

ХМЕЛЬНИЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Факультет програмування та комп'ютерних і телекомунікаційних систем

Кафедра телекомунікацій та радіотехніки

ДИПЛОМНА РОБОТА

Другий (Магістерський)

Освітній рівень

Галузь знань 17 Електроніка та телекомунікації

Шифр і назва спеціальності

Спеціальність 172 Телекомунікації та радіотехніка

Шифр і назва спеціальності

на тему Метод фазової рефлектометрії

ДРТР. 2016028.02.14.ПЗ

Виконав:

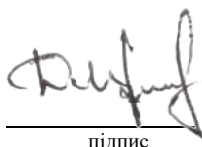
студент 2 курсу, група ТР_М-19-2


підпис

В.Г. Рубцов

Керівник:

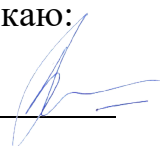
канд. техн. наук, доц.


підпис

Д.А. Макаришкін

До захисту допускаю:

Зав. кафедри: д-р техн. наук, проф.


підпис

Ю.М. Бойко

«05» грудня 2020 р.

Хмельницький, 2020

Факультет програмування та комп'ютерних і телекомунікаційних систем
Кафедра телекомунікацій та радіотехніки
Освітній рівень другий (магістерський)
Галузь знань 17 – Електроніка та телекомунікації
Спеціальність 172 – Телекомунікації та радіотехніка
Освітня-професійна програма Телекомунікації та радіотехніка

ЗАТВЕРДЖУЮ

Зав. кафедрою _____ ТР _____

Бойко Ю.М.

«07» _____ вересня _____ 2020 р.

ЗАВДАННЯ НА ДИПЛОМНУ РОБОТУ

Рубцова Владислава Геннадійовича

1 Тема роботи: «Метод фазової рефлектометрії»
керівник роботи Макаришкін Денис Анатолійович, к.т.н, доцент
Затверджено наказом по університету від «1» вересня 2020 р. № 118

2 Строк подання студентом роботи на кафедру: 02.12.2020 р.

3 Вихідні дані (характеристика об'єкта, умов дослідження та ін.)

Мета роботи: розробка методу фазової рефлектометрії кабельних ліній із покращеними характеристиками, що дозволяють вимірювати дальність до двох і більше пошкоджень із низькою похибкою

Об'єктом дослідження є процеси фазового вимірювання дальностей та параметрів пошкоджень.

Предметом дослідження є метод та алгоритми функціонування фазових пристроїв вимірювання дальностей та параметрів об'єктів рефлектометрії.

4. Зміст пояснювальної записки (перелік питань, що їх належить розробити):

1. *Провести аналіз методів рефлектометрії.*
2. *Дослідити проходження гармонійних сигналів в кабельній лінії за наявності декількох пошкоджень.*
3. *Розробити метод фазової рефлектометрії.*
4. *Дослідити похибки вимірювання відстаней.*
5. *Розробити структурні схеми вимірювальних приладів.*

Завдання отримав _____

Науковий керівник _____

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ п/п	Назва етапів (розділів) дипломної роботи	Строк виконання етапів дипломної роботи	Примітка
1	Аналіз сучасних методів дослідження пошкоджень провідних ліній зв'язку	18.09.2020	<i>виконано</i>
2	Формулювання задач досліджень	20.09.2020	<i>виконано</i>
3	Розробка фазочастотного методу виміру відстані	07.10.2020	<i>виконано</i>
4	РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ ЗАСОБІВ ДЛЯ ПРОВЕДЕННЯ ВИМІРУ ДАЛЬНОСТЕЙ ДО ПОШКОДЖЕНЬ У кабельних ЛІНІЯХ ПЕРЕДАЧ	14.10.2020	<i>виконано</i>
5	Обґрунтування та дослідження електричних сигналів для задачі виміру дальностей до пошкоджень кабельних ліній зв'язку	25.10.2020	<i>виконано</i>
6	Обґрунтування структури побудови системи вторинної обробки інформації	31.10.2020	<i>виконано</i>
7	Створення розрахунково-експериментальних методик оцінювання розроблених методів	5.11.2020	<i>виконано</i>
8	Формулювання висновків до роботи	15.11.2020	<i>виконано</i>
9	Підготовка матеріалів для апробації	25.11.2020	<i>виконано</i>
10	Оформлення пояснювальної записки до ДР	25.11.2020	<i>виконано</i>
11	Оформлення презентаційних матеріалів	30.11.2020	<i>виконано</i>

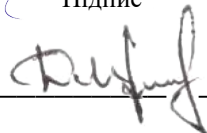
Студент


Підпис

В.Г. Рубцов

Ініціали, прізвище

Керівник роботи



Д.А. Макаришкін

ЗМІСТ

ВСТУП.....	5
РОЗДІЛ 1 АНАЛІЗ СУЧАСНИХ МЕТОДІВ ДОСЛІДЖЕННЯ ПОШКОДЖЕНЬ ПРОВІДНИХ ЛІНІЙ ЗВ'ЯЗКУ	8
1.1 Огляд стану питання та постановка задачі	8
1.2 Огляд та аналіз відомих методів визначення пошкоджень у лініях передачі.....	11
1.3 Огляд методу визначення місця пошкодження за допомогою виміру опору жил	12
1.4 Огляд методу імпульсної рефлектометри.....	14
1.5 Огляд методу визначення місця пошкодження за допомогою вимірювань зсувів фаз.....	17
Висновки до розділу 1.....	33
РОЗДІЛ 2 РОЗРОБКА ФАЗОЧАСТОТНОГО МЕТОДУ ВИМІРУ ВІДСТАНИ .	35
2.1 Розробка та дослідження ітераційно-фазової математичної моделі виміру відстаней.....	35
2.2. Дослідження потенційної точності та роздільної здатності фазочастотного методу виміру відстаней.....	53
Висновки до розділу 2.....	70
РОЗДІЛ 3 РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ ЗАСОБІВ ДЛЯ ПРОВЕДЕННЯ ВИМІРУ ДАЛЬНОСТЕЙ ДО ПОШКОДЖЕНЬ У КАБЕЛЬНИХ ЛІНІЯХ ПЕРЕДАЧІ	72
3.1 Обґрунтування та дослідження електричних сигналів для задачі виміру дальностей до пошкоджень кабельних ліній зв'язку	72
3.2 Розробка структурних схем виміру дальностей до пошкоджень у лініях передачі.....	76
Висновки до розділу 3.....	81
4 ОБҐРУНТУВАННЯ СТРУКТУРИ ПОБУДОВИ СИСТЕМИ ВТОРИННОЇ ОБРОБКИ ІНФОРМАЦІЇ	83
ВИСНОВКИ.....	93
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	95

ВСТУП

Лінія зв'язку є і залишається головним компонентом загальної структури системи передачі інформації.

Широко використовувана лінія передачі зв'язку використовується як засіб передачі інформації, щороку збільшуючи її загальну довжину та покращуючи вимоги до якості - ця вимога та багато інших вимог визначають потребу в технічних засобах контролю цілісності, які можна контролювати та швидко знаходити та усунути при потребі порушення на провідниковій лінії електропередачі.

Завдання пошуку пошкоджень в лініях зв'язку є складним, оскільки крім таких пошкоджень, як тріщини або коротке замикання, велика кількість пошкоджень може виникнути при так званих "часткових" змінах, змінах опору лінії, змінах поздовжнього опору (стрибках), Прилегли жили внаслідок зміни властивостей ізоляційних матеріалів та ін.

При використанні з високочастотною лінією зв'язку, такою як телевізор, відоме обладнання для пошуку несправностей, засноване на використанні методу імпульсного рефлектометра, має високі показники. Безпосереднє використання цих пристроїв на дротах низької частоти більше не призводить до таких результатів - слід вживати більш тривалі імпульсні зонди, що зменшує і без того низьку роздільну здатність.

Актуальність теми. Завдяки зручності встановлення зв'язків, високій ефективності та незмінності імпедансу провідниковій лінії провідниковій лінії зв'язку займають значну частку існуючих систем передачі даних. Провідниковій лінії зв'язку, як правило, є єдиним засобом забезпечення мінімальних втрат і частоти помилок передачі даних. Якість самої провідниковій лінії зв'язку в основному визначає якість передачі від відправляючого пристрою до приймального пристрою.

Під впливом різних зовнішніх і внутрішніх факторів виробничої провідниковій лінії її внутрішня структура зміниться. Кожен відомий тип трубопроводу може мати різні типи пошкоджень під час експлуатації

трубопроводу.

Базові типи пошкоджень , що виникають, це [3]:

- замикання між жилами або між жилою та екраном, а також обриви (так звані "кінцеві" пошкодження);
- зміна фізичних параметрів лінії, таких як поздовжній опір, ємність між жилами ("часткові" пошкодження).

Питаннями дослідження провідних ліній зв'язку з позицій імпульсної рефлектометрії займалися такі вчені як Г.В. Глебович, А.В, Андріянов, Є.Х. Херманіс [64, 85, 98]. Теорія імпульсної рефлектометрії представлена ще з 60-х років ХХ століття. З позицій виміру кутів зсуву фаз, це питання досліджувалися С.М. Маєвським, ВТ. Кажановим, М.С. Чмихом, Е.К. Батуревичем, [5, 11].

Завдання моніторингу стану провідниковій лінії може бути виражене як сукупність дій, спрямованих на виявлення пошкодження провідниковій лінії зв'язку та визначення її параметрів (типу, довжини та відстані). Існує багато способів знайти ці пошкодження - виміру опору між жилами, виміру імпульсу, фазового зсуву. Найпоширенішим є імпульсний метод. Цей метод забезпечує високу точність виміру у високочастотних лініях. Для низькочастотних ліній відомі методи виміру відстані пошкодження не можуть забезпечити прийнятну високу роздільну здатність, виражену в десятках метрів і сотнях метрів.

Актуальність виміру характеристик провідниковій лінії зв'язку зумовлена необхідністю швидко знаходити параметри провідниковій лінії зв'язку та визначати відстань пошкодження з найменшою похибкою, ніж передбачає сучасний метод.

Метою роботи є розробка методу фазової рефлектометрії кабельних ліній із покращеними характеристиками, що дозволяють вимірювати дальність до двох і більше пошкоджень із низькою похибкою.

Завданням роботи є:

1. Провести аналіз методів рефлектометрії.
2. Дослідити проходження гармонійних сигналів в кабельній лінії за наявності декількох пошкоджень.
3. Розробити метод фазової рефлектометрії.

4. Дослідити похибки вимірювання відстаней.
5. Розробити структурні схеми вимірювальних приладів.

Об'єктом дослідження є процеси фазового вимірювання дальностей та параметрів пошкоджень.

Предметом дослідження є метод та алгоритми функціонування фазових пристроїв вимірювання дальностей та параметрів об'єктів рефлектометрії.

Наукова новизна полягає у наступному:

Вперше запропоновано застосувати метод вимірювання пошкоджень кабельних ліній фазовим методом, що полягає у вимірювання фазових зсувів та амплітудних значень сумарних відбитих сигналів на декількох частотах і подальшим розрахунком відстаней, що дозволяє однозначно розділити сигнали від декількох пошкоджень .

Запропоновано методику аналізу похибок вимірювання відстаней до пошкоджень кабельних ліній фазовим методом, що полягає у аналіз впливу похибок вимірювання фазових зсувів та амплітудних значень сумарних відбитих сигналів на векторні відрізки сигналів що відбиті від кожного пошкодження ,що дозволяє вибирати найкращі параметри вимірювальної системи.

Практична цінність полягає у наступному:

Запропоновано структурні схеми вимірювальних приладів для пошуку дальностей пошкоджень кабельних ліній та алгоритми їх функціонування.

РОЗДІЛ 1

АНАЛІЗ СУЧАСНИХ МЕТОДІВ ДОСЛІДЖЕННЯ ПОШКОДЖЕНЬ ПРОВІДНИХ ЛІНІЙ ЗВ'ЯЗКУ

Актуальність виміру характеристик ліній зв'язку зумовлена необхідністю швидко визначити параметри провідникової лінії та визначити відстань пошкодження з найменшою похибкою, ніж передбачають сучасні методи для цих ліній низької частоти.

Немає сумнівів, що необхідні дослідження для контролю параметрів лінії, щоб мати можливість контролювати стан провідникової лінії та швидко і точно визначати відстань до пошкодження у разі пошкодження провідникової лінії [1, 2, 7].

Метою першої частини є вивчення відомих методів визначення відстані пошкодження у провідникової лінії електропередачі та визначення функцій цих методів.

1.1 Огляд стану питання та постановка задачі

На провідні провідникової лінії зв'язку припадає значна частина існуючої системи передачі інформації, що обумовлено зручністю, високою ефективністю та постійним імпедансом провідникової лінії в процесі підключення. Постійне збільшення потоку інформації свідчить про важливість контролю за дотриманням параметрів провідникової лінії зв'язку та заданих параметрів, що визначає якість передачі інформації від пристрою, що передає, до приймача [2, 5].

Канал зв'язку - сукупність технічних засобів і середовища розповсюдження електричного сигналу, які можуть забезпечити передачу електричного сигналу від джерела інформації до приймача. Відповідно до використовуваних у провідникової лінії електричних сигналів їх можна розділити на такі [5,6,8] (рис. 1.1):



Рисунок 1.1 - Класифікація ліній зв'язку

Відповідно до призначення кожен тип провідниковій лінії електропередачі має різні вимоги, які можна розділити на такі [3]: функціонування, експлуатація, а також технологія та економія.

Кабель передачі даних особливо важливий для системи передачі даних. За відсутності спеціального методу захисту цілісності інформації втрати передачі даних кожного символу телефонної провідниковій лінії становлять 10^{-3} - 10^{-5} біт, тоді як втрати передачі даних кожного символу багатьох каналів зв'язку становлять 5×10^{-2} особи. Для більшості сучасних ліній зв'язку частота помилок не повинна перевищувати 10^{-5} - 10^{-9} біт [6]. Це вимагає використання контролю якості та швидких методів виявлення несправностей.

Слід також пам'ятати, що розташування провідниковій лінії зв'язку слід визначати відповідно до найменш ускладнених умов, умов експлуатації, кліматичних умов та вимог в процесі будівництва, щоб мінімізувати витрати на захист кабелів від різних видів впливів та механічних впливів [11]. Тому найчастіші провідниковій лінії зв'язку, тобто кабельні лінії, розташовані у важкодоступних місцях, таких як під землею, що обмежує використання методів усунення несправностей при контакті та значно збільшує потребу у виконанні операцій з пошуку та заміни пошкоджених ділянок час.

Під впливом різних зовнішніх і внутрішніх факторів внутрішня структура виробничої провідниковій лінії змінилася-пошкодилася. Для кожного відомого типу трубопроводу різні типи пошкоджень, які можуть виникнути в трубопроводі під час його експлуатації, є більш-менш ефективними. Основними видами збитків та збитками, що сталися, є [1]:

- замикання між жилами або між жилою та екраном та обриви (так звані "кінцеві" пошкодження);
- зміна фізичних параметрів лінії, таких як поздовжній опір, зміна ємності або опору між жилами ("часткові" пошкодження).

Існуючі методи управління та виміру високочастотних ліній зв'язку мають можливість дозволити забезпечити досить хороші характеристики для контролю вимірюваних значень. Низькочастотна лінія в основному представлена коаксіальною лінією телефонної провідниковій лінії. Як і високочастотні лінії, ці провідниковій лінії також повинні контролюватися.

Для вирішення проблеми виміру відстані пошкодження існує велика кількість приладів, заснованих на використанні одного з вищезазначених методів (як правило, імпульсного). Далекоміри, засновані на вимірюванні фазового зсуву, ще не знайшли обширного практичного застосування. Пристрої, засновані на виявленні імпульсних ліній, набули все більшого поширення [12, 17]. Тільки за допомогою наступних технічних засобів для поліпшення його характеристик: підвищення чутливості, збільшення потужності виявленого імпульсного електричного сигналу, використання спеціальної форми електричного сигналу, виконання математичної обробки-використання інформації статистичної обробки (фільтрація, апроксимація, відновлення), оцінка параметрів електричного сигналу (таких як амплітуда, Електричний сигнал затримки). Загальні параметри обладнання наведені в таблиці.

Далекоміри, засновані на вимірюванні фазового зсуву, не обширно використовуються, тому вони є в таблиці. D.8 не наведено. Зарубіжні аналоги мають подібні параметри [8]. Це видно з таблиці. D.8, ці пристрої надають свої параметри лише за таких умов:

- Низьке загасання у високочастотному діапазоні;
- Точно визначити інтервал часу між сформованим сигналом та відгуком, отриманим від лінії.

- У міру посилення затухання електричного сигналу стає важче проводити виміру на великі відстані. Використання імпульсного обладнання в лініях передачі низької частоти обмежується такими факторами:

- У порівнянні з радіочастотною лінією, для зменшення тривалості електричного сигналу виявлення потрібно більше послаблення сигналу;

- У деяких випадках обмежена смуга пропускання провідниковій лінії може значно скоротити відстань для проведення вимірювання.

Відповідно до цього, можна констатувати, що на сьогодні проблема виміру дальностей у низькочастотних лініях передачі залишається актуальною.

