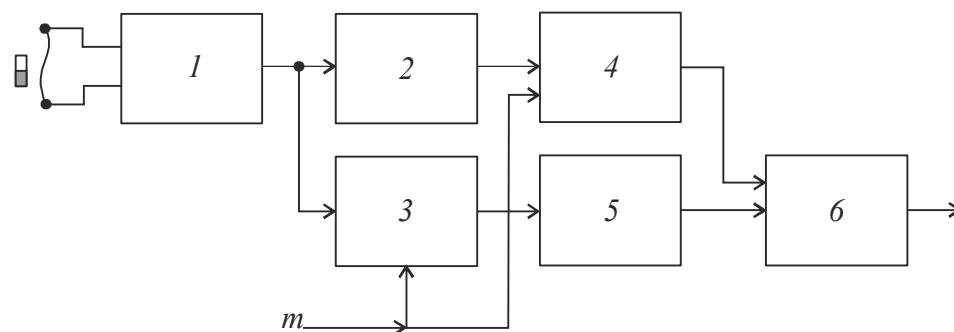


Рисунок 7.21 – Структурна схема ІВК для дослідження втрат енергії в металі струнним датчиком

Прилад складається із струнного генератора 1. Спектральна щільність сигналу на виході цього генератора залежить від спектрального імпедансу натягнутої струни.

Сигнал із виходу струнного генератора поступає на фільтр низьких частот 2. Резонансна частота цього ФНЧ вибирається із умови проходження основної гармоніки коливання і відділення вищих частотних складових. Виділений сигнал першої гармоніки поступає на блок автоналаштування генератора 4. Цей генератор налаштовується на центральну частоту коливань струни основної гармоніки. Вихідним сигналом цього блоку є сигнал із кратними частотами, які більші за основну гармоніку в цілу кількість разів.

Для виділення сигналу вищих мод струни використовується смуговий фільтр 3 із вузлом автоналаштування амплітуди виділеного сигналу. Вихідний сигнал цього блоку поступає на блок автоналаштування 5, який аналогічний до 4. Його

вихідний сигнал налаштовується на центральну частину спектральної смуги вибраної вищої моди.

Номер моди для дослідження  $n$  задається ззовні. Від цього номеру залежить смуга пропускання фільтра 3 в межах яких налаштовується генератор 5. Також параметер  $n$  визначає опорну частоту, яку формує генератор 4.

Сигнал налаштований на вищу моду із генератора 5 і отриманий множенням цілого коефіцієнта на частоту першої моди із генератора 4 поступають на різницевий частотомір 6 функції якого виконує мікроконтролер.

Вихідним сигналом приладу є знак і величина відхилення частот двох сигналів на опрацьованих модах.

Для збудження струни і підтримання її коливання використовується пристрій, схема якого представлена на рис.7.22

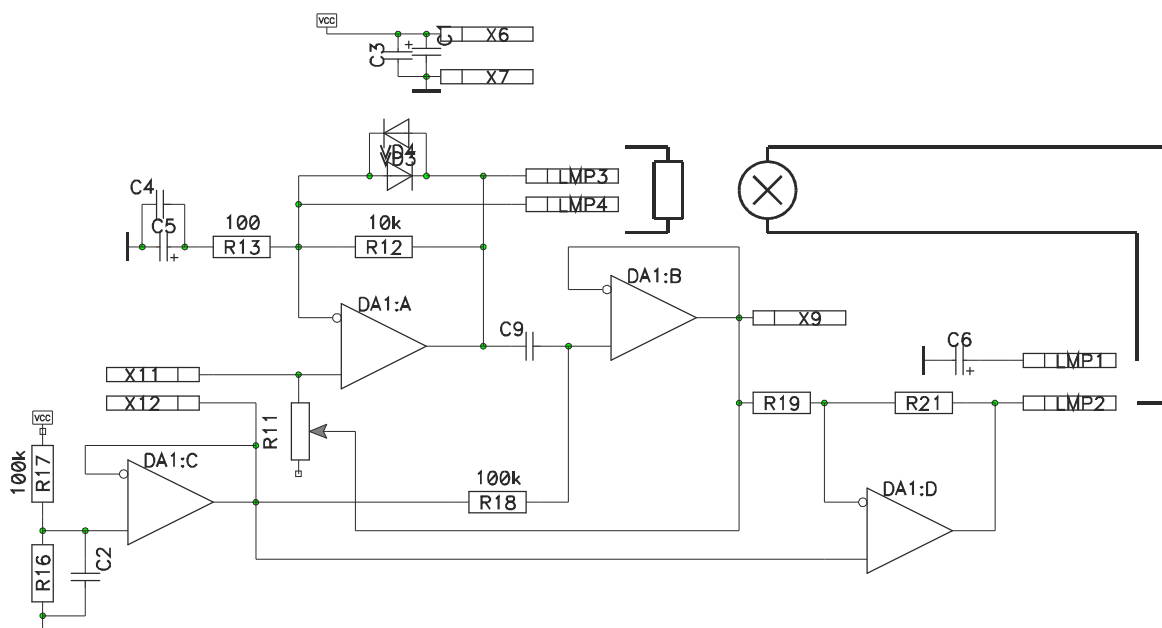


Рисунок 7.22 – Автогенератор струнного датчика

Автогенератор складається із підсилювача із нульовим зміщенням фази, який утворений елементами DA1:A, DA1:B.

Збудження струни забезпечується зовнішніми наводками, які у вигляді напруги поступають на вхід підсилвача. В результаті їх підсилення сигнал по

петлі зворотнього зв'язку знову поступає на струну. Вихідна напруга підсилювача перетворюється в струм за допомогою резистора  $R_{11}$ .

Протікання струму по струні призводить до її переміщення в магнітному полі постійного магніта. Переміщення ж струни зі струмом в магнітному полі генерує напругу, яка знову ж поступає на підсилювач. В результаті підсилювач підсилює напругу, яка виникла в результаті руху струни. Струна ж рухається у відповідності до своїх фізичних можливостей. Тому і вихідна напруга на виході підсилювача визначається параметрами коливання струни. Для того, щоб забезпечити надійне збудження струни і вберегтися від перевантаження підсилювача при зростанні амплітуди коливань в схемі передбачено систему автоматичного регулювання коефіцієнта підсилення.

Регулюючим елементом схеми є фоторезисторна оптопара. Сигнал із виходу підсилювача струни поступає на підсилювач лампи розжарювання оптопари. При зростанні амплітуди сигналу лампа розжарюється і освітлює фоторезистор, який включений в коло зворотнього зв'язку підсилювача коливань струни. При цьому його коефіцієнт підсилення зменшується.

Час реакції лампи розжарювання і фоторезистора набагато більші ніж час перехідного процесу струни, тому на форму коливань такий спосіб регулювання не впливає.

Вихідним сигналом струнного генератора є сигнал, який відтворює швидкість переміщення струни в точці де встановлено постійний магніт.

Зовнішній вигляд струнного сенсора із магнітною системою наведено на рис.7.23.

Для налаштування на частоту, яка є серединою спектральної смуги, яку займає основна мода коливання використовується генератор, керований напругою. Генератор керований напругою генерує сигнал прямокутної форми.



Рисунок 7.23– Зовнішній вигляд струни натягнутої на опорах, закріплених на досліджуваній пластині

Сигнал прямокутної форми легше обробляти цифровими засобами. Для формування всіх допоміжних сигналів сигнал основного генератора ділиться в  $n$  разів. Потім його треба фільтрувати ФНЧ, отримати синусоїду. Синусоїду модулювати. Отримати дві синусоїди симетричні відносно ГКН. Ці сигнали використовуються для модуляції досліджуваного сигналу і в подальшому до визначення відхилення частоти автоналаштування до середини частотної смуги основної моди. Для реалізації вказаних перетворень розроблено вимірювальний прилад.

Схему генератора керованого напругою зображено на рис.7.24. Власне генератор виконано на інтегральному генераторі прямокутних імпульсів із функцією зміни частоти 74НС4046. Генератор налаштовано на середню частоту 200 кГц.

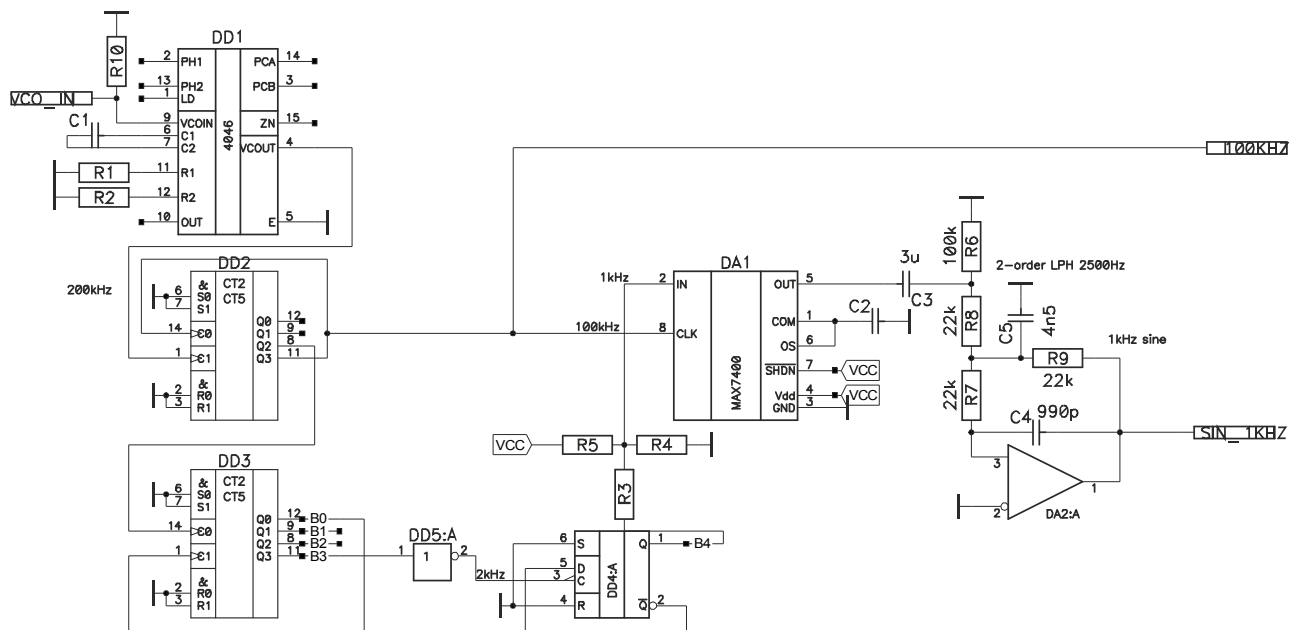


Рисунок 7.24 – Схема генератора керованого напругою

Поділена на 2 частота 100 кГц поступає на фільтр низьких частот DA1. Фільтр типу MAX7400. Це фільтр низьких частот на комутованих конденсаторах. Частота зрізу фільтру в 100 разів нижча за тактову частоту. Тому при подачі на тактовий вхід частоти 100 кГц отримуємо ФНЧ еліптичний 8 – порядку із частотою зрізу 1кГц.

Сигнал 200 кГц проходить через два подільника на 10 (DD2, DD3) і таким чином на виході отримуємо сигнал 2 кГц. Ще на два сигнал доділюється тригером DD4:A для отримання щільності сигналу 2. Сигнал у вигляді симетричних прямокутних імпульсів поступає на вхід фільтра DA1.

Спектр симетричних прямокутних фільтрів містить безмежну кількість непарних гармонік основної частоти. Тому ФНЧ із частотою основної гармоніки відділяє всі зайві гармоніки і на виході фільтра формується синусоїдальний сигнал. Фільтр на переключуваних конденсаторах цифровий. Для додання залишків частоти дискретизації вихідний сигнал проходить через аналоговий фільтр низьких частот, налаштований на 2,5 кГц. Ця частота суттєво менша за частоту дискретизації 100КГц, тому не дивлячись на низький порядок фільтра він відділяє всі зайві спектральні складові вихідного сигналу.

Схема генератора сигналу модуляції має таку ж схему, тільки в ній параметри  $C1$  і  $R1$  підібрані таким чином, щоб налаштувати  $DD1$  на частоту 20 кГц. З цього сигналу на виході отримується синусоїдальний сигнал 100Гц.

В описаного генератора є ще одна функція пов'язана із формуванням сигналів кратних за частотою до вихідного сигналу. Забезпечується формування сигналів із частотами  $x2$ ,  $x3$ ,  $x4$ ,  $x5$ ,  $x6$ ,  $x7$ . Ці сигнали використовуються для порівняння відхилення частоти вищих мод, отриманих з досліджуваного сигналу струнного генератора і гармонік основної частоти.

Сигнали із кратними частотами формуються із сукупності цифрових сигналів, які встановлюються на вихідних лініях подільника в 20 ( $DD3$ ,  $DD4$ ). Вони умовно позначені  $b0$ - $b4$ . На кожен імпульс вихідного сигналу має формуватися певна кількість імпульсів додаткових сигналів. Так на виході  $x3$  на кожен період сигналу  $b4$  має формуватися 3 імпульси. Для простоти всі комбінації зведені в табл. 7.2.

Таблиця 7.2– Правила формування імпульсів в залежності від вхідного набору

N	b4	b3	b2	b1	b0	x7	x6	x5	x4	x3	x2
00	0	0	0	0	1	1	1	0	1	0	
10	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	
20	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	
30	0	0	1	1	1	1	0	1	0	0	
40	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	
50	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	
60	0	1	1	0	1	1	0	1	1	0	
70	0	1	1	1	0	0	0	1	0	0	
80	1	0	0	0	0	0	1	0	0	1	
90	1	0	0	1	1	1	0	0	0	1	
16	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
17	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0
18	1	0	0	1	0	1	1	1	1	1	0
19	1	0	0	1	1	0	0	0	1	0	0
20	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
21	1	0	1	0	1	1	1	0	0	0	0
22	1	0	1	1	0	0	0	1	1	0	0
23	1	0	1	1	1	0	0	0	1	0	0
24	1	1	0	0	0	1	0	0	0	0	1
25	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0	1

Самі прості комбінації кратні 2, тому  $x_2=b_3$  і  $x_4=b_1$ . Для подальшого опрацювання вибрано наступні комбінації

$$x_3 = \overline{0 \vee 6 \vee 18}$$

$$x_5 = \overline{0 \vee 4 \vee 8 \vee 18 \vee 22}$$

$$x_6 = \overline{0 \vee 3 \vee 6 \vee 9 \vee 18 \vee 21}$$

$$x_7 = \overline{0 \vee 3 \vee 6 \vee 9 \vee 18 \vee 21 \vee 24}$$

Оскільки великого значення симетричність вихідних імпульсів не має то доцільно використати суміжні комбінації для спрощення дешифрування появи вхідного набору.

$$x_3 = 0 \vee 9 \vee 18$$

$$x_5 = 0 \vee 3 \vee 9 \vee 18 \vee 21$$

$$x_6 = 0 \vee 3 \wedge 6 \vee 9 \vee 18 \wedge 21$$

$$x_7 = 0 \vee 3 \wedge 6 \vee 9 \vee 18 \wedge 21 \wedge 24$$

Вхідні набори можна знайти за наступними виразами

$$0 = \overline{b_0 \vee b_1 \wedge b_2 \vee b_3 \vee b_4}$$

$$3 = b_0 \wedge b_1 \wedge \overline{b_2 \vee b_3 \vee b_4}$$

$$6 = b_1 \wedge b_2 \wedge \overline{b_0 \vee b_3 \vee b_4}$$

$$9 = b_0 \wedge b_3 \wedge \overline{b_1 \vee b_2 \vee b_4}$$

$$18 = b_1 \wedge b_4 \wedge \overline{b_0 \vee b_2 \vee b_3}$$

$$21 = b_0 \wedge b_2 \wedge b_4 \wedge \overline{b_1 \vee b_3}$$

$$24 = b_3 \wedge b_4 \wedge \overline{b_0 \vee b_1 \vee b_2}$$

В результаті отримуємо набір сигналів частота яких точно кратна основному сигналу. Діаграма формованих сигналів наведена на рис.7.25

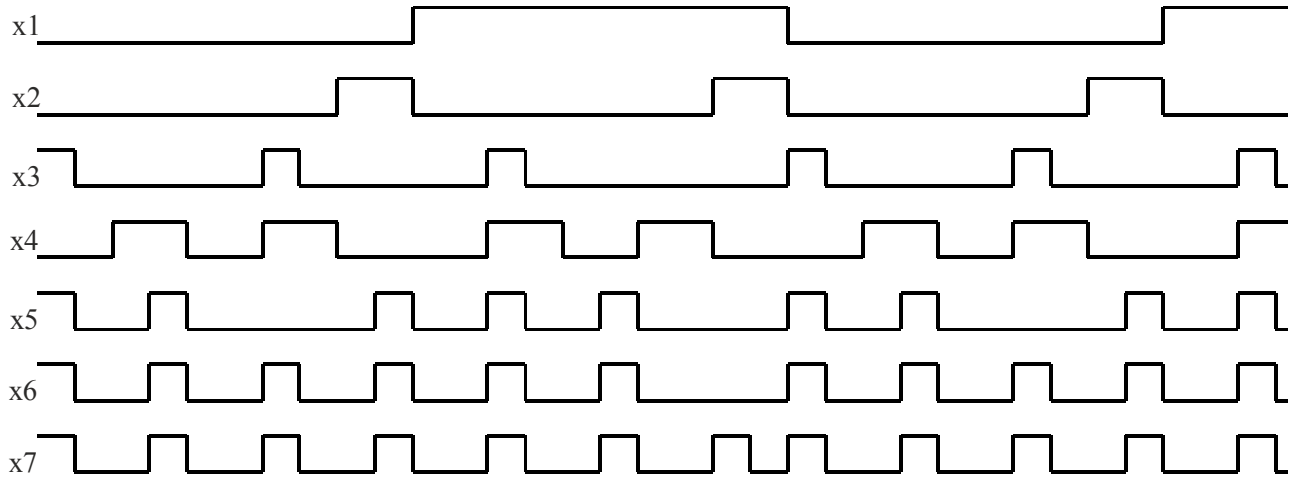


Рисунок 7.25 – Діаграма роботи формувача сигналів із частотами кратними до частоти основного сигналу

Налаштування частоти основного сигналу здійснюється після порівняння його спектру із спектром вхідного сигналу. Це порівняння передбачає формування із основного сигналу пари сигналів з різними частотами, які мають розташуватися нижче і вище центральної частоти вхідного сигналу від струнного генератора.

Схема формування сигналів частоти яких зміщені симетрично відносно 1 кГц на 100 Гц наведено на рис. 7.26

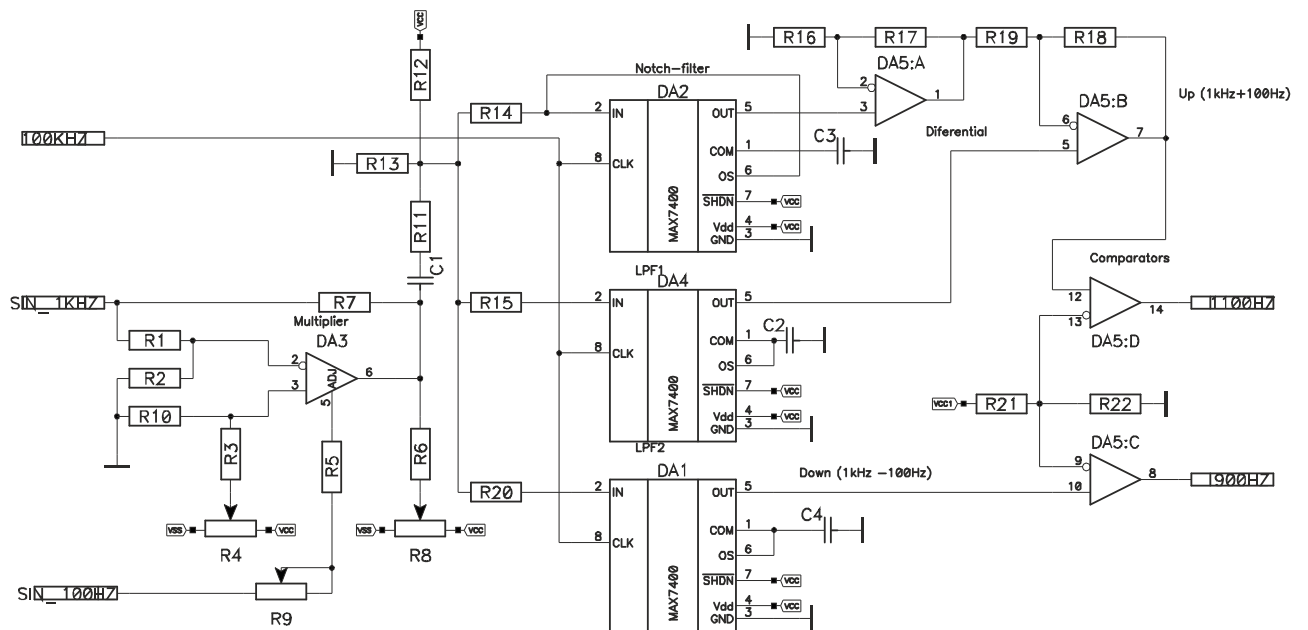


Рисунок 7.26 – Схема формування пари сигналів дискретизації

Сигнал із парою частот отримуємо множенням несучої 1 кГц на модулюючий 100 Гц. Множення відбувається на операційному підсилювачі DA3 із керуванням



підсиленням типу CA3080[281]. Перемножений сигнал поступає на вхід двох фільтрів ФНЧ на DA1 і ФВЧ, який утворений із ФНЧ DA4 і режекторного фільтра на DA2. В даному випадку режекторний фільтр виконує роль всепропускаючого фільтра, зберігаючи фазові зсуви сигналу в низькочастотній області[282]. Властивості ФВЧ формуються відніманням сигналу ФНЧ і режекторного фільтра диференційним підсилювачем на DA5:A, DA5:B [283]. Сигнали після фільтрів дискретизують компараторами на DA5:C, DA5:D.

На виході схеми отримуємо два сигнали прямокутної форми із частотами, які симетричні відносно модулюючого 1кГц і зміщені від нього на 100Гц. Отримані таким чином сигнали використовуються для дискретизації вхідного сигналу, який формується струнним генератором. Схему формувача напруги керування генератором наведено на рис.7.27

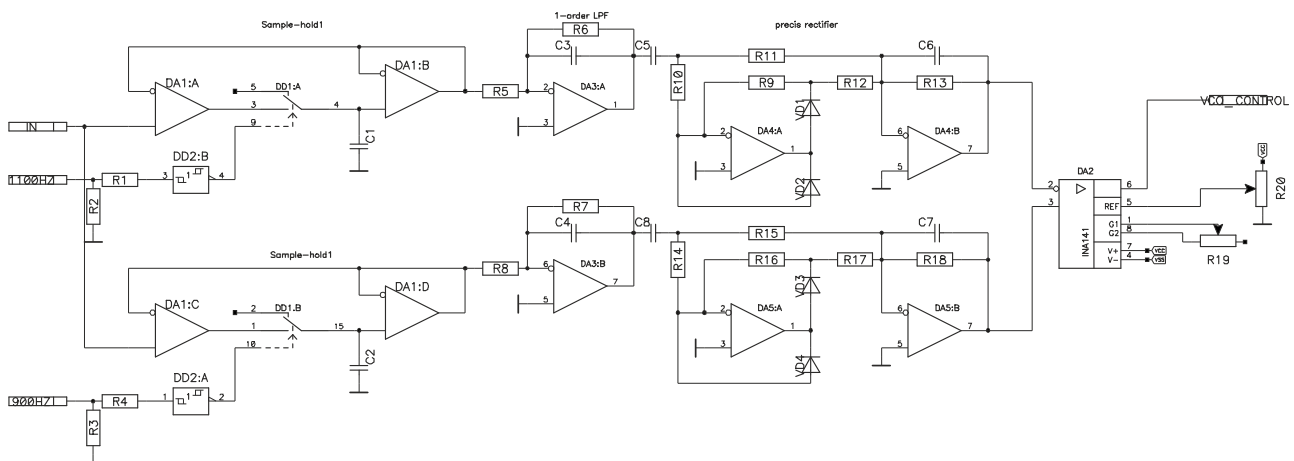


Рисунок 7.27 – Схема формування напруги керування генератора

Для дискретизації сигналу струнного генератора використовуються дві схеми вибірки-зберігання, які утворені елементами DA1:A, DA1:B, C1 і DA1:C, DA1:D, C2[284]. Тимчасове зберігання відбувається на конденсаторі. Вхідна напруга на короткий час підключається до конденсатора за допомогою аналогового ключа DD1:A і DD1:B відповідно. Аналогові ключі тактуються сигналами, які узгоджені тригерами Шміта DD2:B і DD2:A.

Після дискретизації два сигнали проходять фільтрування ФНЧ першого порядку, який має полого передаточну характеристику, починаючи із низьких частот (рис 7.28) [285, 286]. Фільтри виконано на елементах DA3:A, DA3:B.

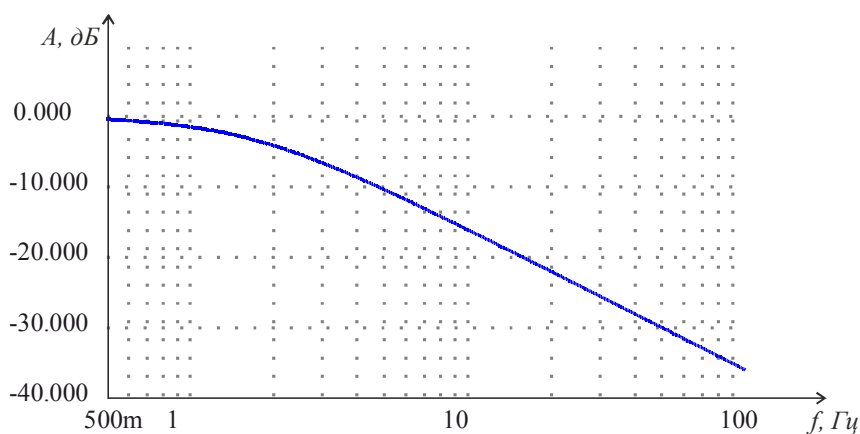


Рисунок 7.28– Передаточна характеристика ФНЧ першого прядку

Після фільтрації дискретизованих сигналів, спектр яких ближчий до 0 буде мати більшу амплітуду. Фільтровані сигнали випрямляються і вже випрямлені сигнали віднімаються диференційним підсилювачем. Диференційний підсилювач типу INA141. За допомогою підстройки міняється як діапазон зміни вихідної напруги так і постійне зміщення.

Для визначення різниці частот сигналів  $m$  гармоніки і відповідно  $m$  моди використовується реверсивний лічильник, який утворюється засобами мікроконтролера

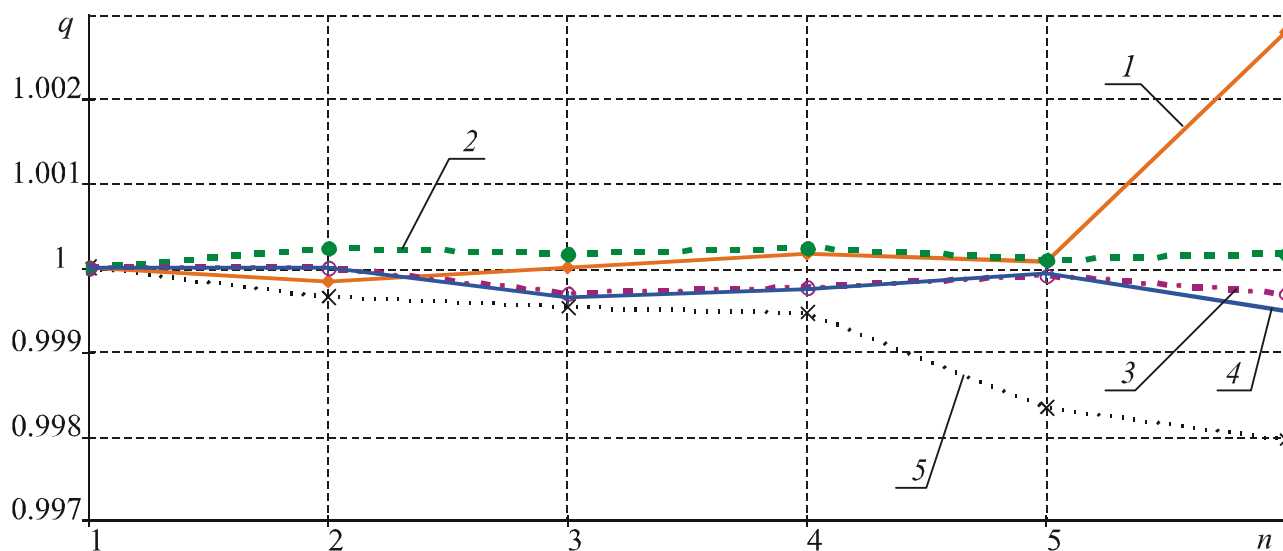
З використанням розробленого ІВК проведено ряд експериментальних досліджень. Під час них, в ході формування та опрацювання діагностичних сигналів використовували різноманітні тестові взірці з різних матеріалів, зокрема трубної сталі 09Г2ФБ і конструкційної сталі Ст3, виготовлені згідно рекомендацій [287]. На цих взірцях нерухомо встановлювались опори і між ними кріпили натягнуту металеву струну. Фото взірців наведено на рис. 11. Довжина взірців становила близько 300 мм. Площа поперечного перерізу  $540 \text{ мм}^2$ . Для імітації зміни структури металу використовували взірці із ділянкою на якій відбулась пластична деформація із конструкційної сталі (взірець 1), трубної сталі (взірець 2) за рахунок одноосного розтягування. Додатково досліджували взірці із трубної сталі з нерівномірною структурою в поперечному перерізі. Нерівномірність полягала у наявності поперечного зварного шва (взірець 3), отриманого ручним електродуговим зварюванням, а також зміни площі поперечного перерізу в

середній частині взірця 4. За еталон був вибраний недеформований взірець 5 з трубної сталі без дефектів.



Рисунок 7.29– Зовнішній вигляд досліджуваних взірців.

В ході експериментальних досліджень визначено коефіцієнт ступеня відхилення частоти гармонік першої моди до частоти вищих мод згідно (11) для різноманітних металевих взірців (1–5). Результати досліджень в графічному виді подано на рис. 7.30.



1– (Ст3), 2 – із пластично деформованою ділянкою, 3 – із звареним швом; 4 – із різною товщиною вздовж взірця; 5 – однорідний без дефектів (взірці 2–5 з трубної сталі).

Рисунок 7.30– Залежність коефіцієнта  $q$  для різних мод струни натягнутої на досліджуваних взірцях:

Із наведених графічних залежностей видно, що коефіцієнт  $q$  на взірцях 1 і 2 вже з третьої моди стає усталено більшим 1. В той же час для взірця 5 коефіцієнт  $q < 1$ , що пов'язано із малими пластичними деформаціями основи. Взірці 3 і 4 хоч і мають неоднорідності, проте їх пластичні властивості не призводять до зростання  $q$  вище за 1.