Сформулюємо задачі, які потрібно вирішити у дисертаційній роботі:

- дослідити відомі методи виміру дальностей до декількох пошкоджень;
- дослідити математичну модель низькочастотної провідниковій лінії зв'язку із двома неоднорідностями та встановити характеристики лінії, її властивості при проходженні імпульсного та постійного в часі гармонійного сигналів;

- визначити обмеження цих методів при використанні у низькочастотних лініях передачі та шляхи покращення визначення дальностей до пошкоджень;

- провести розробку та дослідити математичну модель методу виміру відстаней;

- провести дослідження похибок формування та передачі вимірювальних сигналів;

- провести аналіз і дослідження методичних похибок;

- провести розробку структурну схему вимірювача із застосуванням нових методів вимірювання.

1.2 Огляд та аналіз відомих методів визначення пошкоджень у лініях передачі

Як зазначалося вище, проблема визначення відстані до об'єкта відома давно [24, 29]. Визначивши відстань до об'єктів, що використовуються при радіолокаційних та геодезичних зйомках, можна досягти найбільшого практичного розвитку в цьому напрямку.

На передньому плані є велике обмеження - всі об'єкти знаходяться в одновимірному просторі. Тому неможливо безпосередньо застосувати більшість із цих методів до ліній зв'язку.

В даний час відомі методи визначення пошкоджень на лініях передачі [22, 23] засновані на вимірюванні різних фізичних параметрів провідниковій лінії (опору) або вимірювального електричного сигналу (часу відображення або електричного сигналу виявлення та електричного сигналу відображення) (Зміщення фазових значень між).

За часом виміру методи виміру відстані можна розділити на дві групи:

- Виміру динамічних параметрів (виміру величин, що змінюються з часом);
- Виміру статичних параметрів (виміру величин, значення яких є постійними протягом усього часу вимірювання).

Слід зазначити, що якщо межа зміни вимірюваного значення менше чутливості вимірювального пристрою, виміряне значення можна вважати постійним (незмінним) протягом часу вимірювання. Розглянемо переваги та недоліки кількох основних методів визначення відстані пошкодження. Частина аналізу була проведена іншими авторами в [6, 24,].

1.3 Огляд методу визначення місця пошкодження за допомогою виміру опору жил

Метод виміру опору жил є найпростішим методом визначення пошкодження у лінії. Він має підґрунття на вимірюванні опорів двох жил провідниковій лінії за допомогою мостової схеми [22].

Опір відрізків L_x та L_y пропорційна довжині відповідних жил (рис. 1.2), то з умов рівноваги моста отримаємо рівняння:

$$L_x = 2L \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

де R_1, R_2 - опір резисторів моста; L - довжина лінії.

Розглянемо процес виміру у разі присутності двох пошкоджень, опори яких представлені еквівалентними опорами R_{a1} та R_{a2} (рис. 1.2), що знаходяться на певній відстані L_{x2} між собою. У цьому разі, дві пошкодження утворюють паралельне з'єднання, що еквівалентне деякому сумарному опору R_2 , який еквівалентний присутності однієї пошкодження, яка знаходиться у проміжку від точки А (першої пошкодження) до точки В (другої пошкодження), що робить результат виміру невірним.

З вище вказаного можна визначити наступні переваги методу:

- для виміру використовується мостова схема;
- використання постійного струму у вимірювальній системі дозволяє значно зменшити вимоги до технічної реалізації вузлів приладів.

Визначення статичних параметрів у процесі виміру призводить до таких істотних недоліків, як:

- немає можливості визначити характер пошкодження (метод дозволяє визначити лише коротке замикання сердечника на корпус або на інший сердечник через деякий опір);
- неможливість розрізнити кількість пошкоджень;
- потреба вживати для виміру двох приладів та доступу до двох сторін лінії.

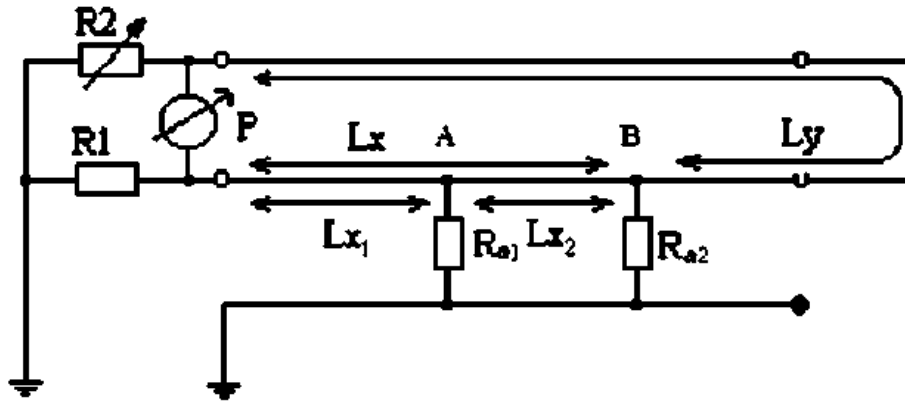


Рисунок 1.2 - Функціональна схема визначення місця виникнення пошкодження при присутності двох пошкоджень в еквівалентними опорами R_{a1} та R_{a2} ; L_{x1} , L_{x2} - відстані між неоднорідностями.

Таким чином, розглянутий метод використовується лише для контролю цілісності провідникової лінії і тому не набув ширшого використання у діагностиці.

1.4 Огляд методу імпульсної рефлектометри

Відомо, що характеристики та властивості об'єктів відображаються у характеристиках процесів, які відбуваються у об'єкті протягом деякого часу як реакція на зовнішній вплив [30]. Одним з таких впливів на досліджуєми об'єкт може бути вплив електромагнітною хвилею і як результат-відповідь - хвиля, створена досліджуєми об'єктом (його внутрішньою структурою).

Загальна теорія рефлектометри розроблена ще у 60-х роках. Метод та його реалізації розглядалися такими авторами як Г.В. Глебович, А.В. Андріянов, Є.Х. Херманіс [33].

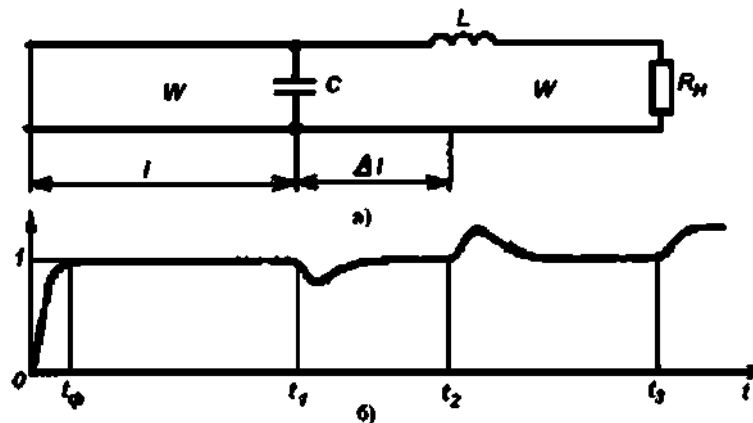


Рисунок 1.3 - Еквівалентна схема провідниковій лінії (а) та її рефлектограма (б)

Суть методу імпульсної рефлектометрії полягає у визначенні часу між зондувальним імпульсом та імпульсами, що утворюються при відбитті від пошкоджень, які розташовані у провідниковій лінії [30]. Визначаються параметри що змінюються під час виміру - час появи сигналу-відбиття та його амплітудне значення у кожний момент часу. На рис. 1.3. представлений зв'язок між еквівалентною схемою провідниковій лінії (рис. 13,а) та її рефлектограмою (рис. 1.3, б).

Характер рефлектограми залежить від еквівалентних складових провідниковій лінії (ємності C та індуктивності L).

Час проходження електричного сигналу t в провідниковій лінії визначає дальність до кожної пошкодження l . Дальність можна знайти як:

$$l = \frac{v \cdot t}{2}, \quad (1.1)$$

де v - швидкість поширення електричного сигналу в лінії;

t - час появи відбитого сигналу. Основні параметри, що можна визначити, це:

- час появи відбитого імпульсу відносно початку подачі імпульсу в лінію (час визначає дальність від початку провідниковій лінії до пошкодження, яка створила це відбиття);

- амплітудне значення імпульсу (відносне значення);

- тип пошкодження , що можна визначити за формою електричного сигналу

Переваги цього методу полягають у:

- визначенні практично необмеженої кількості пошкоджень у провідниковій лінії через динамічне визначення зміни параметрів прийнятого електричного сигналу (рефлексу) з провідниковій лінії у часі; виміру лише з одної сторони лінії.

У такому процесі виміру явище дисперсії призводить до збільшення часів підйому і падіння переднього фронту, тоді як амплітудне значення самого електричного сигналу одночасно зменшується. Оскільки вплив дисперсії пропорційний відстані, яку проходить сигнал, і частоті самого електричного сигналу, обмежить максимальну частоту виявленого сигналу. Тому, щоб отримати точні результати, потрібно:

- формувати сигнали тривалістю у сотні або десятки нс;
- забезпечити максимально короткі фронти імпульсів;
- точно знаходити часовий проміжок між сформованим сигналом т. отриманим відгуком з лінії;
- збільшення чутливості вимірювача внаслідок збільшення затухання у провідниковій лінії при збільшенні частоти електричного сигналу.

Так як швидкість проходження електричного сигналу по провідниковій лінії залежить від параметрів провідниковій лінії [32, 36]:

$$v = 1/\sqrt{\epsilon\mu}, \quad (1.2)$$

де μ - магнітна проникність;

ϵ - діелектрична постійна матеріалу ізоляції кабелю, це призводить ще до одного недоліку: залежність швидкості розповсюдження електричного сигналу в провідниковій лінії від стану матеріалу ізоляції кожної ділянки лінії.

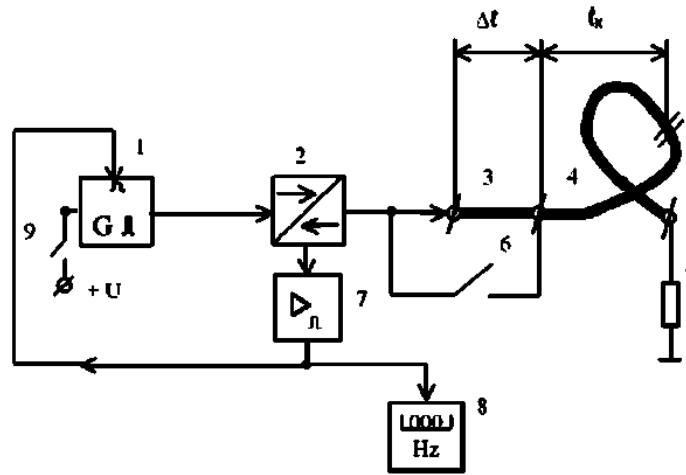


Рисунок 1.4 - Функціональна схема двочастотного методу виміру відстані до місця пошкодження:

1 - одновібратор, 2 - блок розподілу падаючого та відбитого електричного сигналу, 3 - Δl відрізок лінії, 4 - l_x лінія, 5 - споживач енергії, 6 - ключ, 7 - підсилювач-імпульсного електричного сигналу, 8 - частотомір, 9 - кнопка

Як один з варіантів імпульсного методу, який дозволяє зменшити вплив вище перерахованих негативних факторів, відомий двочастотний рефлекторний метод [27]. Метод полягає у вимірюванні частоти автогенератора, який запускається відбитим сигналом, який формується при відбитті від пошкодження при довжині провідниковій лінії l_x та $\Delta l + l_x$, де Δl - кабель відомої довжини, фізичні властивості якого однакові із кабелем, що вимірюється (рис. 1.4). Однак, метод має підґрунття на припущенні про існування лише однієї "кінцевої" пошкодження. Наявність у провідниковій лінії кількох "часткових" пошкоджень призводить до появи ефекту биття частот.

1.5 Огляд методу визначення місця пошкодження за допомогою вимірювань зсувів фаз

Виміру фазових зсувів є одними з найточніших вимірювань. Питаннями використання, реалізації та практичного використання методів фазометри для

прецизійного виміру відстані вивчалися такими вченими як С.М. Маєвським, В.Г. Бажановим, Е.К. Батуревичем [11] і розглянуто у [15].

Метод визначення ґрунтується на вимірюванні зсуву фазових значень між вихідним та відбитим від пошкодження сигналами. Так як відомо, що визначення значення фази відбувається на рівні десятих та сотих градуса [10, 17, 18], похибка визначення відстані також буде напряму залежати від довжини хвилі, що зондує лінію. Дальність до місця пошкодження у провідниковій лінії l визначається як [22]:

$$l = \frac{\lambda \cdot \varphi}{2 \cdot 2\pi}, \quad (1.3)$$

де λ - довжина хвилі зондувального сигналу; φ - кут зсув фаз.

Проведемо аналіз точності методу. Наприклад, як видно з формули (1.3), за умови довжині хвилі у 1м (що відповідає частоті у 300 МГц) та похибці визначення зсуву фазових значень у 0,1% (0,36°), похибка визначення відстані складе лише $\Delta l = 10^{-4}$ м:

$$\Delta l = \frac{1 \cdot (2\pi \cdot 0,01\%)}{2 \cdot 2\pi} = 5 \cdot 10^{-5} \text{ (м)}$$

Одною з проблем під час використання цього методу є випадок невизначеності виміру відстані, що виникає коли довжина хвилі λ менша за довжину лінії L . Тоді $l = \frac{\lambda \cdot (2\pi \cdot n + \varphi)}{2\pi}$, де n - ціле від 0 до $[L/\lambda]$

В такому разі, дійсне значення кута зсуву значення фази φ - невідоме.

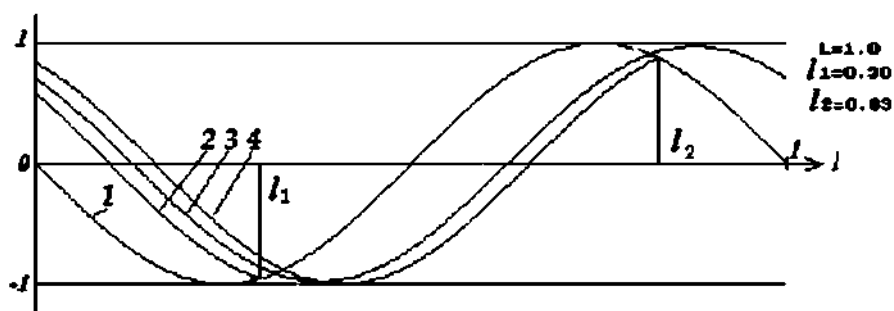
Відомо ряд методів, які мають можливість дозволити усунути ці невизначеності. Наприклад, для систем о сигналами високої частоти (супутникова система визначення положення, СР8) для збільшення точності визначення відстані до одного об'єкту використовують метод покращення точності при відомій базовій відстані - так зване "визначення на комбінованих

хвилях" [34], яке базується на використанні двох електричних сигналів різних частот λ_1 та λ_2 .

Для точного виміру невідомої відстані використовується так званий багатошкальний метод [14] - формування ряду частот від найнижчої, період якої обов'язково не менше ніж довжина досліджуємо! провідниковій лінії (чим усувається неоднозначність переходу через 2π) до найвищої, період якої і буде знаходити найменшу похибку визначення відстані.

Виділимо наступні переваги методу виміру зсуву фаз:

- висока точність визначення зсуву фазових значень дозволяє отримати високу точність визначення відстані до пошкодження ;
- використання низьких частот при проведенні вимірювань дозволяє значно спростити побудову вимірювача, зменшує чутливість до зовнішніх факторів;
- визначення значення фази можливо протягом значних інтервалів часу, що суттєво покращує точність.



Рисунк 1.5 – Математичне моделювання сумарного електричного сигналу методу:

1 - зондувальний сигнал; 2 - відбиття від першої пошкодження , що знаходиться на відстані l_1 ; 4 - відбиття від другої пошкодження , що знаходиться на відстані l_2 ; 3 - відбитий електричний сигнал на виході вимірювача; l_1, l_2 - відстані до пошкоджень

Для більш повного аналізу, додатково розглянемо можливість виміру дальностей фазовим методом за умови появи у досліджуемій провідниковій лінії до пошкоджень.

На рис. 1.5. представлений результат комп'ютерного моделювання відбиття від двох пошкоджень (для спрощення побудови - без врахування перевідбиттів та затухання, прийняті однакові амплітудні значення сигналів що відбиті). Сигнали 2 та 4 (рис. 1.5) Відомі одночасно відповідно до вже зазначеного ще і, як видно, загальний електричний сигнал 3 має фазу, яка визначається як сума фазових значень електричних сигналів 2 та 4. Ця сума що не відповідає ні першому, ні другому відбиттю сигналів, а еквівалентна існуванню одного відбиття.

Отже, головними недоліками фазового методу є:

більше пошкоджень; - збільшення довжини досліджуваної провідниковій лінії вимагає зменшення частоти для усунення фазової неоднозначності у визначенні фазового зсуву.

Розглядання векторних відрізків гармонійних електричних сигналів що відбиті від об'єктів дослідження на різних частотах було винайдено метод виміру дальностей до двох пошкоджень.

У разі присутності на відріжку виміру двох об'єктів, складається наступна ситуація. Коли на початок відріжку подаємо гармонійний електричний сигнал частотою f , то, внаслідок присутності двох об'єктів на цьому відріжку, на початок відріжку повертається два сигнали, що є відбиттями від першого та другого об'єктів. Причому, початкові значення фази та амплітудні значення їх є різними і пропорційні відстаням та величинам цих об'єктів. Внаслідок лінійності системи в якій поширюється гармонійні сигнали, що відбиті від об'єктів сигнали складаються з урахуванням значення фази. Отже, загальний електричний сигнал є векторною сумою векторних відрізків обох сигналів що відбиті. Для детального дослідження процесу утворення загального відбитого електричного сигналу, побудови чіткої картини процесу утворення загального відбитого електричного сигналу та виявлення основних залежностей, на початку потрібно розглядати кожен відбитий електричний сигнал окремо. Якщо розглядати, наприклад, електричний сигнал відбитий від першого об'єкту, то він приходить на початок відріжку із зсувом значення фази пропорційним подвійній відстані до об'єкта, тому як електричний сигнал

проходить до об'єкта і назад. При цьому ситуація така сама як і у разі одного об'єкту. Для другого об'єкту відбитий електричний сигнал так саме має зсув значення фази пропорційний подвійній відстані до другого об'єкту. Якщо знайти різницю електричних сигналів що відбиті від другого та першого об'єктів, отримає вираз:

$$\begin{aligned}
 \Delta S_{1,2} &= \sin(2\pi f + \varphi_2) - \sin(2\pi f + \varphi_1) = \\
 &= 2 \sin \frac{(2\pi f + \varphi_2) + (2\pi f + \varphi_1)}{2} \sin \frac{(2\pi f + \varphi_2) - (2\pi f + \varphi_1)}{2} = \\
 &= 2 \sin \left(2\pi f + \frac{\varphi_2 + \varphi_1}{2} \right) \sin \frac{\varphi_2 - \varphi_1}{2}
 \end{aligned} \tag{1.4}$$

Змінивши частоту в n -разів, зсув значення фази кожного електричного сигналу відбитого від об'єкту так само зміниться прямо пропорційно до зміни частоти в n -разів. Таким чином при фазового зсуву між фазами електричних сигналів що відбиті від другого та першого об'єктів, видно, що різниця фазових значень так само пропорційна частоті. Загальний електричний сигнал записується:

$$\begin{aligned}
 \Delta S_{1,2,n} &= \sin(2\pi n f + n\varphi_2) - \sin(2\pi n f + n\varphi_1) = \\
 &= 2 \sin \frac{(2\pi n f + n\varphi_2) + (2\pi n f + n\varphi_1)}{2} \sin \frac{(2\pi n f + n\varphi_2) - (2\pi n f + n\varphi_1)}{2} = \\
 &= 2 \sin \left(2\pi n f + \frac{n\varphi_2 + n\varphi_1}{2} \right) \sin \frac{n\varphi_2 - n\varphi_1}{2}
 \end{aligned} \tag{1.5}$$

Розглядаючи вирази (1.4) та (1.5), можна зробити наступні висновки. В наслідок сумування двох електричних сигналів що відбиті від двох об'єктів, утворюється загальний електричний сигнал амплітудне значення якого менша за суму амплітудних значень обох сигналів, причому амплітудне значення залежить від напіврізниці фазових значень кожного відбитого сигналу. Фазовий зсув загального відбитого електричного сигналу дорівнює напівсумі фазових значень кожного відбитого сигналу. Легко показати, що векторний відрізок загального відбитого електричного сигналу направлений рівно по середині між

обома векторами сигналів що відбиті. Але вказані залежності дійсні для електричних сигналів що відбиті з однаковими амплітудами. Розглянемо випадок коли амплітудні значення електричних сигналів що відбиті від об'єктів мають різні значення. Значення фази електричних сигналів що відбиті від кожного об'єкту залежать від подвійної відстані до самого об'єкту. При збільшенні частоти в n - разів, фазовий зсув кожного електричного сигналу збільшується також в n - разів. Амплітудне значення кожного відбитого електричного сигналу при збільшенні частоти не змінюється. Останнє припущення справедливе лише в певному частотному діапазоні. За вказаних обставин, сумарній електричний сигнал так само знаходиться як векторний додатак кожного відбитого електричного сигналу на кожній частоті окремо. Розглядаючи векторні додатки для різних пар векторних відрізків на кожній частоті, можна помітити наступні особливості. Амплітудне значення загального відбитого електричного сигналу менша суми обох електричних сигналів що відбиті від об'єктів. Фазове значення загального відбитого електричного сигналу знаходиться в діапазоні між фазами кожного відбитого електричного сигналу, причому фазовий зсув загального відбитого електричного сигналу "тяжіє" до фазового зсуву відбитого електричного сигналу амплітудне значення якого більша. Чим більше відношення фазових значень сигналів що відбиті, тим більш ближче векторний відрізок загального фазового зсуву підходить до вектора амплітудне значення якого більша.

Розглянемо діаграми векторних відрізків сумарних електричних сигналів що відбиті для різних частотах зондувального електричного сигналу у разі присутності на відрізку виміру двох об'єктів, наведені на рис. 1.6. На частоті зондувального електричного сигналу f_1 векторний відрізок загального відбитого електричного сигналу має певне амплітудні значення та значення фази (рис. 1.6а), на частоті зондувального електричного сигналу в два рази вищій - $2f_1$ амплітудне значення та фазове значення відбитого електричного сигналу збільшуються (рис. 1.6б), для більших значень частот діаграми векторних відрізків наведені на рис. 1.6в - 1.6е.

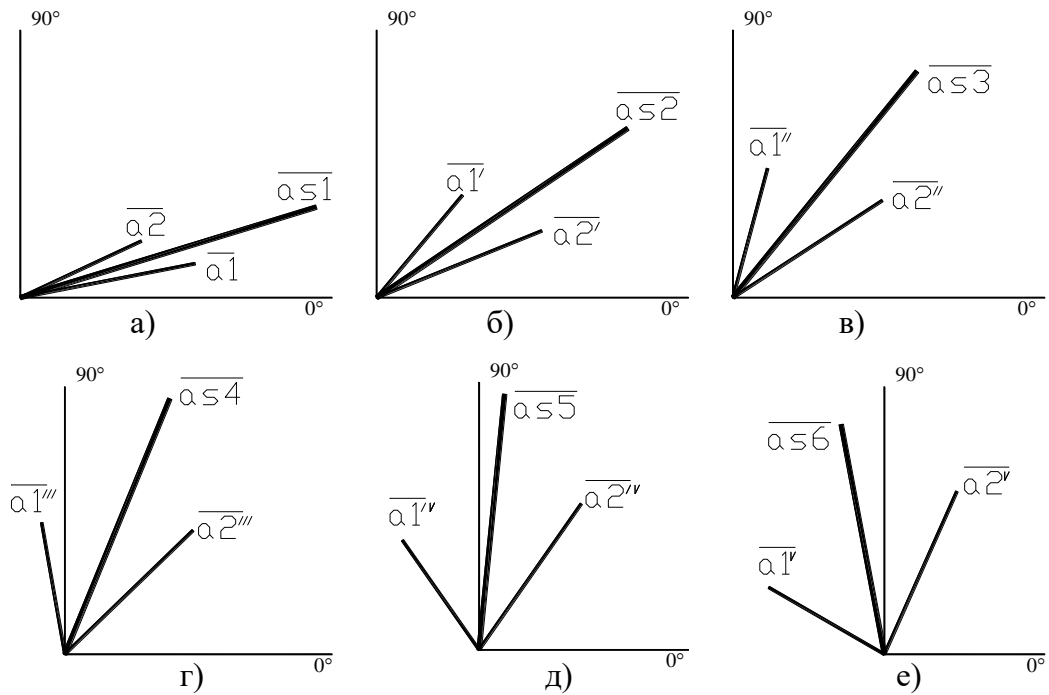


Рисунок - 1.6 Векторні діаграми сигналів відбитих від об'єктів (a_1 та a_2) та сумарного сигналу (a_s) на різних частотах:
 а) перша частота f_1 , б) друга частота f_2 , в) третя частота f_3 , г) четверта частота f_4 , д) п'ята частота f_5 , е) шоста частота f_6

Разом із векторами сумами наведені векторні відрізки електричних сигналів що відбиті від першого та другого об'єктів. Як було показано вище, при збільшенні частоти зондувального електричного сигналу фазове значення електричних сигналів що відбиті від першого та другого об'єктів збільшується в стільки разів в скільки збільшилась частота, а амплітудне значення не змінюється. Але якщо розглядати зміну значення фази та амплітудні значення загального електричного сигналу від частоти зондувального електричного сигналу то залежність зміни нелінійна. Для більш детального дослідження залежності змін значення фази та амплітудні значення загального відбитого електричного сигналу від частоти та параметрів електричних сигналів що відбиті від кожного об'єкту розглянемо діаграми векторних відрізків загального відбитого електричного сигналу для двох сусідніх частот.

З векторних діаграм видно, що векторні відрізки сумарних електричних сигналів утворюються як векторний додатак двох векторних відрізків сигналів що відбиті. Так $\overline{as1} = \overline{a1} + \overline{a2}$ та $\overline{as2} = \overline{a1'} + \overline{a2'}$. Довжина загального вектора залежить від довжин обох векторних відрізків електричних сигналів що відбиті від кожного об'єкту та кута між ними, для її пошук можна скористатись теоремою косинусів, в такому разі потрібно застосувати паралельний перенос та перемістити векторний відрізок $\overline{a1}$ так щоб його початок співпадав із закінченням векторного відрізка $\overline{a2}$, в наслідок чого утвориться трикутник на векторних відрізках $\overline{a2}, \overline{a1_n}, \overline{as1}$. Аналогічно утворюється трикутник на векторних відрізках $\overline{a2'}, \overline{a1'_n}, \overline{as2}$. Для зручності позначимо кут між векторами $\overline{a1}$ та $\overline{a2}$ як $\Delta\varphi_1$, кут між векторами $\overline{a1'}$ та $\overline{a2'}$ як $\Delta\varphi_2$. Тоді кут між векторами $\overline{a2}$ та $\overline{a1_n}$ дорівнює $180^\circ - \Delta\varphi_1$, кут між векторами $\overline{a2'}$ та $\overline{a1'_n}$ як $180^\circ - \Delta\varphi_2$.

Згідно теореми косинусів, квадрат модуля векторного відрізка загального електричного сигналу записується:

$$|\overline{as1}|^2 = |\overline{a1}|^2 + |\overline{a2}|^2 - 2|\overline{a1}||\overline{a2}|\cos(180^\circ - \Delta\varphi_1) = |\overline{a1}|^2 + |\overline{a2}|^2 + 2|\overline{a1}||\overline{a2}|\cos(\Delta\varphi_1). \quad (1.6)$$

Для загальних електричних сигналів інших частот можна встановити подібне рівняння. Отже, ми можемо отримати систему рівнянь. Крім того, кількість рівнянь має відповідати кількості невідомих. Тому для першої, третьої

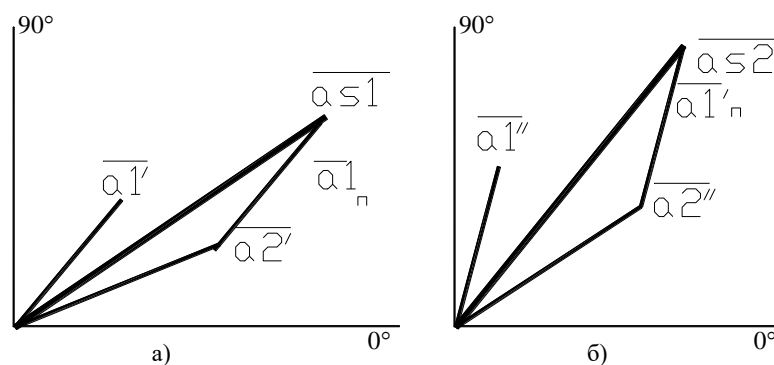


Рисунок -1.7 Векторні діаграми сумарного відбитого сигналу для двох частот

та п'ятої гармонік ми написали систему рівнянь:

$$\begin{cases} |\overline{as1}|^2 = |\overline{a1}|^2 + |\overline{a2}|^2 + 2|\overline{a1}||\overline{a2}|\cos(\Delta\varphi_1) \\ |\overline{as3}|^2 = |\overline{a1}|^2 + |\overline{a2}|^2 + 2|\overline{a1}||\overline{a2}|\cos(3\Delta\varphi_1) \\ |\overline{as5}|^2 = |\overline{a1}|^2 + |\overline{a2}|^2 + 2|\overline{a1}||\overline{a2}|\cos(5\Delta\varphi_1) \end{cases} \quad (1.7)$$

В складеній системі рівнянь три невідомих: $a1$, $a2$ і $\Delta\varphi_1$. Таким чином наведена система рівнянь повинна мати однозначний розв'язок. Для пошук рішення віднімемо від третього рівняння перше та від п'ятого рівняння перше. В результаті отримаємо наступну систему рівнянь:

$$\begin{cases} |\overline{as5}|^2 - |\overline{as1}|^2 = 2|\overline{a1}||\overline{a2}|(\cos(5\Delta\varphi_1) - \cos(\Delta\varphi_1)) \\ |\overline{as3}|^2 - |\overline{as1}|^2 = 2|\overline{a1}||\overline{a2}|(\cos(3\Delta\varphi_1) - \cos(\Delta\varphi_1)) \end{cases} \quad (1.8)$$

Поділимо перше рівняння отриманої системи на друге рівняння, та перетворимо отриманий результат:

$$\frac{|\overline{as5}|^2 - |\overline{as1}|^2}{|\overline{as3}|^2 - |\overline{as1}|^2} = \frac{\cos(5\Delta\varphi_1) - \cos(\Delta\varphi_1)}{\cos(3\Delta\varphi_1) - \cos(\Delta\varphi_1)} = \frac{-2\sin\left(\frac{5+1}{2}\Delta\varphi_1\right)\sin\left(\frac{5-1}{2}\Delta\varphi_1\right)}{-2\sin\left(\frac{3+1}{2}\Delta\varphi_1\right)\sin\left(\frac{3-1}{2}\Delta\varphi_1\right)} = \frac{\sin(3\Delta\varphi_1)\sin(2\Delta\varphi_1)}{\sin(2\Delta\varphi_1)\sin(\Delta\varphi_1)} \quad (1.9)$$

Остаточно отримаємо:

$$\frac{|\overline{as5}|^2 - |\overline{as1}|^2}{|\overline{as3}|^2 - |\overline{as1}|^2} = \frac{\sin(3\Delta\varphi_1)\sin(2\Delta\varphi_1)}{\sin(2\Delta\varphi_1)\sin(\Delta\varphi_1)} = \frac{3\sin(\Delta\varphi_1) - 4\sin^3(\Delta\varphi_1)}{\sin(\Delta\varphi_1)} = 3 - 4\sin^2(\Delta\varphi_1) \quad (1.10)$$

або

$$\frac{|\overline{as5}|^2 - |\overline{as1}|^2}{|\overline{as3}|^2 - |\overline{as1}|^2} = 3 - 4\sin^2(\Delta\varphi_1) \quad (1.11)$$

В отриманому рівнянні відоме значення зліва від рівняння, оскільки кожне дробове значення є результатом вимірювання амплітудні значення загального сигналу відбиття. Знайдене рівняння є трикутним рівнянням, яке можна вирішити, спростивши його до квадратного рівняння, після чого ми знаходимо значення фазового зсуву між векторами електричного сигналу, відбитого від об'єкта. $-\Delta\varphi_1$.

Отже

$$\sin(\Delta\varphi_1) = \pm \sqrt{\frac{1}{4} \left[3 - \frac{|as5|^2 - |as1|}{|as3|^2 - |as1|^2} \right]}, \text{ звідси } \Delta\varphi_1 = \arcsin \left(\pm \sqrt{\frac{1}{4} \left[3 - \frac{|as5|^2 - |as1|}{|as3|^2 - |as1|^2} \right]} \right). \quad (1.12)$$

Значення $\Delta\varphi_1$, яке попадає в діапазон від 0 до 2π , є розв'язком рівняння.

Наведені математичні перетворення показують як можна знайти фазовий зсув між двома відбитими від об'єктів виміру гармонійними сигналами. Але для пошук відстаней потрібно знати фазові зсуви кожного сигналу.