Розроблений спосіб та його схемна реалізація дозволяють ефективно оцінювати зміну пружно-пластичних властивостей металевої основи шляхом визначення коефіцієнта відношення гармоніки першої моди до частоти вищих мод коливання струни, натягнутої на цій основі.

## **7.4 Розробка ІВС для контролю спектрального імпедансу на стаціонарних процесів на поверхні металу**

### **7.4.1 Розробка ІВС дослідження імпульсних збуджуючих сигналів**

Для дослідження корозійних процесів необхідно виконати комплекс вимірювань.

Значну кількість інформації про електрохімічну реакцію, яку супроводжує корозійний процес можна отримати із потенціостатичних і гальваностатичних досліджень.

Лабораторні дослідження супроводжуються тривалою експозицією досліджуваних струмів і оцінкою зміни потенціалу. Велика кількість взірців для дослідження вимушує розробляти багатоканальні системи вимірювання.

При дослідженні тривалих процесів поляризації постала проблема із фіксацією великої кількості даних, які супроводжують вимірювання із відносно високою частотою дискретизації [288]. Відносно висока частота дискретизації дозволяє фіксувати швидкоплинні процеси в разі їх появи, але весь інший час зайві дані перевантажують сховища даних. Тому для дискретизації результатів дослідження використовується метод нерівномірної дискретизації по рівню. Принцип її роботи наведено на рис.7.31

Сигнал вимірюється через заданий дискрет. Вимірні значення порівнюються діапазоном серединою якого є попередньо записане значення. Як тільки вимірні значення перевищать межі діапазону, то воно записується і в подальшому використовується для формування середини діапазону [289].

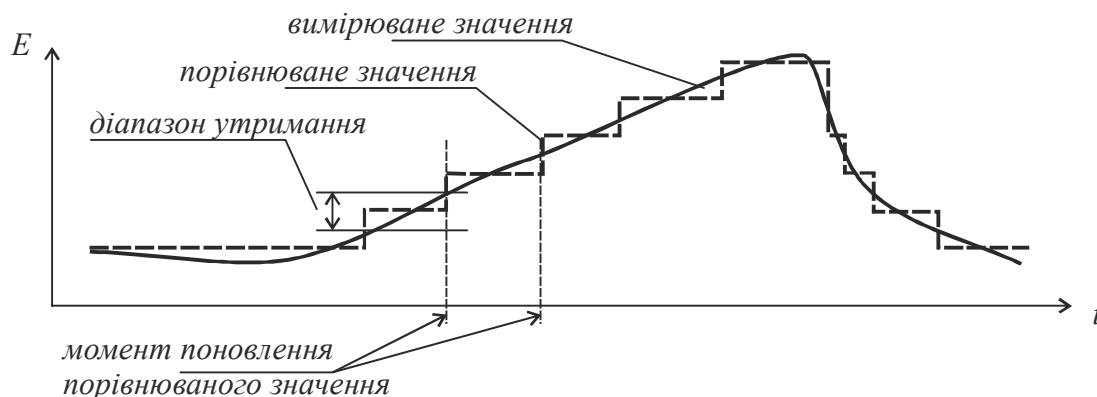


Рисунок 7.31– Спосіб фіксації зміни напруги за допомогою утримання діапазону

На початку вимірювання записується дата і час проведення дослідження, а також початкові умови експерименту. В процесі роботи в масив записується вимірні значення в момент виходу за межі діапазону і час від останнього запису. Поле часу має обмежений розмір, тому якщо тривалий час сигнал не виходить за межі діапазону, то лічильник часу переповнюється. В цьому випадку в масив записується поточне значення вимірюваного сигналу, а лічильник часу скидається.

Експерименти по дослідженню параметрів поверхні тривалі і тривають десятками днів. Тому запис відносних часових проміжків суттєво скорочує їх об'єм виділяючи тим самим його на результати дослідження. Використовуючи описаний метод дискретизації і ширину діапазону 10 мВ фіксувалися дані при дослідженні електрохімічних процесів на поверхні металевого електрода із розвиненою площею поверхні (рис.7.32).

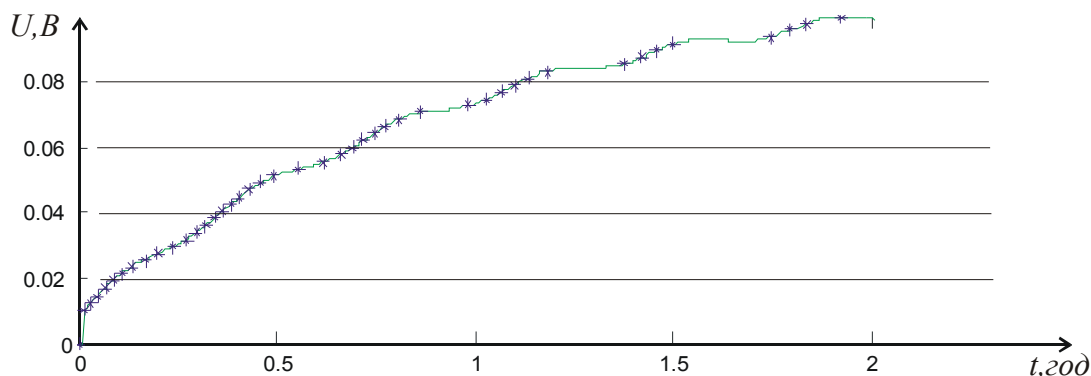


Рисунок 7.32– Результати фіксації приростів напруги

Зовнішній вигляд приладу, який реалізує вказану дискретизацію наведено в додатках

Важливим чинником при проведенні дослідження електрохімічних реакцій є температура оточуючого електроліту. Від неї залежить кінетика реакції. З метою збільшити інформативність процесу дослідження і розширення функціональності було розроблено універсальний восьмиканальний лальвано/потенціостат із можливістю вимірювання температури електрохімічної реакції.

Для формування сигналу, який задає напругу чи струм використовується широтно-імпульсна модуляція. Зглядження ШІМ сигналу здійснюється за допомогою інтегратора на DA1:D. Сигнал ШІМ формується в діапазоні від 0 до 5В. Тому для формування двохполярної напруги використовується опорна напруга відємної полярності, яка подається на вхід суматора DA1:D.

В залежності від потреби на досліджувані електроди має подаватися фіксований струм чи фіксована напруга.

Керування вузлом здійснюється за допомогою двох сигналів U/I та E. За допомогою сигналу U/I вибирається вид вимірюваного параметру інший параметер задається і утримується схемою. Сигнал E дозволяє відключити вихідну частину схеми від досліджуваних електродів, проте продовжувати міряти напругу на них.

Основою схеми стабілізації є елемент DA1:A (рис.7.33). Вибір параметру, який буде стабілізуватися визначають електронні ключі VT8, VT9. При замкненому ключі VT8 і розімкненому VT9 прямиий вхід DA1:A приєднано до землі і вхідний сигнал подається через R13 на інверсний вхід. Через R12 на цей

інверсний вхід подається сигнал зворотнього зв'язку, який приходить із повторювача напруги на DA1:C. Цей повторювач забезпечує вимірювання напруги електрохімічної комірки і має високий вхідний опір для зменшення втрат струму з комірки.

Якщо перекомутувати ключі і виключити VT8 а включити VT9, то інверсний вхід DA1:A заземлиться і вхідний сигнал буде поступати на неінвертуючий вхід DA1:A через R14. Компенсуватися цей сигнал буде через резистор R16. Цей резистор підключено до схеми перетворення струму в напругу на елементі DA1:B. Таким чином струм, який протікає по досліджуваній електрохімічній комірці буде відповідати вхідній напрузі.

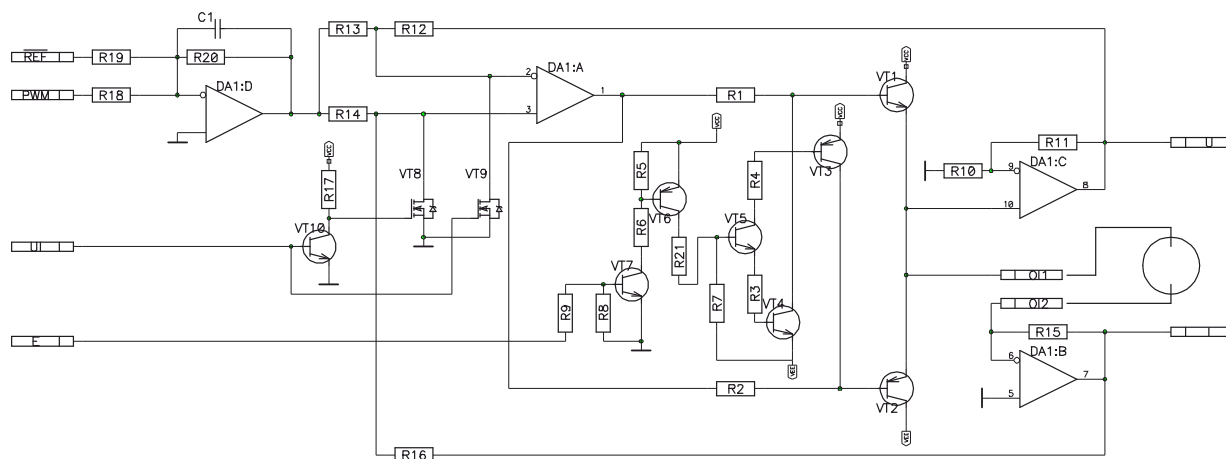


Рисунок 7.33– Схема вихідного вузла одного каналу восьмиканального потенціо/геліостата

Для того, щоб спостерігати за потенціалом релаксації, який утворюється після виключення струму поляризації використовується схема закривання вихідних транзисторів VT1, VT2 при подачі лог.1 на вхід E. Транзистори VT3-VT7 шунтують бази вихідних транзисторів в наслідок чого вони виключають подачу струму на електрохімічну комірку.

Напругу на електрохімічній комірці можна вимірювати по окремому виходу U. Струм через комірку перетворюється в напругу і поступає на вимірювальний вихід I.

Прилад виготовлено у виді окремого пристрою із власною системою керування та індикацією. Зовнішній вигляд конструкції приладу наведено на рис.Ж.2 (Дод. Ж)

Прилад автономно працює під управлінням мікроконтролера. Всі дані фіксуються і записуються у внутрішнє сховище. В продовж експерименту можна отримати ці дані оцінити і змінювати умови проведення експерименту.

Прилад розрахований на тривалу роботу. Тривалість визначається об'ємом сховища. Впродовж експерименту фіксується вибраний параметер і час виходу його за межі ковшного діапазону.

#### 7.4.2 Розробка ІВС дослідження гармонійних збуджуючих сигналів

Для дослідження спектрального імпедансу електрохімічної реакції було розроблено прилад, який дає можливість проводити такі вимірювання [290]. Принципова схема мікропроцесорного блоку із елементами генератора сигналів наведено на рис.7.34

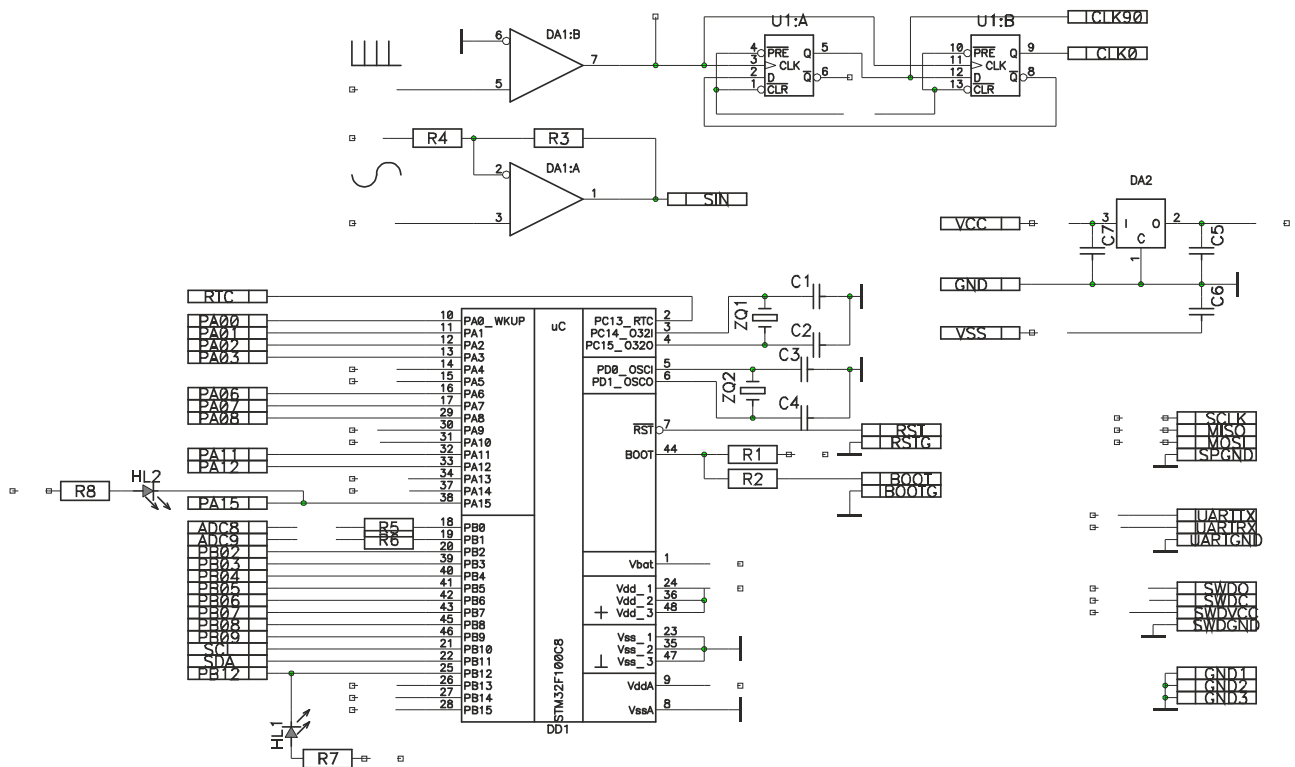


Рисунок 7.34 – Принципова схема мікропроцесорного блоку приладу для дослідження спектрального імпедансу.



Мікропроцесорний блок за допомогою наявних ЦАП формує синхронні сигнали синусоїдальної форми і квадратурні синхросигнали.

Для формування частоти дослідження використовується тактовий генератор  $F_{clk}=48000000$

Ця частота ділиться на прескалер  $PRESCAL+1$ . Ця частота подається на лічильник. Лічильник рахує до максимального значення  $MAX$  і викликає переривання. Тому частота переривання буде

$$F_{clk}/(PRESCAL+1)/MAX=F_{out}$$

Якщо синусоїда буде формуватися із  $Pt$  точок то гармоніки будуть вискакувати на частотах  $F_{out}*Pt$

Треба ці гармоніки фільтрувати.

Для інтегрування треба, щоб на АЦП на один, або  $N$  періодів досліджуваного сигналу приходилось 10000 тактів.

Тобто період досліджуваного сигналу

$$T=1/F_{out}$$

Період тактового сигналу АЦП

$$T_{clk}=T/10000$$

Доступно

$$T_{clk}=T/10000/N=1/F_{out}/10000*N$$

звідки

$$F_{aцп}=F_{out}*10000/N$$

Максимальна частота тактування складає 160 кГц

Частота дослідження 50кГц

$$\text{Шукаємо } 50000*10000=500\ 000\ 000$$

далі  $500\ 000\ 000/160\ 000=3125$  що є цілим числом. Відповідно маємо ставити частоту 160 кГц

Сигнал у формі симетричного синусоїдального коливання і квадратурні синхроімпульси поступають на блок обробки. Схему якого наведено на рис.7.35. Дискретний сигнал синусоїдальної форми фільтрується аналоговим фільтром низьких частот із змінюваною частотою зрізу на елементах DD1,DA3.

Спектрально чистий сигнал через підсилювач і комутований шунт поступає на вимірвальну клему X1. Спад напруги на шунті вимірюється диференційний підсилювачем DA8. Таким чином фіксується струм через досліджуване коло.

Напруга на досліджуваному колі поступає на диференційний підсилювач DA5. Для розширення діапазону вимірювання напруги коефіцієнт підсилення підсилювача змінюється ключом.

В приладі напруга і струм вимірюються по-черзі. Вид вимірюваного параметру вибирається ключем.

Вимірювання ортогональних складових проходить за допомогою синхронного модулятора, який керується квадратурними синхросигналами, які із імпульсного виду перетворюються в прямокутний за допомогою елементів U1,U2.

Модуляція вимірюваного сигналу здійснюється електронним ключем DA2:В.

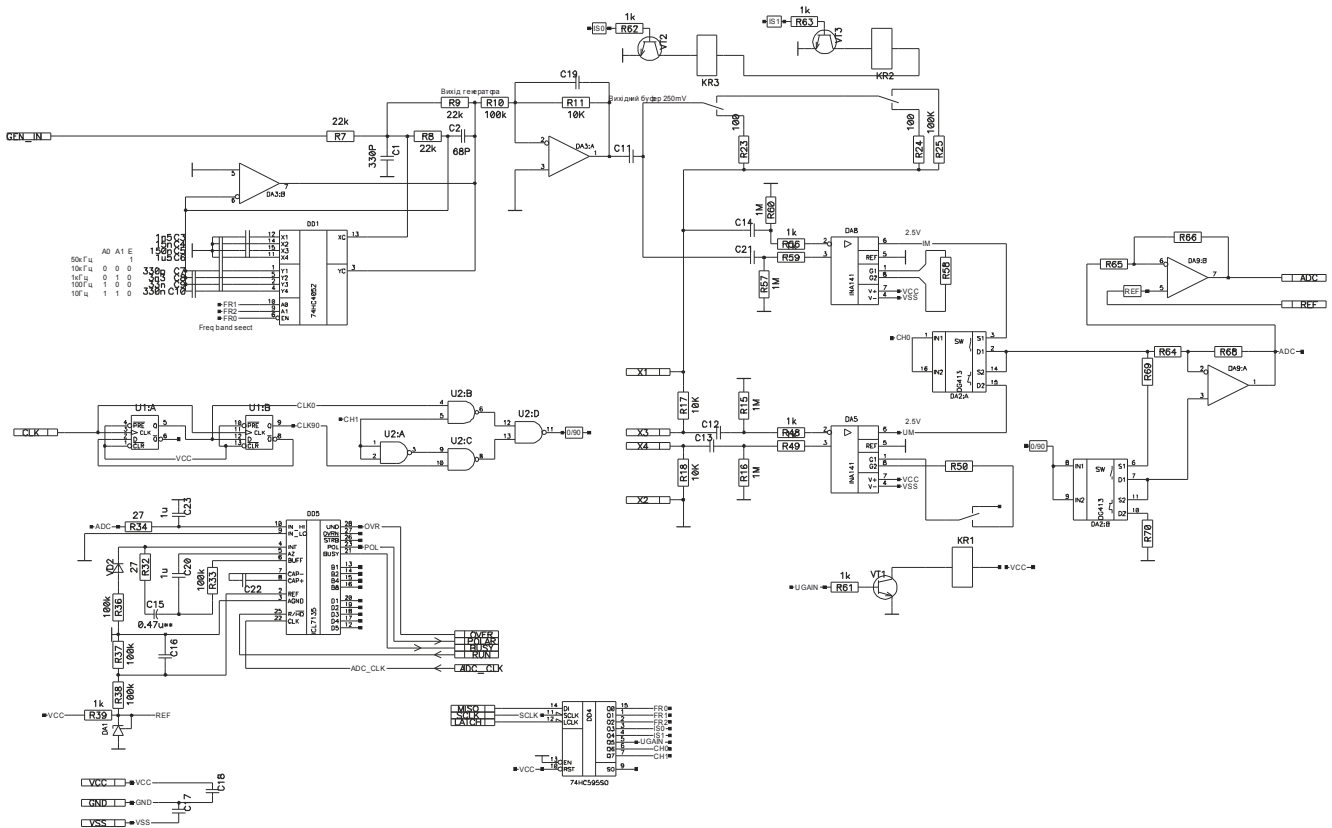


Рисунок 7.35– Схема формувача синусоїдального сигналу із сигналів квадратурного генератора STM32 і АЦП

Вимірювання вибраного параметру здійснюється за допомогою аналого-цифрового перетворювача ICL7135 який працює за методом подвійного

інтегрування. Суть його роботи полягає в тому, що впродовж фіксованого проміжку часу проходить накопичення заряду пропорційного до вхідної напруги. По завершенню фіксованого проміжку часу накопичений заряд розряджається фіксованим струмом. При цьому вимірюється час розрядження. Унікальною особливістю даного методу є те, що форма сигналу в кінцевому результаті значення не має. Вихідним результатом є зважена часом величина заряду, пропорційного вхідній напрузі.

В даній мікросхемі реалізовано апаратний інтегратор із нульовими початковими умовами і часом інтегрування, який задається частотою тактового генератора. Ємність лічильника, який вимірює час інтегрування 20000.

В розробленому приладі частоту тактового генератора задає керуючий мікроконтролер.

Інтегрування проходить впродовж 10000 періодів тактового генератора. Тому при формуванні синусоїдального сигналу окрім сигналу квадратурної синхронізації формується сигнал тактування АЦП так, щоб впродовж заданої кількості періодів досліджуваного синусоїдального сигналу було сформовано 10000 імпульсів. Наприклад при формуванні синусоїдального сигналу із частотою 1 Гц при трьох періодах для інтегрування має формуватися тактовий сигнал із частотою  $1 \cdot 10000 \cdot 3 = 30000$  Гц (рис. 7.36)

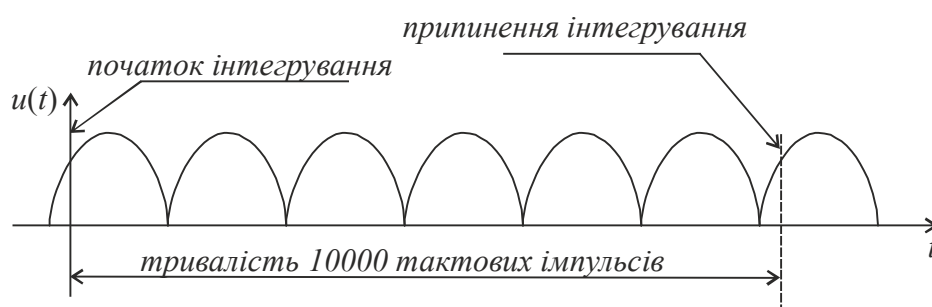


Рисунок 7.36 – Співставлення часу інтегрування із вхідним сигналом

На перетворення необхідно 40002 імпульси. Але для отримання правильного значення інтегралу не потрібно синхронізуватися по фазі із синусоїдальним сигналом. Тому в даному випадку тактовий генератор включається заздалегідь а запуск перетворення проходить по тактовому сигналу, який подається окремо.

Використання апаратного інтегрування і синхронної демодуляції дозволяє обійтися без налаштувань фазових зсувів при роботі схеми із різними частотами.

#### 7.4.3 Розробка ІВС для дослідження шумоподібних сигналів збудження

Окрім дослідження параметрів оточуючого електроліту необхідно також вивчати енергетичні властивості електрохімічних реакцій. Всяка взаємодія заряджених частинок між собою супроводжується рухом зарядів. Перерозподіл зарядів в електролітичному оточенні використовуються для отримання джерел енергії. Так само, але в менших масштабах рехуються заряди при протіканні корозійних процесів. В процесі корозії на поверхні металу виникають мікропори, заряд на яких врівноважується і одна частина окислюється, а інша відновлюється.

Інтенсивність руху зарядів в електроліті обмежена через малі відстані і відносно великий опір електроліту. Однак в металі електрони пробігають інтенсивніше. Таким чином в металі виникає рух зарядів, який можна виявити на його поверхні.

Для дослідження флуктацій напруги на поверхні металевого електрода, які утворюються при протіканні корозійних процесів, було розроблено окремий пристрій.

На вході пристрою встановлено диференційний підсилювач  $K_1$ , який забезпечує симетричність входу. Підсилювач має частотозалежний коефіцієнт передачі. Це усуває вплив постійних складових, якими є природний потенціал електрохімічних реакцій та різноманітні зовнішні джерела поляризації. Без обмеження підсилення по постійному струму вихідний сигнал диференційного каскаду може заходити в насичення.

Частотний діапазон пристрою для дослідження шуму знаходиться в межах від одиниць до сотень герц. Звуження смуги частот підвищує завадостійкість вимірів. Високочастотні сигнали, які супроводжують пітінгову корозію, мають імпульсний вид і за рахунок широкого спектру частот потрапляють у робочу смугу частот розроблюваного пристрою. Тому наступні два каскади виконують роль фільтра високих частот  $\Phi_1$  і низьких частот  $\Phi_2$ . Використання першим

фільтра високих частот пов'язано із необхідністю усунути вплив напруги зміщення з виходу попереднього диференційного каскаду.

На виході фільтра низьких частот  $\Phi_2$  встановлено підсилювальний каскад  $K_2$  із змінним коефіцієнтом передачі для автоматичного регулювання рівня вихідного сигналу. Керує коефіцієнтом підсилення перетворювач середньоквадратичного значення  $D$ . З метою оптимізації кількості використаних каскадів обробки і забезпечення високого коефіцієнта підсилення кожен із зазначених каскадів налаштований на високий коефіцієнт підсилення і роботу тільки зі змінною складовою сигналу.

За запропонованою структурною схемою було розроблено принципову електричну схему пристрою для вимірювання напруги електрохімічного шуму (рис. 7.37).

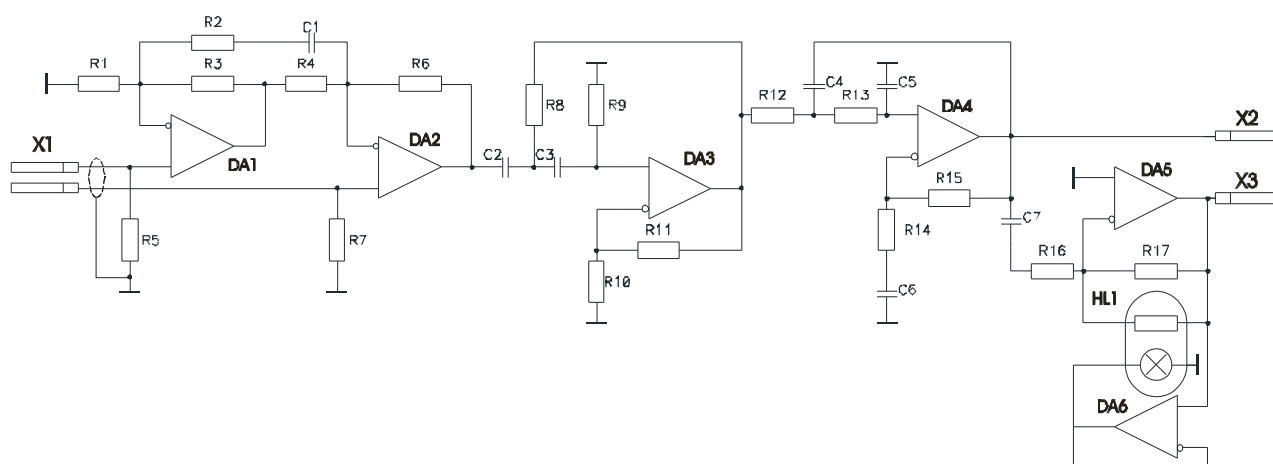


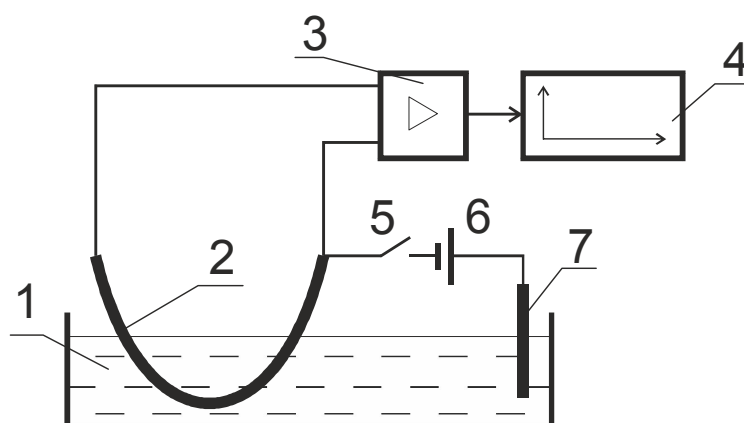
Рисунок 7.37– Принципова електрична схема розробленого пристрою для вимірювання флуктуацій напруги на поверхні металевго електрода

Для забезпечення симетричності вхідних опорів вхідний каскад виконано по схемі диференційного каскаду із двома операційними підсилювачами. Для зменшення впливу постійної складової, яка може бути присутньою у вимірюваному сигналі, у диференційний каскад введено частотозалежну ланку зворотнього зв'язку  $R_2, C_1$ . Таким чином підсилюється тільки змінна складова і каскад не заходить в насичення при високому коефіцієнту підсилення.

Фільтри виконано на операційних підсилювачах DA3, DA4 за схемою Салена-Кі. В схему фільтра низьких частот додатково введено С6, який зменшує коефіцієнт передачі каскаду на постійному струмі.

Регулювання коефіцієнта передачі вихідного підсилювача здійснюється за допомогою резисторної оптопари. Вимірюваний сигнал подається на лампу оптопари, яка інтегрує сигнал, формуючи світловий потік пропорційний середньоквадратичному значенню. При освітленні резистора оптопари коефіцієнт передачі підсилювального каскаду зменшується і відбувається автоматичне регулювання величини вихідного сигналу. Для збільшення функціональності пристрою в схемі передбачено окремий вихід сигналу безпосередньо із фільтра низьких частот в обхід каскаду автоматичного регулювання підсилення.

Із використанням розробленого пристрою створено дослідну установку, структурна схема якої зображена на рис.7.38.



1 – ванна із електролітом, 2 – металевий електрод, 3 – блок підсилення і фільтрації, 4 – блок обробки та індикації, 5 – комутатор, 6 – джерело струму, 7 – допоміжний електрод.

Рисунок 7.38– Структурна схема дослідної установки

Установка містить ванну з електролітом. В якості електроліту використовується водопровідна вода, а також розчини NaCl, Na<sub>2</sub>CO<sub>3</sub>, H<sub>2</sub>SO<sub>4</sub>. Металевий електрод виготовлено із сталі Ст3 розміром 20×70×1 мм. Роль блоку підсилення і фільтрації виконує розроблений пристрій. Обробка і відображення результатів вимірювання проводиться на ПЕОМ. Джерелом струму є

аккумулятор. Допоміжний електрод виготовлено із пресованого вугілля. Дослідження проводилися при температурі 20°C.

Джерелом флуктацій напруги на поверхні металевого електрода можуть бути різноманітні джерела. Серед них є тепловий шум, шум контактної пари в місці приєднання провідників до металевого електрода, електромагнітні завади, тощо. Тому для встановлення рівня шумових складових, які не пов'язані з електрохімічними реакціями, вхід пристрою було приєднано до досліджуваного металевого електрода. Сигнал, який при цьому утворився на виході розробленого пристрою було записано для подальшої обробки і аналізу.