Для пошук фазових зсувів кожного векторного відрізка достатньо знайти величини кутів між вектором загального електричного сигналу та кожним сигналом. Позначимо кут між векторами $\overline{as1}$ та $\overline{a1}$ як $\varphi_{\Sigma 1} - \varphi_1$, а кут між векторами $\overline{as1}$ та $\overline{a2}$ як $\varphi_{\Sigma 1} + \varphi_2$. Якщо розглянути трикутник на векторних відрізках $\overline{a2}, \overline{a1}, \overline{as1}$, то згідно теореми синусів можна записати:

$$\frac{|\overline{as1}|}{\sin(180^\circ - \Delta\varphi_1)} = \frac{|\overline{a2}|}{\sin(\varphi_{\Sigma 1} - \varphi_1)}. \quad (1.13)$$

З цього рівняння можна виразити як φ_1 :

$$\varphi_1 = \varphi_{\Sigma 1} - \arcsin\left(-\frac{|a2|}{|as1|} \sin(\Delta\varphi_1)\right) \quad (1.14)$$

Тоді

$$\varphi_2 = \varphi_1 + \Delta\varphi_1 \quad (1.15)$$

Але як видно з формули, для визначення фазових значень електричних сигналів потрібно знати амплітудні значення кожного відбитого сигналу. Також амплітудні значення електричних сигналів що відбиті потрібні для визначення характеристик об'єктів вимірювання. Для визначення амплітудних значень електричних сигналів проведемо наступні перетворення. Візьмемо в системі рівнянь (1.5) будь-яке рівняння та виразимо добуток невідомих членів. Наприклад з першого рівняння:

$$2|a1||a2| = \frac{|as5|^2 - |as1|^2}{(\cos(5\Delta\varphi_1) - \cos(\Delta\varphi_1))} \quad (1.16)$$

Підставимо його у будь-які два рівняння системи (4):

$$\begin{cases} |as1|^2 = |a1|^2 + |a2|^2 + \frac{|as5|^2 - |as1|^2}{(\cos(5\Delta\varphi_1) - \cos(\Delta\varphi_1))} \cos(\Delta\varphi_1) \\ |as3|^2 = |a1|^2 + |a2|^2 + \frac{|as5|^2 - |as1|^2}{(\cos(5\Delta\varphi_1) - \cos(\Delta\varphi_1))} \cos(3\Delta\varphi_1) \end{cases} \quad (1.17)$$

В результаті ми отримали систему двох рівнянь з двома невідомими $|a1|^2$ та $|a2|^2$. Рішення системи (1.17) відносно невідомих членів та пошук їх квадратних коренів, дасть нам амплітудні значення електричних сигналів що відбиті від об'єктів. Підставляючи їх у формули (1.15) та (1.16) ми знайдемо фазові зсуви кожного сигналу.

Недоліком наведеного методу є неможливість виміру дальностей до трьох і більше об'єктів.

Зведемо параметри розглянутих вище методів виміру у табл. 1.1. З таблиці видно, що для при використанні протяжних низькочастотних провідниковій ліній, жодний із методів не дозволяє забезпечити одночасно високу точність визначення дальностей до пошкоджень і при цьому забезпечити можливість визначення кількості та характеру кожної пошкодження .

З проведеного раніше дослідження відомих методів визначення дальностей до пошкоджень видно, що на даний час залишається актуальною проблема підвищення точності визначення дальностей до кількох пошкоджень у низькочастотних провідних лініях передачі.

Таблиця 1.1 - Порівняльна таблиця методів виміру дальностей до пошкоджень

Назва методу	Переваги	Недоліки
Вимірювання опору жил	1. простота технічної реалізації 2. використання постійного	1 . неможливість визначення характеру пошкодження ; 2. відсутність розрізнувальної
Метод імпульсної рефлектометри	1. можливість визначення будь-якої кількості пошкоджень;	1 . роздільна здатність залежить від тривалості імпульсу; 2. із зменшенням тривалості
Метод виміру зсуву фаз	1 . висока точність визначення зсуву фаз; 2. використання низькочастотних сигналів	1 . неможливо розрізнити кількість пошкоджень; 2. неможливо розрізнити характер пошкоджень

У загальному вигляді, класифікацію представлених вище методів виміру дальностей до пошкоджень показано на рис. 1.8.



Рисунок 1.8 - Класифікація методів виміру дальностей до пошкоджень

Слід відзначити, що до того часу поки вихідні пристрої для реєстрації відображення інформації мали вузький динамічний діапазон, інструментальна похибка та роздільна здатність приладів маскували методичні похибки, викликані використанням квазігармонічних моделей.

Із появою високоточних приладів і широким діапазоном значень шкали почали проявлятися деякі парадокси, коли збільшення розрізнявальної здатності приладу не завжди веде до збільшення точності вимірювання.

Розглянувши основні принципові питання методів рефлектометрії можна зробити висновок, що початковим обмеженням підвищення точності вимірювань та розрізнявальної здатності являються індикаторні пристрої (інерційність фазометра, електронно-променевого індикатора і т. і.). По-друге, основа всіх методів рефлектометрії, при проведенні вимірювань є визначення часу затримки зондувального електричного сигналу при його проходженні до об'єкту і назад після відбиття, де і закладена методична похибка процесу виміру відстані.

Звернімо увагу на велику кількість припущень (ідеалізацію процесів), які

застосовуються при виконанні тих чи інших математичних моделей вимірювання.

В техніці вимірювань вже досить давно склалися два напрямки вимірювань, які є визначальними для радіотехніки – виміру частоти f , та виміру кута фазового зсуву (КФЗ) – значення фази φ .

Коли мова йде про реальні сигнали [22] (модульовані, обмежені у часі), які ми називаємо також радіосигналами, і які переносять інформацію, на відміну від ідеальних (необмежених у часі), класичні моделі електричних сигналів вже не працюють. В той же час простота роботи із гармонічними сигналами викликали появу квазігармонічних моделей, які досить добре апроксимують реальні процеси і дають гарну подібність результатів вимірювань.

Яскравим прикладом таких проявів неадекватності моделей є виміру фазових зсувів більших 2π (кумулятивної, мультиплікативної, повної і т.д.), коли всі знають, що так є, але в той же час класична фазометрія визначає $\varphi \in (0^\circ - 360^\circ, \pm\pi)$, в якій відсутні значення $>360^\circ$ (380° , 500° і т.п.).

В той же час, для багатьох практичних вимірювань в радіолокаційних системах проблема виміру значення фази більше 2π є реальним завданням і вона має досить різних варіантів реалізації вимірювань.

Ще більше непорозумінь виникає і виникне при вимірюванні фазочастотних параметрів радіосигналів, модульованих, як вузькосмугових так і широкосмугових, де, незважаючи на високі технічні характеристики приладдів, не завжди вдається досягти тих самих похибок, що і на сигналах із аналогічними параметрами, але без модуляції і т.п.

Найбільш наглядно суть процесів розглядає теорія спектрального дослідження і перетворення Фур'є.

Відомо, що лінійчатий спектр існує лише для сигналів, які:

1. Мають періодичність;
2. Необмежені на осі часу.

Що стосується першого пункту, то реальні сигнали у першому наближенні є періодичними, що ж до другого пункту, то він відноситься лише до моделі ідеальних електричних сигналів (нескінченних на часовій вісі $t \in (-\infty \div +\infty)$). Всі

реальні (навіть досить періодичні) сигнали обмежені $t \in (t_{\text{вим}} \div t_{\text{вим}})$, тому що не існує джерела з $P_{\text{ген}} \rightarrow \infty$.

Але на практиці час квазістаціонарності параметрів радіосигналів, як правило, значно більший часового проміжку періодичності, тому модель вважають вірною і про другий пункт забувають, тим більше, вважаючи на те, що на практиці вимірювань параметрів реальних електричних сигналів результати дають гарну схожимість. Помилки тут немає, але є змішування поняття «частота», яке для радіотехніки має дві реалії для монотонного гармонічного сигналу:

-миттєва частота радіосигналу:

$$\omega(t) = \frac{d\Psi(t)}{dt} = \omega_o + \frac{d\varphi(t)}{dt}, \quad (1.18)$$

і частота його спектральної складової ω_k :

$$S(t) = \sum_{k=0}^n A_k \cos(k\omega_k + \varphi_k), \quad (1.19)$$

які лише у разі ідеальних електричних сигналів рівні і еквівалентні $\omega_o = \omega_k$. В інших випадках вони не співпадають, в тому числі для великого класу радіосигналів, до яких входять вузькосмугові.

Таким чином, для фазочастотних вимірювань недопустиме механічне перенесення моделей та методів класичної фазометрії і частотометрії, тому Відомі методи рефлектометрії не здатні забезпечити необхідні характеристики рефлектометра - потрібно шукати інші моделі та напрямки при вимірюванні параметрів радіосигналів.

З проведеного у попередньому пункті дослідження методів виміру місця розташування пошкоджень кабельних ліній зв'язку, їх математичних моделей, допущень та шляхів виходу з парадоксальних ситуацій слідує висновок, що для підвищення точності вимірювань в радіолокації потрібно вживати нові методи,

які дають змогу суттєво покращити і доповнити всі існуючі, а при введенні поняття повного фазового зсуву максимально зменшити методичні похибки вимірювань.

В даний час найкращі показники в вимірюванні відстані має багатоскальний метод виміру значення фази вимірювального електричного сигналу шляхом послідовного наближення, розглянутий в [31]. Однак цей метод передбачає виміру відстані до одного об'єкту і не дає змогу визначити кількість об'єктів, тобто покращити роздільну здатність рефлектометрів. Але з введенням суттєвих доповнень доцільно прийняти його за основу при розробці нової методики виміру відстані.

Наступним кроком на шляху підвищення точності, розрізнявальної та розпізнавальної здатності рефлектометрів являється вибір форми зондувального електричного сигналу від якого залежить характер та якість інформації, що отримуємо при вимірюваннях.

В попередньому пункті цього розділу були розглянуті принципові питання проведення вимірювань, що використовуються в відомих методах рефлектометрії. Провівши аналіз сучасних методів виміру проаналізуємо усі позитивні та негативні властивості вимірювальних електричних сигналів з огляду на використання їх для виміру і, які б дозволили знизити динамічну похибку та зменшити час вимірювання.

Часові методи виміру ґрунтуються на використанні двох основних сигналів: ЛЧМ-електричного сигналу в континуальних вимірюваннях та ДМЧ в дискретних вимірюваннях [33 - 37]. Перевагою цих електричних сигналів є те, що спектральна характеристика цих електричних сигналів за формою близька до прямокутної. Це дозволяє автоматизувати виміру, зменшити кількість обчислень за рахунок того, що вхідний електричний сигнал постійного рівня.

Таким чином, зондувальний електричний сигнал повинен мати прямокутну спектральну характеристику, причому смуга частот вимірювального електричного сигналу повинна бути розташована в діапазоні частот виміру від $F_{\text{вим.н}}$ до $F_{\text{вим.к}}$.

Розглядаючи спектральні методи виміру, можна виділити переваги

вимірювальних сигналів, що застосовують в цих методах.

Спектральні методи виміру використовують вузькосмугові та широкосмугові сигнали [28 - 27]. Основними з таких електричних сигналів є меандровий сигнал, меандровий електричний сигнал з фазовою маніпуляцією, квазі- δ -імпульс, шумоподібні сигнали, двочастотні сигнали та інші. Позитивною властивістю цих електричних сигналів є те, що усі вони багаточастотні. Під час виміру на вхід приймача подається багаточастотний вимірювальний сигнал, смуга частот якого перекриває діапазон вимірювань. За рахунок цього зводяться до мінімуму динамічні похибки визначення миттєвого значення частоти вимірювального сигналу. Отже, вимірювальний електричний сигнал повинен бути багаточастотним сигналом, тобто сигналом, який в кожен момент часу складається більш, ніж з однієї гармоніки. Чим більша кількість гармонік присутня у складі електричного сигналу у визначеному діапазоні частот, тим більшу точність по частоті дозволяє отримати такий вимірювальний сигнал, звичайно при збільшенні часу вимірювань.

Висновки до розділу 1

1. Проведений аналіз класичних методів визначення дальностей до кількох пошкоджень у лініях передачі. Встановлено, що існуючі методи виміру можна розділити на: статичні та динамічні вимірювання. Розглянуті їх основні недоліки та переваги:

-використання неперервних у часі електричних сигналів (постійного струму або гармонійного сигналу) не дозволяє розрізнити кількість пошкоджень та їх параметри (зміна повздовжнього опору, зміна хвильового опору та інші);

. для забезпечення збільшення роздільної здатності потрібно використання високочастотних імпульсних сигналів;

-збільшення впливу таких факторів як затухання електричних сигналів та дисперсія суттєво обмежують можливість збільшення частоти зондуючих

імпульсів для імпульсного методу.

2. Встановлене наступне протиріччя: для точного визначення дальностей до пошкоджень потрібно проводити виміру, використовуючи неперервний електричний сигнал(такій вимозі задовольняє фазовий метод); з іншого боку - визначення кількості та параметрів кожної пошкодження вимагає використання імпульсних сигналів, тобто необхідне використання імпульсного методу вимірювання.

3. Проведений аналіз показав, що Відомі методи не мають можливість дозволити вирішити задачу визначення координат декількох пошкоджень із високою точністю у низькочастотних провідних лініях передачі.

4. Для вирішення задачі підвищення точності виміру дальностей до пошкоджень у низькочастотних провідних лініях передачі пропонується провести розробку фазочастотний метод виміру дальностей до пошкоджень кабельних ліній зв'язку, який використовує вузько смугові сигнали з прямокутною обвідною амплітудно-частотного спектра.

РОЗДІЛ 2

РОЗРОБКА ФАЗОЧАСТОТНОГО МЕТОДУ ВИМІРУ ВІДСТАНІ

Проведені в попередньому розділі дослідження методів виміру дальностей показали переваги та недоліки даних методів. Було встановлено, що найбільш поширеними є часові методи, які мають просту технічну реалізацію та наглядність зчитування інформації. Проте ці методи мають низьку роздільну здатність. Роздільна здатність часових методів обмежується тривалістю зондуєчи імпульсів, що може становити близько 50нс. Така тривалість імпульсу відповідає роздільній здатності до 15м. Проте, задачі пошук пошкоджень кабельних ліній зв'язку потребують розрізнення дальностей відстані не менше 15м. Це можливо лише шляхом розробки принципово нових методів виміру дальностей на основі фазових методів та понять фазочастотної теорії виміру та перетворень радіосигналів.

2.1 Розробка та дослідження ітераційно-фазової математичної моделі виміру відстаней

Питанням фазової дальнометрії присвячено досить багато робіт. Останніми розробками є багатошкальний метод виміру, який дозволяє зменшити похибку виміру, шляхом проведення вимірювань із застосуванням вищих частот та усунення фазової неоднозначності. Проте цей метод дозволяє вимірювати дальність лише до одного об'єкту

У новітніх науково - технічних роботах був розроблений фазовий метод виміру дальностей до двох об'єктів, розглянутий вище. Даний метод розрахунку параметрів двох сигналів, що відбиті від об'єктів виміру і розташованих на одному напрямку, дозволяє знаходити відстані тільки до двох об'єктів аналітично, ґрунтуючись на вимірюванні амплітудних значень і фазових значень гармонійних електричних сигналів що відбиті на трьох

частотах.

Проте усі ці методи мають свої недоліки. Так багатошкальний і аналітичний методи мають можливість дозволити вимірювати відстані до одного та до двох об'єктів відповідно.

Так було доведено що у разі присутності декількох об'єктів виміру, сигнали що відбиті від кожного об'єкту складаються, причому, якщо кожний відбитий електричний сигнал представити у векторному вигляді, то загальний електричний сигнал є векторною сумою усіх сигналів.

Для розробки методу виміру дальностей фазовим методом розглянемо процес утворення загального відбитого сигналу. Припустимо, що є відрізок довжиною L рис. 2.1.

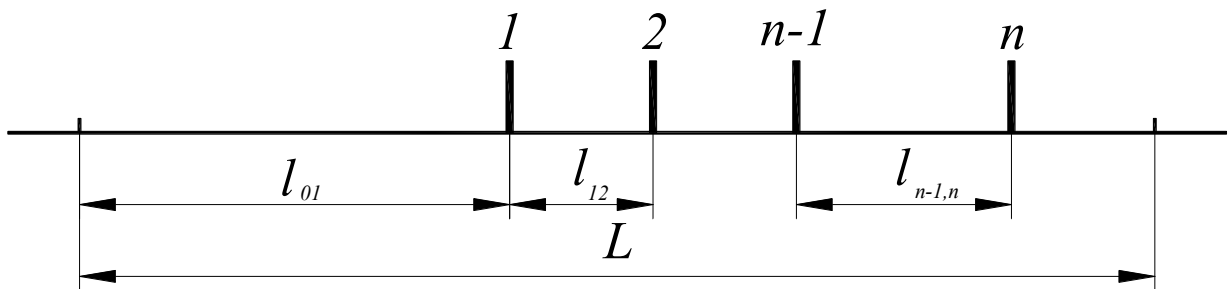


Рисунок - 2.1 Розташування об'єктів виміру на відрізку довжиною L

На цьому відрізку знаходяться об'єкти виміру, кількість об'єктів в загальному разі може бути n . Відстані від початку відрізка до першого об'єкта та між сусідніми об'єктами довільні. Для зручності позначимо їх як: $l_{0,1}$ - дальність від початку відрізка до першого об'єкту, $l_{1,2}$ - дальність між першим та другим об'єктами, $l_{n-1,n}$ - дальність між $n-1$ -м та n -м об'єктами. До початку відрізка можна підключити джерело гармонійних сигналів, фізична природа яких така що поширюється в середовищі що утворюють відрізок який розглядається. Якщо з початку середовища поширення генерувати гармонійний електричний сигнал з довжиною хвилі рівній довжині відрізка L , то в цьому середовищі буде розповсюджуватись хвиля що біжить. Така хвиля буде досягати кожен об'єкт через різний час, причому об'єктів, що знаходяться

ближче до початку відрізка, хвиля досягне раніше, ніж до об'єктів, що знаходяться далі. Кожен об'єкт, будемо вважати, не відбиває хвилю повністю, а частково відбиває і частково пропускає далі, причому так він поводить себе в обидва боки (кожен об'єкт - взаємний пристрій). Також, кожен об'єкт є лінійним пристроєм, тоді усю розглянуту систему можна вважати лінійною і до неї застосовувати принцип суперпозицій. Таким чином, спочатку розглянемо проходження електричних сигналів від джерела до кожного об'єкту і назад.