Вимірний сигнал містить основну компоненту на частоті 50 Гц і шумову випадкову складову. Максимальна амплітуда сигналу на виході розробленого пристрою знаходиться в межах 3 мВ. Оскільки вимірюється амплітуда випадкового процесу, то оцінюються тільки наближені оціночні величини. При даних рівнях сигналу каскад АРУ не включався. Вид сигналу при сухому металевому електроді представлено на рисунку 7.39.

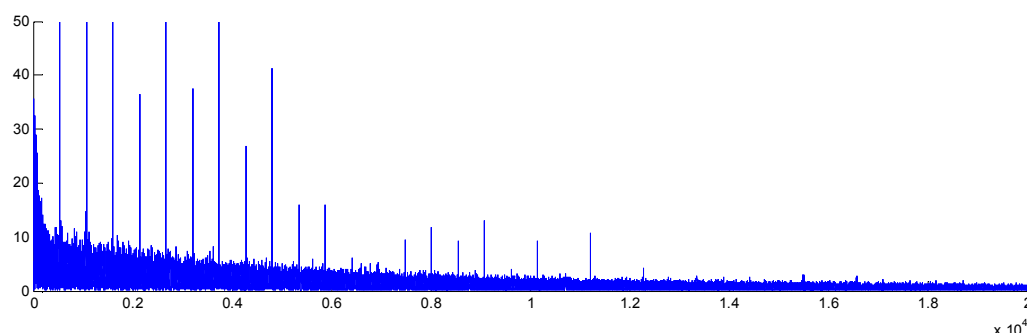


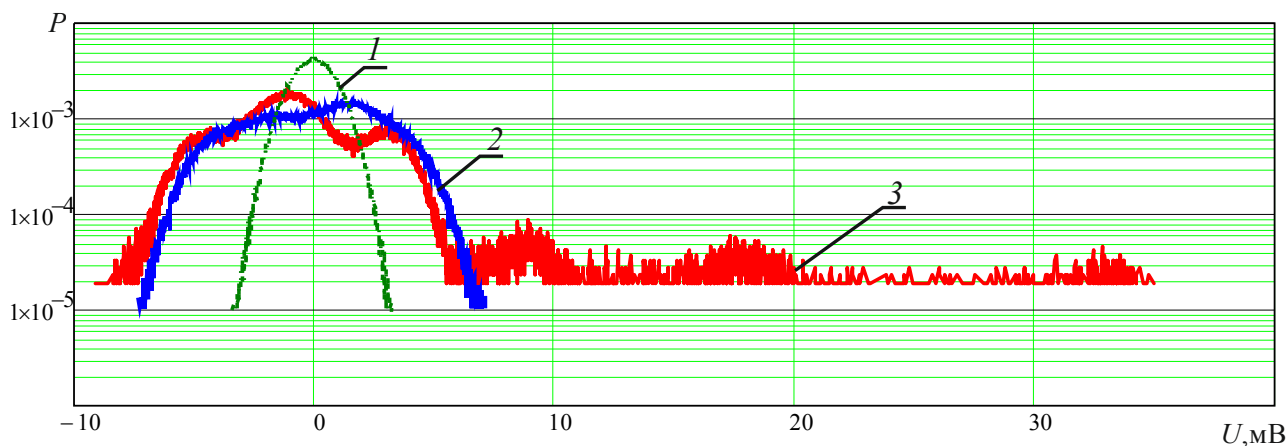
Рисунок 7.39 – Спектральна потужність сигналу на електрохімічній комірці із електродів і сталі Ст3

Як видно із наведеного графіку спектральна щільність відповідає шумовому спектру типу  $1/f$ . Це легко пояснити тим, що перенесення зарядів в даному випадку супроводжується масивними частинками, швидкість яких більша із зменшенням частоти їх коливання. В даному випадку спектральна щільність шуму визначається контактом металу із електролітом.

Для відображення було вибрано два моменти часу коли складові спектру частотою близько 10 Гц змінюються. Поява періодичних флуктацій на зазначених

частотах може бути пов'язана із періодичним імпульсним процесом, який протікає на поверхні електрода.

За результатами записаних даних було побудовано розподіл ймовірностей значень для трьох експериментів, проведених за різних умов, який представлено на рис.7.40.



*1 – без електроліту, 2 – після тривалої експозиції металевго електрода у електроліті, 3 – після прикладання зовнішнього струму до металевго електрода в електроліті.*

Рисунок 7.40 – Розподіл ймовірностей амплітуд сигналу на металевому електродів під час різних досліджень.

Із наведених залежностей видно, що на сухому металевому електроді присутня шумоподібна складова напруги із близьким до нормального законом розподілу. При цьому розподіл симетричний із невеликим розкидом.

На змоченому електроді утворюються процеси, які порушують симетричність розподілу і розкид значень суттєво збільшується. Після прикладання зовнішнього струму характер електрохімічних процесів на поверхні металевго електрода змінюється. З'являються додаткові значення у представленні вихідного сигналу, що може свідчити про появу додаткових процесів, які є джерелом електричних зарядів.



#### 7.4.4 Розробка ІВС для дослідження швидкості електрохімічної реакції

Для дослідження поведінки електрохімічної реакції в польових умовах розроблено декілька приладів. Всі вони використовують результати вимірювання поляризаційного опору електрохімічної реакції для оцінки швидкості корозії.

Схему формувача сигналів корозиметра наведено на рис.7.41.

Електроди із досліджуваного металу, які занурені в електроліт середовища підключають до X1, X2.

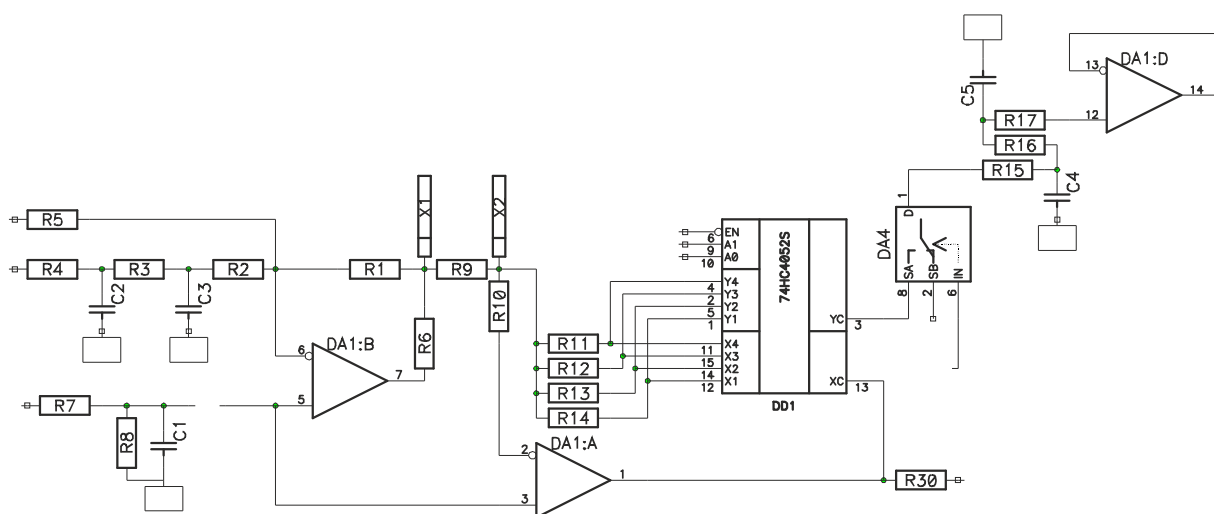


Рисунок 7.41 – Схема формувача сигналів для компенсації потенціалів електрохімічної комірки

На елементі DA1:B зібрано вузол формування напруги поляризації. Елемент DA1:A в залежності від потреби виконує роль перетворювача струму в напругу чи компаратора. Електронний комутатор DD1 перемикає шунтуючі резистори R11-R14 які задають коефіцієнт перетворення струму в напругу.

Вимірювання поляризаційного опору проходить через заданні проміжки часу. На початку вимірювання від керуючого мікроконтролера поступає ШІМ сигнал на пасивний ФНЧ R2-R4, C2,C3.

Зовнішній вигляд пристрою, який за спектральним імпедансом електрохімічної реакції визначає швидкість корозії наведено на рис.Ж.3.

Результати вимірювання записуються у енергонезалежну пам'ять. Оскільки вимірювання проходять на протязі 1хв, то мінімальна періодичність вимірювань 2 хв. Вимірювання можуть проводитися в ручному і автоматичному режимах. В

автоматичному режимі вимірювання починаються в будь-який час на протязі року, що дає можливість оптимізувати автономну роботу пристрою.

Порівняльні дослідження корозійної агресивності пластової води системи ППТ Старосамбірського родовища НГВУ "Бориславнафтогаз" розробленим приладом ВК-1(ІК-1) та індикатором "Монитор -2Л" наведено на рис. 7.42.



Рисунок 7.42 – Промислова порівняльна апробація розробленого взірця індикатора швидкості корозії "ІК-1" та корозиметра "Монитор - 2Л"

Знайдені схемотехнічні рішення дали можливість зберегти працездатність пристрою при зниженні напруги до 3В. Тому пристрій в автономному виконанні може записувати дані на протязі до трьох місяців. Його можна використовувати в лабораторних умовах для досліджень дії інгібіторів корозії. В польових умовах пристрій використовується для фіксування швидкості корозії на аварійних ділянках трубопроводу на яких було знайдено пошкодження ізоляційного покриття.

## 7.5 Розробка пристрою для дослідження температурних властивостей металу

При нагріванні визначеної ділянки металеві пластини температурне поле поширюється від більш нагрітих частинок до менш нагрітих. Температурне поле

багато в чому схоже із електричним. Існують електричні компоненти які є аналогами теплових параметрів. На відміну від електричних полів теплові поля поширюються повільніше. Також простіше створювати градієнти теплових полів заданої форми. Аналізуючи розподіл теплового поля від джерела із відомими властивостями можна виявити зміни в структурі матеріалу.

Пристрій для дослідження поширення температурного поля має певні особливості. Чутливі елементи повинні бути малоінерційними, щоб їх перехідна характеристика не впливала на оцінку швидкості температурного поля. Для виявлення закономірностей необхідно використовувати багатоканальні вимірювальні засоби. Потрібен засіб формування теплового потоку, який можна контролювати електричними засобами.

Вимірювання теплового поля проводять різними засобами. Найменшу інертність мають засоби вимірювання теплового випромінювання, проте такі засоби не достатньо точні. Більшу точність забезпечують терморезистори і термопари. Однак у них більша інерція. Інерція терморезисторів пояснюється наявністю певного об'єму який нагрівається до вимірюваної температури. Чим менший об'єм датчика, тим менша інертність. Термопара електрично провідна тому щоб міряти нею температуру металевих поверхонь необхідно використовувати електроізоляційні прокладки. А електроізоляційні прокладки мають низьку теплопровідність, що знижує чутливість.

Дуже зручні для вимірювання температури напівпровідникові елементи із р-п переходом[291]. Сучасні напівпровідникові діоди і транзистори мають надзвичайно малі розміри. По об'єму вони співставні із розміром спаю термопари. Корпус напівпровідникових елементів виготовлено із добре теплопровідного матеріалу, оскільки він призначений для відведення тепла від напівпровідникового кристалу. Недоліком напівпровідникових термочутливих елементів є значне відхилення параметрів від екземпляра до екземпляра і довготривала нестабільність параметрів.

Напруга і струм через р-п перехід окрім інших параметрів пов'язані також і температурою. [292]. Це дозволяє при фіксації одного із параметрів напруги чи

струму вимірювати інший як функцію температури. Спосіб вимірювання спаду напруги на переході при фіксації струму через нього викривується частіше. При цьому способі вимірювана температура визначається простою лінійною залежністю

$$t = A + B \cdot u, \quad (7.21)$$

де  $A$  і  $B$  константи, які залежать від властивостей р-п переходу, а  $u$  - спад напруги на ньому при протіканні через цей перехід фіксованого струму.

Константи визначаються експериментально для кожного діода і в заданому проміжку температури. Для вимірювання різниці температур використовується декілька сенсорів із власними струмами. Спад напруги в кожного із них різний і температура є функцією цієї напруги. Отримати інформацію про абсолютну температуру за допомогою непівпровідникового сенсора можна тільки після калібрування. При вимірюванні градієнту температури, роздільну здатність можна підвищити, шляхом різницевих вимірювань[293].

Для дослідження динамічних характеристик поширення теплового поля в стінці металевого трубопроводу було вибрано напівпровідникові діоди типу КД103. Ці діоди мають скляний корпус у вигляді кульок із діаметром від 1,5 мм до 2 мм. Неодинаковість параметрів у різних екземплярів подолано початковим підбором із партії однотипних елементів за рівністю напруги потенційного бар'єру р-п переходу при фіксованому струмі через діод.

Схема контролера для формування температурного потоку за заданим сигналом наведено на рис.7.43.

Розроблено термогенератор із можливістю нагріву і охолодження.

За допомогою розробленої системи було досліджено розподіл теплового поля вздовж пластини. Для стабілізації однієї площини модуля на нього було встановлено радіатор із повітряним обдуваом. Температуру в точці нагріву контролює додатковий температурний датчик, який встановлений на зворотній стороні пластини. Зовнішній вигляд пристрою для досліджень температурних властивостей металеві пластини наведено на рис.7.44.

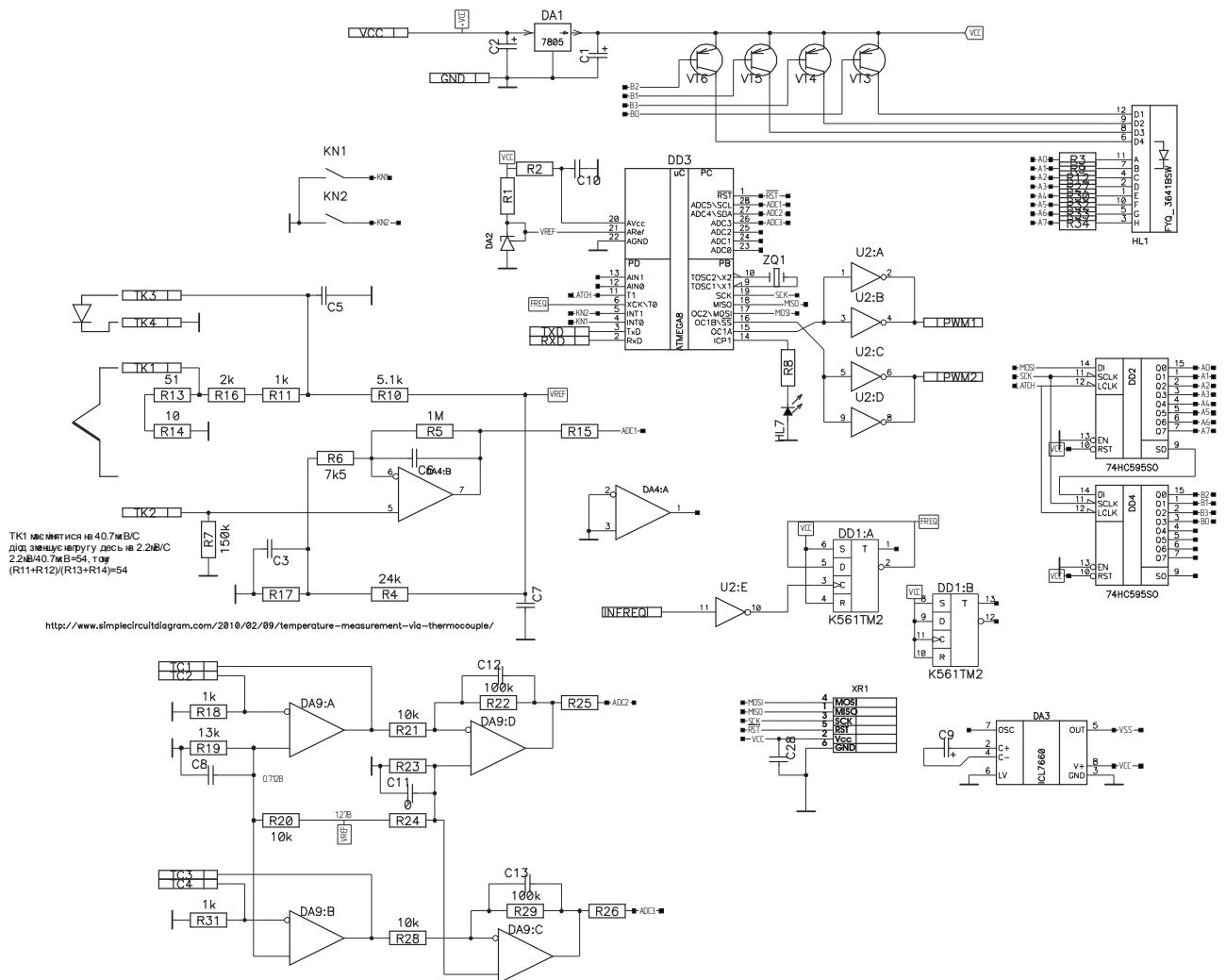


Рисунок 7.43 – Схема термостата для формування температурного поля модулями Пельте

Розташування основних елементів системи на металевому взірці для дослідження параметрів теплопровідності пластини зображена на рис. Ж.4.

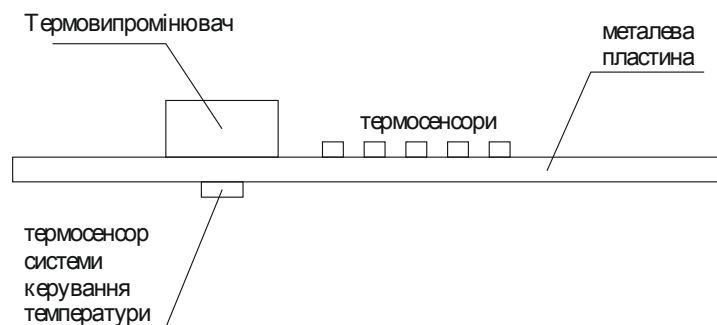


Рисунок 7.44 – Будова системи для дослідження температурних властивостей металеві пластини

Для покращення температурного контакту температурних сенсорів із пластиною їх вкрито шаром теплопровідної пасти. Самі температурні сенсори зафіксовані на певній відстані один від одного. Віддаль між сенсорами вдвічі більша за товщину пластини, щоб позбутися поверхневих ефектів. Зовнішній вигляд блоку температурних сенсорів представлено на рис.7.45.

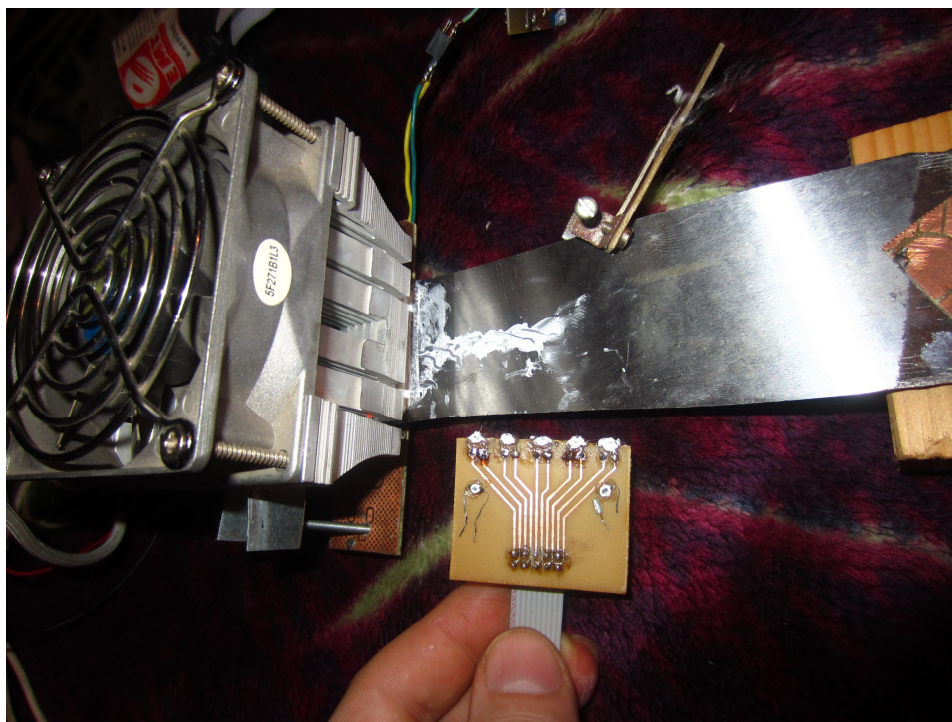


Рисунок 7.45– Зовнішній вигляд температурних сенсорів для дослідження теплопровідності металевої пластини

Для формування однонаправленого температурного поля поверхні металевої пластини термоізолювано. Потік повітря вентилятора відсікається екраном. Плата із температурними сенсорами кріпиться до пластини струбциною із низькою температурною провідністю і з обмеженою площею контакту. Зовнішній вигляд встановлення температурних датчиків наведено на рис.Ж.5

Модулі гріють до заданої температури і досягнувши її охолоджують до заданої температури. Термомодулі стабілізуються по температурному датчику із абсолютними значеннями. Температурні сенсори які вимірюють температуру поверхні пластини підібрані за однаковими параметрами.

В результаті проведених досліджень із пластиною було знайдено розподіл температурного поля для п'яти точок на поверхні металевої пластини. Також було знайдено залежність температури в кожній точці в часі.

Потягнутий метал витягнутий в нитки і температура по них передається краще. А цілий метал вроді як рихлий і тому температурне поле сильніше розсіюється.

## **7.6 Висновки до розділу**

Розроблено ІВС для вимірювання перехідного імпедансу покриття підземного металевого трубопроводу. Система містить декілька модулів, які дають можливість визначати положення осі підземного трубопроводу, шукати їх координати, за цими координатами будувати просторову геометричну модель осі трубопроводу, яка дає можливість контролювати її деформацію в процесі експлуатації. Для вимірювання струму втрат із поверхні трубопроводу через ізоляційне покриття розроблено схему генератора збудження, який забезпечує формування сигналів спеціальної форми і передачу їх та сигналів синхронізації. Також розроблено структурні і принципові схеми переносного пристрою для вимірювання напруженості магнітного поля підземного металевого трубопроводу в місці дослідження.

Розроблено ІВК для дослідження механічних властивостей металу за допомогою коливань формованих струною. Коливання струни підтримується генератором із автоматичним налаштуванням максимальної амплітуди коливань. Частота коливань струни використовується для налаштування окремого генератора керованого напругою, частота якого підтримується інтегруючою системою оцінки спектральної смуги в околі першої гармоніки коливання струни. Це дало можливість усунти вплив модуляції частоти коливання струни на результати дослідження і шукати відношення вищих гармонік до частоти вищих мод. Пристрій впроваджено при побудові системи контролю переміщення дзвону дзвонової установки НВФ «Темпо» (м. Івано-Франківськ).

Розроблено ІВК для дослідження параметрів електрохімічних комірок, за допомогою оцінки ємності електролітичного шару. Запропоновано використовувати нееквідистантний спосіб фіксації даних для зменшення кількості даних без втрати точності представлення результатів. Пристрій впроваджено в лабораторії по дослідженню параметрів літій – іонних акумуляторів.

Розроблено ІВК для дослідження спектрального імпедансу електричних ланок із фіксацією комплексного значення напруги і струму. Запропоноване рішення дозволило усунути необхідність компенсації фазових зсувів при генерації сигналу збудження в широких частотних межах.

Розроблено ІВК для дослідження імпедансу електрохімічної реакції, що дало можливість контролювати швидкість протікання електрохімічної реакції на поверхні металевих електродів. Знайдені схемотехнічні рішення дозволили спростити схему без втрати її функціональності. Проведені промислові випробовування розробленого пристрою. Пристрій впроваджено на підприємстві ПАТ «Урнафта».

Розроблено ІВС дослідження температурного імпедансу за допомогою формування температурного поля заданої форми із використанням термогенераторних елементів на основі модулів Пельтьє. Для фіксації температури використано системи напівпровідникових температурних сенсорів.

Результати роботи викладені в публікаціях [273, 274, 275, 276, 285, 286, 288, 289, 290, 293]



## ВИСНОВКИ ДО РОБОТИ

У результаті проведених досліджень вирішено актуальну науково-технічну проблему створення нових ефективних технологій опрацювання цифрових сигналів у засобах вимірювання, неруйнівного контролю, первинних перетворювачах, розроблено нові теоретичні засади, методи, технології та апаратно-програмні засоби, які в ході експериментальних досліджень підтвердили коректність постановки задач і математичних методів, які використано при їх розв'язанні.

Основні теоретичні та експериментальні дослідження представлені в роботі узагальнюються такими висновками:

1. На основі проведеного аналізу літературних джерел і результатів лабораторних випробувань було встановлено, що внаслідок тривалої експлуатації обладнання без надмірних навантажень у металі, можуть змінюватися фізичні розміри внаслідок дії корозійних процесів чи механічного зношення; мінятися кристалічна структура металу, в тому числі змінюються параметри крихкості внаслідок дії електрохімічних процесів здебільшого за рахунок наводнення, що дало можливість вибрати інформативні методи дослідження зміни стану металу в процесі експлуатації.

2. На основі аналізу небезпек, які виникають при експлуатації підземних металевих трубопроводів, було встановлено, що найбільш вагомим чинником, внаслідок дії якого змінюються фізичний розмір і крихкість металу підземного трубопроводу, є вплив оточуючого ґрунтового електроліту, від якого метал захищає ізоляційне покриття, тому його суцільність є важливим параметром стану трубопроводу і потребує ретельного контролю шляхом визначення перехідного опору ізоляційного покриття в сукупності сторонніх параметрів, які хоч і мають малу інформативність для оцінки стану, але впливають на вимірювані електричні параметри сигналу, що супроводжують дослідження спектрального імпедансу електрохімічної системи, утвореної ділянкою поверхні трубопроводу в ґрунті на частотах від 1 Гц до 5000 Гц.

3. За рахунок розширення спектра сигналу кодовою послідовністю розроблено спосіб формування бінарного фазоманіпульованого сигналу, несучий сигнал якого має досліджувану частоту і генерується джерелом напруги, підключеним до підземного трубопроводу, та метод опрацювання сигналів, отриманих при вимірюванні розробленим спецпроцесором, що дало змогу, демодулюючи отриманий сигнал, усереднити сторонні завади, підвищити точність визначення амплітуди напруги вздовж трубопроводу в доступних для вимірювання місцях, будувати апроксимаційну залежність для пошуку напруги на проміжних ділянках трубопроводу і забезпечити похибку вимірювання до 1 % при дії широкосмугових завад на рівні 20 дБ.

4. На основі покадрового кореляційного аналізу синхронно-бінарно-фазоманіпульованого сигналу розроблено метод визначення затримки поширення коливань у підземному металевому трубопроводі із затуханнями і при впливі сторонніх завад, що дало можливість визначити фазовий зсув сигналу досліджуваної частоти, більший за  $2\pi$ , при вимірюванні на кінцях довгої ділянки і використати отримані результати для пошуку фазового коефіцієнта поширення електромагнітної хвилі, необхідного при визначенні комплексної напруги в проміжних точках цієї ділянки без зберігання дискретизованого сигналу в процесі вимірювання, що зменшує вимоги до об'єму цифрових сховищ.

5. На основі методу рекурсивної побудови матриці пояснюючих коефіцієнтів регресійної моделі з використанням оцінки її правильності розроблено спосіб опрацювання балансно модульованого дискретизованого сигналу, який генерується джерелом струму, підключеним до підземного трубопроводу, і складається із двох гармонійних коливань, шляхом синхронного визначення їх різниці амплітуд, що дало змогу зменшити вплив стаціонарних когерентних завад і підвищити точність визначення амплітуди струму вздовж трубопроводу на сусідніх ділянках при вимірюванні струму через поверхню трубопроводу на частотах від 1 Гц до 5000 Гц.

6. На основі теорії власних коливань фізичного і математичного маятників і з використанням широкосмугового шумоподібного сигналу розроблено метод опрацювання дискретизованих сигналів відклику коливальної системи для адаптивного підбору коефіцієнтів смугового фільтра в колі зворотнього зв'язку системи підтримання коливань, що дало можливість на прикладі натягнутої металевої струни збудити і підтримувати всі власні коливання тривалий час та підвищити точність їх визначення з роздільною здатністю 0.01 Гц в діапазоні частот від 1 Гц до 20 кГц.

7. Використовуючи теорію коливання струни і принципів формування коливань у механічних системах із розподіленими параметрами, розроблено метод визначення частот власних коливань системи, модульованих її фізичними властивостями, та аналізу співвідношення гармонік першої моди до частот вищих мод, що дало можливість розраховувати числове значення коефіцієнта, який описує ступінь втрати механічної енергії в досліджуваному взірці на різних частотах, і на основі проведених лабораторних досліджень серії взірців розробленим пристроєм встановити, що при наявності пластично деформованої ділянки у взірця коефіцієнт приймає значення до 1.002, і відповідно у взірців без ділянок із пластичною деформацією вказаний коефіцієнт на окремих гармоніках зменшувався до 0.998.

8. З використанням рекурсивного методу пошуку коефіцієнтів регресійної моделі експоненціального затухаючого коливання розроблено метод декомпозиції затухаючого коливання механічної системи, описаного дискретизованим сигналом переміщення, що дало можливість визначити параметри затухаючого коливання окремих мод механічної системи і на прикладі декомпозиції затухаючого коливання системи із натягнутою металевою струною розрахувати її власні частоти та встановити, що на третій моді частота власних коливань менша за розрахункову, а також коефіцієнт затухання менший, що свідчить про наявність у коливальній системі взірця, яка резонує в околі частоти третьої моди, що служить додатковою діагностичною інформацією про досліджувану коливальну систему.

9. Використовуючи принцип еквівалентності між тепловими і електричними полями та змінний температурний потік, розроблено метод опрацювання сигналів і спецпроцесор, який за сигналами від напівпровідникових температурних сенсорів, встановлених радіально від точки прикладання теплового потоку, визначає температурний спектральний імпеданс між сусідніми ділянками, що дало можливість встановити наявність локальної зміни кристалічної структури металу, яка виникла внаслідок локальної пластичної деформації металеві пластини.

10. Використовуючи теорію електрохімічних реакцій і на основі представлення кінетики електрохімічних процесів в електроліті еквівалентною електричною схемою заміщення розроблено метод формування гармонійного сигналу кусково-лінійними функціями із коефіцієнтами, пристосованими до реалізації цифровими методами, та метод опрацювання сигналу відклику досліджуваної ланки на збуджуючий сигнал, що дало можливість розробити цифрову структуру у вигляді спецпроцесора визначення електричного спектрального імпедансу ділянки кола без застосування об'ємної таблиці дискретизованої форми сигналу в діапазоні частот від 0.001 Гц до 12 МГц та підвищило точність результату за рахунок зменшення фазових зсувів, які виникають у протипідмінних фільтрах, і спростити побудову ІВС неруйнівного контролю.

11. На основі фазової маніпуляції півперіоду гармонійного сигналу, використання перетворення Гільберта і віконного ковзного дискретного перетворення Фур'є розроблено метод оцінки амплітуди огинаючої певної спектральної складової за четвертиною її періоду в сукупному сигналі, що збільшило інформативність оцінки миттєвої амплітуди цієї складової до 4 разів і зменшило отриманий внаслідок розрахунку час наростання амплітуди огинаючої по відношенню до віконного способу спектрального аналізу при стрибкоподібній появі вибраної спектральної складової у вхідному сигналі.

## ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Коллинз Дж. Повреждение материалов в конструкциях. Анализ, предсказание, предотвращение: Пер. англ... - М. Мир, 1984. 624с.
2. Marco S. M., Starkey W. L. A concept of fatigue damage/ Transaction of the ASME, vol. 76. (1954): 627-632p.
3. Horst Czichos. Handbook of technical diagnostics: fundamental and application to structures and system/Springer – Verlag Berlin Heidelberg. 2013.
4. Efimov A. Technical Diagnostics - The Basis of Safety of Industrial Installations/ A. Efimov19 , V. Klyuev, N. Kuzelev/ 19th World Conference on Non-Destructive Testing (WCNDT 2016), 13-17 June 2016 in Munich.-
5. Mix P.E. Introduction to nondestructive testing: a training guide/ John Wiley & Sons. 2005., 712p
6. Ключев В.В. Неразрушающий контроль и диагностика: Справочник/ В.В. Ключев, Ф. Р. Соснин, В.Н. Филинов/М. Машиностроение, 1995.- 488с.
7. DNVGL CG-0051 Non-destructive testing. 2015. 110 p.
8. Мустафин Ф.М. Обзор методов защиты трубопроводов от коррозии изоляционными покрытиями. // Нефтегазовое дело. – №1, 2003. ст.1-24
9. Харисов Р.А. Основные причины возникновения дефектов изоляционных покрытий/  
Р.А.Харисов, А.Р.Хабирова,  
Ф.М.Мустафин,Р.А.Хабиров//Нефтегазовое дело, 2005.
10. Методы контроля и измерений при защите подземных сооружений от коррозии/Н.П. Глазов, И. Стрижевский, А. Калашникова и др.- М.:Недра, 1978.-215с.
11. Защита металлических сооружений от подземной коррозии: Справочник/ И. Стрижевский, А. Зиневич, К. Никольский и др. – М.: Недра, 1982.-192с.
12. Гавенский Л. Расчет распределения потенциала для некоторых сложных систем электрохимической защиты//Л. Гавенский, М. Трифель, П. Забродин// Коррозия и защита, 1978, №3. ст. 17-19.

13. Остапенко В. Электрохимическая защита трубопроводов от коррозии/В. Остапенко, Л. Ягупольская, В. Лукович и др. //Киев.-Наукова думка, 1988, 192с.
14. Калини С. К вопросу инструментальной проверки состояния изоляционных покрытий на магистральных газопроводах/С. Калинин, Г. Винокурцев//Коррозия и защита. 1971, №3. ст16-17.
15. Решетников В. Прибор ИПИ-Е1- искатель повреждения изоляции/ В. Решетников, К. Григорович//Коррозия и защита.- 1976, №4. ст.23-24.
16. Patent 20150061659 A1 US G01N27/72. Fault detection for pipelines/ Steven Freear, Ben Varcoe, David Matthew Joseph Cowell, Stephen George Henry Staples, Chau Vo. claimer and patent holder Speir Hunter Ltd.. № US 14/381,828; claim 01/03/2013, publ. 05/03/2015.
17. Вакульський О. Розробка методів підвищення чутливості датчиків електричних і магнітних полів, а також ефективних методів оцінки їх параметрів при космічних, геофізичних і корозійних дослідженнях/ О. Вакульський , Р. Джала, Л. Дікмарова та ін. Звіт про НДР/ФМІ НАНУ, 1994.- 384с.- Деп. УкрНДІТЕІ. Інв № 0294U002332
18. Джала Р. Методи безконтактних вимірювань струмів при корозійних обстеженнях підземних трубопроводів// Протикорозійних захист підземних споруд та методи неруйнівного контролю: Матеріали наук.-практ. семінару, КСП'97.- Львів:ФМІ НАНУ, 1997, с15-35.
19. Патент 102424 Україна, G01R19/25, G01N17/02, C23F13/04. Пристрій для вимірювання постійних і змінних електричних напруг та поляризаційного потенціалу /Р.М.. Джала, Б.Я. Вербенець, М.І. Мельник; Власник Фіз.мех. інституту ім. Г.В. Карпенка НАН України. №201504831, заявлено 18.05.2015, опубл. 26.10.2015, Бюл. №20
20. Патент 108724 Україна, G01V3/15, G01R19/25, G23F13/04, G01N17/02. Пристрій для визначення розміщення та контролю протикорозійного захисту підземних трубопроводів /Р.М.. Джала, Б.Я. Вербенець; Власник Фіз.мех. інституту ім. Г.В. Карпенка НАН України. №201408192, заявлено 21.07.2014, опубл. 25.05.2015, Бюл. №10

21. Патент 52293 Україна, МПК (2009) G 01 V 3/00, С 23 F 13/00. Пристрій для визначення розміщення та вимірювання потенціалів підземних трубопроводів / Джала Роман Михайлович, Вербенець Богдан Ярославович ; заявник і патентовладелец Фізико-механічний інститут ім. Г. В. Карпенка НАН України. - № u2010 00756 ; заявлено 26.01.2010 ; опубл. 25.08.2010, Бюл. № 16.
22. Джала Р. Протикорозійних захист металевих споруд та методи неруйнівного контролю// Фіз.хім. механіка матеріалів.-1997, №2. с.128.
23. Джала Р. Метод безконтактних вимірювань струмів для контролю протикорозійного захисту підземних трубопроводів// Фіз.хім. механіка матеріалів.- 1999, №3.- с.105-112.
24. Скрицкий Р. Применение бесконтактного метода для контроля эффективности электрохимической защиты подземных металлических сооружений/Р. Скрицкий, О. Лунев, И. Седченко, М. Ляшенко//Коррозия и защита.- 1972,№6. ст.13-14.
25. Спирин П. К методике оценки коррозионного состояния подземных нефте и газопроводов/П. Спирин, А. Киримов//Коррозия и защита. 1972, №6. ст. 11-13.
26. Морозова Н. Бесконтактное измерение токов в трубопроводе/Н. Морозова, Н. Куликовская, А. Морозов//Коррозия и защита.- 1971, №6. ст. 11-13.
27. Електромагнітний метод бесконтактного вимірювання токів при корозійному підземних магістральних трубопроводів/Р. Джала, Л. Дикмарова, Е. Зарицкий, Л. Мизюк//IV Укр.респ.конф. «Електрохімічна захиста і корозійний контроль».- Северодонецк, 1985.-С. 132-134.
28. Джала Р.М. Методи і прилади контролю ізоляції магістральних трубопроводів// протикорозійний захист підземних споруд та методи неруйнівного контролю. КСП'97: Матеріали наук.-практ.. семінару.- Львів:ФМІ НАНУ, 1997.-С-80-96.

29. Мизюк Л.Я. Методика градиентних измерений малих токов утечки на участке подземного трубопровода/Л. Мизюк, Л. Дикмарова, Р. Джала//Защита от коррозии и охрана окружающей среды.-М.: 1990. Вып№3.- С22-29.
30. Barnes P/R/ The magnetically inferred current attenuation method for pipeline coating evaluation// Ibid/- P.538-545.
31. Джала Р.М. Перехідний опір як основний показник стану захисних покриттів підземних трубопроводів// Протикорозійний захист підземних споруд та методи неруйнівного контролю , КСП'97: Матеріали наук. практ. семінару. Львів: ФМІ НАНУ, 1997.- с.97-113.
32. Джала Р. Розробка методології та створення засобів електромагнітного неруйнівного контролю корозійного стану трубопроводів/Р. Джала, Л. Дикмарова, Л. Мизюк та ін.: Звіт про НДР/ФМІ ім. Г.В. Карпенка НАНУ. №ДР0194U012977-Львів: ФМІ НАНУ, 1996.215с. – Деп. УкрІНТЕІ, Інв.№0297U005337
33. Патент 94798 Україна, G01R19/08, C23F13/02. Спосіб визначення густини струму захисту від корозії на ділянці підземного трубопроводу /Р.М.. Джала; Власник Фіз.мех. інституту ім. Г.В. Карпенка НАН України. №200909872, заявлено 28.09.2009, опубл. 10.06.2010, Бюл. №11
34. Винограов Ю. Применение безконтактных измерений тока при коррозионных исследованиях на трубопроводах/ Ю. Виноградов, Н. Куликовская, Н. Морозова, Л. Цикерман// Коррозия и защита в нефтегазовой промышленности.- М.: ВНИИОЕНГ, 1976.-42с.
35. Иванов Н.С. Определение мест повреждения силовых кабелей линий индукционным методом с использованием компьютерной визуализации диагностических параметров: дис. канд.техн.наук. 05.14.02. Иванков, Николай Сергеевич; Новочеркасск, 2002. 199с.
36. Механіка руйнування і міцність матеріалів: Довідн. посібник/ під загальною редакцією В.В. Панасюка.– Т.5. Неруйнівний контроль і технічна діагностика/ Під редакцією З.Т. Назарчука.– Львів: Фізико-механічний інститут ім. Г.В. Карпенка НАН України, 2001.– 1134с.



37. Розробка методології та створення засобів електромагнітного неруйнівного контролю корозійного стану трубопроводів / Р. Джала, Л. Дікмарова, Л. Мізюк та ін.: Звіт Про НДР/ ФМІ ім. Г.В. Карпенка НАН України. № ДР 0194U012977– Львів: ФМІ НАНУ, 1996.– 215с. –Деп. УкрІНТЕІ, Інв. № 0297U005337
38. Патент на корисну модель 61690 Україна, G01V3/08. Спосіб визначення розміщення струмопровідної комунікації /Р.М.. Джала; Власник Фіз.мех. інституту ім. Г.В. Карпенка НАН України. №201100203, заявлено 05.01.2011, опубл. 25.07.2011, Бюл. №14
39. Patent 5471143 A US G01V3/10. Apparatus for locating buried conductors using phase-shifted signals/ Ziyad H. Doany. claimer and patent holder Minnesota Mining And Manufacturing Co. № US 08/011,383; claim 29/01/1993, publ. 28/11/1995.
40. Patent 9638667 B2 US G01N27/82. Detection of coating defects on buried pipelines using magnetic field variations within the pipeline/ Fisher, Jay L. Shukla, Pavan K. claimer and patent holder Southwest Research Institute (San Antonio, TX, US)/ № 14/702346; claim 01/05/2015, publ. 11/03/16.
41. Patent EP 1 122 533B1 European patent, G 01 N 17/00. Deterioration diagnostic method and equipment thereof / Katsumi Kanehira, Yoko Todo, Keiichi Sasaki, Akira Sawada, Kenji Adachi, Kazushige Kimura; claimer and patent holder Kabushiki Kaisha Toshiba. – № EP20010102145; claim. 01.02.2000 ; publ. 11.11.2009.
42. Patent 20120038376 A1 US G01R27/08. Local Electrochemical Impedance Spectroscopy (LEIS) for Detecting Coating Defects in Buried Pipelines/ Shukla, Pavan K..Mintz, Todd S., Dasgupta, Biswajit,Fisher, Jay L. Pensado-rodriguez, Osvaldo. claimer and patent holder Southwest Research Institute (San Antonio, TX, US). № US 12/853986; claim 10/08/2010, publ. 16/02/2012.
43. Похмурський В.П. Умови і характер корозійного руйнування нафтопромислового обладнання//Протикорозійний захист трубопроводів і

споруд та методи контролю КТС'99: Матеріали 3-го наук.практ. семінару, Львів: ФМІ НАНУ. 1999, ст9-24.

44. Plett G. L. Extended Kalman filtering for battery management systems of LiPB-based HEV battery packs: Part 2. Modeling and identification/ *Journal of Power Sources*, vol. 134, pp. 262–276, 2004.

45. Johnson V. H. Temperature-dependent battery models for high-power lithium-ion batteries/ V. H. Johnson, A. A. Pesaran, T. Sack, and S. America // presented at the 17th Annual Electric Vehicle Symposium, Montreal, Canada, 2000.

46. Johnson V. H. Battery performance models in ADVISOR// *Journal of Power Sources*, vol. 110, pp. 321–329, 2002.

47. Sitterly M. Enhanced Identification of Battery Models for Real-Time Battery Management/ M. Sitterly, W. Le Yi, G. G. Yin, and W. Caisheng// *Sustainable Energy, IEEE Transactions on*, vol. 2, pp. 300–308, 2011.

48. Ефимов И. Импеданс железного электрода в слабокислом хлоридном электролите/ И. Ефимов, З. Нефедова// *Коррозия и защита.*- 1978, №9. ст. 15-18.

49. Mauracher P. Dynamic modeling of lead/acid batteries using impedance spectroscopy for parameter identification/ P. Mauracher and E. Karden // *Journal of Power Sources*, vol. 67, pp. 69–84, 1997.

50. Buller S. Modeling the dynamic behavior of supercapacitors using impedance spectroscopy/ S. Buller, E. Karden, D. Kok, and R. W. De Doncker // *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 38, pp. 1622–1626, 2002.

51. Buller S., “Impedance-Based Simulation Models for Energy Storage Devices in Advanced Automotive Power Systems,” dissertation, RWTH Aachen University, 2002.

52. Xu J. A new method to estimate the state of charge of lithium-ion batteries based on the battery impedance model/ Xu J., Mi C. C., Cao B., Cao J.// *Journal of Power Sources*, vol. 233, pp. 277–284, 2013.

53. Petráš I., *Fractional-Order Nonlinear Systems: Modeling, Analysis and Simulation*: Springer Verlag, 2011.

54. Алешкевич В.А. Колебания и волны/В.А. Алешкевич, Л.Г. Деденко, В.А. Караваев. М.: МГУ, 2001. с. 97
55. Monje C. A. Fractional-order systems and controls: fundamentals and applications/ C. A. Monje, Y. Q. Chen, B. M. Vinagre, D. Xue, and V. Feliu// Springer, 2010.
56. Sabatier J., A fractional order model for lead-acid battery crankability estimation, / J. Sabatier, M. Cugnet, S. Laruelle, S. Grugeon, B. Sahut, A. Oustaloup // Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation, Vol. 15, –2010, –p. 1308–1317.
57. Патент України UA 60123A, МКИ G01N27/26. Спосіб визначення швидкості корозії металу в середовищах з малою електропровідністю / Герасименко Ю.С., Білоусова Н.А; Опубл. 15.09.2003 р. Бюл. № 9. – 2003 р.
58. Герасименко Ю.С. Коррозионно-защитные свойства цинковых покрытий/ Герасименко Ю.С., Нечай М.В., Белоусова Н.А. // Фізико-хімічна механіка матеріалів. - 1999. - Т.35, № 2.- С.107 - 110.
59. Герасименко Ю.С. Методика перевірки корозійно-вимірювальних приладів на основі поляризаційного опору/ Герасименко Ю.С., Білоусова Н.А., Нечай М.В., Шлокова О.О. // Матер. Міжнар. конф. „Проблеми корозії та проти корозійного захисту конструкційних матеріалів. Корозія – 94” Львів. 3 - 7 жовтня. - 1994. – С.252.
60. Герасименко Ю.С. Оценка точности измерения скорости коррозии методом поляризационного сопротивления/ Герасименко Ю.С., Белоусова Н.А., Нечай М.В., Шлокова Е.А. // Фізико-хімічна механіка матеріалів. – 1995. – Т.31, № 3. - С.22 – 27.
61. Trebbels D. Broadband measurement techniques for impedance spectroscopy- and time domain reflectometry applications/ Dennis Trebbels// Cuvillier Verlag, Inhaberin Annette Jentsch-Cuvillier, Nonnenstieg 8, 37075 Göttingen, Germany. 18p.
62. Чвірук В.П. Електрохімічний моніторинг техногенних середовищ/ В.П. Чвірук, С.Г. Поляков, Ю.С. Герасименко//Київ: Академперіодика, –2007. –322с.

63. Харисов Р.А. Оценка скорости локализованной коррозии и охрупчивания металла труб// Транспорт и хранение нефтепродуктов и углеводородного сырья. 2013, №3.- с.24-27.
64. Ясин Е.М. Устойчивость подземных трубопроводов/ Е.М. Ясин, В.И. Черников/ М.: - Недра, 1968.- 120с.
65. Айбиндер А.Б. Расчет магистральных и промышленных трубопроводов на прочность и устойчивость: Справочное пособие.- М.: Недра, 1991.- 287с.
66. Расчет трубопроводов на прочность: Справочная книга/ А.Г. Камерштейн, В.В. Рождественский, М.Н. Ручимский//М.: Недра, 1969, 440с.
67. Крижанівський Є.І. Кінетика деформування сталі трубопроводу при низькочастотній втомі// Є.І. Крижанівський, Л. Побережний// Розвідка і розробка нафтогазових родовищ. 2001, №1. стор. 62-67ю
68. Кушнарєнко В.М. Анализ причин отказов оборудования и трубопроводов/ Кушнарєнко В.М., Рєпях В.С., Кушнарєнко Е.В., Чирков Е.Ю.// Вестник ОГУ , 2010, №10 (116) с.153-159
69. Яськів В.М. Влияние компонентов среды на коэффициент интенсивности напряжений в металлах// Фундаментальные исследования. 2015. № 6, - ст. 85-89
70. Пачурин Г.В. К вопросу о гипотезах коррозионно – усталостного разрушения металлов и сплавов// Фундаментальные исследования № 3, 2014.- ст. 28-34
71. Карпенко Г.В. Влияние среды на прочность и долговечность металлов// – Киев: Наукова думка, 1976. 125 с.
72. Троицкий В.А. Неразрушающий контроль качества композиционных материалов//В.А. Троицкий, М.Н. Карманов, Н.В. Троицкая// Техническая диагностика и неразрушающий контроль.-2014, №3.- стор. 29-33ю
73. Meuli R. Synchrotron radiation in radiology: radiology techniques based on synchrotron sources/Reto Meuli, Yeukuang Hwu, Jung Ho Je, Giorgio Margaritondo//European Radiology.- 2004, vol.4 issue 9. p1550-1560. DOI 10.1007/s00330-004-2361-x

74. Білокур І.П. Акустичний контроль: Навчальний посібник. – Київ.:ІЗМН, 1997.-244 с.
75. Самойлович Г. Неразрушающий контроль металлов и изделий. Справочник/ Под ред. Г.С. Самойловича// М.: Машиностроение. 1976. 456с.
76. Шевченко О. Визначення параметрів акустичної емісії та дослідження спектрів акустоемісійних сигналів при навантаженні малолегованих сплавів хрому//Системи обробки інформації.- 2011, №6(96). стор 231-234.
77. Німченко Т. Застосування акустичної емісії як одного з засобів технічного захисту//Вісник НТУ ХП. 2015, №21(1130)стор.50-56.
78. Вибрационные испытания //Bruel&Kjaer. [http://crokus-west.ru/files/sound\\_lib/01/06\\_vibration\\_test.pdf](http://crokus-west.ru/files/sound_lib/01/06_vibration_test.pdf)
79. Скальський В.Р. Розроблення концепції побудови системи діагностування виробів та елементів конструкцій за параметрами магнетопружної акустичної емісії/ В.Р.Скальський, Є.П.Почапський, Б.П.Клим, Я.Д.Толопко, О.Г.Сімакович, Н.П.Мельник, М.О. Рудак, І.М.Коблан//Матеріали 8-мої Національної н.т. конференції «Неруйнівний контроль та технічна діагностика». Київ, 22-24 листопада 2016. стор. 249-254.
80. Бархатов В. Электромеханическая модель пьезопреобразователя// Дефектоскопия- 2011, №8. стор 3-15.
81. Богачев И. Улучшение основных параметров магнитострикционных сенсоров/ И.В.Богачев, Л.В.Мелещенко// Матеріали 8-мої Національної н.т. конференції «Неруйнівний контроль та технічна діагностика». Київ, 22-24 листопада 2016. стор. 131-136.
82. Учанін В.М. Дослідження вихрострумових методів виявлення та оцінки змін структури під час шліфування виробів із теплостійкої сталі ВКС-5/ В. М. Учанін, М. В. Сидоренко // Техн. диагностика и неразруш. контроль, 2016, №4 ст.21-26
83. Патент 69095 Україна, МПК G 01 N27/90. Вихрострумовий дефектоскоп / Учанін Валентин Миколайович ; заявник і патентовляник Фізико-механічний

інститут ім. Г. В. Карпенка НАН України. - № u2011 09897 ; заявлено 09.08.2011 ; опубл. 25.04.2012, Бюл. № 8.

84. Ергучев Л.А. Магнитные методы и средства неразрушающего контроля железнодорожного подвижного состава. Учебное пос. Гомель, 2005.– 90с.

85. Yolken H. Thomas. Selecting a Nondestructive Testing Method: Eddy Current Testing// AMMTIAC Quarterly, 2007, 1(4): 7–11

86. Дорофеев А.Л., Казаманов Ю.Г. Электромагнитная дефектоскопия.– М.: Машиностроение, 1980. – 224с.

87. Євчук О.В., Ровінський В.А., Стрілецький Ю.Й. Використання аналогових кодеків для наукових досліджень. Методи та прилади контролю якості №17, 2006 с.110-115

88. 1MSPS 12-Bit Impedance Converter, Network Analyzer AD5933 // Analog devices. Preliminary Technical Data. © 2005 Analog Devices. Rev. PrB. – 2005. – 52 p.

89. Yang V. Impedance Measurement with the AFE4300 / V. Yang, P. Aroul, K. Wen // Application Repor. SBAA202 –October 2013. Copyright © 2013, Texas Instruments Incorporate. –2013. –13 p.

90. Margo C. A four-electrode low frequency impedance spectroscopy measurement system using the AD5933 measurement chip / C. Margo, J. Katrib, M. Nadi, A. Rouane // Physiological Measurement. Vol.34. No. 4. Mach. –2013. P. 391-405

91. Совин Я.Р.Комп'ютерна система імпедансної спектроскопії на основі перетворювача ad5933/Я.Р. Совин, В.В. Хома// Вісн. Нац. ун-ту "Львів. політехніка". - 2008. - № 608. - С. 10-18.

92. Seoane F. An analog front-end enables electrical impedance spectroscopy system on-chip for biomedical applications / F. Seoane, J. Ferreira, J. Jos' e Sanch' ez, R. Brag' os // Physiological measurement Vol. 29. –2008. –P. 267–278

93. Hoja J. Portable analyzer for impedance spectroscopy/ J. Hoja, G. Lentka// XIX IMEKO World Congress Fundamental and Applied Metrology. Lisbon, Portugal. September 6–11, –2009. –P. 497-502.

94. Sanchez B. Minimal implementation of an AFE4300-based spectrometer for electrical impedance spectroscopy measurements/ B. Sanchez, A. Praveen, E. Bartolome, K. Soundarapandian, R. Bragos// XV Int. Conf. on Electrical Bio-Impedance & XIV Conf. on Electrical Impedance Tomography. Journal of Physics: Conference Series 434 –2013.
95. Ron Tipton. The AC volt /Nuts & Volts Magazine, April 1997. P. 13-27 .
96. Koton J. Current-Mode Dual-Phase Precision Full-Wave Rectifier Using Current-Mode Two-Cell Winner-Takes-All (WTA) Circuit// Jaroslav KOTON, Abhirup LAHIRI, Norbert HERENC SAR, Kamil VRBA / RADIOENGINEERING, VOL. 20, NO. 2, JUNE 2011
97. Koukourlis C.S. Differential synchronous demodulation for small signal amplitude estimation// C.S. Koukourlis, V.K. Trigonidis, J.N. Sahalos/ IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. Vol. 42 Iss. 5. 1993. p. 926-931.
98. Quinn B.G. Estimation of frequency, amplitude, and phase from the DFT of a time series / IEEE Transactions on Signal Processing. Vol.45. Iss.3. 1997. p.814-817.
99. Papageorgiou G. Robust Linear Regression Analysis— A Greedy Approach// George Papageorgiou, Pantelis Bouboulis, Sergios Theodoridis / IEEE Transactions on Signal Processing Volume: 63, Issue: 15, Aug.1, 2015. p. 3872 – 3887.
100. Смирнов П.Т. Цифровые фазометри/ Л.: Энергия, –1974. –144с.
101. Romstad F.P. Heterodyne technique for measuring the amplitude and phase transfer functions of an optical modulator / F.P. Romstad, D. Birke dal, J. Mork, J.A. Hvam./ IEEE Photonics Technology Letters. Volume: 14, Issue: 5, May 2002. p. 621 – 623.
102. LCR Measurement Primer. 1st Edition, April 2012. COPYRIGHT 2012 IET Labs Inc. [www.ietlabs.com](http://www.ietlabs.com)
103. Sachin Satheesh. Microcontroller based LCR meter /Sachin Satheesh, Prasad T., Unais V. M., Smitha Paulose// International Research Journal of Engineering and Technology. Vol.03 Iss 06, -2016. 1790-1792p.

104. Hagiwara N. An RC discharge digital capacitance meter// Nobumi Hagiwara, Takeo Saegusa, IEEE transactions on instrumentation and measurement, VOL. IM-32, NO. 2, -1983. 316-321 p.
105. Atmanand M. A. A microcontroller-based quasi-balanced bridge for the measurement of L, C and R /Atmanand M.A. Jagadeesh Kumar V., Vempati G.K. Murthi/ IEEE Transaction on instrumentation and measurement. Vol. 45, No. 3, – 1996. 757-761p.
106. Дьяконов В.П. Генерация и генераторы сигналов/В.П. Дьяконов//.- ДМК Пресс, 2009. 384с.
107. Голуб В. Генераторы гармонических колебаний// В. Голуб// М.: Энергия, 1980, 80с.
108. Mancini R. OpAmps for everyone/Ron Mancini//Texas instruments. SLOD006B. 2002,
109. AN-263 Sine Wave Generation Techniques// Texas instruments. sna0665c. 2013, 18p.
110. Генератор сигналов высокочастотный Г4-102. Техническое описание и инструкция по эксплуатации. 51с.
111. Ноткин Л. Функциональные генераторы и их применение//Л. Р. Ноткин// М.: Радио и связь. 1983, 184с.
112. Измеритель RLC Е7-13. Техническое описание и инструкция по эксплуатации.
113. Манасевич В. Синтезаторы частоты. Теория и проектирование/ В. Манасевич// М.: Связь, 1979, 384с.
114. Измерители иммитанса Е7-14, Е7-14/1. Техническое описание и инструкция по эксплуатации. 1998, 80с.
115. Optimizing VCO PLL Evaluations& PLL Synthesizer Designs//www.minicircuits.com
116. Toivo Paavle/Bioimpedance Monitoring with Improved Accuracy Using Three-Level Stimulus/ Toivo Paavle, Paul Annus, Alar Kuusik, Raul Land, Mart



- Min// 18th European Conference on Circuit Theory and Design. 27-30 Aug. 2007, 412-415p.
117. Caldwell J. Analog pulse with modulation/ John Caldwell// TI precision design: Verified design. slau508. 2013, 21p.
118. C-scan 2000 series. System manual//Dynalog electronix limited. 2010. www.dynalog.co.uk
119. Patent US 4287474 A . G01R 33/12. Method and apparatus for non-destructive quality testing of spot welds// Viktor S. Fastritsky, Pavel S. Fishkin, Evgeny P. Rybalkin. claimer and patent holder Fastritsky Viktor S, Fishkin Pavel S, Rybalkin Evgeny P. № US 06/011,546; claim 12/02/1979, publ. 01/09/1981
120. A Sophian/Electromagnetic and eddy current NDT: a review/A. Sophian, G. Tian, D. Taylor, J. Rudlin// Insight - Non-Destructive Testing and Condition Monitoring. 2001, Vol.43 №5.
121. Магнус К. Колебания. К. Магнус/ М.: Мир. 1982. с. 182
122. Вульфсон И.И. Колебания машин с механизмами циклового действия/И.И. Вульфсон/ Л.: Машиностроение. 1990. с.39
123. Джонсон К. Механика контактного взаимодействия/К. Джонсон. М.: Мир. 1989. с.400
124. Иориш Ю.И. Виброметрия. /Ю.И. Иорим. М.: 1963, с.98
125. Deresiewicz H. A note on Hertz's theory of impact/Acta Mechanica, 6, 1968, 110-112.
126. Кобылкин И.Ф. Ударные и детонационные волны. Методы исследования. И.Ф. Кобылкин, В.В. Селиванов, В.С. Соловьев, Н.Н. Сысоев. М.: ФИЗМАТЛИТ. 2004, с 31
127. BARDIS N.G. True Random Number Generation Based on Environmental Noise Measurements for Military Applications/ N.G. Bardis, A.P. Markovskiy, N. Doukas, N. V. Karadimas/ Proceedings of the 8th WSEAS International Conference on SIGNAL PROCESSING, ROBOTICS and AUTOMATION

128. Нариманов В.М. Разработка и исследование методов и алгоритмов создания аппаратно-программных средств диагностики состояния объекта по его вибрационному сигналу. М.:Канд.дис.спец №05.13.05, 2009.
129. Бабак С.В. Статистическая диагностика электротехнического оборудования/ Бабак С.В., Мыслович М.В., Сысакр.М./ – К.: Ін-т електродинаміки НАН України, 2015. – 456 с. – ISBN: 978-966-02-7704-5.
130. Licata G. Employing fuzzy logic in the diagnosis of a clinical case/ doi:10.4236/health.2010.23031
131. Ефимов В.В., Яковкин В.А. Метод технической диагностики на основе нейронных сетей/ Приборостроение №9, 1999.
132. Кацуба Ю. Н. Применение искусственных нейронных сетей для диагностирования изделий/ Кацуба Ю. Н., Власова И.В./ Международный научно-исследовательский журнал. №3(34) 2015Часть1. с-68-70. ISSN 2303-9868
133. Amamoto F. Artificial neural networks in medical diagnosis/F. Amato, A. López, E.M. Peña-Méndez, P. Vañhara, A.Hampl, J.Havel. Journal of applied biomedicine/ 2013.- 47-58p. DOI 10.2478/v10136-012-0031-x.
134. Аравин О.И. Применение искусственных нейронных сетей для анализа патологий в кровеносных сосудах. Российский журнал биомеханики. 2011., Т.15, №3с. 45-51.
135. Ровінський В.А. Розширення можливостей діагностування нафтодобувного обладнання за швидкісними характеристиками привідного електродвигуна/ Ровінський В.А., Євчук О.В., Стрілецький Ю.Й.// Розвідка та розробка нафтових і газових родовищ. 2015. № 1 (54)
136. Стрілецький Ю.Й. Спосіб формування множини оціночних сигналів для дослідження функціонального простору об'єкта// Ю.Й. Стрілецький, В.А. Ровінський/ Інформаційні технології та комп'ютерне моделювання. Міжнародна науково-практична конф. 15-20 травня 2017. Івано-Франківськ. ст.4-7.