Проходження електричного сигналу до одного об'єкту і назад, подібне до проходження електричних сигналів в довгій лінії. Електричний сигнал починає поступово розповсюджуватись від початку відрізка, хвиля "біжить" до першого об'єкту. Хвиля частково відбивається від цього об'єкту і частково проходить далі, при цьому частина електричного сигналу поглинається об'єктом. Електричний сигнал який відбився від першого об'єкта "біжить" назад до джерела сигналів. Між хвилею що падає і відбивається, в результаті проходження до об'єкта і назад, утворюється фазовий зсув якій пропорційний подвійній відстані від початку відрізка до об'єкту і назад. Частина електричного сигналу яка не відбилась, а пройшла далі, розповсюджується далі до наступного об'єкту. Від наступного об'єкту сигнал, так само частково відбивається, на ньому він частково поглинається, а також проходить далі. Відбитий електричний сигнал розповсюджується назад до початку відрізка, при цьому на першому об'єкті він знову ж таки проходить, поглинається та відбивається. Але рівні електричних сигналів що відбиваються потребують додаткових досліджень та обрахунків. Сигнал, що пройшов через перший об'єкт у напрямку початку середовища поширення, складається із сигналом відбитим від першого об'єкту. Якщо розглядати сигнали що відбиті від об'єктів у векторному вигляді, то результатом складання електричних сигналів є їх векторна сума. Сигнал, що відбився від третього об'єкту і вернувся на початок відрізка, вносить свою частку у загальну векторну суму, і так далі, поки свій внесок не зроблять усі відбиття від усіх об'єктів. Таким чином електричний сигнал що вертається на вхід приймача є результатом спільної дії усіх

електричних сигналів що відбиті від усіх об'єктів.

Так зондувальним є гармонійний неперервний електричний сигнал виду:

$$u_3 = U_0 = \cos(\omega t) . \quad (2.1)$$

При відбитті зондувального електричного сигналу від кожного об'єкта отримуємо наступні що відбиті сигнали:

$$\begin{aligned} u_1(t) &= U_1 \cos(\omega t + \varphi_1) \\ u_2(t) &= U_2 \cos(\omega t + \varphi_2) \\ \dots & \\ u_n(t) &= U_n \cos(\omega t + \varphi_n), \end{aligned} \quad (2.2)$$

де U_1, \dots, U_n - амплітудні значення сигналів що відбиті; $\varphi_1, \dots, \varphi_n$ - фазові зсуви між відбитим і зондувальним сигналами.

Однак на приймальний кінець ці сигнали не приходять окремо, оскільки через те, що вони поширюється в одному середовищі, відбувається їх накладання. Результуючий електричний сигнал набуває вигляду:

$$\begin{aligned} u(t) &= u_1(t) + u_2(t) + \dots + u_n(t) = \\ &= U_1 \cos(\omega t + \varphi_1) + U_2 \cos(\omega t + \varphi_2) + \dots + U_n \cos(\omega t + \varphi_n) . \end{aligned} \quad (2.3)$$

В результаті детектування ортогональної складової прийнятого електричного сигналу дане рівняння можливо представити наступною системою рівнянь:

$$\begin{cases} U_\Sigma \sin \varphi_\Sigma = U_1 \sin \varphi_1 + U_2 \sin \varphi_2 + \dots + U_n \sin \varphi_n \\ U_\Sigma \cos \varphi_\Sigma = U_1 \cos \varphi_1 + U_2 \cos \varphi_2 + \dots + U_n \cos \varphi_n \end{cases} , \quad (2.4)$$

де U_Σ - амплітудне значення загального відбитого сигналу;

φ_{Σ} - фазовий зсув між сумарним відбитим сигналом і зондуємим.

Таким чином, в даному разі загальний відбитий електричний сигнал залежить і від амплітудних значень сигналів що відбиті, і від їх фазових зсувів відносно зондувального сигналу. При цьому одне рівняння містить $2n$ невідомих (n - кількість об'єктів). Зондування потрібно проводити в декількох точках частотного діапазону. Потрібною умовою однозначного рішення є не перебільшення довжини хвилі зондувального електричного сигналу в першій точці максимальної вимірюваної відстані. В такому разі можна отримати наступну систему рівнянь:

$$\begin{cases} U_{\Sigma 1} \sin \varphi_{\Sigma 1} = U_1 \sin \varphi_1 + U_2 \sin \varphi_2 + \dots + U_n \sin \varphi_n \\ U_{\Sigma 2} \sin \varphi_{\Sigma 2} = U_1 \sin 2\varphi_1 + U_2 \sin 2\varphi_2 + \dots + U_n \sin 2\varphi_n \\ \dots \\ U_{\Sigma n} \sin \varphi_{\Sigma n} = U_1 \sin n\varphi_1 + U_2 \sin n\varphi_2 + \dots + U_n \sin n\varphi_n \\ U_{\Sigma 1} \cos \varphi_{\Sigma 1} = U_1 \cos \varphi_1 + U_2 \cos \varphi_2 + \dots + U_n \cos \varphi_n \\ U_{\Sigma 2} \cos \varphi_{\Sigma 2} = U_1 \cos 2\varphi_1 + U_2 \cos 2\varphi_2 + \dots + U_n \cos 2\varphi_n \\ \dots \\ U_{\Sigma n} \cos \varphi_{\Sigma n} = U_1 \cos n\varphi_1 + U_2 \cos n\varphi_2 + \dots + U_n \cos n\varphi_n \end{cases} \quad (2.5)$$

Для однозначного рішення будь-якої системи рівнянь потрібно щоб кількість рівнянь дорівнювала кількості невідомих, у нашому разі потрібно щоб рівнянь було хоча б $2n$. Як видно з наведеної системи рівнянь для її отримання потрібно знайти значення амплітудних значень сумарних електричних сигналів що відбиті та їх фаз. Наведена система рівнянь (2.5) записана для разі лінійно-дискретного наростання частоти, тобто зондування низькочастотної провідниковій лінії зв'язку проводиться на кратних частотах (наприклад, 2ω , 3ω , $4\omega, \dots$). Але систему рівнянь (2.5) у загальному разі можна записувати і для некрatного набору частот. В такому разі різниця буде лише у способі рішення такої системи.

Взагалі, ця система є системою нелінійних рівнянь з $2n$ невідомими. Для

систем нелінійних рівнянь немає відомих прямих методів розв'язання. Як окремий випадок можна розглядати системи з двох нелінійних рівнянь. Такі системи іноді можна розв'язати безпосередньо, якщо виразити одне невідоме через інше, тоді задача зводиться до рішення одного нелінійного рівняння. Але наведена система рівнянь не може мати два невідомих, тому що у разі двох об'єктів невідомих 4, трьох невідомих – 6, і т.д. Тому в більшості випадків для рішення систем нелінійних рівнянь використовуються чисельні ітераційні методи. Метод ітерацій полягає в послідовному наближенні до рішення шляхом перебору можливих значень за відповідним правилом. Ступінь наближення до шуканих значень визначається за допомогою оцінки. Дана оцінка задає умови, за яких ітераційний процес є таким, що збігається. Визначення однозначної оцінки для нелінійних систем є досить складним і обмежує розв'язання. Простіше реалізуються ітераційні методи для рішення систем лінійних рівнянь. Такий метод можна реалізувати для рішення системи нелінійних рівнянь за допомогою способу Ньютонів. Для цього спочатку проводиться лінеаризація нелінійних функцій шляхом розкладення їх в ряд Тейлора, потім отримана система розв'язується методом послідовних наближень.

Для того щоб скласти систему рівнянь потрібно виміряти амплітудні значення та значення фази сумарних електричних сигналів що відбиті на декількох частотах, причому кількість частот визначається із припущення про кількість об'єктів, місце пошук та характеристики яких потрібно дослідити. У разі двох об'єктів потрібно вимірювати характеристики сумарних електричних сигналів на трьох частотах та апроксимувати отриману характеристику на нульову частоту. У разі трьох об'єктів потрібно вимірювати характеристики сумарних електричних сигналів на п'ятьох частотах та апроксимувати отриману характеристику на нульову частоту. При збільшенні кількості об'єктів відповідно кількість частот, на яких потрібно проводити виміру, зростатиме.

Розглянемо випадок, коли на провідниковій лінії поширення знаходиться три об'єкти.

На початок відрізка подаємо гармонійний електричний сигнал частотою

f , то, внаслідок присутності трьох об'єктів на цьому відрізку, на початок відрізка повертається три сигнали, що є відбиттями від першого, другого та третього об'єктів відповідно. Причому, початкові значення фази та амплітудні значення їх є різними і пропорційні відстаням та величинам цих об'єктів. Внаслідок лінійності системи в якій поширюється гармонійні сигнали, що відбиті від об'єктів сигнали складаються з урахуванням значення фази.

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{\Sigma 1} \sin \varphi_{\Sigma 1} = U_1 \sin \varphi_1 + U_2 \sin \varphi_2 + U_3 \sin \varphi_3; \\ U_{\Sigma 2} \sin \varphi_{\Sigma 2} = U_1 \sin 2\varphi_1 + U_2 \sin 2\varphi_2 + U_3 \sin 2\varphi_3; \\ \dots \\ U_{\Sigma n} \sin \varphi_{\Sigma n} = U_1 \sin n\varphi_1 + U_2 \sin n\varphi_2 + U_3 \sin n\varphi_3 \\ U_{\Sigma 1} \cos \varphi_{\Sigma 1} = U_1 \cos \varphi_1 + U_2 \cos \varphi_2 + U_3 \cos \varphi_3; \\ U_{\Sigma 2} \cos \varphi_{\Sigma 2} = U_1 \cos 2\varphi_1 + U_2 \cos 2\varphi_2 + U_3 \cos 2\varphi_3; \\ \dots \\ U_{\Sigma n} \cos \varphi_{\Sigma n} = U_1 \cos n\varphi_1 + U_2 \cos n\varphi_2 + U_3 \cos n\varphi_3. \end{array} \right. , \quad (2.6)$$

Значення фази електричних сигналів що відбиті від кожного об'єкту залежать від подвійної відстані до самого об'єкту. При збільшенні частоти в n - разів, фазовий зсув кожного електричного сигналу збільшується також в n - разів. Амплітудне значення кожного відбитого електричного сигналу при збільшенні частоти не змінюється. Останнє припущення справедливе лише в певному частотному діапазоні. За вказаних обставин, загальний електричний сигнал так само знаходиться як векторний додаток кожного відбитого електричного сигналу на кожній частоті окремо. Розглядаючи векторні додатки для різних пар векторних відрізків на кожній частоті, можна помітити наступні особливості. Амплітудне значення загального відбитого електричного сигналу у певному діапазоні частот, менша суми електричних сигналів що відбиті від об'єктів. Фазове значення загального відбитого електричного сигналу знаходиться в діапазоні між фазами кожного відбитого сигналу. Чим більше відношення фазових значень сигналів що відбиті, тим більш ближче векторний відрізок загального фазового зсуву підходить до вектора амплітудне значення

якого більша.

Розглянувши вираз (2.6) мажемо віднайти амплітуду та фазу загального відбитого сигналу:

$$U_{\Sigma} = \sqrt{(U_1 \sin \varphi_1 + U_2 \sin \varphi_2 + U_3 \sin \varphi_3)^2 + (U_1 \cos \varphi_1 + U_2 \cos \varphi_2 + U_3 \cos \varphi_3)^2}, \quad (2.7)$$

$$\varphi_{\Sigma} = \arctg \frac{U_1 \sin \varphi_1 + U_2 \sin \varphi_2 + U_3 \sin \varphi_3}{U_1 \cos \varphi_1 + U_2 \cos \varphi_2 + U_3 \cos \varphi_3}, \quad (2.8)$$

Розглянемо діаграми векторних відрізків сумарних електричних сигналів що відбиті для різних частот зондувального електричного сигналу у разі присутності на відрізку виміру трьох об'єктів, рис. 2.2.

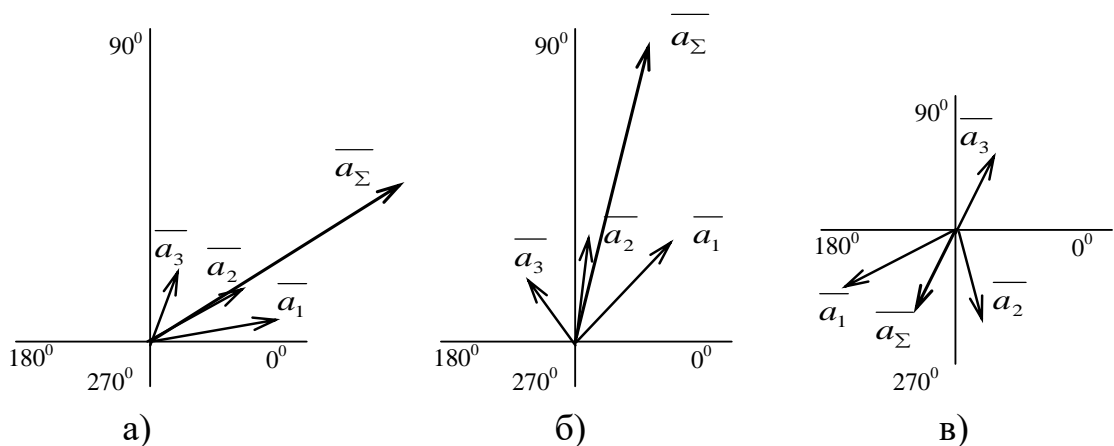


Рисунок - 2.2 Векторні діаграми сигналів відбитих від об'єктів

На частоті зондувального електричного сигналу f_1 векторний відрізок загального відбитого електричного сигналу має певне значення амплітудні значення та значення фази (рис. 2.2.а), на частоті зондувального електричного сигналу в два рази вищій - $2f_1$ амплітудне значення та фазове значення загального відбитого електричного сигналу змінюються (рис. 2.2.б). При подальшому збільшені частоти зондувального електричного сигналу настає момент коли загальний відбитий електричний сигнал буде знаходитись у

протифазі одному з сигналів що відбиті від об'єктів. Першим цей загальний електричний сигнал буде знаходитись у протифазі відбитому електричного сигналу від третього об'єкту (рис. 2.2.в). Розглянувши графік залежності амплітудні значення сум електричних сигналів що відбиті від частоти (рис. 2.3) видно, що це буде відповідати першому мінімуму.

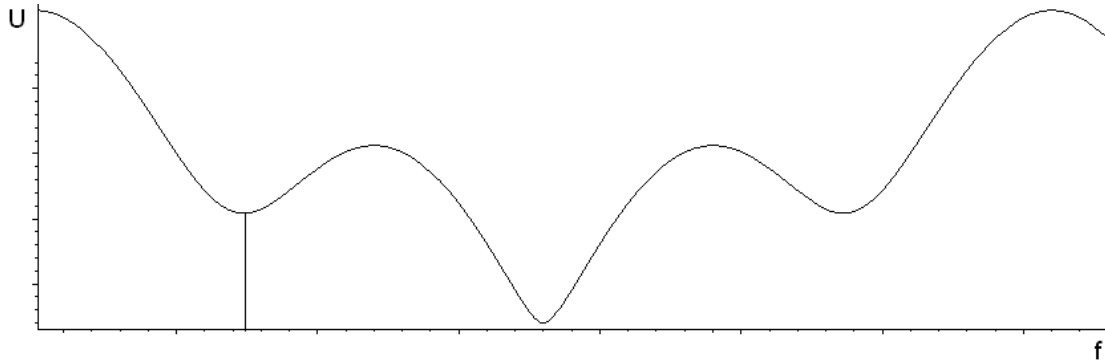


Рисунок - 2.3 Графік залежності амплітуди сум відбитих сигналів від частоти

Так як векторний відрізок третього електричного сигналу випереджає загальний векторний відрізок сигналів що відбиті, тому фазове значення вектора третього електричного сигналу буде на 180^0 більша за фазу вектора сумарних сигналів що відбиті:

$$\varphi_3 = \varphi_{\Sigma} + 180^{\circ}, \quad (2.9)$$

В подальшому, методом послідовного наближення можна знайти амплітуду вектора третього відбитого електричного сигналу з метою його компенсації. Математична модель процесу виміру за методом послідовного наближення має вигляд:

$$U_k = \frac{U_{\Sigma}}{2^N} \sum_{i=1}^N 2^{N-i} k_i, \quad (2.10)$$

де N – число розрядів регістру послідовного наближення;

U_{Σ} - максимальна вимірювана амплітудне значення загального електричного сигналу на частоті $f=0$;

k_i - значення на виході амплітудного компаратора на i – му кроці зрівноваження, приймає значення „0” або „1”.

Аналіз математичної моделі послідовного наближення (2.10), показує, що з кожним кроком виміру точність підвищується у два рази.