137. Миддлтон Д. Введение в статистическую теорию связи. М. Советское радио, 1961
138. Тихонов А. Уравнения математической физики/А.Н. Тихонов, А.А. Самарский//М.: Изд-во Московского университета, 1999. 799с.
139. Кириллов В.В., Аналоговое моделирование динамических систем /В.В. Кириллов, В.С. Моисеев//Л.: Машиностроение , – 1977. –288с.
140. Стадник Б.І. Розроблення та аналіз варіантів апаратної реалізації портативних частотних аналізаторів імпедансу/ Б.І. Стадник, В. Хома, Ю.Хома// Вимірювальна техніка та метрологія. №76, –2015. –С.43-43.
141. Стрілецький Ю.Й. Використання імпедансу для опису властивостей об'єкту/ Прикладні науково-технічні дослідження. Міжнародна н/п конференція. 5-7 квітня 2017. Івано-Франківськ. Ст. 80.
142. Roberto A. Lopez-Anido/Emerging Materials for Civil Infrastructure: State of the Art/ Roberto A. Lopez-Anido, Tarun R. Naik//American society of civil engineers. 2000.
143. Tingting Zhang. Electrical impedance spectroscopy-based defect sensing technique in estimating cracks/Tingting Zhang, Liangdong Zhou, Habib Ammari, Jin Keun Seo//Sensors, 2015, №15. p.10909-10922.
144. Sanchez B. Harmonic impedance spectra identification from time-varying bioimpedance: theory and validation. *Physiol. Meas.* №34. –2013. –P. 1217–1238.
145. Marmarelis Panos Z. Analysis of physiological systems : the white-noise approach / Marmarelis Panos Z. Marmarelis Vasilis Z.// New York : Plenum Press, – 1978. –514p.
146. Impedance Spectroscopy: Theory, Experiment, and Applications, 2nd ed Edited by Evgenij Barsoukov (Texas Instruments Inc.) and J. Ross Macdonald (University of North Carolina, Chapel Hill). John Wiley & Sons, Inc.: Hoboken, NJ. –2005. –596 p.
147. Стрілецький К.Р. Обробка сигналів при томографічних дослідженнях структури ґрунтових масивів за допомогою сигналів і з розширеним спектром/ Стрілецький К.Р., Стрілецький Ю.Й.// VI Всеукраїнська н/п конференція

- студентів і молодих учених. Методи та засоби неруйнівного контролю неруйнівного контролю промислового обладнання промислового обладнання. 15-16 листопада м. Івано-Франківськ. С. 70.
148. Стрілецький Ю.Й. Спосіб дослідження параметрів затухаючих коливань механічних систем /Ю.Й. Стрілецький, Р.Б Дунець// Методи та прилади контролю якості. №39, 2017, ст.33-39.
149. Лепендин Л.Ф. Акустика. М.: Высш. шк. –1978. –448с.
150. Яблонский А.А. Курс теории колебаний / А.А. Яблонский, С.С. Норейко// М.: Высш. шк. –1971. 207с.
151. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Высш. шк. –2000. – 462с.
152. Understanding FFTs and Windowing // [Електронний ресурс] [http://download.ni.com/evaluation/pxi/ Understanding FFTs and Windowing.pdf](http://download.ni.com/evaluation/pxi/Understanding%20FFTs%20and%20Windowing.pdf)
153. Mridula Malhotra. The Performance Evaluation of Window Functions and Application to FIR Filter Design// International Journal of Scientific & Engineering Research, Vol.2, Issue 12, December. –2011. –P. 1-7.
154. Стрілецький Ю.Й. Цифрова обробка сигналів при дослідженні ізоляційного покриття підземних нафтогазопроводів/ Ю.Й. Стрілецький, В.А. Ровінський, О.В. Євчук // Методи та прилади контролю якості, №30. – 2013р. –С. 33-38.
155. Магнус К. Колебания. К. Магнус/ М.: Мир. 1982. с. 16
156. Варакин Л.Е. Теория сложных сигналов/ М.: Советское радио, –1970. — 376 с.
157. Євчук О.В., Ровінський В.А., Стрілецький Ю.Й. Використання графічних процесорів NVIDIA для підвищення продуктивності обчислень коротких розгортки в задачах трансверсальної фільтрації // Наукові вісті. Галицька академія. №2, 2010 с. 35-40
158. Євчук О.В., Ровінський В.А., Стрілецький Ю.Й. Використання технології CUDA в задачах спектрального та частотно-часового аналізу сигналів/ Вісник

Східноукраїнського національного університету ім. В. Даля/ №10(81). 2012. ст. 81-86

159. Бурсиан В.Р. Теория електромагнитних полей применяемых в электроразведке. Л.: Недра. 1972. 367с.

160. Стрілецький Ю.Й. Дослідження перехідного імпедансу ізоляційного покриття підземних металевих трубопроводів// Методи та прилади контролю якості. №38, 2017, ст.14-21.

161. Заборовский А.И. Переменные електромагнитные поля в электроразведке. М.: Изд-во Моск-го университета. 1960. 186с.

162. Дикмарова Л.П. Анализ геометрии установок индуктивных методов электроразведки. К.: Наукова думка. 1968. 156с.

163. Шимони К. Теоретическая электротехника. М.: Мир. 1964. 774с.

164. Стрілецький Ю.Й. Розробка методики та пристрою для дистанційного контролю стану ізоляційного покриття підземних газопроводів: дис. канд. техн. наук: 05.11.13/ Стрілецький Юрій Йосипович. – м. Івано-Франківськ, 1999. – 150с.

165. Сергованцев В.Т. Газопровод как канал связи в система телемеханики /В.Т. Сергованцев, В.А. Артемов, К.А. Конев//—М.: Недра. 1984, 244с.

166. Гордиенко В.И. Электромагнитное обнаружение инженерных коммуникаций и локальных аномалий/ В.И. Гордиенко, В.П. Убогий, Е.В. Ярошевский// К.: Наукова думка. –1981, –227.

167. Стрілецький Ю.Й. Кісіль І.С. Визначення змінної складової струму в підземному трубопроводі. Методи та прилади контролю якості. №9, 2002 с.46-48.

168. Костів Б.В., Стрілецький Ю.Й., Семеген М.М. Безконтактний контроль стану ізоляційного покриття підземних трубопроводів з допомогою системи КІ-1 // Методи та прилади контролю якості. №26. 2011. с.30-33

169. Стрілецький Ю.Й. Аналіз розподілу напруженості магнітного поля в результаті протікання струму в стінках підземних трубопроводів/ Ю.Й.

- Стрілецький, Р.Т. Боднар// Методи та прилади контролю якості. –№18. –2007. С. 36- 39
170. Брунов Б.Я. Теория електромагнитного поля / Б.Я. Брунов, Л.М. Гольденберг, И.Г. Кляцкин, Л.А. Цейтлин // М., Л. Госенергноиздат. 1962, 512с.
171. Стрілецький Ю.Й. Вплив ґрунту на результати вимірювання струму в підземних металевих трубопроводах. 8 -ма міжнародна нт конференція “Приладобудування-2009” Київ 28-29 квітня 2009р. с 269-270
172. Lauterbach M. Oscilloscope active probe/ EDN network. August 01, 2001 [Електронний ресурс] <https://www.edn.com/design/other/4383070/Oscilloscope-active-probe>
173. Харкевич А.А. Борьба с помехами. –М.: Наука. –1965. –275с.
174. Заславский Г.М. Введение в нелинейную физику: от маятника до турбулентности/ Г.М. Заславский, Р.З. Сагдеев// М.: Наука, Глав. ред. физико-математической лит-ры. –1988. - 368 с
175. Gallager R. Principles of Digital Communication/Cambridge University Press. –2016. –368 p. <https://doi.org/10.1017/CBO9781316337387>
176. Storm E. An introduction to spread spectrum systems/ Erik Storm, Tony Ottosson, Arne Svensson // Technical report no.R016/2002. Department of Signals and Systems Chalmers University of Technology SE-41296 Goteborg, Sweden. – 2002. –29 p.
177. Building a low-cost white-noise generator. Application note 3469. [Електронний ресурс] <https://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/3469>
178. Phase-Locked Loop Design Fundamentals/ Document Number: AN535, Rev. 1.0, 02/2006. Freescale Semiconductor, Inc. [Електронний ресурс] <https://www.nxp.com/docs/en/application-note/AN535.pdf>
179. А. П. Бондарев. Дослідження умов зриву синхронізації у програмно реалізованому пристрої ФАПЧ/ А. П. Бондарев, С. І. Алтунін// Вісник Вінницького політехнічного інституту. № 2, -2017, 91-96с.

180. Рябов И.В. Цифровой вычислительный синтезатор с точной установкой начальной частоты/ Рябов И.В., Гарифуллина А.В., Лебедева А.А. // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов №1, 2016, 46-48с.
181. Стрілецький Ю.Й. Використання широкосмугової модуляції сигналів при дослідженні електричного імпедансу/ 8-ма міжнародна н/т конф. Сучасні прилади, матеріали і технології для неруйнівного контролю і технічної діагностики машинобудівного і нафтогазопромислового обладнання. 14-16 листопада 2017р. м. Івано-Франківськ. С. 19-20.
182. Стрілецький К.Р. Обробка сигналів при томографічних дослідженнях структури ґрунтових масивів за допомогою сигналів і з розширеним спектром/ Стрілецький К.Р., Стрілецький Ю.Й.// VI Всеукраїнська н\п конференція студентів і молодих учених. Методи та засоби неруйнівного контролю неруйнівного контролю промислового обладнанняпромислового обладнання. 15-16 листопада м. Івано-Франківськ. С. 70.
183. Зевеке Г.В., Основы теории цепей/ Г.В. Зевеке, П.А. Ионкин, А.В. Нетушил, С.В. Страхов. М.: Энергия. 1965. 444с.
184. Орнатский П.П. Автоматические измерения и приборы (аналоговые и цифровые)/ 5-е изд., перераб. и доп. — К.; Вища школа, 1986. —504 с.
185. Смирнов П.Т. Цифровы фазомеры/ Л.: Энергия, -1974. -144с.
186. Иориш Ю.И. Виброметрия. /Ю.И. Иорим. М.: 1963, с.488
187. Лютак І.З., Лютак З.П. Стрілецький Ю.Й. Удосконалення методу контролю стінок трубопроводів ультразвуковим методом із застосуванням інформаційно-програмного забезпечення // Методи та прилади контролю якості. №35, 2015 с.27-37
188. Dickens P. Improved method of measuring reflection or impedance spectra using adapted signal spectra and resonance- free calibrations/ P. Dickens, J. Smith, J. Wolfe // The Journal of the Acoustical Society of America 121, 1471 (2007); <https://doi.org/10.1121/1.2434764>
189. Паршаков А.Н. Физика колебаний/ Учеб. пособие. – Пермь: Изд-во Перм. гос. техн. ун-та, 2010. – 302 с.

190. Дэссинг Оле. Испытания конструкций. М.: Брюль и Къер, 1989. — 118 с.
191. Steliga I. An experimental and theoretical method of calculating the damping ratio of the sucker rod column oscillation / I. Steliga, Ja. Grydzhuk, A. Dzhus // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. - 2016. - № 2(7). - С. 20-25.
192. Moisyshyn V. Investigation on Releasing of a Stuck Drill String by Means of a Mechanical Jar /V Moisyshyn, K Levchuk// Oil & Gas Science and Technology - Rev. IFP Energies nouvelles 72 (5), No.27
193. Великанов Н.Л. Внутреннее трение при продольных колебаниях троса / Н.Л. Великанов, В.А. Наумов, С.И. Корягин// Вестник Балтийского федерального университета им. И. Канта. Сер.: Физико-математические и технические науки. №3. -2017. С. 84-92.
194. Тарануха Н.А. Исследование колебаний судовых стержневых конструкций с учетом сопротивления внешней среды различной плотности / Н.А. Тарануха, О.В. Журбин, И.Н. Журбина // Избранные доклады 3-й Сахалинской региональной морской научно-технической конференции. – Южно-Сахалинск: Изд-во СахГУ, 2011.
195. Пановко Я. Г. Введение в теорию механических колебаний. М.: Наука – 1991.
196. Саакян Л.С. Влияние нагружения на микроэлектрохимическую гетерогенность стали / Л.С. Саакян, А.П. Ефремов, Л.Я. Ропяк // Защита металлов. – 1989. – Том XXV. – № 2.
197. Стрілецький Ю.Й. Оцінка втрати механічних властивостей металу після тривалої експлуатації Стрілецький Ю.Й., Липчук М.М., Лютак З.П./Матеріали 7-мої н/т конф. Сучасні прилади, матеріали і технології для неруйнівного контролю і технічної діагностики машинобудівного і нафтогазопромислового обладнання. 25-28 листопада 2014р. Івано-Франківськ
198. Бернштейн М. Л. Структура и механические свойства металлов/ М. Л. Бернштейн, В. А. Займовский// М.: Металлургия: 1970.



199. Scott-Emuakpor O. Hysteresis-loop representation for strain energy calculation and fatigue assessment/ O. Scott-Emuakpor, T. George, C. Cross, M.-H.H. Shen// The Journal of Strain Analysis for Engineering Design 2010 45: 275. DOI: 10.1243/03093247JSA602
200. Мальтеев М.А. Анализ способов оценки рассеяния энергии в устройствах конструкционного демпфирования/ М.А. Мальтеев, Г.Г. Карташов, В.А. Юдин// Вестник Самарского государственного аэрокосмического университета им. академика С.П. Королёва. –№2-1. –2006. С.224-229.
201. Surajit Kumar Paul The effect of low cycle fatigue, ratcheting and mean stress relaxation on stress–strain response and microstructural development in a dual phase steel/ Surajit K. P., N. Stanford, A. Taylor, T. Hilditch// . International Journal of Fatigue, Vol 80, Nov –2015, P. 341-348.
202. Мейз Дж., Теория и задачи механики сплошных сред/ М.: Мир: –1974. – 318 с.
203. Биргер И. А. Прочность. Устойчивость. Колебания. Справочник в трёх томах. Т.3, М.: Машиностроение. –1968.
204. Левчук К. Исследование процесса передачи вибратором колебаний прихваченной бурильной колонне. SOCAR Proceedings. № 2.- 2017. с. 23-33.
205. Стрілецький Ю.Й. Використання коливань струни для збудження хвиль у металі// Методи та прилади контролю якості. №37, 2016, ст. 79-84
206. Лютак З.П. Підвищення точності контролю товщини металу безеталонним методом//Лютак З.П. Стрілецький Ю.Й., Нестерук Д.В., Гах Б.Я., Жуков Б.Я. Матеріали 7-мої н/т конф. Сучасні прилади, матеріали і технології для неруйнівного контролю і технічної діагностики машинобудівного і нафтогазопромислового обладнання. 25-28 листопада 2014р. Івано-Франківськ
207. Школяр А.А. Дослідження пластичних властивостей металеві пластилини за частотами мод натягнутої над нею струни/ А.А. Школяр, Ю.Й. Стрілецький// VI Всеукраїнська н\п конференція студентів і молодих учених. Методи та засоби неруйнівного контролю неруйнівного контролю промислового

обладнання промислового обладнання. 15-16 листопада м. Івано-Франківськ.  
С.82

208. Стрілецький Ю.Й. Спосіб виявлення зміни пластичних властивостей металевої пластини за частотами мод натягнутої над нею струни/Ю. Й. Стрілецький, В.А. Ровінський // Металофізика і новітні технології. Т.39. вип. 10. —2017. – с. 1377-1393

209. Лемб Г. Динамическая теория звука, М.: Гос. изд-во физ.-мат. литературы: 1960

210. Стретт Дж. Теория звука/ Дж. Стретт. Т.1, М. 1955 с.213

211. Тимошенко С.П. Колебания в инженерном деле./С.П. Тимошенко, Д.Г. Янг, У. Уивер. М.: Машиностроение. 1985. с.390

212. Бидерман В.Л. Теория механических колебаний/В.Л. Бидерман. М.: Высшая школа. 1980 с.163, с.195

213. Трубецков Д.И. Линейные колебания и волны/ Д.И. Трубецков, А.Г. Рожнев/с.91

214. Tilmans H. A. C. Equivalent circuit representation of electromechanical transducers: I. Lumped- parameter systems| Journal of Micromechanics and Microengineering, Iss. 6, No. 1 –1996. p.359.

215. Mobility analogy, [Електронний ресурс]  
[http://www.wikiwand.com/en/Mobility\\_analogy](http://www.wikiwand.com/en/Mobility_analogy)

216. Киттель Ч. Механика/ Ч. Киттель, В. Найт, М. Рудерман. М.Н Наука. Главная редакция физ-мат литературы. 1983. 448с.

217. Стрілецький Ю.Й. Збудження механічних коливальних систем для вивчення їх властивостей із використанням спектрального імпедансу. / Ю.Й. Стрілецький, Р.Б. Дунець // Прикарпатський вісник НТШ. Число. №2(38). – 2017. –С. 123-132.

218. Крауфорд Ф. Волны. М.: Наука –1984. – 528 с.

219. Ровінський В.А., Євчук О.В., Стрілецький Ю.Й. Використання цифрових хвилевих фільтрів у задачах технічної вібродіагностики. Метрологія та прилади. №6. 2011 с. 68-70
220. Роп'як Л.Я. Пристрій для локального формування покриттів із електроліту на довгомірних деталях// Л.Я. Роп'як, М.Й. Бурда, О.В. Рогаль, Ю.Й. Стрілецький/ №114372, С25D7/04, С25D17/12, С25D19/00, опубл. 25.05.2017, бюл№10
221. Тодорів В.І. Стрілецький Ю.Й. Дослідження активності іонів у розчинах електролітів ґрунтового флюїду. Методи та засоби неруйнівного контролю промислового обладнання. ;-та н/п конф. студентів і молодих вчених. Івано-Франківськ. 26-27 листопада 2013р. с 174-174.
222. Стрілецький Ю.Й., Кісіль І.С., Лютак І.З. Дослідження пасивуючих плівок на поверхнях сталевих металевих конструкцій електромагнітним методом. трубопроводі.Методи та прилади контролю якості. №24, 2010. с. 112-115.
223. Стрілецький Ю.Й. Дослідження пасивуючих плівок на поверхні сталевих трубопроводів. 6-та міжнародна нт конференція “Сучасні прилади, матеріали і технології для неруйнівного контролю і технічної діагностики машинобудівного і нафтогазопромислового обладнання” м.Івано-Франківськ, 29 листопада 2- грудня 2011р.с.235-237
224. Стрілецький Ю.Й. Дослідження руху ґрунтового флюїду поблизу підземних металевих трубопроводів. 7-ма національна н/т конференція. Неруйнівний контроль і технічна діагностика. Київ. 20-23 листопада 2012, с. 337-338
225. Стрілецький Ю.Й. Методика і пристрій для визначення швидкості корозії. Методи та прилади контролю якості. №20, 2008, с.55-58
226. Стрілецький Ю.Й. Методика і пристрій для визначення швидкості корозії//Ю.Й. Стрілецький, О.В. Євчук, В.А. Ровінський/№112047, G01N 17/00, G01N 27/28, опубл. 11.04.2016, бюл№7.
227. А. с. СРСР № 1544369, МПК7 А61В5/053, опубл. 23.02.1990 р., бюл. № 8

228. А. с. СРСР № 1759402, МПК5 А61В5/05, опубл. 07.09.1992 р., бюл. № 33
229. Стрілецький Ю.Й. Пристрій для вимірювання електричного імпедансу //Ю.Й. Стрілецький, В.А. Ровінський, О.В. Євчук, С.І. Мельничу, І.М. Лазарович / №112046, G01N 27/26, опубл. 11.04.2016, бюл№7.
230. Євчук О.В., Ровінський В.А., Стрілецький Ю.Й. Використання графічних процесорів в задачах цифрової обробки сигналів в реальному часі. трубопроводі.Методи та прилади контролю якості. №25, 2010. с. 97-110
231. Striletskyi Yu. Method of studying corrosion processes of metal electrodes by surface voltage fluctuations / Yu. Striletskyi, V. Rovinskyi, O. Yevchuk // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. – 2016. – № 3(9). – С. 24–29. [Scopus]
232. Стрілецький Ю.Й. Ровінський В.А. Євчук О.В. Цифрова обробка сигналів при дослідженні ізоляційного покриття підземних нафтогазопроводів. Методи та прилади контролю якості №30, 2013р.с33-38.
233. Стрілецький Ю.Й. Метод неруйнівного контролю стану стінок металевого трубопроводу за зміною коефіцієнта Пуассона // Методи та прилади контролю якості. №36, 2016. ст.17-21.
234. Karray M. Significance and evaluation of Poisson's ratio in Rayleigh wave testing/ M. Karray, G. Lefebvre. Can. Geotech. J.45: –2008. –P. 624–635.
235. Качанов Л.М. Основы теории пластичности/ М. Гос. ид-тво технико-теоретический лит-ри. 1956. 324с.
236. Кинасошвили Р.С. Сопротивление материалов. Краткий учебник. М.: Физматгиз. –1963. –388с.
237. Сопротивление материалов/ А.В.Дарков, Г.С. Шпиро. М. Высшая школа. –1975. –654с.
238. Стрілецький Ю.Й. Метод неруйнівного контролю стану стінок металевого трубопроводу за зміною коефіцієнта Пуассона // Методи та прилади контролю якості. №36, 2016. ст.17-21.
239. Блантер М. Металловедение и термическая обработка. М.: МАШГИЗ. – 1963. –416с.

240. Чиркин В.С.. Теплофизические свойства материалов. М.- Физмат. 1959. 356с.
241. Silva C. Residual Stress, Microstructure and Hardness of Thin-Walled Low-Carbon Steel Pipes Welded Manually /C. Silva, J.Teixeira de Assisb , S. Philippov , J. Farias//Materials Research, Vol.19(6). –2016. –P. 1215-1225.
242. Kabir I. Hardened Case Properties and Tensile Behaviours of TMT Steel Bars/ I.R. Kabir, M.A. Islam// American Journal of Mechanical Engineering, Vol. 2, No. 1, –2014. –P. 8-14.
243. Бордовский Г.А. Элементы физики твердого тела/ Г.А.Бордовский, Ю.А.Гороховатский Ю.А., С.Д.Ханин С.Д.// Учебное пособие. - СПб.: изд. РГПУ, –1997. – 188 с.
244. Taylor C. Fatigue Crack Growth at Electrical Resistance Welding Seam of API 5L X-70 Steel Line Pipe at Varied Orientations/ C. Taylor, S. Das, L. Collins M. Rashid//Journal of Offshore Mechanics and Arctic Engineering. Vol.139, Iss. 3. – 2017. –
245. О возможности вычисления теплопроводности по другим физическим величинам. В.В. Евстигнеев, Н.А.Сачавская, А.Ф. Сачавский.
246. Heung-Kyu Kim Evaluation of Contact Heat Transfer Coefficient and Phase Transformation during Hot Stamping of a Hat-Type Part /Heung-Kyu Kim \*, Seong Hyeon Lee, Hyunjoo Choi//Materials. Vol. 8, –2015. –P. 2030-2042
247. Юдаев Б. Теплопередача. М.: Высшая школа. –1973. –360 с.
248. Шорин С. Теплопередача. М.: Высшая школа. –1964. –490с.
249. Bagnoli P. Thermal resistance analysis by induced transient (TRAIT) method for power electronic devices thermal characterization – Part 1. Fundamentals and theory. / P.E. Bagnoli, C. Casarosa, M. Ciampi, E. Dallago //IEEE Transactions Power Electronics, Vol.13, No.6 –1998. P.1208-1227.
250. Masana F. A new approach to the dynamic thermal modelling of semiconductor packages/ Microelectronics Reliability Vol. 41(6), June. – 2001 P. 901-912

251. Gerstenmaier Y.C. Combination of Thermal Subsystems Modeled by Rapid Circuit Transformation / Y.C. Gerstenmaier, W. Kiffe, and G. Wachutka. EDA Publishing/THERMINIC 2007. Budapest, Hungary, 17-19 September 2007.
252. Gerstenmaier Y.C. Rigorous model and network for transient thermal problems/ Y.C. Gerstenmaier,, G. Wachutka // Microelectronics Journal №33 -2002. 719–725p.
253. Крейт Ф. Основы теплопередачи / Ф. Крейт, У. Блейк //М.: Мир. -1983. - 512с.
254. Савельев А.Я. Конструирование ЭВМ и систем. / А.Я. Савельев, В.А. Овчинников //М.: Высшая школа, 1989.- 312.с.
255. Термоупругость. А.Д. Коваленко. Вища школа. –1975. –216 с.
256. Shelton S. Thermal conductivity of some irons and steels over the temperature range 100 to 500°C / Bureau of Standards Journal of Research, Vol.12, April. –1934. –P. 441-450.
257. Peet M. Prediction of thermal conductivity of steel / M. J. Peet, H.S.Hasan, H. K. D. N. Bhadeshia// International Journal of Heat and Mass Transfer, Vol. 54 –2011. –P. 2602-2608
258. Багрянский К.В. Теория сварочных процессов. / К.В. Багрянский, З.А. Добротина, К.К. Хренов. Киев: Вища школа. – 1976. –424 с.
259. Анатычук Л.И. Термоэлементы и термоэлектрические устройства: Справочник. Киев: Наук. Думка. –1979. –768 с.
260. Cooley J. An algorithm for the machine calculation of complex Fourier series / J. Cooley, J. Tukey// Mathematics of computation/ Vol. 19 No. 90(Apr. 1965. –P. 297-301.
261. Yan-Bin Jia. Polynomial multiplication and fast fourier transform/ Com S. Vol. 477, Sep 19, 2017.
262. Євчук О.В., Ровінський В.А., Стрілецький Ю.Й. Реалізація аналогових активних елементів керованих напругою в системах цифрової обробки сигналів// Вісник хмельницького національного університету. Технічні науки. №4. 2012. ст.96-101

263. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. Учебник для вузов. — 4-е издание, переработанное и дополненное. — М.: Радио и связь, 1986. — 512 с.
264. Паркус Г. Неустановившееся температурные напряжения. М.: Гос. Изд-во физ.-мат. Литературы.—1963. —253с.
265. Стрілецький Ю.Й. Винничук А.Г. Середюк О.Є. Розроблення прецизійного пристрою для вимірювання малих перепадів температур. 7-ма н/т конференція молодих вчених і спеціалістів. “Сварка и родственные технологии” Київ. 22-24-травня 2013р. с. 185
266. Середюк О.Є., Винничук А.Г., Стрілецький Ю.Й, Тимків Р.Я., Зелінський О.Р. Лічильник газу. G01F 3/00 МПК (2012.01) Бюл.№18.
267. Кондратьев Г.М. Тепловые измерения. Л : МАШГИЗ. —1957. —244с.
268. Винокуров В.А. Сварочные деформации и напряжения. Методы их устранения. М.: Машиностроения. —1968. —236с.
269. Стрілецький Ю.Й. Особливості визначення коефіцієнта теплопровідності металеві пластини/ Ю.Й. Стрілецький, В.А. Ровінський// Інформаційні технології та комп’ютерне моделювання. Міжнародна науково-практична конф. 23-28 травня 2016р. Івано-Франківськ- Яремче. С.31-33.
270. Корн, Г. Справочник по математике для научных работников и инженеров. Определения, теоремы, формулы [Текст] / Г. Корн, Т. Корн ; пер. с англ. — 5-е изд. — М. : Наука, 1984. — 831 с.
271. Стрілецький Ю.Й. Дослідження температурного імпедансу пластично-деформованих ділянок металу при неруйнівному контролі//Ю.Й. Стрілецький, О.Є. Середюк. Неруйнівний контроль і технічна діагностика. 8-ма національна н-т конференція. 22-24 листопада 2016. Київ. ст.190-192.
272. Стрілецький Ю.Й. Спосіб дослідженні нерівномірності температурного імпедансу металеві пластини/ Вісник Житомирського державного технологічного університету. №2(80) Т.1 (2017) с.97-101.
273. Стрілецький Ю.Й. Аналіз розподілу напруженості магнітного поля в результаті протікання струму в стінках підземних трубопроводів/ Ю.Й.

- Стрілецький, Р.Т. Боднар// Методи та прилади контролю якості. –№18. –2007. С. 36- 39
274. Стрілецький Ю.Й. Встановлення оптимальної віддалі між приймальними котушками в складі системи для вимірювання змінного струму в стінках підземних трубопроводів/ Методи та прилади контролю якості. №16, 2006, с.32-33
275. Стрілецький Ю.Й. Євчук О.В., Ровінський В.А. Вплив відстані між паралельними трубопроводами на формування електромагнітного поля навколо них. / Вісник Східноукраїнського національного університету ім.В. Даля/№18(189). 2012. ст. 267-276.
276. Стрілецький Ю.Й. Спосіб безконтактного визначення струмів у підземних трубопроводах і пристрій для його реалізації// Ю.Й. Стрілецький, І.С. Кісіль/ G01R19/00, №28731, опубл. 16.10.2000, бюл.№5
277. Конев К.А. Использование подземных магистральных трубопроводов в качестве линий связи систем телеконтроля.- М.: ВНИИЕгазпром, 1989, 32с. Обз.инф. сер. Автоматизация, телемеханика и связь в газовой промышленности. Вып.№ 6.
278. Методы контроля и измерений при защите подземных сооружений от коррозии./ Н.П. Глазов, И.В Стрижевский, А. М. Калашникова //М.: Недра, – 1978. –215с.
279. ДСТУ ГОСТ 8.097:2009 ГСИ. Государственный специальный эталон и общесоюзная поверочная схема для средств измерений напряженности магнитного поля в диапазоне частот от 0,01 до 300 МГц
280. AN118. Improving ADC resolution by oversampling and averaging. Rev. 1.3 7/13. Copyright © 2013 by Silicon Laboratories.
281. Applications of the CA3080 High-Performance Operational Transconductance Amplifiers// Copyright © Intersil Corporation 1999.
282. Switched-Capacitor IC Forms Notch Filter. Application note 431. Copyright ©2016 Maxim Integrated. Nov 01, 2000



283. Гутников В. С. Фильтрация измерительных сигналов// Л. : Энергоатомиздат. 1990, 192с.
284. Application Note 775 Specifications and Architectures of Sample-and-Hold Amplifiers// SNOA223. Copyright © 1998 National Semiconductor Corporation (AN011215).
285. Євчук О.В., Ровінський В.А., Стрілецький Ю.Й. Особливості реалізації нелінійних опорів в системах цифрової обробки сигналів. трубопроводі.Методи та прилади контролю якості. №27, 2011. с.91-95
286. Ровінський В.А. Фуфалько О.Ю., Стрілецький Ю.Й., Євчук О.В. Інформаційна технологія моделювання біполярних транзисторів хвиловими цифровими фільтрами. Вісник Вінницького політехнічного інституту. №5., 2013 с.81-84
287. ГОСТ 1497-84. Металлы. Методы испытаний на растяжение, (М.: ИПК Изд-во стандартов: 1986).
288. Гасюк И.М. Автоматизированная многоканальная установка циклирования электрохимических ячеек. Гасюк И., В. Угорчук, Ю.Стрилецкий, В. Бачук. Электронные компоненты и системы. №3, 2007, с 8-10.
289. Стрилецкий Ю.Й. Вариант разработки автоматизированной многоканальной установки циклирования электрохимических ячеек/ Стрилецкий Ю.Й., Гасюк И.М., Угорчук В.В. Фундаментальные проблемы преобразования энергии в литиевых электрохимических системах. Уфа 2006р. с.315.
290. Євчук О.В. Використання аналогових кодеків для наукових досліджень / О.В Євчук, В.А. Ровінський, Ю.Й. Стрілецький // Методи та прилади контролю якості. №17, 2006, С. 110-115.
291. Mohtashim M. Silicon diode temperature sensors - A review of applications/ Mohtashim Mansoor<sup>1</sup>, Ibraheem Haneef<sup>1</sup>, Suhail Akhtar<sup>1</sup>, Andrea De Luca, Florin Udrea// Sensors and Actuators A Physical • May 2015. DOI:10.1016/j.sna.2015.04.022

292. F. Udrea, S. Santra, J.W. Gardner, CMOS temperature sensors - concepts, state-of-the-art and prospects, Proceedings of the IEEE International Semiconductor Conference, CAS 2008, Sinaia, Romania, 2008, pp. 31-40.

293. Стрілецький Ю.Й. Метрологічне дослідження пристрою для прицевийного вимірювання різниці температур / Стрілецький Ю.Й., Винничук А.Г., Середюк.О.Є. // Системи обробки інформації. – 2015 - Вип. 2(127) – С.100-103.

## ДОДАТОК А

## Модулі реалізації фазового детектора на мові Verilog

```
===== модуль автоматики =====
module autom(count,latch,clk,sync,rst,cmplt);
```

```
input latch,clk,sync;
input [7:0] count;
```

```
output rst,cmplt;
```

```
reg reset,compl;
reg cltc;
reg csync;
reg tmp;
reg [7:0] counter;
```

```
assign rst = reset;
assign cmplt = compl;
```

```
initial begin
  cltc=0; //internal latch for finding falling edge
  reset=1; //internal copy of output sygnal
  compl=0; //internal copy of output sygnal
  tmp=0; //auxiliar
  counter=0; //internal counter of sync pulses
  csync=0; //internal latch for finding falling edge
end
```

```
always @ (negedge clk ) begin
  //if fall latch
  if (latch!=cltc && latch==0) begin //latch input count
    reset<=0; //clear signal reset
    tmp<=0; //fuse clear
    counter=count;
    //compl=1; //load data for counter
  end
  cltc=latch;
  //if fall of clk
  if (reset==0) tmp<=~tmp; //wait 1 clk for clear
  if (tmp==0 && reset==0) begin reset<=1; compl<=1; end //

  if (sync!=csync && sync==0 ) begin
    if (counter>0) counter<=counter-1;
    if (counter==0) compl<=0; //ready data
  end
  csync=sync;
end
```

```
end
```

```
endmodule
```

```
module stim_auto2;
reg [7:0] co;
reg la,clk,sync;
wire rst;
wire cmplt;
autom my(co,la,clk,sync,rst,cmplt);
```

```
always #5 clk=~clk;
always #50 sync=~sync;
initial begin
  la=1;co=0;clk=1;sync=1;
  #10 co=5;
  #10 la=0;
  #10 la=1;
end
```

```
endmodule
```

```
===== модуль буфера АЦП =====
```

```
//-----
// write _datain_ in internal buf by negclock _wr_
// read _dataout_ from internal buf _addrbuf_ by negclock _ale_
//-----
```

```

//2^(2+1)=8 - count of input state
//2^(3+1)=16 - depth internal buffer
module adc_buf(wr,datain,addrbuf,ale,dataout);
input wr,ale; //clock to write in buf, address latch enable
input [2:0] datain; //input from external ADC
input [3:0] addrbuf; //address for buf
output reg [3:0] dataout; //output from register

integer i;
reg [3:0] count;//up to 16 (2^4)
reg [2:0] inpbf[15:0]; //main input buff from adc

initial begin dataout=0; for (i=0;i<16;i=i+1) inpbf[i]=i; end
always @ (negedge wr)
begin
for (count=7;count>0;count=count-1) inpbf[count]=inpbf[count-1]; //shift buf
inpbf[0]=datain; //write input adc to buffer
end

always @ (negedge ale) //put value buffer with expected address
begin
dataout=inpbf[addrbuf];
end
endmodule
//-----
// test module
//-----
module stim1;
reg clk,al;
reg [2:0] dtin;
reg [3:0] addr;
wire [2:0] dto;

adc_buf my1(clk,dtin,addr,al,dto);

initial begin
clk=1;al=1;dtin=3'h0;addr=4'h0;
dtin=3'h7; #15 clk=0; #15 clk=1;//7
dtin=3'h6; #15 clk=0; #15 clk=1;//6
dtin=3'h5; #15 clk=0; #15 clk=1;//5
dtin=3'h4; #15; clk=0;#15; clk=1;//4
dtin=3'h3; #15; clk=0;#15; clk=1;//3
dtin=3'h2; #15; clk=0;#15; clk=1;//2
dtin=3'h1; #15; clk=0;#15; clk=1;//1
dtin=3'h0; #15; clk=0;#15; clk=1;//0

addr=4'h7; #15; al=0; #15; al=1;
#100 $stop;
end

endmodule;

===== модуль компаратора ентропійних значень=====
//-----
// compare input data from _datain_ with internal stored and find minimum
// showing it at _out_
//
module compare (latch,clksys,datain,out);
input latch,clksys;
input [8:0] datain;
output reg out;

reg [8:0] stored; //stored previous data
reg [16:0] shreg; //stream previous result compare

always @ (negedge latch)
begin
shreg=shreg << 1;
if (datain<=stored) shreg[0]=1;
else shreg[0]=0;
stored=datain;
if (shreg==17'h1ffffe) begin shreg=0; out=0; end
end
always @ (posedge clksys) out=1;

initial begin out=1; shreg=0; stored=0; end

endmodule;

module stim_comp;

```

```

reg clk_cmp,clk_sys;
reg [8:0] dt;
wire ph_clk;

compare my5(clk_cmp,clk_sys,dt,ph_clk);

initial clk_sys=0;
always begin #50 clk_sys=1; #50 clk_sys=0; end

initial begin
  #15 dt=100;clk_cmp=0; #15 clk_cmp=1;
  #15 dt=99; clk_cmp=0; #15 clk_cmp=1;
  #15 dt=98; clk_cmp=0; #15 clk_cmp=1;
  #15 dt=97; clk_cmp=0; #15 clk_cmp=1;
  #15 dt=96; clk_cmp=0; #15 clk_cmp=1;
  #15 dt=95; clk_cmp=0; #15 clk_cmp=1;
  #15 dt=94; clk_cmp=0; #15 clk_cmp=1;
  #15 dt=93; clk_cmp=0; #15 clk_cmp=1;
  #15 dt=92; clk_cmp=0; #15 clk_cmp=1;
  #15 dt=91; clk_cmp=0; #15 clk_cmp=1;
  #15 dt=90; clk_cmp=0; #15 clk_cmp=1;
  #15 dt=89; clk_cmp=0; #15 clk_cmp=1;
  #15 dt=88; clk_cmp=0; #15 clk_cmp=1;
  #15 dt=87; clk_cmp=0; #15 clk_cmp=1;
  #15 dt=86; clk_cmp=0; #15 clk_cmp=1;
  #15 dt=84; clk_cmp=0; #15 clk_cmp=1;
  #15 dt=84; clk_cmp=0; #15 clk_cmp=1;
  #15 dt=90; clk_cmp=0; #15 clk_cmp=1;
  #15 dt=90; clk_cmp=0; #15 clk_cmp=1;
end

endmodule;

===== модуль пошуку ймовірностей =====
module probab_sum(latch_data,datain,reset,latch_addr,adres,dataout);

input latch_data,latch_addr,reset;
input [2:0] datain; //input data for count
input [2:0] adres; //counter's adres
output reg [3:0] dataout; //value of counter from _adres_

reg [3:0] counter[3:0]; //array of counters
reg [3:0] ci;
integer i;

initial begin dataout=0; for (i=0;i<16;i=i+1) counter[i]=0; end

always @ (negedge reset)
begin
  ci=0;
  repeat(16) begin counter[ci]=0; ci=ci+1; end
end

always @ (negedge latch_data)
  counter[datain]=counter[datain]+1;

always @ (negedge latch_addr)
  dataout=counter[adres];

endmodule

module stimul2;
reg lt1,lt2,rst;
reg [2:0] dati,addr;
wire [3:0] dato;

probab_sum my2(lt1,dati,rst,lt2,addr,dato);

initial begin
  rst=1;lt1=1;lt2=1;addr=0;dati=0;
  #10 rst=0; #5 rst=1;
  #5 dati=2; #1 lt1=0; #1 lt1=1;
  #5 dati=1; #1 lt1=0; #1 lt1=1;
  #5 dati=3; #1 lt1=0; #1 lt1=1;
  #5 dati=1; #1 lt1=0; #1 lt1=1;
  #5 dati=2; #1 lt1=0; #1 lt1=1;
  #5 dati=2; #1 lt1=0; #1 lt1=1;
end

```

```

#5 dati=2; #1 lt1=0; #1 lt1=1;
#5 addr=1; #1 lt2=0; #1 lt2=1;
#5 addr=2; #1 lt2=0; #1 lt2=1;
#5 addr=3; #1 lt2=0; #1 lt2=1;
#10
$stop;
end

endmodule

===== модуль визначення ентропії =====
//-----
// solve entropy for calculated value from input buffer
// read _data_ after negedge _latch_ and from the rom_table get value for specific
probability
// and simple add it to _summa_ which assigned to _dataout_
//
// +++ number of rom_table elements and dimension of _datain_ must be changed according to
dimension of input buffer +++
//-----
module solv_entropy (latch,datain,reset,dataout);

input latch,reset; //input data latch, reset summator
input [2:0] datain; //input data (value up to 7) for bufer's counter 8
output [8:0] dataout;

reg [7:0] rom_table[7:0]; //rom for 8 value
reg [8:0] summa; // dimension must be bigger then dim of rom_table
assign dataout = summa;

initial begin $readmemb("entr08.rom",rom_table); summa=0; end

always @ (negedge reset) summa=0;

always @ (negedge latch) summa=summa+rom_table[datain];

endmodule;

//----- test module -----
module stim_entrop;
reg clk,rst;
reg [2:0] di;
wire [8:0] do;

solv_entropy my4(clk,di,rst,do);

initial begin
clk=1;
rst=1;
#5 di=5; #5 clk=0; #5 clk=1;
#5 di=3; #5 clk=0; #5 clk=1;
#5 rst=0; #5 rst=1;

end

endmodule;

=====модуль детектора фази =====
//clk_strob system clock
//inpl,inp2 input pulses
//reset main reset and clear all counters
//cpl enabled to increase counter
//endcicl output and impulse
//count_strob output main counter
//ovf output overflow counter
module phase_count(clk_strob,inpl,inp2,reset,cpl,endcicl,count_strob,ovf);
input clk_strob,inpl,inp2,reset,cpl,endcicl,count_strob,ovf;
output reg endcicl,ovf;
output reg [15:0] count_strob=16'h8000; //counter of strob impule 0=16'h8000 (less -
negative)

reg imp1=0,imp2=0; // set on rised impulse and clear if fall
reg edge_ris=0,edge_fall=0,edge_first=0;

reg [7:0] n1=0,n2=0,n3=0,n4=0,nd=0;
reg ii1,ii2;

initial begin edge_ris=0; edge_fall=0; imp1=0; imp2=0; ii1=0;ii2=0;end

```

```

//forming timefuse start/ stop
always @ (inp1, inp2) begin
    if (inp1!=i11 && inp1==1) //rising edge of inp1
        begin
            if (edge_ris==0) begin edge_first=1; endcicl=1; end //inp1 is first (for solve if
tinp1=тинп2)
            edge_ris=~edge_ris;
        end
        if (inp2!=i12 && inp2==1) edge_ris=~edge_ris;
        if (inp1!=i11 && inp1==0) edge_fall=~edge_fall;
        if (inp2!=i12 && inp2==0) edge_fall=~edge_fall;
        i11=inp1;i12=inp2;
    end

//add clock acording timefuse
always @ (negedge clk_strob) begin
    if (edge_first) begin
        if (inp1) n1=n1+1;
        if (inp2) n2=n2+1;
        if (edge_ris) n3=n3+1;
        if (edge_fall) n4=n4+1;
    end
    if (edge_first==0) endcicl=0;
end

//after one measurement modify counter
always @ (negedge edge_fall) begin
    if (!ovf && cmpl)
        begin
            nd=(n3+n4)/2;
            if ((n3>n4 && n1<n2) || (n3<n4 && n1>n2) || (n1==n2 && !edge_first))
                if (count_strob> nd)
                    count_strob<=count_strob-nd;
                else
                    ovf=1;
            else
                if ((16'hffff-count_strob)>nd)
                    count_strob<=count_strob+nd;
                else ovf=1;
            end
            endcicl<=0;
            edge_first<=0;
            n1=0;n2=0;n3=0;n4=0;
        end
end

always @ (negedge reset) begin n1=0;n2=0;n3=0;n4=0;
edge_ris=0;edge_fall=0;imp1=0;imp2=0;count_strob=16'h8000;edge_first=0; endcicl=0; ovf=0; end

endmodule

module stim_phase;

reg strob=1,in1=0,in2=0,rst=1, cmpl=1;
wire ovf;
wire [15:0] ph_cnt;

initial begin strob=1;in1=0; in2=0; rst=1;end

phase_count my(strob,in1,in2,rst,cmpl,clk_imp,ph_cnt,ovf);

always #1 strob=~strob;

initial begin
    #5 rst=0; #5 rst=1;
    #10;
    #90 in1=1; #60 in1=0;    #100 in1=1; #60 in1=0;    #100 in1=1; #60 in1=0;
// #80 in1=1; #80 in1=0;    #80 in1=1; #80 in1=0;    #80 in1=1; #80 in1=0;
end
initial begin
    #45;
    repeat (6) #80 in2=~in2;
end

endmodule

```

====таблиця ентропійних значень====

0	0
4	15
7	15
10	3
11	15
13	5
14	6
15	4
15	15
16	6
16	11
16	14
16	14
16	13
16	10
16	5
15	15
15	7
14	14
14	3
13	8
12	11
11	13
10	14
9	14
8	13
7	12
6	9
5	5
4	1
2	12
1	6



## ДОДАТОК Б

### Модулі реалізації ФАПЧ ІВК вимірювання напруги із розширеним спектром

```

=====модулі ФАПЧ при розширеному спектрі=====
module phase_control_oscil (clk,ph,va11,dout,dout1,dout2);
input clk;
input [7:0] ph,va11;
output reg dout=0;
output reg dout1=0;
output reg dout2=0;

reg [7:0] counter=0;
reg [7:0] val2=0;

always @ (negedge clk)
begin
counter=counter+1;
if (ph>8'h80) val2=va11+(ph-8'h80);
if (ph<8'h80) val2=va11-(8'h80-ph);
if (ph==8'h80) val2=va11;
if (counter>(val2)) begin counter=0;dout=~dout; end
end
always @ (negedge dout) dout1=~dout1;
always @ (posedge dout) dout2=~dout2;

endmodule
//-----
module phz_det(clk,in1,in2,dout); // phase detector
input in1,in2,clk;
output reg [7:0] dout;
reg [7:0] dph=0;
reg sign=0;
reg puls=0;

always @ (posedge in1 or posedge in2)
case ({in1,in2})
2'b10:begin puls=1;sign=0; end
2'b01:begin puls=1;sign=1; end
2'b11:puls=0;
endcase

always @ (negedge puls) begin
if (sign) dph=dph+8'h80; else dph=8'h80-dph;
dout=dph;
dph=0;
end

always @ (negedge clk) if (puls && dph<10) dph=dph+1;

endmodule
//-----
module stim;

reg clk,inp;
reg [7:0] phaz,val;
wire [7:0] ph;
wire do1,do2;

reg [7:0] tmp1;

phase_control_oscil my(clk,ph,val,dout,do1,do2);

phz_det my2(clk,inp,dout,ph);

//assign phaz = tmp1;
initial begin
val=20;phaz=8'h80;inp=0;
clk=0;
// #2 phaz=8'h80;
// #250 phaz=8'h88;
end
always #1 clk=~clk;
always #40 inp=~inp;
endmodule

```

## ДОДАТОК В

## Модулі реалізації синтезатора гармонійної форми сигналу

```

=====модуль синтезатора частоти кусочно-лінійний =====
module synteze (clk, latch, qperiod, out, outsync1, outsync2);
input clk, latch;
input [7:0] qperiod;
output reg [9:0] out;
output reg outsync1, outsync2;

reg [15:0] counter;
reg [15:0] cperiod;
reg [15:0] dperiod, tperiod;

reg [3:0] phout;
reg [1:0] setp1; //
reg [1:0] setp2;
reg [15:0] fp[3:0]; //phase
reg [15:0] bp[3:0]; //add
//reg [7:0] mp[3:0];
reg [9:0] oo;
reg [15:0] K, tmp;
reg [7:0] pow;

initial begin out=0; end

always @ (negedge latch) begin
dperiod=qperiod;
dperiod=dperiod/3; //div by 3
cperiod=dperiod*3; //resolve of div by 3

K=cperiod*25/13/3;
fp[0]=cperiod*13/2/3/5;
fp[1]=cperiod*13/3/3/2;
fp[2]=cperiod*5/2/3;
fp[3]=cperiod;
bp[0]=0;
bp[1]=1344*K/1000;
bp[2]=2550*K/1000;
bp[3]=K<<2;
pow=0;
tmp=bp[3];
while (tmp>16'h80) begin
#5 pow=pow+1;
tmp=tmp>>1;
end
tperiod=0;
counter=0;
setp1=0;
setp2=0;
phout=0;
outsync1=1;
outsync2=1;
end

always @ (negedge clk) begin

tperiod=tperiod+1;

if (tperiod==dperiod) begin
tperiod=0; phout=phout+1;
if (phout==12) phout=0;
case (phout)
4'h0: outsync1<=~outsync1;
4'h3: outsync2<=~outsync2;
4'h4: outsync1<=1;
4'h7: outsync2<=1;
endcase
end

if (setp2[0]==0) begin
counter=counter+1;
if (counter==fp[0]) setp1<=setp1+1;
if (counter==fp[1]) setp1<=setp1+1;
if (counter==fp[2]) setp1<=setp1+1;
if (counter==fp[3]) setp2<=setp2+1;
end
end

```

```
else begin
    counter=counter-1;
    if (counter==fp[2]) setp1<=setp1-1;
    if (counter==fp[1]) setp1<=setp1-1;
    if (counter==fp[0]) setp1<=setp1-1;
    if (counter==0) setp2<=setp2+1;
end

case (setp1)
2'h0 : oo=(counter <<2);
2'h1 : oo=(counter << 1)+bp[1];
2'h2 : oo=counter+bp[2];
2'h3 : oo=bp[3];
endcase
tmp= oo >> pow;
if (setp2[1]==1) out<=tmp+128;
else out<=128-tmp;
end

endmodule

module stimsynt;

reg cclk,clatch;
reg [7:0] per;
wire [9:0] cout;
wire out1,out2;

syntez my(cclk,clatch,per,cout,out1,out2);

always #5 cclk=~cclk;

initial begin
cclk=0;
clatch=1;
per=80;
#10 clatch=0;#1 clatch=1;
end

endmodule
```

## ДОДАТОК Г

## Модулі пошуку амплітуди першої гармоніки після синтезатора гармонійної форми сигналу

```

=====модуль синхронізатора =====
//formation signals for clock ADC by divider sys_clk to perClk
//formation signals for clockAmp by divider clkADC to buf_size (counter of period of input
signal)
module chron(sys_clk,perClk,clkADC,clkAMP);
parameter buff_size=24; //clkADC per period
input sys_clk; //input clock with high freq
input [15:0] perClk; // impulses system clock per clkADC
output reg clkADC=1,clkAMP=1;

reg [15:0] cntr1=0,cntr2=0;

always @(negedge sys_clk)
begin
if (cntr1<perClk)
begin
cntr1=cntr1+1;
clkADC<=1;
end
else
begin
cntr1=0;
clkADC<=0;
if (cntr2<buff_size)
begin
cntr2=cntr2+1;
clkAMP<=1;
end
else
begin
cntr2=0;
clkAMP<=0;
end
end
end
end

endmodule;

module stim_chron;

reg clk=1;
reg [15:0] perclk=10;
wire clkADC,clkAMP;
chron my(clk,perclk,clkADC,clkAMP);
initial begin
clk = 1;
forever #5 clk = ~clk;
end
endmodule

=====модуль корелятора =====
module correlator2(ADCin,clkADC,outCorr);
parameter buff_size=24;// buffer size if 2:0 -> 3 bits
input [7:0] ADCin;
input clkADC;
output reg [15:0] outCorr;

reg [7:0] buff [buff_size-1:0]; //buffer
reg [buff_size:0] indx=0,cindx=0; //header of buffer
reg [15:0] sum=0;
reg [buff_size:0] cntr;
reg [buff_size:0] half_cntr=buff_size>>1;
reg [buff_size:0] max_cntr=buff_size-1;

initial begin
for (cntr=0; cntr<1<<buff_size; cntr=cntr+1) buff[cntr]=cntr;
end
always @ (posedge clkADC) begin
buff[indx]=ADCin;
indx=indx+1;
sum=16'h8000;
if (indx==buff_size) indx=0;
cindx=indx;

```

```

//half buffer
for (cntr=0; cntr<half_cntr;cntr=cntr+1)
begin
sum=sum+buff[cindx];
if (cindx<max_cntr) cindx=cindx+1;else cindx=0;
end

for (cntr=0; cntr<half_cntr; cntr=cntr+1)
begin
sum=sum-buff[cindx];
if (cindx<max_cntr) cindx=cindx+1;else cindx=0;
end
if(sum>16'h8000) outCorr=(sum-16'h8000)/buff_size+8'h80;
else outCorr=8'h80-(16'h8000-sum)/buff_size;
end

endmodule;

module correlator3(ADCin,clkADC,outCorr);
parameter buff_size=24;// buffer size if 2:0 -> 3 bits
input [7:0] ADCin;
input clkADC;
output reg [15:0] outCorr;

reg [7:0] buff [buff_size-1:0]; //buffer
reg [buff_size:0] indx=0,cindx=0; //header of buffer
reg [15:0] sum=0;
reg [buff_size:0] cntr;
reg [buff_size:0] max_cntr=buff_size-1;
reg [buff_size:0] tr_cntr=buff_size/3;

initial begin
for (cntr=0; cntr<1<<buff_size; cntr=cntr+1) buff[cntr]=cntr;
end
always @ (posedge clkADC) begin
buff[indx]=ADCin;
indx=indx+1;
sum=16'h8000;
if (indx==buff_size) indx=0;
cindx=indx;
//half buffer
for (cntr=0; cntr<tr_cntr;cntr=cntr+1)
begin
sum=sum+buff[cindx];
if (cindx<max_cntr) cindx=cindx+1;else cindx=0;
end

for (cntr=0; cntr<tr_cntr; cntr=cntr+1)
begin
sum=sum-buff[cindx];
if (cindx<max_cntr) cindx=cindx+1;else cindx=0;
end

for (cntr=0; cntr<tr_cntr; cntr=cntr+1)
begin
sum=sum+buff[cindx];
if (cindx<max_cntr) cindx=cindx+1;else cindx=0;
end

if(sum>16'h8000) outCorr=(sum-16'h8000)/buff_size+8'h80;
else outCorr=8'h80-(16'h8000-sum)/buff_size;
end

endmodule;

module stim_corr;

reg [7:0] ADC;
reg clk;
wire [15:0] out,out2;
reg [7:0] cntr;
reg [9:0] ram[119:0];

initial begin
$readmemh("test_corr.dat",ram);
clk=0;
for (cntr=0; cntr<120; cntr=cntr+1)
begin
#2 clk=0;

```

```

        #2 ADC=ram[cntr];
        #2 clk=1;
    end
end

correlator2 my(out2,clk,out);
correlator3 my3(ADC,clk,out2);

endmodule

=====модуль пошуку амплітуди =====
//find amplitude of input signal
//
module amp(inpt,clkADC,clkAMP,outt);
input [15:0] inpt;
input clkADC,clkAMP;
output reg [15:0] outt;
reg [15:0] min=16'hffff,max=0;
reg ccAMP;

always @ (negedge clkADC or negedge clkAMP)
begin
    //find max and min of input sygnal
    if (inpt<min) min=inpt;
    if (inpt>max) max=inpt;
    //find falling edge of clkAMP
    if (ccAMP!=clkAMP && clkAMP==0)
        begin
            outt<=(max-min)>>1;
            max=0;min=16'hffff;
        end
        ccAMP=clkAMP;
    end
end

endmodule;

module stim_amp;
reg [15:0] ADC;
reg clkADC=1,clkAMP=1;
wire [15:0] out;
amp my(ADC, clkADC, clkAMP, out);
initial begin
    #10 ADC=10; clkADC=0; #5 clkADC=1;
    #10 ADC=11; clkADC=0; #5 clkADC=1;
    #10 ADC=15; clkADC=0; #5 clkADC=1;
    #10 ADC=30; clkADC=0; #5 clkADC=1;
    #10 ADC=70; clkADC=0; #5 clkADC=1;
    #10 ADC=10; clkADC=0; #5 clkADC=1;
    #10 ADC=10; clkADC=0; #5 clkADC=1;
    #10 ADC=80; clkADC=0; #5 clkADC=1;
    #10 ADC=1; clkADC=0; #5 clkADC=1;
    #10 ADC=111; clkADC=0; #5 clkADC=1;
#10 clkAMP=0; #10 clkAMP=1;
    #10 ADC=10; clkADC=0; #5 clkADC=1;
    #10 ADC=10; clkADC=0; #5 clkADC=1;
end

endmodule;

```

## ДОДАТОК Д

Програма Matlab моделювання збудження коливання  
широкосмуговим сигналом

```

clear all;
n1=50;% точок усереднення для ковзного вікна обробки
n2=1;% початкове значення масиву
us(1)=0;%початкове значення середнього струму
ku=.7; %коефіцієнт приведення напруги до струму
Z=complex(0,1); %імпеданс
a=0.9993;%параметер усереднення середньої напруги
%формуємо масив попередніх значень випадкових струмів
for i=n2:n1+1;
    s(i) = rand*2-1 ;
end;

for n2=2:5000;

    sum=0;
    for i=n2-1:n2-1+n1;
        sum=sum+s(i)*s(i);
    end
    RMI(n2)=sqrt(sum/n1); %рачуємо СКВ у вікні
    kn(n2)=(2-us(n2-1)/ku)/RMI(n2); %визначаємо коефіцієнт зменшення випадкової складової
    s(n2+n1)=kn(n2)*(rand*2-1)+us(n2-1)/ku;%рачуємо струм із врахуванням випадкової і
поверненої
    u(n2)=abs(Z*s(n2+n1)); %подаємо на опір і визначаємо амплітуду
    us(n2)=(1-a)*u(n2)+a*us(n2-1); %усереднюємо амплітуду напруги
    ZZ(n2)=u(n2)/RMI(n2); %рачуємо поточний опір
    b=n2-n1;
    if (b<1)
        b=1;
    end;
    ss(n2)=std(s(b:n2));
    if RMI(n2)>2 %критерій виходу із циклу - досягнення СКВ заданого значення
        break
    end;

end;

figure(1);
subplot(3,1,1);
plot(u);
title(['U ', num2str(u(n2))]);
subplot(3,1,2);
plot(ZZ);
title(['Impedance ', num2str(ZZ(n2))]);
subplot(3,1,3);
%plot(RMI);
plot(ss);
title(['Dispersion U ', num2str(ss(n2))]);

figure(3);
plot(s);
title(['Current I ', num2str(s(n2+n1))]);

```

## ДОДАТОК Е

### Дослідження роботи алгоритму визначення відношення частот числовим моделюванням

Формування сигналу дискретизації  
Сигнал формується протягом

$$T := 10$$

за допомогою

$$N := 15000$$

точок

таким чином частота дискретизації

$$f_d := \frac{N}{T} = 1.5 \times 10^3$$

Частота на якій працює генератор визначається

$$f_4 := f_d \cdot \delta f = 150$$

$\delta f := 0.1$  відносна частота яка визначає в скільки разів частота генератора менша за частоту дискретизації.

сигнали дискретизації формується за допомогою модуляції частоти генератора знайденої за

$$s_{\Delta f} := \sin\left(2 \cdot \pi \cdot f_4 \cdot \frac{i \cdot T}{N}\right) \cdot \sin\left(2 \cdot \pi \cdot f_5 \cdot \frac{i \cdot T}{N}\right)$$

де  $f_5$  дельта частота

Маючи модульований сигнал за допомогою фільтрів високої і низької частоти, налаштованих на частоту генератора, виділяємо сигнали дискретизації

Формуємо вхідний сигнал за допомогою функції

$$ss_i := \sin\left[2 \cdot \pi \cdot \left[\left(f_4 + 0.1 \cos\left(2 \cdot \pi \cdot f_6 \cdot i \cdot \frac{T}{2N}\right)\right) - f_7\right] \cdot i \cdot \frac{T}{N}\right]$$

Ця функція формує гармонійну складову із частотною модуляцією навколо частоти  $f_4$ . Частоти модуляції задаються  $f_6$ , а зміщення значенням  $f_7$ .

Використовуючи знайдені сигнали дискретизації шукається два дискретизовані сигнали (рис.Е.1)

Сигнали отримані, після дискретизації фільтруються фільтром низької частоти із пологою частотною характеристикою. Частота зрізу цього фільтра вища за дельта частоту.