Алгоритм методу послідовного наближення для визначення амплітудні значення вектора третього відбитого електричного сигналу полягає у наступному:

1) Вибирається напрямок додаткового компенсуючого векторного відрізка з вимоги його протизначення фази векторного відрізка третього відбитого сигналу;

$$\varphi_k = \varphi_3 + 180^\circ, \quad (2.11)$$

2) Встановлюється амплітудне значення компенсуючого вектору, що дорівнює половині амплітудні значення загального векторного відрізка електричних сигналів що відбиті на частоті $f=0$;

$$U_k = U_{\Sigma} / 2 \quad (2.12)$$

3) Досліджується кривизна амплітудно-частотної характеристики загального відбитого електричного сигналу з урахуванням компенсуючого вектора.

Якщо на характеристиці спостерігаються перепади, то векторний відрізок третього відбитого електричного сигналу некомпенсований. При введенні компенсуючого векторного відрізка можливі наступні випадки:

- $\bar{U}_k = \bar{U}_3$ - повна компенсація векторного відрізка третього відбитого сигналу.
- $\bar{U}_k < \bar{U}_3$ - недокомпенсація векторного відрізка третього відбитого сигналу;
- $\bar{U}_k > \bar{U}_3$ - перекомпенсація векторного відрізка третього відбитого сигналу;

Більш детально розглянемо дані випадки для подальшого використання у методі послідовного наближення.

У першому разі, коли $\bar{U}_k = \bar{U}_3$, компенсуючий векторний відрізок буде дорівнювати величині за формулою (2.12). У такому разі амплітудне значення векторного відрізка третього відбитого електричного сигналу також буде дорівнювати цій же величині, тобто:

$$U_3 = U_k = U_\Sigma / 2 \quad (2.13)$$

У другому разі, коли $\bar{U}_k < \bar{U}_3$, амплітудне значення компенсуючого вектора менше амплітудні значення вектора третього відбитого електричного сигналу тому вирахувати амплітуду компенсуючого векторного відрізка можливо за формулою (2.14):

$$U_k = U_\Sigma / 2 + U_\Sigma / 4 \quad (2.14)$$

У разі, коли $\bar{U}_k > \bar{U}_3$, амплітудне значення компенсуючого вектора більше амплітудні значення вектора третього відбитого електричного сигналу також не виконується умова повної компенсації і амплітудне значення компенсуючого вектора розраховується за формулою (2.15):

$$U_k = U_\Sigma / 4 \quad (2.15)$$

Якщо ж на характеристиці і надалі спостерігаються перепади, то векторний відрізок третього відбитого електричного сигналу некомпенсований і подібні операції проводяться відповідно до виразу (2.10) до тих пір, поки на характеристиці практично не буде спостерігатись перегину.

Отже, в подальшому розглядаємо випадок повної компенсації. Застосування методу послідовного наближення вимагає виміру амплітудних значень сумарних електричних сигналів що відбиті починаючи з частоти $f = 0$. Однак провести виміру на цій частоті неможливо. Провівши апроксимацію за трьома точками отримуємо амплітуду загального електричного сигналу на нульовій частоті. Ця точка і буде відповідати однонаправленому розташуванню усіх векторних відрізків сигналів що відбиті.

У разі повної компенсації амплітудне значення загального електричного сигналу розраховується за формулою:

$$A_s = U_1 \sin \psi_1 + U_2 \sin \psi_2 + U_3 \sin \psi_3 + \dots + U_k \sin \psi_k \quad (2.16)$$

$$A_c = U_1 \cos \psi_1 + U_2 \cos \psi_2 + U_3 \cos \psi_3 + \dots + U_k \cos \psi_k \quad (2.17)$$

$$U_\Sigma = \sqrt{(A_s)^2 + (A_c)^2} \quad (2.18)$$

Проведемо дослідження впливу амплітудні значення компенсуючого вектора на зміну кривизни амплітудно-частотної характеристики загального відбитого електричного сигналу з метою встановлення частотного діапазону та меж порівняння амплітудних значень компенсуючого вектора і вектора електричного сигналу відбитого від третього об'єкту.

При введенні компенсуючого вектору, на нульовій частоті спостерігається незначне зменшення амплітудні значення загального сигналу.

При $\bar{U}_k < \bar{U}_3$ будемо спостерігати векторні залежності для частот 1,2

та n наведені на рис.2.4. На n -й частоті компенсуючий векторний відрізок знаходиться в одному напрямку з сумарним вектором і сумарним вектором із врахуванням компенсуючого вектора та протифазний векторного відрізка електричного сигналу відбитому від третього об'єкта. Отже, на цій частоті спостерігається критична точка.

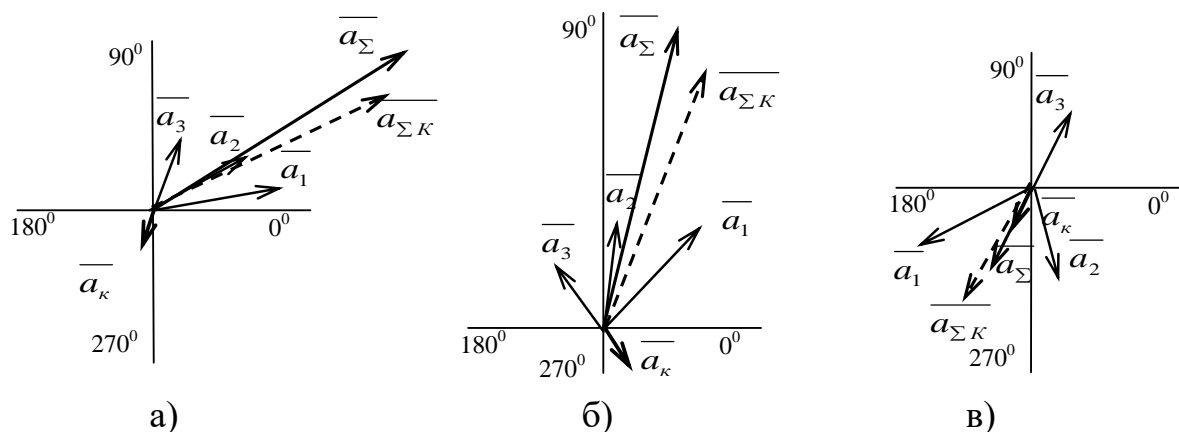


Рисунок - 2.4 Векторні діаграми сигналів відбитих від об'єктів з компенсуючим вектором $\bar{U}_k < \bar{U}_3$

З амплітудо-частотної характеристики загального відбитого електричного сигналу із врахуванням компенсуючого вектора рис.2.5, видно що в цій точці спостерігається зміна кривизни характеристики. Отже, кривизна в цій точці за модулем максимальна і має знак “-“.

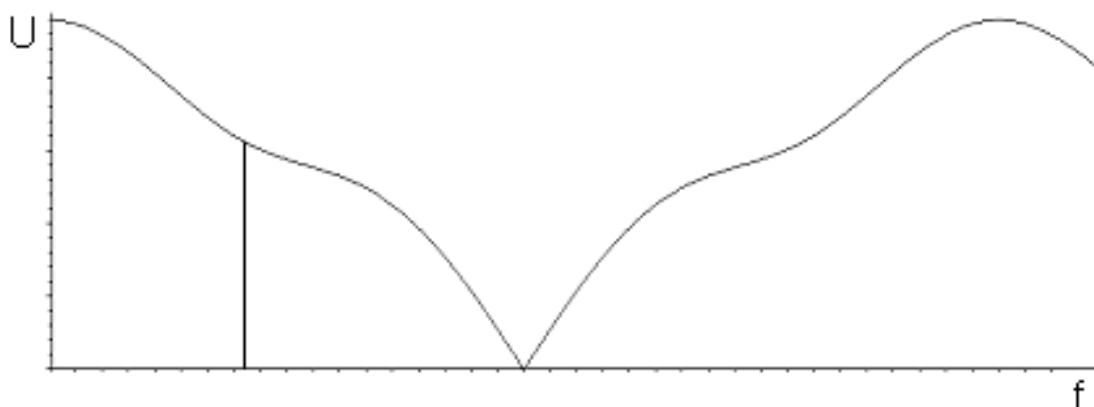


Рисунок - 2.5 Графік залежності амплітуди сум відбитих сигналів від частоти при $\bar{U}_k < \bar{U}_3$.

У разі, коли $\bar{U}_k > \bar{U}_3$ також, будемо спостерігати векторні залежності для частот 1,2 та n наведені на рис.2.6. На n-й частоті компенсуючий векторний відрізок знаходиться в одному напрямку з сумарним вектором і сумарним вектором із врахуванням компенсуючого вектора та протифазний векторного відрізка електричного сигналу відбитому від третього об'єкта. Отже, на цій частоті спостерігається критична точка.

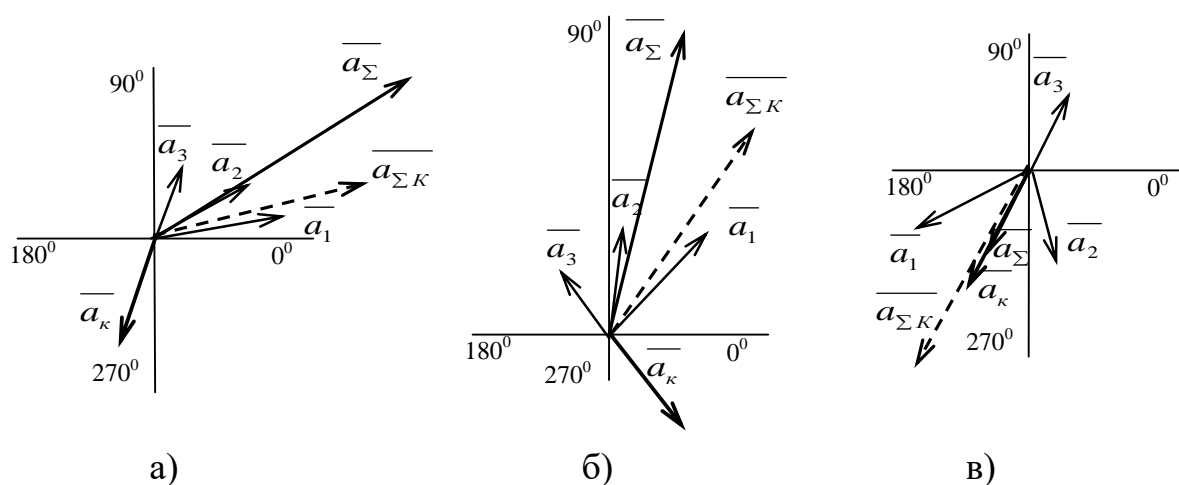


Рисунок - 2.6 Векторні діаграми сигналів відбитих від об'єктів з компенсуючим вектором $\bar{U}_k > \bar{U}_3$

З амплітудно-частотної характеристики загального відбитого електричного сигналу із врахуванням компенсуючого вектора рис.2.7, видно що в цій точці спостерігається зміна кривизни характеристики. Отже, кривизна в цій точці за модулем максимальна і має знак “+”.

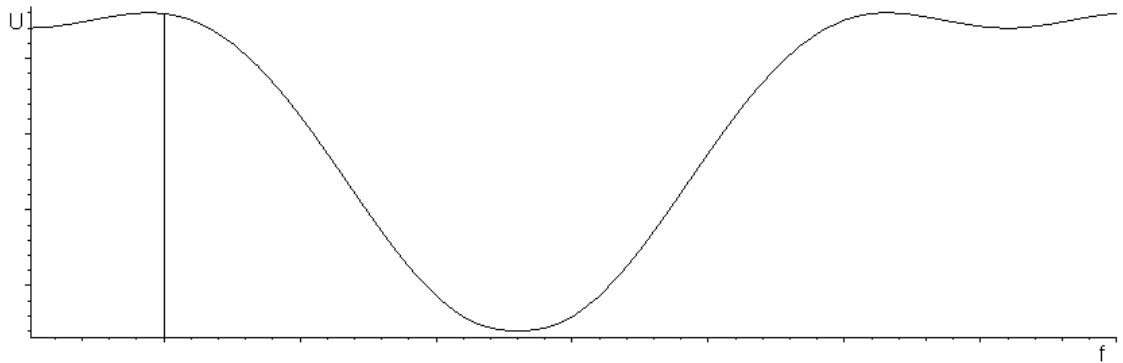


Рисунок - 2.7. Графік залежності амплітуди сум відбитих сигналів від частоти при $\bar{U}_k > \bar{U}_3$.

У разі, коли $\bar{U}_k = \bar{U}_3$ також будемо спостерігати векторні залежності для частот 1, 2 та n наведені на рис.2.8. На n-й частоті компенсуючий векторний відрізок знаходиться в одному напрямку з сумарним вектором і сумарним вектором із врахуванням компенсуючого вектора та протифазний векторного відрізка електричного сигналу відбитому від третього об'єкта. Але, внаслідок того, що $\bar{U}_k = \bar{U}_3$, критична точка спостерігається не буде.

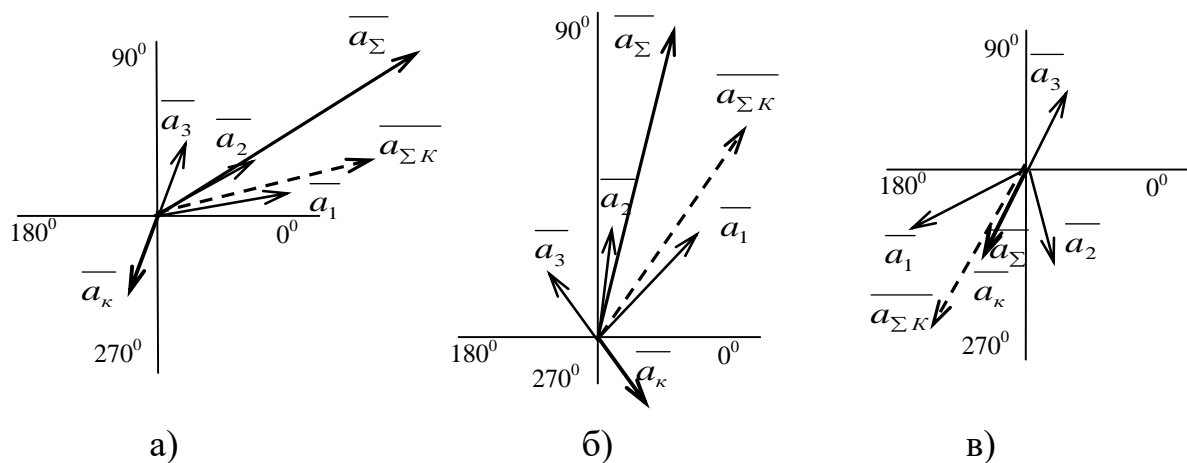


Рисунок - 2.8 Векторні діаграми сигналів відбитих від об'єктів з компенсуючим вектором $\bar{U}_k = \bar{U}_3$

З амплітудо-частотної характеристики загального відбитого електричного сигналу із врахуванням компенсуючого вектора рис.2.9, видно що в цій точці

спостерігається зміна кривизни характеристики. Але, максимуму чи мінімуму кривизни не буде спостерігатись.

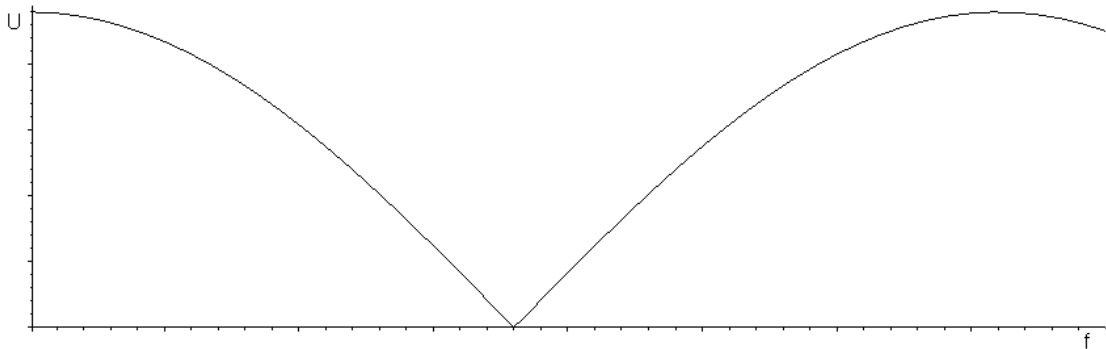


Рисунок - 2.9 Графік залежності амплітуди сум відбитих сигналів від частоти при $\bar{U}_k = \bar{U}_3$.

Таким чином, для визначення амплітудні значення векторного відрізка третього відбитого електричного сигналу при застосуванні методу послідовного наближення береться зміна кривизни характеристики амплітудні значення загального відбитого електричного сигналу із застосуванням компенсуючого вектору.