Форма сигналів отриманих при симетричному розташуванні (рис.Е.2)



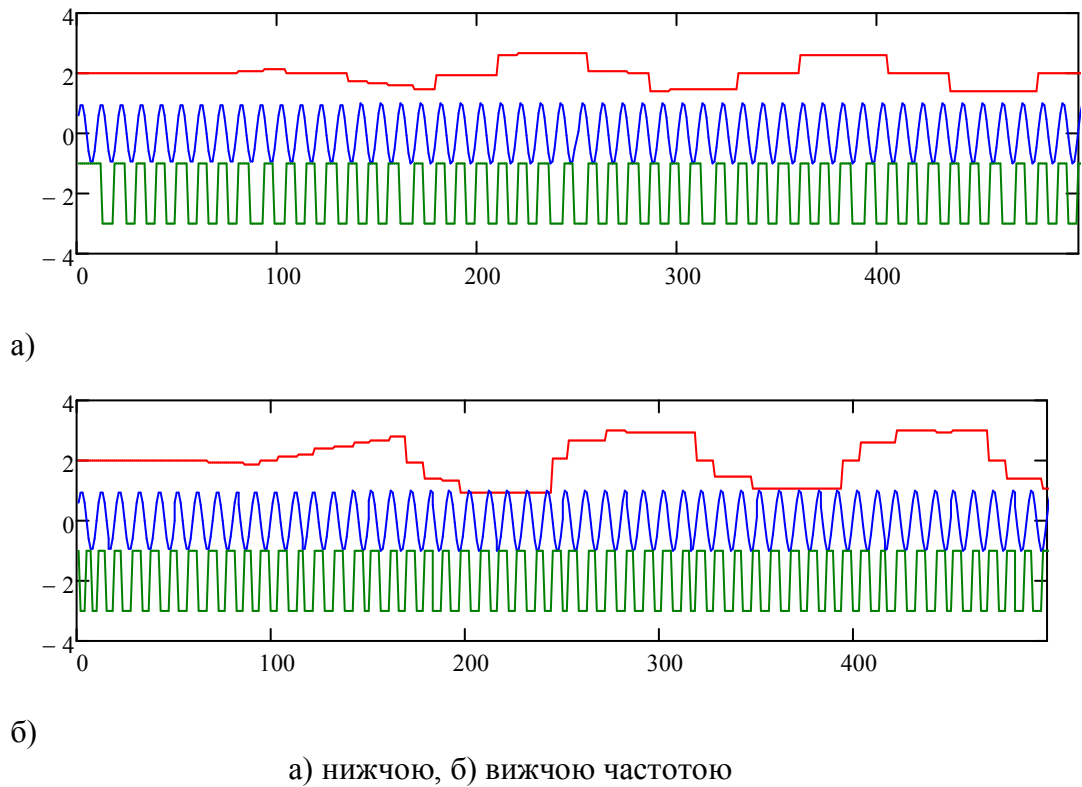


Рисунок Е.1– Дискретизація вхідного сигналу вищою частотою дискретизації

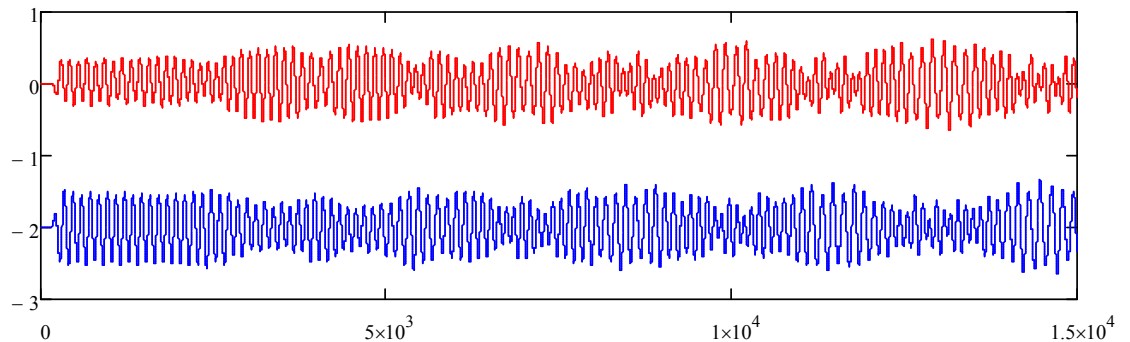


Рисунок Е.2– Фільтровані сигнали після дискретизації при відсутності зміщення

СКЗ сигналів при нульовому зміщенні 0.084 для низькочастотного і 0.094 для високочастотного. Якщо ввести зміщення в частоту вхідного сигналу на 1 Гц то отримаємо 0.107 і 0.074 відповідно. Внесення зміщення на -1Гц призведе до отримання 0.065 і 0.12.

На рис.Д.3 наведено спектральну щільність вхідного сигналу і сигналів перенесених в НЧ область двома частотами дискретизації. Додатково наведено частотні характеристики смугового фільтра, який виділяє корисний сигнал із вхідного набору, а також частотну характеристику фільтра інтегральної оцінки.

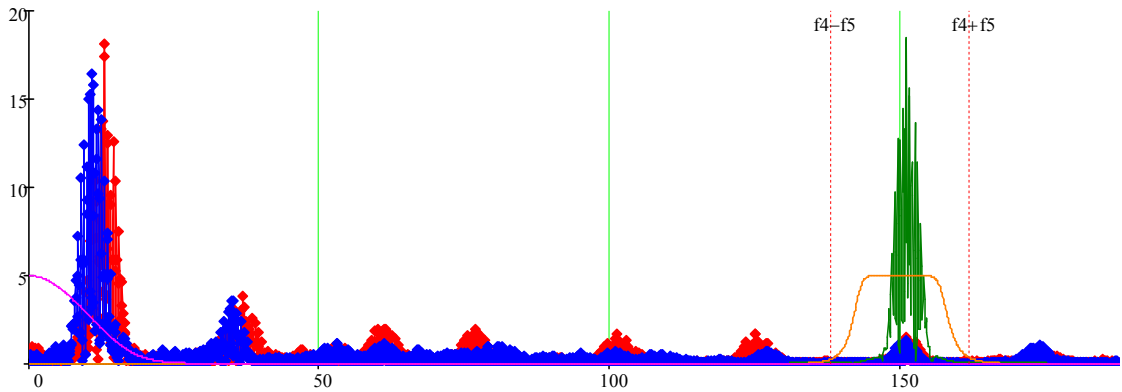
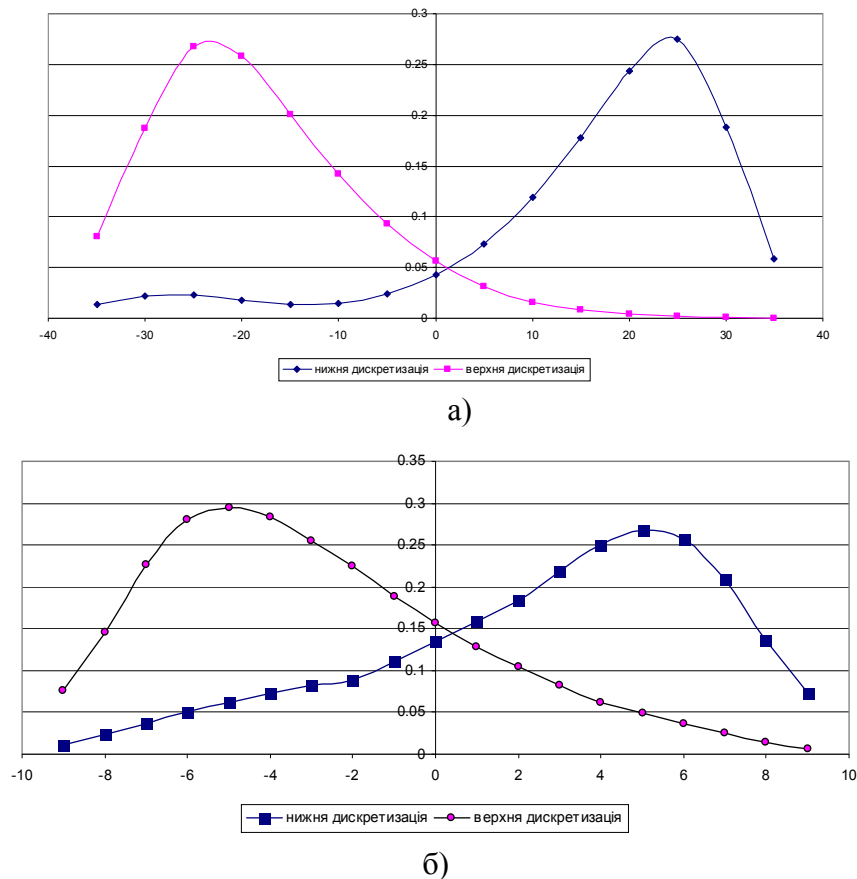


Рисунок Е.3– Спектральна щільність вхідного і двох дискретизованих сигналів

При відхиленні частоти сигналу від середини пошукових сигналів виникає різниця, яка оцінюється СКЗ. Чим більша різниця частот пошукових сигналів, тим менше відхилення СКЗ при відхиленні частота вхідного сигналу від середини частот пошукових. Вплив частотної різниці між якими шукається частота вхідного сигналу наведено на рис.Е.4.



а) для дельта =40Гц, б) для дельта =10Гц

Рисунок Е.4– Залежність СКЗ дискретизованих сигналів в залежності від зміщення центральної для різної різниці між частотами захоплення

Для дослідження алгоритму пошуку коефіцієнту відношення частоти  $n$ -ної моди до  $n$ -гармоніки першої моди проведено наступне моделювання. Опорна частота постійна протягом дослідження і для 2-гої гармоніки задається набором значень

$$f_2(t) = \sin(2\pi \cdot 2 f_1 t), \quad (E.1)$$

де  $f_1$  частота 1-шої моди.

Вхідний сигнал на частоті 2-гої моди задається наступною залежністю

$$f_2(t) = \sin(2\pi \cdot 2 \cdot [f_1 + m \cdot \cos(2\pi f_d \cdot t)] \cdot k \cdot t + \varphi) \quad (E.2)$$

де  $m$ -коефіцієнт глибини частотної модуляції сигналу 2-гої моди,  $f_d$ - частота частотної модуляції,  $\varphi$ -фаза між сигналами моди і опорним генератором

Використовуючи дані функції можна знайти різницю між частотами в кожен момент часу, зважаючи, що на початку спостереження різниця була нульова.

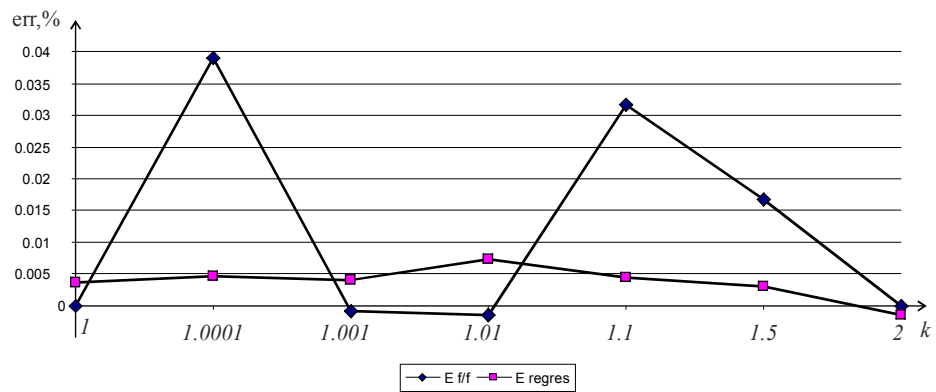
Прийmemo, що частота 2-гої гармоніки рівна 2кГц. Для пошуку значень використовується 150 точок.

Знайдено коефіцієнт відношення двома способами за допомогою визначення частоти коливань протягом часу вимірювання і з використанням регресійної моделі. Також досліджено різний час пошуку результату. Числові дані експерименту наведено в табл.Е.1

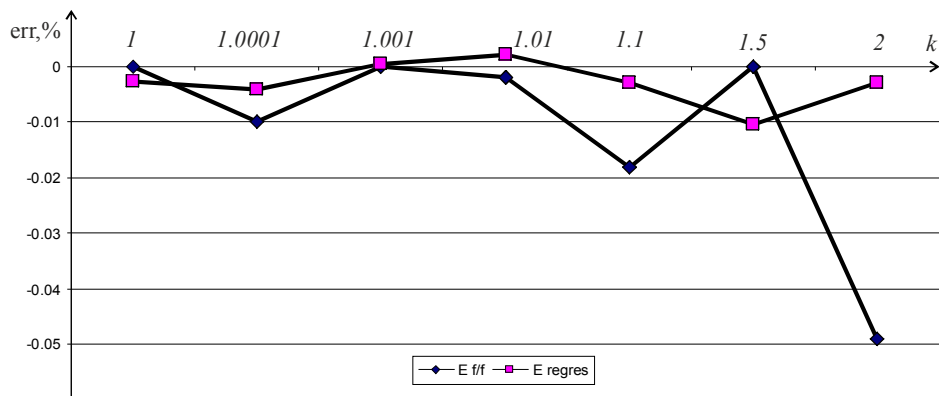
Таблиця Е.1 – Результати вимірювання відношення частот

k заданий	визначений за 1с методом		визначений за 0.5с методом	
	відношення частот	регресійної моделі	відношення частот	регресійної моделі
1	1	1.000036	1	0.999973
1.0001	1.00049	1.000147	1	1.000059
1.001	1.00099	1.001041	1.000998	1.001003
1.01	1.009985	1.010073	1.00998	1.010021
1.1	1.100349	1.100049	1.0998	1.099967
1.5	1.50025	1.500046	1.5	1.499842
2	2	1.99997	1.99902	1.999941

Використовуючи знайдені значення коефіцієнту відношення частот знайдено відносну приведену похибку визначення коефіцієнта відношення частот для двох часів 1с і 0.5с і двома способами. Результати представлено на рис.Е.5.



а)



б)

а) дослідження протягом 1с, б) протягом 0.5с

Рисунок Е.5– Відносна приведена до точки похибка визначення коефіцієнта відношення частот

Із наведених графіків видно, що за допомогою регресійної моделі можна отримати значення коефіцієнта відношення двох частот із більшою точністю особливо при малих відхиленнях частот

ДОДАТОК Ж  
Зовнішні вигляди розроблених ІВС



Рисунок Ж.1– Зовнішній вид розробленого восьмиканального гальваностата

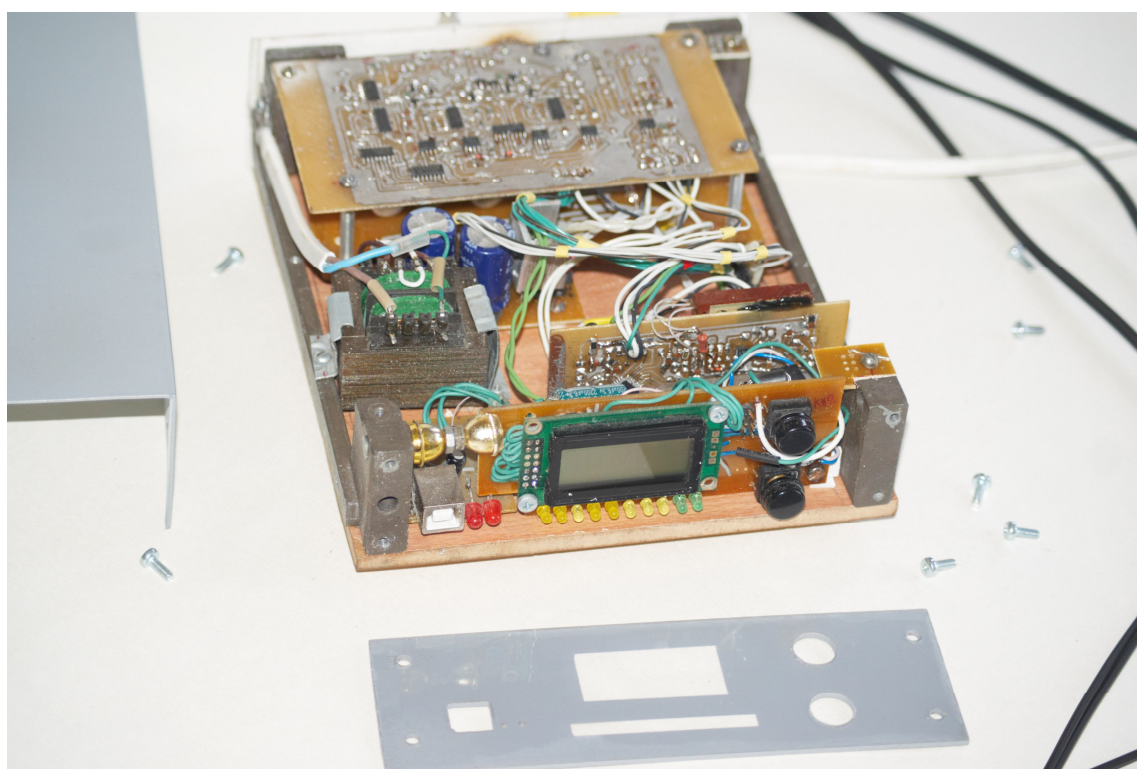


Рисунок Ж.2– Схема розташування блоків у восьмиканальному пристрої дослідження електрохімічних комірок





Рисунок Ж.3– Зовнішній вигляд автономного вимірювача швидкості електрохімічної корозії ВК-1(ІК-1)

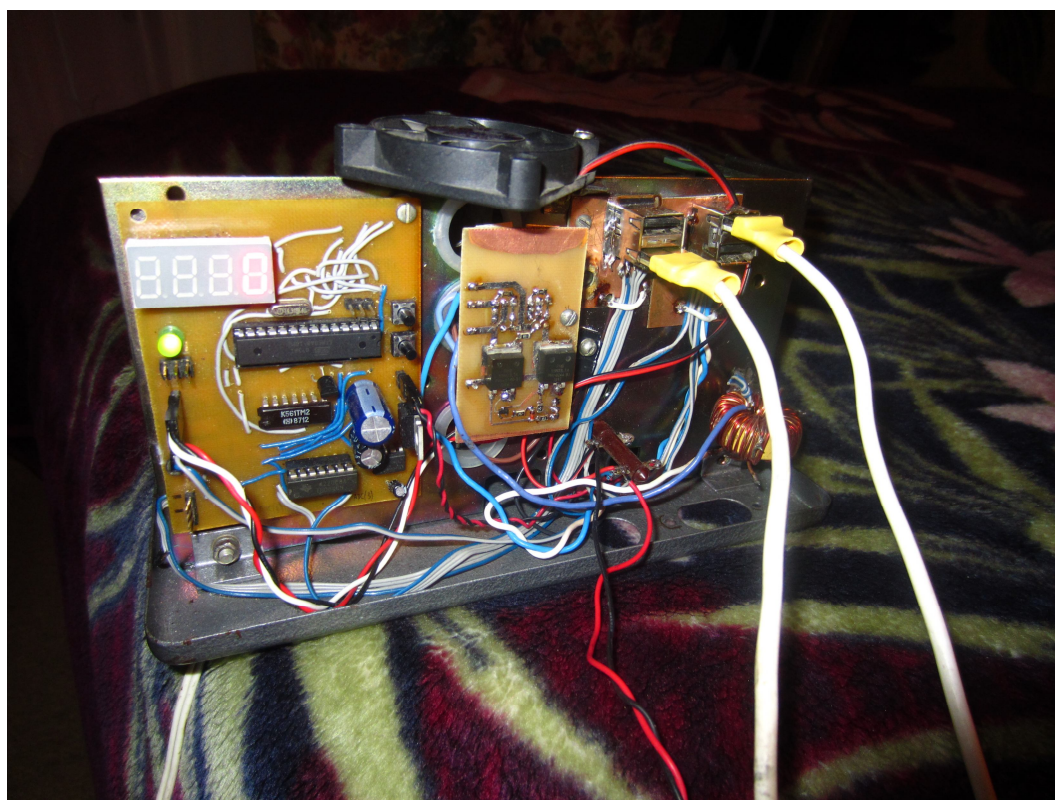


Рисунок Ж.4 – Зовнішній вигляд мікропроцесорного пристрою для дослідження температурних властивостей металеві пластини

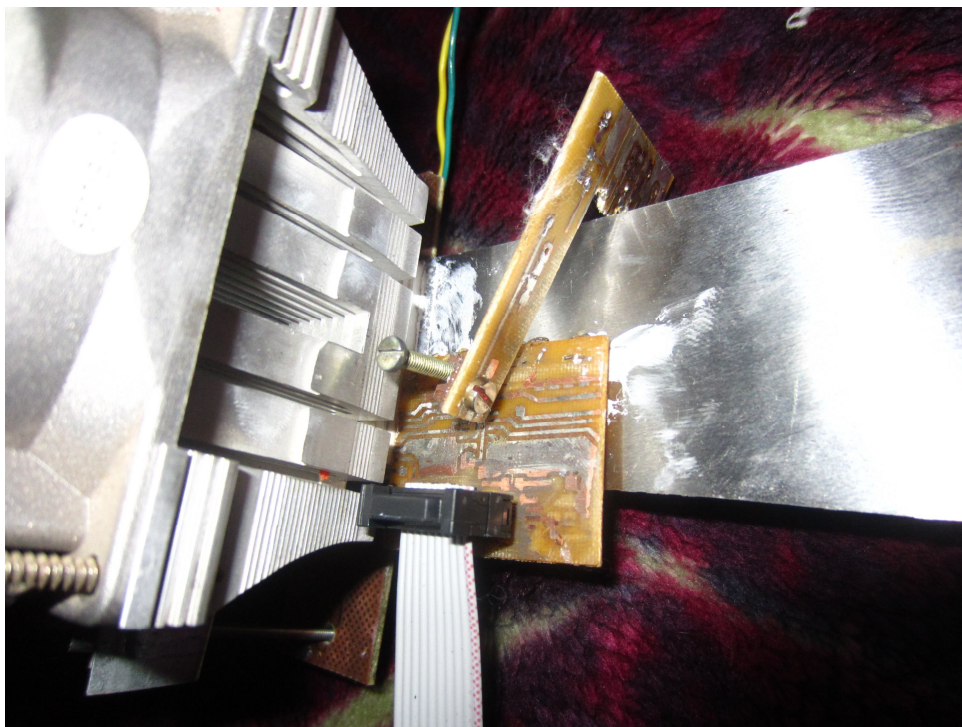


Рисунок Ж.5– Зовнішній вигляд закріплення температурних датчиків на поверхні металевої пластини.

## ДОДАТОК И

**Програма Matlab для моделювання роботи методу визначення  
амплітуди сигналу збудження з допомогою пари гармонійних сигналів**

```

clear all;
%кількість точок вхідного сигналу
t1=5; %тривалість накопичення даних
t2=1; %тривалість опорного сигналу
N=2000; %точок на секунду
N1=N*t1;%точок вхідного
N2=N*t2;%точок пошуку
%частота основного сигналу
f1=10;
f2=.5; %частота модулюючої
%====завади=====
%гармонійна (амплітуда 10)
f3=10.1;fi=pi;Am=10.0;
%шумоподібна
Mag=0;

%формулю вхідний сигнал із завадою на частоті f3
for j=1:N1;
    %сам сигнал
    s1(j)=sin(2*pi*f1*j/N)*sin(2*pi*f2*j/N);
    %завада на частоті f3
    sn(j)=Am*sin(2*pi*f3*j/N+fi)+rand*Mag*2-Mag;
    %завада із пошуковим сигналом
    s1(j)=s1(j)+sn(j);
    %завада із простим синусом
    ss(j)=sin(2*pi*f1*j/N)+sn(j);
end
figure(1);plot(s1);title(strcat('Вхідний сигнал, включаючи
заваду:',num2str(f3)));
AF=ifft(s1); %спектр сигналу із двома векторами
AFS=ifft(ss);%спектр сигналу із простого синуса
for j=1:20*t1;
    afl(j)=AF(j+1)*2;
    afs1(j)=AFS(j+1)*2;
    y(j)=j/t1;
end;

figure(5);subplot(2,1,1);plot(y,abs(afl),'-s',
'MarkerSize',5,'LineWidth',2);grid on;title(strcat('Спектр Вхідного сигналу включаючи
заваду:',num2str(f3)));
figure(6);plot(abs(afs1),'-s', 'MarkerSize',5,'LineWidth',2);grid
on;title(strcat('Спектр простого сигналу включаючи заваду:',num2str(f3)))

%коефіцієнти моделі із двох векторів
for j=1:N2;
    x(j,1)=1;
    x(j,2)=i*sin(2*pi*(f1-f2)*j/N); x(j,3)=cos(2*pi*(f1-f2)*j/N);
    x(j,4)=i*sin(2*pi*(f1+f2)*j/N); x(j,5)=cos(2*pi*(f1+f2)*j/N);

    x(j,6)=i*sin(2*pi*(f3)*j/N); x(j,7)=cos(2*pi*(f3)*j/N);

    s3(j)=x(j,5);s4(j)=x(j,3);
    y(j)=j;
end;
figure(4);plot(y,s3,y,s4);title(strcat('опорний сигнал:',num2str(f1-
f2),',',num2str(f1+f2)));
for m=1:N1-N2
    for j=1:N2;
        s2(j)=s1(j+m);%ковзний масив
    end;
end;

```



```

K= ((x'*x)^-1)*x'*s2';
aal=K(3)+K(2);
aa2=K(5)+K(4);
A1(m)=abs(aal);
A2(m)=abs(aa2);
A3(m)=angle(aal);
A4(m)=angle(aa2);
A3(m)=(A3(m)+A4(m))/pi;
AA2(m)=abs(aal-aa2);
%y1(m)=m/N;
y1(m)=m;
%figure(6);plot(s2);
end;
figure(2);%subplot(3,1,1);
plot(y1,A1,y1,A2,'LineWidth',2);grid on;
title('Амплітуда векторів');
%subplot(3,1,2);plot(y1,A3);grid on;
%subplot(3,1,3);plot(y1,A4);
figure(3);plot(y1,AA2,'LineWidth',2);grid on;title('Амплітуда різниці векторів');
%пошук середньої амплітуди різниці векторів
sum=0;
for i=1:(t1-t2)
    sum=sum+AA2(round(i*N));
    %round(i*N)
end;
sum/((t1-t2))
abs(afs1(t1*f1))
for m=100:2000;
    y11(m)=m/100;
    s11(m)=sinc((m/100-(f1-f2))*t1)*0.5;
    s12(m)=sinc((m/100-(f1+f2))*t1)*0.5;
    s13(m)=sinc((m/100-(f3))*t1)*Am;
end;
figure(5);subplot(2,1,2);plot(y11,s11,y11,s12,y11,s13,'--','LineWidth',2);grid on;title('спектри складових сигналів векторів');

```

## ДОДАТОК К

**Результати дослідження точності оцінки амплітуди спектральної складової сигналу відклику отриманого після збудження векторною парою гармонійних сигналів**

**Постановка задачі дослідження.** З метою перевірки ефективності застосування алгоритму визначення амплітуди гармонійної складової в сумарному сигналі відклику було проведено числове моделювання.

**Умови проведення експерименту.** Для перевірки можливостей роботи алгоритму визначення амплітуди сформовано тестовий сигнал за формулою

$$s_i = \sin\left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot \frac{i}{N}\right) + Am \cdot \sin\left(2 \cdot \pi \cdot f_3 \cdot \frac{i}{N}\right) + A_{RND_i}, \quad (K.1)$$

де – поточна змінна дискретного сигналу,  $N$  - кількість точок вибірки,  $f$  - частота корисного сигналу,  $f_3$  - частота сигналу завади,  $Am$  - амплітуда зосередженої на частоті завади,  $A_{RND_i}$  - випадкові значення із рівномірним законом розподілу. Запропонований сигнал моделює вплив сторонніх завад двох типів: сигнал зосереджений в одній частотній смузі і ширококутовий сигнал.

В форма утвореного сигналу зображено на рис.К.1.

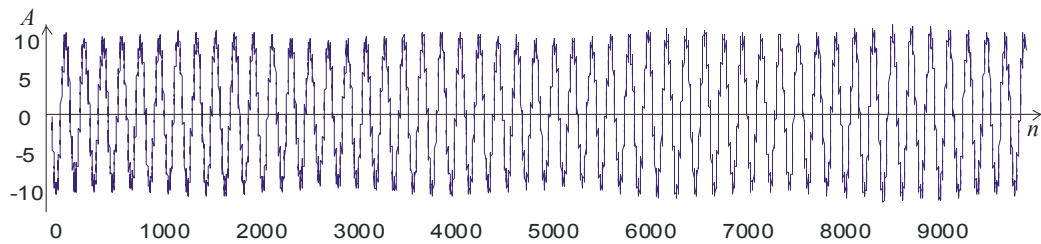


Рисунок К.1– Тестовий сигнал спотворений завадами

Для моделювання вибрано наступні числові значення. Частота корисного сигналу становить 10Гц. Частота завади 10.364Гц. Амплітуда зосередженої на частоті завади становить 10. Амплітуда випадкової складової становить 1. Тривалість дискретизації становить 5с. При цьому отримано  $N=2000$  точок. Роздільна здатність по частоті становить  $1/5=0,2$ Гц. При такій роздільній здатності сигнал завади не точно потрапляє в дискретну частоту.

За допомогою дискретного перетворення Фур'є визначено амплітудний спектр отриманого сигналу який представлено на рис.К.2

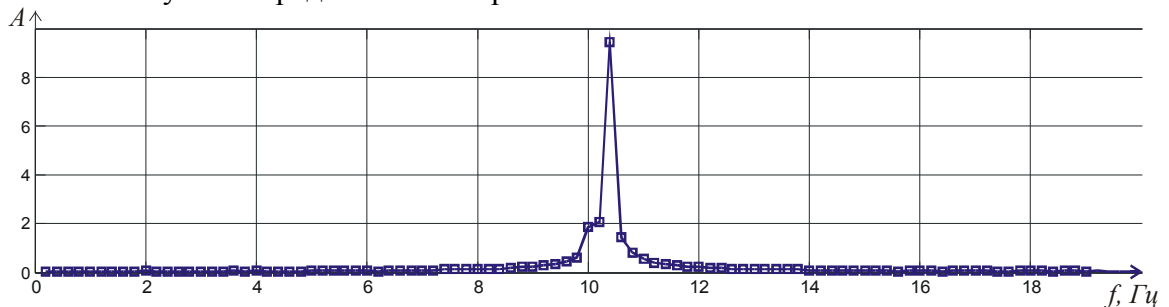


Рисунок К.2– Спектральна щільність тестового сигналу спотвореного завадами

На досліджувані частоті амплітудне значення дискретної спектральної складової становить 1.957896. Зміщення частоти завади призводить до зміни амплітуди корисного сигналу на частоті 10Гц. Вплив ширококутових складових зменшується із зростанням

кількості точок і часу спостереження. Зростання часу спостереження призводить до зменшення смуги однієї дискретної спектральної складової і як наслідок до зменшення впливу широкосмугової складової завади.

### Результат і його обговорення

Використовуючи ті ж параметри сигналів завади формується сигнал у якого дві гармонійні складові синхронні по фазі. Ці сигнали отримуються модуляцією сигналу частотою 10 Гц і 0.5Гц.

На діаграмі наведено сумарна спектральна щільність досліджуваного сигналу(рис К3.А). Також, при відомій моделі сигналу побудовано вплив кожної із окремих гармонійних складових (рис.К.3, S).

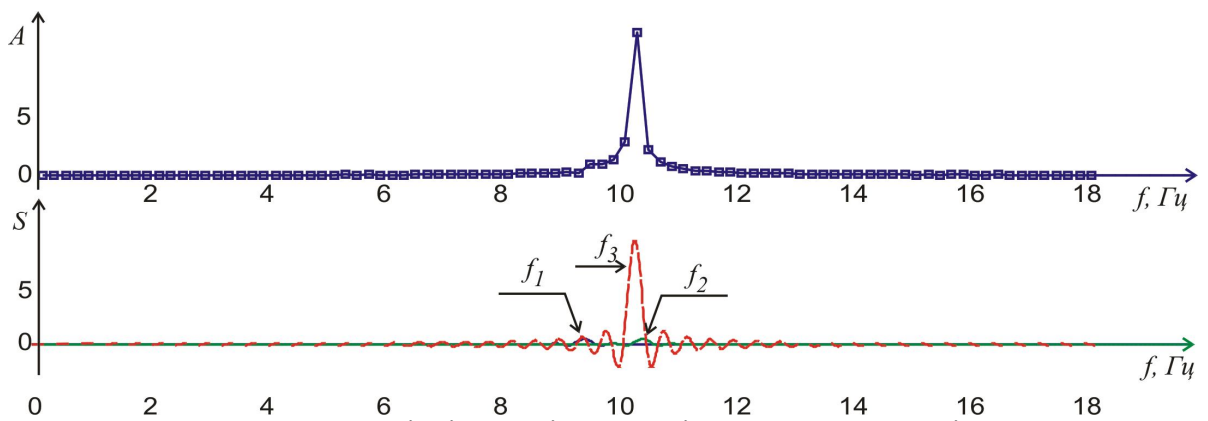


Рисунок К.3– Спектральні щільності сигналу із двома векторами і окремих його складових

Використовуючи алгоритм побудови рекурсивної моделі проведено визначення сукупності амплітуд кожної із гармонійних складових, використовуючи ковзне вікно (рис.К.4)

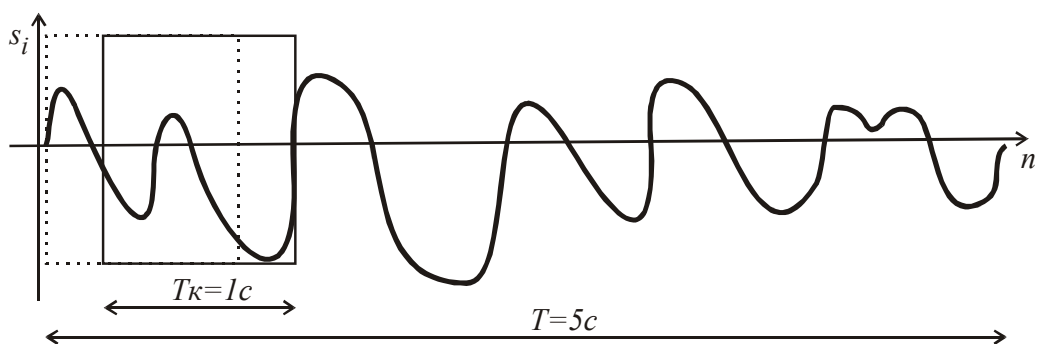


Рисунок К.4 – Ковзне обчислююче вікно при визначенні амплітуди векторів

Результат визначення амплітуди, наведено на рис. Амплітуда кожної із гармонійних складових спотворено випадковими складовими (рис.К.5).

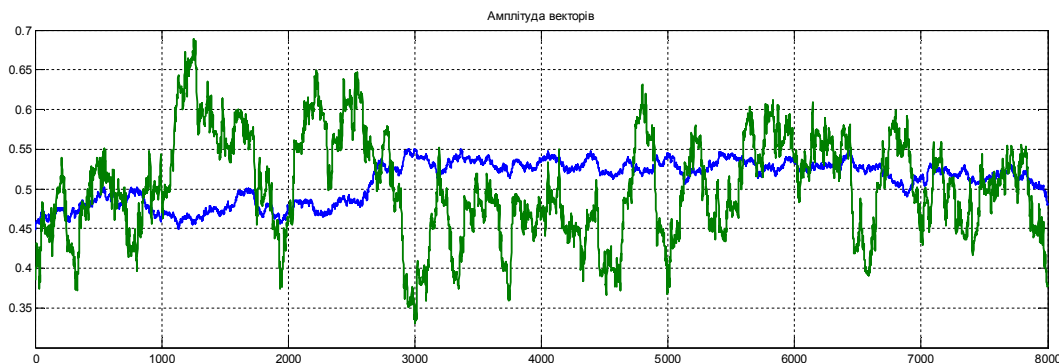


Рисунок К.5 – Результат визначення амплітуди векторів

Впродовж досліджуваного інтервалу часу вектори вибраних спектральних складових обертаються. На рис наведено результат різниці амплітуди векторів із врахуванням кута кожного із векторів.

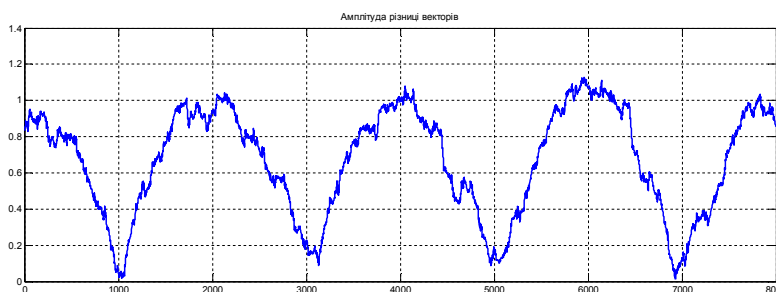


Рисунок К.6 – Різниця амплітуд векторів

За час спостереження вектори п'ять разів приймають діаметральне положення. Використовуючи синхронне визначення максимального значення амплітуди за допомогою усереднення знайдено середнє значення амплітуди рівну 0.9965938.

Амплітуда, отримана в результаті дискретного перетворення була знайдена із похибкою

$$\delta_{ДПФ} = \frac{1 - 1.957896}{1} \cdot 100\% = -95.7896\% \quad (К.2)$$

Похибка пов'язана із дискретним представленням спектральних складових і значною амплітудою завади. Тобто вплив завади призвів до зменшення точності по модулю на 95.78%.

Амплітуда, знайдена за допомогою векторної пари була знайдена із похибкою

$$\delta_{ВП} = \frac{1 - 0.9965938}{1} \cdot 100\% = 0.34062\% \quad (К.3)$$

Вплив завади в даному дослідженні призводить до зменшення точності по модулю на 0.3%. Таким чином використання вимірювання амплітуди за допомогою векторної пари призводить до зростання точності на 95%.

#### Висновок

В результаті проведеного числового моделювання на прикладі синтезованого сигналу завади встановлено, що використовуючи метод оцінки амплітуди за різницею амплітуди двох синхронних векторів отримано підвищення точності її визначення на близько 95% в порівнянні із результатом, отриманим за допомогою прямого дискретного перетворення Фур'є.

## ДОДАТОК Л

### Список публікацій здобувача за темою дисертацій

1. Стрілецький Ю.Й. Визначення змінної складової струму в підземному трубопроводі / Ю.Й. Стрілецький, І.С. Кісіль // *Методи та прилади контролю якості*. – 2002. – № 9. – С. 46–47.
2. Стрілецький Ю.Й. Встановлення оптимальної віддалі між приймальними котушками в складі системи для вимірювання змінного струму в стінках підземних трубопроводів / Ю.Й. Стрілецький // *Методи та прилади контролю якості*. – 2006. – № 16. – С.32–33.
3. Автоматизированная многоканальная установка циклирования электрохимических ячеек / [И.М. Гасюк, В.В. Угорчук, Ю.Й. Стрилецкий и др.] // *Датчики и системы*. – 2007. – № 6. – С. 39–40. **[РИНЦ]**.
4. Євчук О.В. Використання аналогових кодеків для наукових досліджень / О.В. Євчук, В.А. Ровінський, Ю.Й. Стрілецький // *Методи та прилади контролю якості*. – 2006. – № 17. – С. 110–115.
5. Стрілецький Ю.Й. Аналіз розподілу напруженості магнітного поля в результаті протікання струму в стінках підземних трубопроводів / Ю.Й. Стрілецький, Р.Т. Боднар // *Методи та прилади контролю якості*. – 2007. – № 18. – С. 36–39.
6. Стрілецький Ю.Й. Методика і пристрій для визначення швидкості корозії / Ю.Й. Стрілецький // *Методи та прилади контролю якості*. – 2008. – № 20. – С. 55–58.
7. Стрілецький Ю.Й. Моніторинг положення осі трубопроводу / Ю.Й. Стрілецький // *Методи та прилади контролю якості*. – 2008. – № 21. – С. 48–51.
8. Стрілецький Ю.Й. Система вимірювання віддалі між точками на осі підземного трубопроводу / Ю.Й. Стрілецький // *Методи та прилади контролю якості*. – 2009. – № 23. – С. 111–115.
9. Стрілецький Ю.Й. Дослідження пасивуючих плівок на поверхнях сталевих металевих конструкцій електромагнітним методом / Ю.Й. Стрілецький, І.С. Кісіль, І.З. Лютак // *Методи та прилади контролю якості*. – 2010. – № 24. – С. 112–115.
10. Євчук О.В. Використання графічних процесорів в задачах цифрової обробки сигналів в реальному часі / О.В. Євчук, В.А. Ровінський, Ю.Й. Стрілецький // *Методи та прилади контролю якості*. – 2010. – № 25. – С. 97–110.
11. Костів Б.В. Безконтактний контроль стану ізоляційного покриття підземних трубопроводів з допомогою системи КІ-1 / Б.В. Костів, Ю.Й. Стрілецький, М.М. Семеген // *Методи та прилади контролю якості*. – 2011. – № 26. – С. 30–33.
12. Євчук О.В. Особливості реалізації нелінійних опорів в системах цифрової обробки сигналів / О.В. Євчук, В.А. Ровінський, Ю.Й. Стрілецький // *Методи та прилади контролю якості*. – 2011. – № 27. – С. 91–95.
13. Євчук О.В. Використання графічних процесорів NVIDIA для підвищення продуктивності обчислень коротких розгортки в задачах трансверсальної фільтрації / О.В. Євчук, В.А. Ровінський, Ю.Й. Стрілецький // *Наукові вісті. Галицька академія*. – 2010. – № 2. – С. 35–40.
14. Ровінський В.А. Використання цифрових хвильових фільтрів у задачах технічної вібродіагностики / В.А. Ровінський, О.В. Євчук, Ю.Й. Стрілецький // *Метрологія та прилади*. – 2011. – № 6. – С. 68–70.
15. Євчук О.В. Реалізація аналогових активних елементів керованих напругою, в системах цифрової обробки сигналів // О.В. Євчук, В.А. Ровінський, Ю.Й. Стрілецький // *Вісник*

Хмельницького національного університету. Технічні науки. – 2012. – № 4. – С.96–101.

**[РИНЦ]**

16. Євчук О.В. Використання технології CUDA в задачах спектрального та частотно-часового аналізу сигналів / О.В. Євчук, В.А. Ровінський, Ю.Й. Стрілецький // Вісник Східноукраїнського національного університету ім. В. Даля. – 2012. – № 10 (81). – С. 81–86.
17. Стрілецький Ю.Й. Вплив відстані між паралельними трубопроводами на формування електромагнітного поля навколо них / Ю.Й. Стрілецький, О.В. Євчук, В.А. Ровінський // Вісник Східноукраїнського національного університету ім. В. Даля. – 2012. – №18 (189). – С. 267–276.
18. Стрілецький Ю.Й. Цифрова обробка сигналів при дослідженні ізоляційного покриття підземних нафтогазопроводів / Ю.Й. Стрілецький, В.А. Ровінський, О.В. Євчук // Методи та прилади контролю якості. – 2013. – № 30. – С. 33–38.
19. Інформаційна технологія моделювання біполярних транзисторів хвиловими цифровими фільтрами / В.А. Ровінський, О.Ю. Фуфалько, Ю.Й. Стрілецький, О.В. Євчук // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2013. – № 5. – С. 81–84. **[РИНЦ]**
20. Стрілецький Ю.Й. Метрологічне дослідження пристрою для прецизійного вимірювання різниці температур / Ю.Й. Стрілецький, А.Г. Винничук, О.Є. Середюк // Системи обробки інформації. – 2015. – Вип. 2 (127). – С. 100–103. **[Copernicus]**
21. Ровінський В.А. Розширення можливостей діагностування нафтодобувного обладнання за швидкісними характеристиками привідного електродвигуна / В.А. Ровінський, О.В. Євчук, Ю.Й. Стрілецький // Розвідка та розробка нафтових і газових родовищ. – 2015. – № 1 (54). – С. 65–71.
22. Лютак І.З. Удосконалення методу контролю стінок трубопроводів ультразвуковим методом із застосуванням інформаційно-програмного забезпечення / І.З. Лютак, З.П. Лютак, Ю.Й. Стрілецький // Методи та прилади контролю якості. – 2015. – № 35. – С. 27–37.
23. Striletskyi Yu. Method of studying corrosion processes of metal electrodes by surface voltage fluctuations / Yu. Striletskyi, V. Rovinskyi, O. Yevchuk // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. – 2016. – № 3 (9). – С. 24–29. **[Scopus]**
24. Стрілецький Ю.Й. Використання коливань струни для збудження хвиль у металі / Ю.Й. Стрілецький // Методи та прилади контролю якості. – 2016. – № 37. – С. 79–84.
25. Стрілецький Ю.Й. Дослідження перехідного імпедансу ізоляційного покриття підземних металевих трубопроводів / Ю.Й. Стрілецький // Методи та прилади контролю якості. – 2017. – № 38. – С. 14–21.
26. Стрілецький Ю.Й. Спосіб дослідження нерівномірності температурного імпедансу металевієї пластини / Ю.Й. Стрілецький // Вісник Житомирського державного технологічного університету. – 2017. – № 2 (80), Т. 1. – С. 97–101. **[Copernicus]**
27. Стрілецький Ю.Й. Спосіб дослідження параметрів затухаючих коливань механічних систем / Ю.Й. Стрілецький, Р.Б. Дунець // Методи та прилади контролю якості. – 2017. – № 39. – С. 33–39.
28. Стрілецький Ю.Й. Збудження механічних коливальних систем для вивчення їх властивостей із використанням спектрального імпедансу / Ю.Й. Стрілецький, Р.Б. Дунець // Прикарпатський вісник НТШ. Число. – 2017. – № 2 (38). – С. 123–132.
29. Пат. 28731 України, МПК<sup>6</sup> G01R19/00. Спосіб безконтактного визначення струмів у підземних трубопроводах і пристрій для його реалізації / Ю.Й. Стрілецький, І.С. Кісіль. – №97094501; заявл. 05.09.1997; опубл. 16.10.2000, Бюл. №5.

30. Пат. 73617 України, МПК (2012.01) G01F 3/00. Лічильник газу / О.Є. Середюк, А.Г. Винничук, Ю.Й. Стрілецький, Р.Я. Тимків, О.Р. Зелінський.– № u201205199; заявл. 27.04.12; опубл. 25.09.12. Бюл. №18.
31. Пат. 114372 України, МПК (2017.01) C25D7/04, C25D17/12, C25D19/00 Пристрій для локального формування покриттів із електроліту на довгомірних деталях / Л.Я. Роп'як, М.Й. Бурда, О.В. Рогаль, Ю.Й. Стрілецький. – № a201600557; заявл. 25.01.2016; опубл. 25.05.2017. Бюл. №10.
32. Пат. 112046 України, G01N 27/26. Пристрій для вимірювання електричного імпедансу / Ю.Й. Стрілецький, В.А. Ровінський, О.В. Євчук, С.І. Мельничук, І.М. Лазарович. – № a201512001; заявл. 03.12.15; опубл. 11.04.2016. Бюл. №7.
33. Пат. 112047 України, МПК (2016.01) G01N 17/00, G01N 27/28. Методика і пристрій для визначення швидкості корозії / Ю.Й. Стрілецький, О.В. Євчук, В.А. Ровінський. – № 201512504; заявл.17.12.15; опубл. 11.04.2016. Бюл. №7.
34. Стрілецький Ю.И. Вариант разработки автоматизированной многоканальной установки циклирования электрохимических ячеек / Стрилецкий Ю.Й., Гасюк И.М., Угорчук В.В. // Фундаментальные проблемы преобразования энергии в литиевых электрохимических системах. – Уфа, 2006 р.– С. 315.
35. Стрілецький Ю.Й. Визначення відносних переміщень підземних магістральних нафтогазопроводів в експлуатаційних умовах // Міжнар. наук.-техн. конф. «Приладобудування-2008», Київ, 22–23 квітня 2008 р.: тези. – Київ, 2008. – С. 219.
36. Стрілецький Ю.Й. Вплив ґрунту на результати вимірювання струму в підземних металевих трубопроводах // Міжнар. наук.-техн. конф. «Приладобудування-2009», Київ, 28–29 квітня 2009 р.: тези доп. – Київ, 2009. – С. 269–270.
37. Стрілецький Ю.Й. Дослідження посивуючих плівок на поверхні сталевих трубопроводів / Ю.Й. Стрілецький // Міжнар. наук.-техн. конф. «Сучасні прилади, матеріали і технології для неруйнівного контролю і технічної діагностики машинобудівного і нафтогазопромислового обладнання», Івано-Франківськ, 29 листопада – 2 грудня, 2011 р.: тези доп. – Івано-Франківськ, 2011. – С. 235–237.
38. Стрілецький Ю.Й. Визначення зміщень підземних магістральних газопроводів в процесі їх експлуатації / Ю.Й. Стрілецький, Б.В. Костів // Міжнар. наук.-техн. конф. «Приладобудування-2010», Київ, 27–28 квітня 2010 р.: тези доп. – Київ, 2010. – С. 219.
39. Стрілецький Ю.Й. Дослідження руху ґрунтового флюїду поблизу підземних металевих трубопроводів / Ю.Й. Стрілецький // Національна наук.-техн. конф. «Неруйнівний контроль і технічна діагностика», Київ, 20–23 листопада 2012 р.: тези доп. – Київ, 2012. – С. 337–338
40. Стрілецький Ю.Й. Розроблення прецизійного пристрою для вимірювання малих перепадів температур / Ю.Й. Стрілецький, А.Г. Винничук, О.Є. Середюк // Наук.-техн. конф. молодих вчених і спеціалістів «Сварка и родственные технологии», Київ, 22–24 травня 2013 р.: тези доп. – Київ, 2013. – С. 185.
41. Тодорів В.І. Дослідження активності іонів у розчинах електролітів ґрунтового флюїду / В.І. Тодорів, Ю.Й. Стрілецький // Наук.-техн. конф. студентів і молодих вчених «Методи та засоби неруйнівного контролю промислового обладнання», Івано-Франківськ, 26–27 листопада 2013 р.: тези доп. – Івано-Франківськ, 2013. – С. 174.
42. Стрілецький Ю.Й. Оцінка втрати механічних властивостей металу після тривалої експлуатації / Ю.Й. Стрілецький, М.М. Липчук, З.П. Лютак // Міжнар. наук.-техн. конф. «Сучасні прилади, матеріали і технології для неруйнівного контролю і технічної

діагностики машинобудівного і нафтогазопромислового обладнання», Івано-Франківськ, 25–28 листопада 2014 р.: тези доп. – Івано-Франківськ, 2014. – С. 84.

43. Підвищення точності контролю товщини металу безеталонним методом / [З.П. Лютак, Ю.Й. Стрілецький, Д.В. Нестерук та ін.] // Міжнар. наук.-техн. конф. «Сучасні прилади, матеріали і технології для неруйнівного контролю і технічної діагностики машинобудівного і нафтогазопромислового обладнання», Івано-Франківськ, 25–28 листопада 2014 р.: тези доп. – Івано-Франківськ, 2014. – С. 79.
44. Стрілецький Ю.Й. Особливості визначення коефіцієнта теплопровідності металеві пластини / Ю.Й. Стрілецький, В.А. Ровінський // Міжнар. наук.-практ. конф. «Інформаційні технології та комп'ютерне моделювання», Івано-Франківськ–Яремче, 23–28 травня 2016 р.: тези доп. – Івано-Франківськ, 2016. – С. 31–33.
45. Стрілецький Ю.Й. Дослідження температурного імпедансу пластично-деформованих ділянок металу при неруйнівному контролі / Ю.Й. Стрілецький, О.Є. Середюк // Національна наук.-техн. конф. «Неруйнівний контроль і технічна діагностика», Київ, 22–24 листопада 2016 р.: тези доп. – Київ, 2016. – С. 190–192.
46. Стрілецький Ю.Й. Використання імпедансу для опису властивостей об'єкта / Міжнар. наук.-практ. конф. «Прикладні науково-технічні дослідження», Івано-Франківськ, 5–7 квітня 2017 р.: тези доп. – Івано-Франківськ, 2017. – С. 80.
47. Стрілецький Ю.Й. Спосіб формування множини оціночних сигналів для дослідження функціонального простору об'єкта / Ю.Й. Стрілецький, В.А. Ровінський // Міжнар. наук.-практ. конф. «Інформаційні технології та комп'ютерне моделювання», Івано-Франківськ, 15–20 травня 2017 р.: тези доп. – Івано-Франківськ, 2017. – С. 4–7.
48. Стрілецький Ю.Й. Використання широкосмугової модуляції сигналів при дослідженні електричного імпедансу / Ю.Й. Стрілецький // Міжнар. наук.-техн. конф. «Сучасні прилади, матеріали і технології для неруйнівного контролю і технічної діагностики машинобудівного і нафтогазопромислового обладнання», Івано-Франківськ, 14–16 листопада 2017 р.: тези доп. – Івано-Франківськ, 2017. – С. 19–20.
49. Стрілецький К.Р. Обробка сигналів при томографічних дослідженнях структури ґрунтових масивів за допомогою сигналів із розширеним спектром / К.Р. Стрілецький, Ю.Й. Стрілецький // Всеукр. наук.-практ. конф. студентів і молодих вчених «Методи та засоби неруйнівного контролю промислового обладнання», Івано-Франківськ, 15–16 листопада 2017 р.: тези доп. – Івано-Франківськ, 2017. – С. 70.
50. Школяр А.А. Дослідження пластичних властивостей металеві пластини за частотами мод натягнутої над нею струни / А.А. Школяр, Ю.Й. Стрілецький // Всеукр. наук.-практ. конф. студентів і молодих вчених «Методи та засоби неруйнівного контролю промислового обладнання», Івано-Франківськ, 15–16 листопада 2017 р.: тези доп. – Івано-Франківськ, 2017. – С. 82.



## ДОДАТОК М

## Апробація роботи

Основні положення дисертаційної роботи доповідалися і обговорювалися на 15 наукових конференціях:

1. «Фундаментальные проблемы преобразования энергии в литиевых электрохимических системах» (м. Уфа, 2006 р.), доповідь;
2. 7-мій Міжнародній наук. техн. конференції «Приладобудування-2008» (м. Київ, 22-23 квітня 2008 р.), доповідь;
3. 8-мій Міжнародній наук. техн. конференції «Приладобудування-2009» (м. Київ, 28-29 квітня 2009 р.), доповідь;
4. 6-тій Міжнародній наук. техн. конференції «Сучасні прилади, матеріали і технології для неруйнівного контролю і технічної діагностики машинобудівного і нафтогазопромислового обладнання» (м. Івано-Франківськ, 29 листопада – 2 грудня 2011 р.), доповідь;
5. 9-тій Міжнародній наук. техн. конференції «Приладобудування-2010» (м. Київ, 27-28 квітня 2010 р.), доповідь;
6. 7-мій національній наук. техн. конференції «Неруйнівний контроль і технічна діагностика» (м. Київ, 20-23 листопада 2012 р.), доповідь;
7. 7-мій наук. техн. конференції молодих вчених і спеціалістів «Сварка и родственные технологии» (м. Київ, 22-24-травня 2013 р.), доповідь;
8. наук. практ. конференції студентів і молодих вчених «Методи та засоби неруйнівного контролю промислового обладнання» (м. Івано-Франківськ, 26-27 листопада 2013 р.), доповідь;
9. 7-мій Міжнародній наук. техн. конференції «Сучасні прилади, матеріали і технології для неруйнівного контролю і технічної діагностики машинобудівного і нафтогазопромислового обладнання» (м. Івано-Франківськ, 25-28 листопада 2014 р.), доповідь;
10. Міжнародній науково-практичній конференції «Інформаційні технології та комп'ютерне моделювання» (м. Івано-Франківськ, 23-28 травня 2016 р.), доповідь;
11. 8-мій національній наук. техн. конференції «Неруйнівний контроль і технічна діагностика» (м. Київ, 22-24 листопада 2016 р.), доповідь;
12. Міжнародній науково-практичній конференції «Інформаційні технології та комп'ютерне моделювання» (м. Івано-Франківськ, 15-20 травня 2017 р.), доповідь;
13. Міжнародній науково-практичній конференції «Прикладні науково-технічні дослідження» (м. Івано-Франківськ, 5–7 квітня 2017 р.), доповідь;
14. 1-шій науково-технічній конференції з міжнародною участю «Неруйнівний контроль в контексті асоційованого членства України в Європейському союзі», (м. Люблін, 24–27 жовтня 2017 р.), доповідь;
15. 8-мій Міжнародній наук. техн. конференції «Сучасні прилади, матеріали і технології для неруйнівного контролю і технічної діагностики машинобудівного і нафтогазопромислового обладнання» (м. Івано-Франківськ, 14-16 листопада 2017 р.), доповідь.

ДОДАТОК Н

**Акти промислових впроваджень результатів наукових досліджень**

ЗАТВЕРДЖУЮ

Директор інженерно-впровадницької  
фірми "Темпо", м. Івано-Франківськ

Руденко М.В.

2016 р.

А К Т

впровадження системи вимірювання геометричного положення  
на еталонній повірочній установці дзвоного типу «ТЕМПО-1»  
розробленої Стрілецьким Ю.Й.

Робоча група інженерно-впровадницької фірми "Темпо" в складі: головний інженер В.В. Хохряков, заступник головного інженера С.С. Бойко, головний метролог О.В. Деркач склали цей документ про те, що в період з 01.06.2016р. по 30.07.2016р. на еталонній повірочній установці дзвоного типу «ТЕМПО-1» №1, передбачена державною повірочною схемою для засобів вимірювання об'єму та об'ємної витрати газу згідно ДСТУ 3383:2007, яка призначена для метрологічної атестації та перевірки робочих еталонів і робочих засобів вимірювань об'єму газу за номінального значення об'ємної витрати газу від 0,016 до 10,0 м<sup>3</sup>/год, проведено випробування системи вимірювання геометричного положення дзвона, реалізований на основі струнного перетворювача із імпульсним та постійним збудженням.

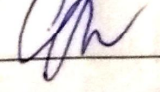
1. Розглянуто систему вимірювання геометричного положення дзвона, первинний перетворювач струнного типу, відповідні креслення, схеми, алгоритмічне і програмне забезпечення та результати опробування;
2. Встановлено:
  - розроблено систему вимірювання геометричного положення дзвону, що ґрунтується на аналізі спектральних складових коливань струни;
  - технічні та метрологічні характеристики розробки відповідають поставленим вимогам у повному обсязі, а також дозволяють забезпечити високу точність вимірювання геометричного положення дзвона в процесі роботи дзвонової установки.

Головний інженер

Заст. гол. інженера

Головний метролог

  
В.В. Хохряков

  
С.С. Бойко

  
О.В. Деркач



# АКТ

## впровадження результатів наукових досліджень

Стрілецького Юрія Йосиповича

отриманих ним під час роботи над докторською дисертацією на тему «Методи та засоби опрацювання сигналів при дослідженні спектрального імпедансу елементів промислових систем».

За період з 01-10-2010р. по 30-12-2015р. у спільній науково-дослідній лабораторії кафедри матеріалознавства і новітніх технологій фізико-технічного факультету ДВНЗ «Прикарпатського національного університету імені Василя Стефаника» та Інституту металофізики НАН України, проходив апробацію та застосовувався у тестуванні електрохімічних властивостей катодних матеріалів літійєвих джерел струму «Автоматизований прилад контролю та вимірювання параметрів процесу заряд-розряду електрохімічних комірок», розроблений, виготовлений і налагоджений канд.техн.наук. Стрілецьким Ю.Й.

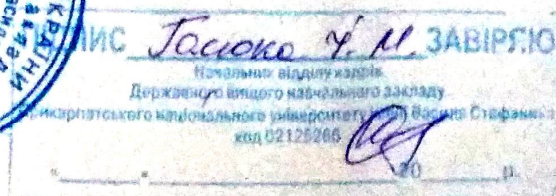
Розроблений прилад забезпечував запис і опрацювання електричних сигналів при дослідженні процесу циклічної перезарядки дослідних взірців літійєвих елементів, які розроблялися лабораторією згідно наукової теми «Наноматеріали у пристроях генерації та накопичення електричної енергії», що виконувався у рамках проекту Фонду цивільних досліджень США, а також в ряді досліджень, які фінансувалися МОН України.

Запропоновані алгоритмічні і схемотехнічні рішення дозволили оптимізувати процедуру визначення експлуатаційно-контрольованих параметрів макетів літійєвих джерел енергії, і на основі отриманих прецизійних залежностей розрахувати кінетичні та динамічні фізичні параметри перебігу електрохімічних реакцій на поверхнях розділу та в об'ємі зерен катодних композитів. Запропонована схема та її елементне вирішення за цілим рядом параметрів та ергономічністю процесу дослідження переважають відомі нам серійні і експериментальні пристрої.

Декан фізико-технічного факультету ДВНЗ «Прикарпатського національного університету імені Василя Стефаника», доктор фіз.мат. наук, проф.



І.М. Гасюк





**ЗАТВЕРДЖУЮ**  
Головний інженер  
НДПІ ПАТ «Укрнафта»  
Б.М. Цвик  
2016 р.



**АКТ**  
**про практичне використання результатів дослідження**  
**швидкості протікання корозійних процесів**

Даним актом підтверджується те, що запропонована канд. техн. наук **Стрілецьким Ю.Й. методика і пристрій** для визначення швидкості протікання корозійних процесів на поверхні металевих пластин в розчині електроліту дають можливість оцінити швидкість корозії металевих електродів при дії інгібіторів корозії.

Лабораторією електрохімзахисту проведено промислове випробовування запропонованої методики та пристрою для вимірювання швидкості корозії за методом поляризаційного опору для вибору складу інгібіторів корозії і підвищення ефективності захисту металевого обладнання від агресивної дії рідин, з якими вони працюють, **на підставі чого** було встановлено зручність і розширені функціональні можливості розробленого пристрою, що дозволило гнучко будувати технологічні схеми вимірювання швидкості корозії в лабораторних і промислових умовах, а також підвищило точність та ефективність результатів вимірювання в часі.

Начальник лабораторії  
електрохімзахисту, к.т.н.

Заступник начальника відділу ТЗПТНІГ

Начальник лабораторії інгібіторів корозії  
та солевідкладень

Григораш В.В.

Бачинський Б.Б.

Вишневецький Р.М.

Підписи *Григораша В.В., Бачинського Б.Б., Вишневецького Р.М.*  
**ЗАСВІДЧУЮ**  
Начальник відділу кадрів та  
документального забезпечення  
НДПІ ПАТ «Укрнафта»  
*Лаша В.Д.*  
« 29.01 2016 р.