Так, знайшовши амплітуду та фазу третього відбитого електричного сигналу а також компенсувавши цю амплітуду подальше пошук амплітудних значень та фазових значень першого та другого електричних сигналів що відбиті зводиться до рішення задачі з двома об'єктами, що було розглянуто у. Найбільш перспективним є метод описаний у, який використовує результати трьох вимірювань загального електричного сигналу для розрахунку фазової різниці $\Delta\varphi$ між фазовими зсувами двох електричних сигналів що відбиті від двох об'єктів. У подальшому у було запропоновано для пошук фазових зсувів кожного з електричних сигналів та їх амплітудних значень розв'язати систему, та не було знайдено остаточного виразу. Знайдемо їх з системи:

$$\begin{cases} U_{\Sigma 1}^2 = U_1^2 + U_2^2 + 2U_1U_2 \cos \Delta\varphi \\ U_{\Sigma 3}^2 = U_1^2 + U_2^2 + 2U_1U_2 \cos 3\Delta\varphi \end{cases} \quad (2.19)$$

яка описує залежність між амплітудами сумарних електричних сигналів на частотах f_1 та $f_3 = 3f_1$. Знайдемо вирази, що описують $U_1U_2 = q$ та $U_1 + U_2 = -p$, які є коефіцієнтами квадратного рівняння відповідно до теореми Віста. Для цього перетворимо систему до вигляду:

$$\begin{cases} U_{\Sigma 1}^2 = (U_1 + U_2)^2 + 2U_1U_2(\cos \Delta\varphi - 1) \\ U_{\Sigma 3}^2 = (U_1 + U_2)^2 + 2U_1U_2(\cos 3\Delta\varphi - 1) \end{cases} \quad (2.20)$$

Знайшовши різницю другого і першого рівнянь, та виділивши U_1U_2 , отримаємо:

$$U_1U_2 = q = \frac{U_{\Sigma 3}^2 - U_{\Sigma 1}^2}{4 \sin \Delta\varphi \sin 2\Delta\varphi} \quad (2.21)$$

Підставивши вираз (2.21) у систему (2.20), та перетворивши перше рівняння, знайдемо $U_1 + U_2$. В результаті отримаємо:

$$U_1 + U_2 = -p = \sqrt{U_{\Sigma 1}^2 - \frac{U_{\Sigma 3}^2 - U_{\Sigma 1}^2}{2 \sin \Delta\varphi \sin 2\Delta\varphi} (\cos \Delta\varphi - 1)} \quad (2.22)$$

Обидва значення $U_1U_2 = q$ та $U_1 + U_2 = -p$ потрібно підставити у квадратне рівняння та знайти корені за формулою:

$$U = \frac{-p \pm \sqrt{p^2 - 4q}}{2}. \quad (2.23)$$

В результаті отримаємо:

$$U_1 = \frac{1}{4} \left(\sqrt{4U_{\Sigma 1}^2 - \frac{(U_{\Sigma 3}^2 - U_{\Sigma 1}^2)(\cos \Delta \varphi - 1)}{\sin \Delta \varphi \sin 2\Delta \varphi}} + \sqrt{4U_{\Sigma 1}^2 - \frac{(U_{\Sigma 3}^2 - U_{\Sigma 1}^2)(\cos \Delta \varphi - 5)}{\sin \Delta \varphi \sin 2\Delta \varphi}} \right); \quad (2.24)$$

$$U_2 = \frac{1}{4} \left(\sqrt{4U_{\Sigma 1}^2 - \frac{(U_{\Sigma 3}^2 - U_{\Sigma 1}^2)(\cos \Delta \varphi - 1)}{\sin \Delta \varphi \sin 2\Delta \varphi}} - \sqrt{4U_{\Sigma 1}^2 - \frac{(U_{\Sigma 3}^2 - U_{\Sigma 1}^2)(\cos \Delta \varphi - 5)}{\sin \Delta \varphi \sin 2\Delta \varphi}} \right). \quad (2.25)$$

Для пошуку фазових зсувів φ_1 та φ_2 , потрібно підставити значення U_2 у вираз:

$$\varphi_1 = \varphi_{\Sigma} - \arcsin \left(-\frac{U_2}{U_{\Sigma}} \sqrt{\frac{1}{4} \left(3 - \frac{U_{\Sigma 5}^2 - U_{\Sigma 1}^2}{U_{\Sigma 3}^2 - U_{\Sigma 1}^2} \right)} \right), \quad (2.26)$$

$$\varphi_1 = \varphi_{\Sigma} + \Delta \varphi, \quad (2.27)$$

Для пошук дальностей використовується загальновідомий вираз:

$$l_i = \frac{c \varphi_i}{2\pi f}, \quad (2.29)$$

Усі відстані розраховуються шляхом підстановки значень $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_n$ у вираз (2.29).

В подальшому, можна вживати цей запропонований підхід для пошук дальностей до чотирьох та більше об'єктів.

2.2. Дослідження потенційної точності та роздільної здатності фазочастотного методу виміру відстаней

Метод виміру дальностей до багатьох об'єктів, який має підґрунття на фазочастотному підході потребує ретельного дослідження граничних значень точності виміру відстані та роздільної здатності, яку він може досягнути, з метою показу напрямків покращення та меж застосування методу.

Будь-яке виміру дозволяє отримати значення вимірювальних величин із деякими похибками. Дані похибки спотворюють дійсне значення вимірюваної величини. Метою дослідження є визначення значень величин, що можуть бути використані у практичних розрахунках.

Перш ніж розглядати похибки методу, потрібно визначити причини виникнення похибок; визначити похибки, виникають в наслідок впливу зовнішніх факторів на вимірювальний пристрій [].

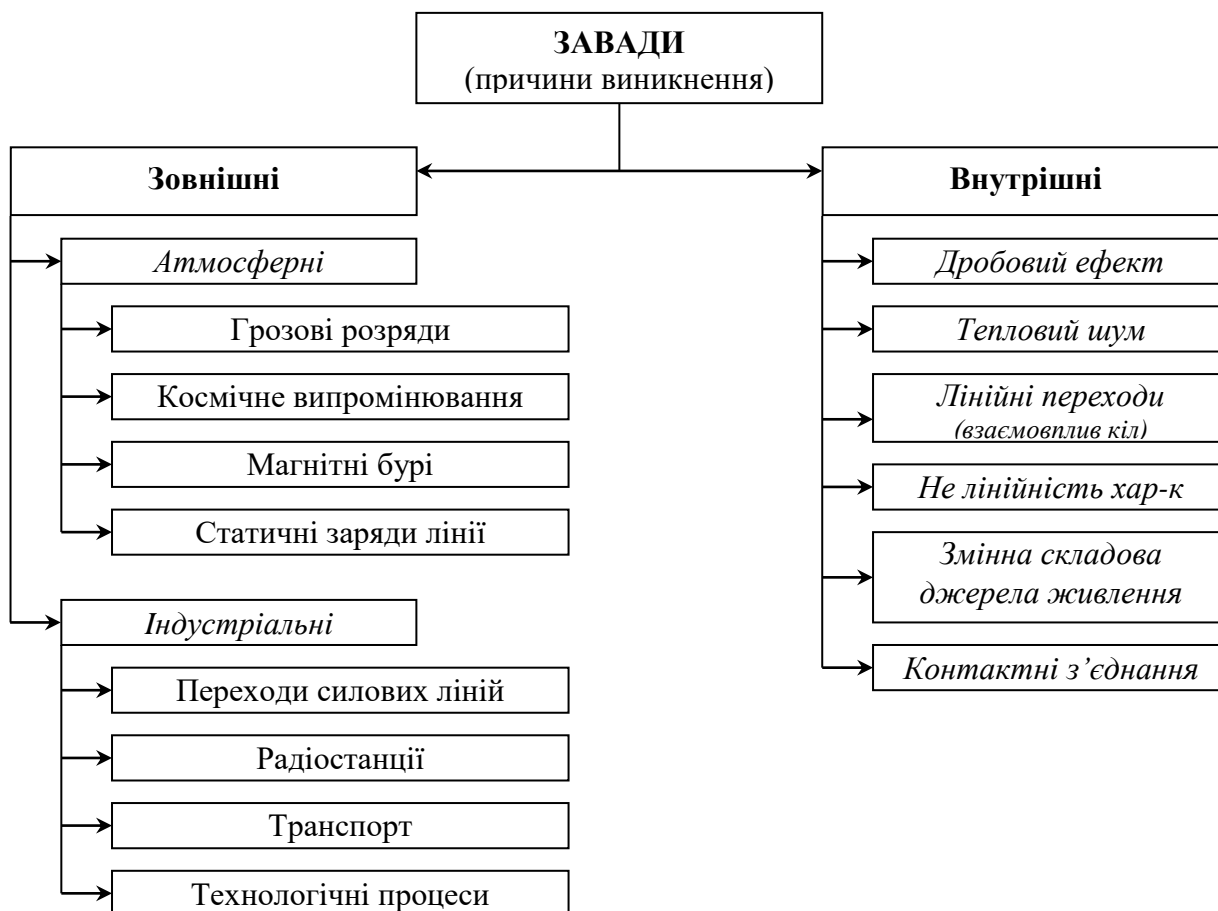


Рисунок - 2.10 Класифікація причин виникнення завад

На рис.2.10 показана класифікація причин виникнення завад. Зовнішні завади відносяться до випадкових. Значення випадкових похибок є різними і їх вплив у кожному разі не може бути практично врахований [].

Внутрішні джерела завад носять постійний характер. Найбільш суттєвий вплив на електричний сигнал мають внутрішні джерела завад, які пов'язані із такими явищами як тепловий шум, стабільність живлення та ряд інших.

На рис.2.11 показана класифікація впливу завад на вимірювальний електричний сигналта причини, які їх викликають []. Для проведення вимірювань та вірної інтерпретації результатів вимірювань, потрібно оцінити максимальну кількість факторів, які впливають на вимірювальну систему з тим, аби компенсувати чи зменшити їх вплив і як результат, досягти кращих результатів.

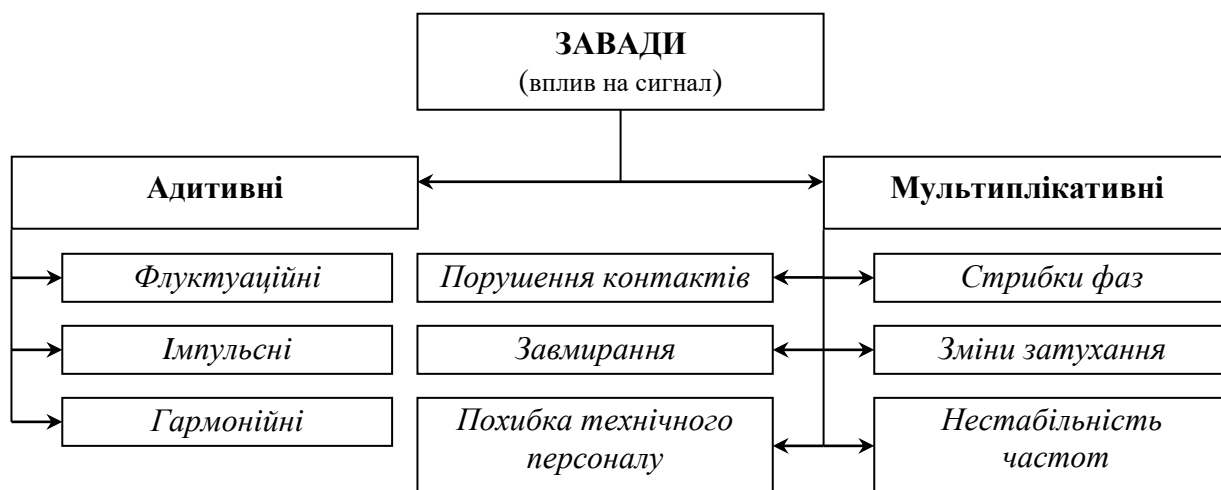


Рисунок - 2.11 Класифікація впливу завад на вимірювальний сигнал

Відповідно до розробленого фазочастотного методу виміру відстаней, в результаті зондування об'єктів гармонійними сигналами в заданому діапазоні частот та дослідження амплітудно частотної характеристики загального відбитого електричного сигналу знаходимо точку першого локального мінімуму характеристики. Ця точка буде відповідати протифазі вектора загального відбитого електричного сигналу на знайдений частоті, векторного відрізка електричного сигналу відбитого від найдалшого об'єкту. Таким

чином, фазове значення вектора електричного сигналу відбитого від найдалшого об'єкту буде на π радіан більше вектора загального відбитого сигналу:

$$\varphi_m = \varphi_\Sigma + \pi \quad (2.30)$$

У даному разі дальність до об'єкта спостереження буде знаходитись за формулою:

$$l_m = \frac{\varphi_m c}{4\pi f_m} \quad (2.31)$$

де c - швидкість світла (м/с);

f_m - частота електричного сигналу на якій спостерігається перший локальний мінімум (Гц).

Як видно з формули (2.31) дальність до об'єкту залежить від величини значення фази вектора електричного сигналу знайденої в результаті виміру та дослідження характеристик, а також частоти електричного сигналу точки першого мінімуму. Для пошук впливу кожної величини, що впливають на дальність потрібно знайти часткові похідні функцій відстані від значення фази та частоти. Дані похідні можливо вирахувати за формулами:

$$\frac{\partial l_m}{\partial \varphi_m} = \frac{c}{4\pi f_m} \quad (2.32)$$

$$\frac{\partial l_m}{\partial f_m} = \frac{\varphi_m c}{4\pi} \left(-\frac{1}{f_m^2}\right) \quad (2.33)$$

Загальний вплив похибки виміру значення фази та дискретністю по частоті зондування вимірювальними сигналами визначається виразом:

$$\Delta l_m = \left| \frac{\partial l_m}{\partial f_{\min}} \right| \Delta f_{\min} + \left| \frac{\partial l_m}{\partial \varphi_m} \right| \Delta \varphi_m \quad (2.34)$$

Підставляючи у вираз (2.34) вирази (2.32) та (2.33) отримаємо:

$$\Delta l_m = \frac{c}{4\pi} \frac{1}{f_m} \left(\Delta \varphi_m + \frac{\varphi_m}{f_m} \Delta f_m \right) \quad (2.35)$$

Проаналізуємо отриманий вираз, для встановлення взаємозв'язків та впливів похибки виміру фазового зсуву та дискретності по частоті зондування вимірювальними сигналами.

Вираз (2.35) залежить від наступних величин:

f_m - частоти гармонійного зондувального електричного сигналу на якій спостерігається мінімум АЧХ загального відбитого сигналу;

φ_m - фазового зсуву електричного сигналу відбитого від одного з об'єктів, визначеного на частоті f_m , як протифазове значення до фазового зсуву загального відбитого електричного сигналу на цій частоті;

Δf_m - частотний крок зондуючи гармонійних вимірювальних сигналів;

$\Delta \varphi_m$ - похибка виміру фазового зсуву.

Можна визначити основні залежності, які впливають з виразу (2.35). По-перше, із зростанням частоти похибка спадає за оберненою залежністю. По-друге, вплив частотного кроку Δf_m спадає більш стрімко із зростанням частоти ніж складова, що враховує вплив похибки виміру фазового зсуву.

Для перевірки адекватності отриманого виразу проведемо математичне моделювання за допомогою програми комп'ютерного моделювання Maple9.5.

Підставивши у вираз для пошук відстані l_m значення частоти f_m , фазового зсуву φ_m , та знайдемо дальність l_m , потім змінимо частоту на значення Δf_m і розрахуємо дальність l_{m1} , наступним кроком змінимо фазовий зсув на значення $\Delta \varphi_m$ і розрахуємо дальність l_{m2} . Далі змінимо і частоту і фазовий зсув на значення Δf_m та $\Delta \varphi_m$ і розрахуємо дальність l_{m3} . Різниці $l_m - l_{m1}$, $l_m - l_{m2}$ та $l_m - l_{m3}$ дадуть нам значення похибок від кроку зміни частоти зондую чого електричного сигналу похибки виміру фазового зсуву, та спільного впливу обох величин відповідно. Після проведених розрахунків, підставимо значення частоти, фазового зсуву, кроку зміни частоти та похибки виміру фазового зсуву у формулу () та порівняємо отримані значення із значеннями, що були отримані раніше. Рівність отриманих значень дозволить зробити висновок про адекватність отриманого виразу (2.35).

Прийmemo, що на частоті, на якій в результаті виміру було знайдено мінімум амплітудні значення загального відбитого електричного сигналу $f_m = 100 \text{ кГц}$, фазовий зсув загального електричного сигналу $\varphi_\Sigma = 267^\circ$, тоді фазовий зсув вектора електричного сигналу який, відповідно до фазочастотного методу виміру відстаней, буде знаходитись у протифазі сумарному електричного сигналу та дорівнює $\varphi_3 = 447^\circ$. Тоді в результаті розрахунків відстані за формулою (2.35) отримаємо значення $l_m = 1862,5 \text{ м}$.

Внаслідок дискретності сканування частотного діапазону з кроком Δf , можна невірno встановити частоту на якій знаходиться мінімум загального сигналу. Прийmemo $\Delta f = 1 \text{ кГц}$, тоді частота f_m буде мати значення 101 кГц . Підставивши її у вираз (2.35) отримаємо $l_{m1} = 1844,059 \text{ м}$, при цьому Δl_{m1} складе $18,44 \text{ м}$.

Врахувавши похибку виміру фазового зсуву $\Delta \varphi$, яка може складати $0,1^\circ$, фазовий зсув на частоті мінімуму буде складати $447,1^\circ$. Тоді дальність прийме

значення для частоти 100кГц, $l_{m2} = 1862,92м$. Похибка виміру відстані Δl_{m2} прийме значення 0,42м.

При спільному врахуванні дискретності сканування частотного діапазону та похибки виміру фазового зсуву, для прийнятих значень Δf та $\Delta\varphi$, отримаємо значення відстані $l_{m3} = 1844,47м$. Тоді похибка виміру відстані Δl_{m3} складе 18,03м.

При зміні на один порядок частоти на якій знаходиться мінімум характеристики $f_m = 1МГц$, загальна похибка буде мати значення 0,15м. Як видно загальна похибка зменшилась на два порядки.

При підстановці прийнятих числових значень у вирази (2.31) (2.34) (2.35) отримаємо такі ж значення похибок Δl_m , як і були розраховані вище.

Як було визначено вище, вираз для пошук похибки виміру відстані Δl_m , залежить від чотирьох параметрів: f_m , φ_m , Δf та $\Delta\varphi$. Побудувати графік залежності Δl_m від усіх чотирьох параметрів неможливо. Але, з практичної точки зору, найбільш цікавлять залежності Δl_m від f_m і, та Δl_m від f_m і $\Delta\varphi$, що дозволить виробити рекомендації для вибору кроку сканування частоти та вибору точності виміру фазового зсуву. На рис.2.12 та рис.2.13 представлені графіки залежностей $\Delta l_m = f(\Delta f, f_m)$ та $\Delta l_m = f(\Delta\varphi, f_m)$.

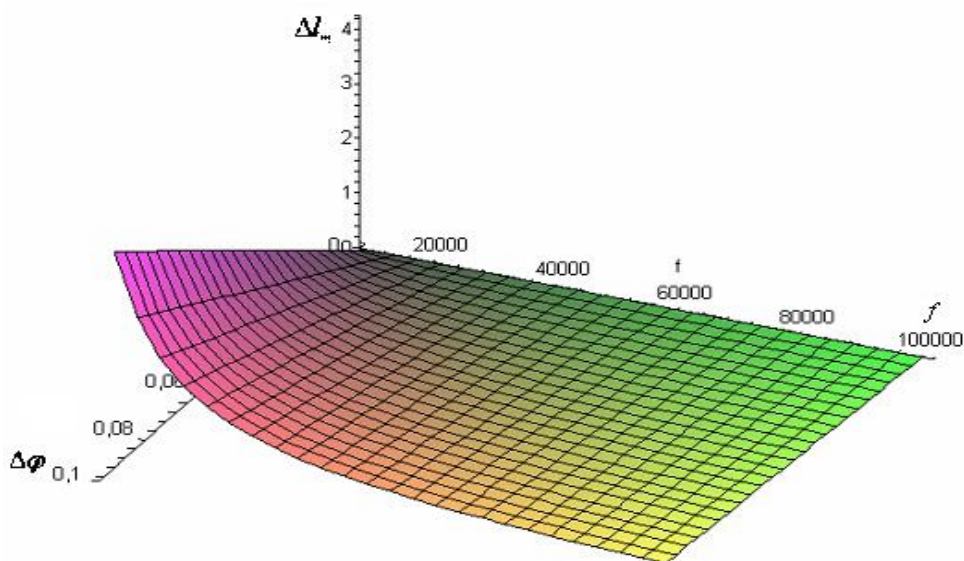


Рисунок - 2.12 Графік залежностей $\Delta l_m = f(\Delta\varphi, f_m)$

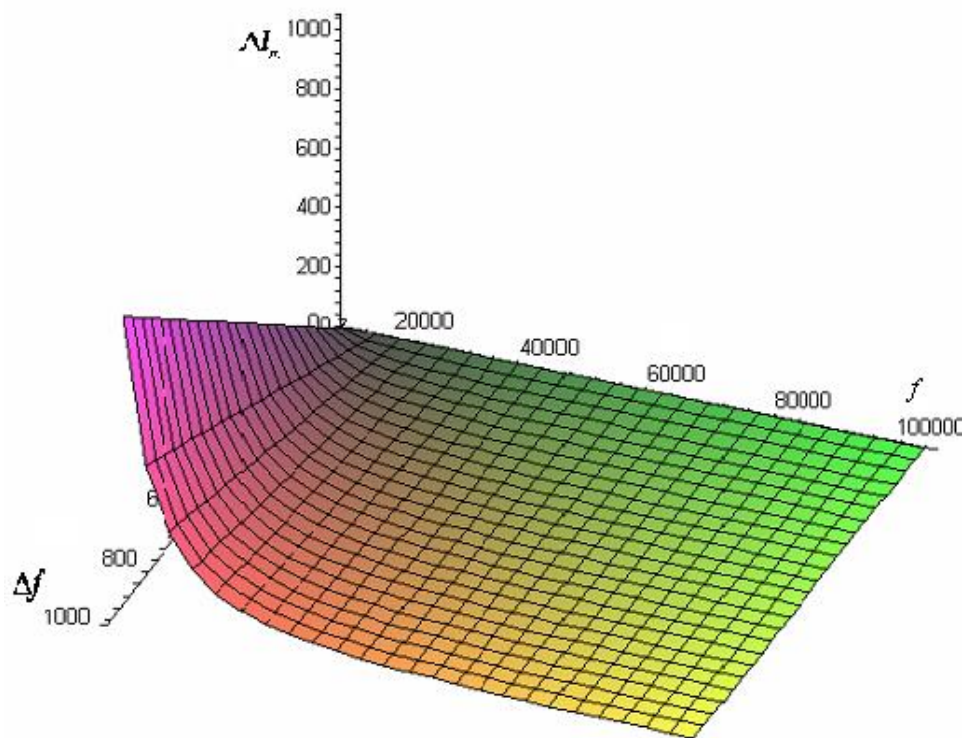
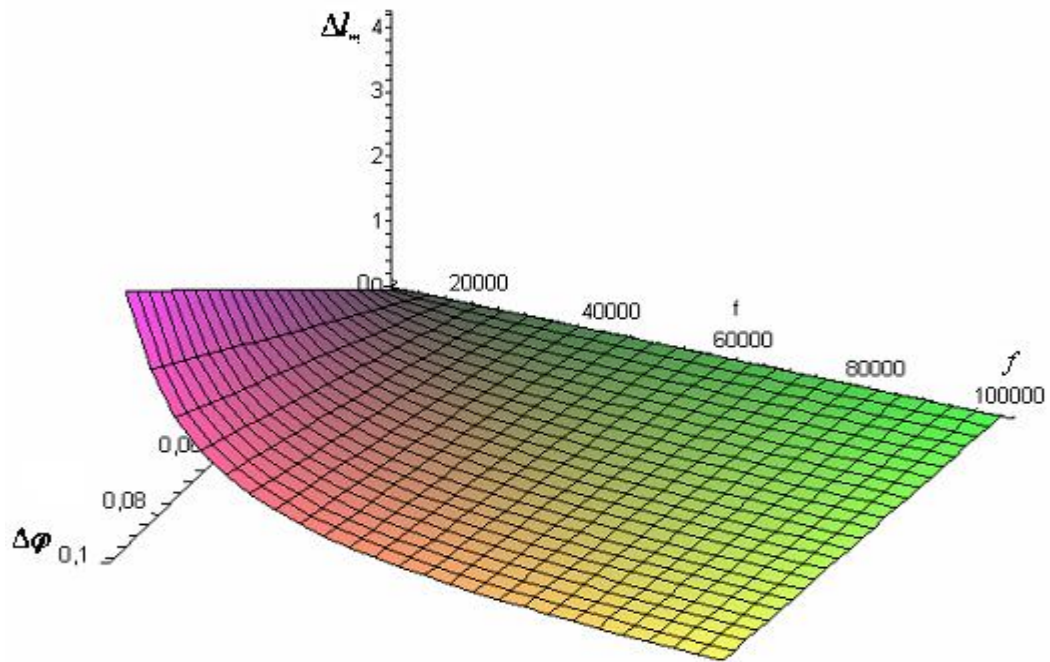


Рисунок - 2.13 Графік залежностей $\Delta L_m = f(\Delta f, f_m)$

З дослідження наведених графіків можна зробити наступні висновки: при зменшенні похибки виміру фазового зсуву $\Delta\varphi$ та кроку сканування частотного діапазону Δf похибка виміру відстані спадає лінійно; при збільшенні частоти

на якій спостерігається мінімум, похибка Δl_m спадає за гіперболічними залежностями; вплив дискретності сканування по частоті є на два порядки більшим ніж від похибки виміру фазового зсуву. Для досягнення точності в 1м. на частоті 100кГц потрібно , щоб дискретність сканування по частоті приймала значення $\Delta f = 91,6 Гц$. Тоді як точність виміру фазового зсуву достатньо $0,05^\circ$, що є незначною похибкою.

Після компенсації векторів, фазові зсуви яких знайдено шляхом мінімуму фазочастотної характеристики, задача зводиться до розділення двох векторів, які утворюють загальний вектор. Розв'язання даної задачі було розглянуте вище. Для встановлення меж застосування цього методу знайдемо похибку виміру дальностей до двох об'єктів.

Першим станом при розділенні векторних відрізків є розрахунок фазової різниці $\Delta\varphi$, вираз (2.26), між фазовими зсувами електричних сигналів що відбиті від першого і другого об'єктів. Дана фазова різниця відповідає відстані між двома об'єктами. Вираз (2.26) для $\Delta\varphi$ залежить від значень амплітудних значень сумарних електричних сигналів $U_{\Sigma 1}, U_{\Sigma 3}, U_{\Sigma 5}$ на частотах f_1, f_3, f_5 відповідно до методу вимірювання. Відповідно похибка виміру відстані між двома об'єктами буде визначатися виразом:

$$\Delta l = \frac{c}{2\pi f_m} \left(\frac{\delta\Delta\varphi}{\delta U_{\Sigma 1}} \Delta U_{\Sigma 1} + \frac{\delta\Delta\varphi}{\delta U_{\Sigma 3}} \Delta U_{\Sigma 3} + \frac{\delta\Delta\varphi}{\delta U_{\Sigma 5}} \Delta U_{\Sigma 5} \right). \quad (2.36)$$

Виміру амплітудні значення електричних сигналів відбувається з однаковою похибкою, тому можна вважати:

$$\Delta U_{\Sigma 1} = \Delta U_{\Sigma 3} = \Delta U_{\Sigma 5} = \Delta U_{\Sigma}, \quad (2.37)$$

тому :

$$\Delta l = \frac{c}{2\pi f_{\min}} \Delta U_{\Sigma} \left(\frac{\delta \Delta \varphi}{\delta U_{\Sigma 1}} + \frac{\delta \Delta \varphi}{\delta U_{\Sigma 3}} + \frac{\delta \Delta \varphi}{\delta U_{\Sigma 5}} \right). \quad (2.38)$$

Знайшовши частинні похідні, підставивши їх у вираз (2.38) і зробивши необхідні перетворення отримаємо:

$$\Delta l = \frac{c \Delta U_{\Sigma}}{2\pi f_{\min}} \frac{U_{\Sigma 1} U_{\Sigma 3} - U_{\Sigma 1} U_{\Sigma 5} - U_{\Sigma 3} U_{\Sigma 5} + U_{\Sigma 5}^2}{\sqrt{(2U_{\Sigma 1}^2 - U_{\Sigma 3}^2 - U_{\Sigma 5}^2)(2U_{\Sigma 1}^2 - 3U_{\Sigma 3}^2 + U_{\Sigma 5}^2)(U_{\Sigma 1}^2 - U_{\Sigma 3}^2)(U_{\Sigma 1} + U_{\Sigma 3})^2}}. \quad (2.39)$$

Аналіз виразу (2.39) показує, що із зменшенням похибки виміру амплітудні значення сумарних електричних сигналів ΔU_{Σ} похибка виміру Δl спадає лінійно. При зростанні частоти зондування, похибка виміру відстані Δl спадає за оберненою залежністю. Якщо при вимірюванні амплітудних значень сумарних сигналів, амплітудне значення $U_{\Sigma 1}$ дорівнює $U_{\Sigma 3}$, то Δl буде дорівнювати нескінченності, що є неможливим. Випадок, коли $U_{\Sigma 1} = U_{\Sigma 3}$, можливий лише тоді, коли векторні відрізки сигналів, що відбиті від об'єктів не розходяться, а це можливо тільки за присутності одного об'єкту.

Проведемо моделювання впливу похибок виміру амплітудних значень сумарних електричних сигналів на похибку визначення відстані між першим та другим об'єктами. Зафіксуємо похибку виміру Δl та амплітуду загального відбитого електричного сигналу $U_{\Sigma 5}$ на частоті f_5 , та побудуємо залежності від амплітудних значень $U_{\Sigma 1}$ та $U_{\Sigma 3}$. При $U_{\Sigma 5} = 1$ та $\Delta U_{\Sigma} = 0,05$, графік залежності представлено на рис.2.14. При $U_{\Sigma 5} = 1$ та $\Delta U_{\Sigma} = 0,25$, на рис.2.15.

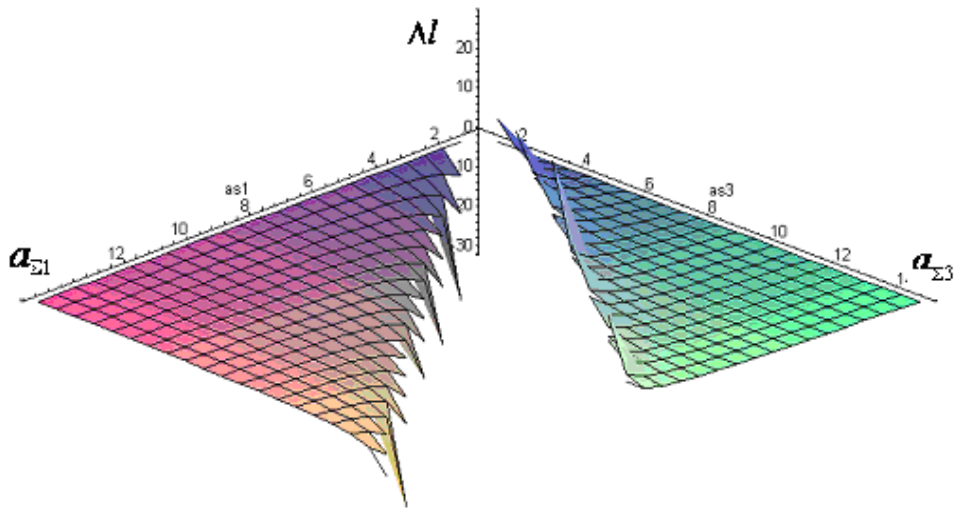


Рисунок - 2.14 Графік впливу похибок вимірювання амплітуд сумарних сигналів на похибку визначення відстані між першим та другим об'єктами при $U_{\Sigma 5} = 1$ та $\Delta U_{\Sigma} = 0,05$

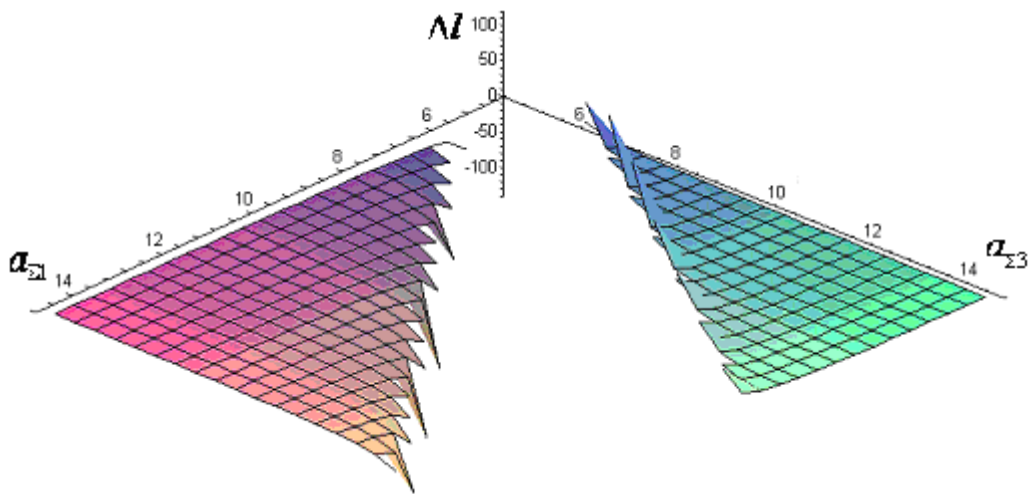


Рисунок - 2.15 Графік впливу похибок вимірювання амплітуд сумарних сигналів на похибку визначення відстані між першим та другим об'єктами при $U_{\Sigma 5} = 1$ та $\Delta U_{\Sigma} = 0,25$

Аналіз сумарних залежностей показує, що чим менше амплітудне значення загального електричного сигналу тим нижче точність виміру відстані. Точність виміру відстані між двома об'єктами лінійно залежить від точності виміру напруги синусоїдального сигналу.

При проведенні вимірювань запропонованим методом, на результат вимірювань значний вплив справляє шум, джерелом якого є різні чинники, що були розглянуті вище.

Розглядаючи методику, що була запропонована, потрібно зауважити, що параметри електричного сигналу потрібно обирати таким чином, щоб гармонійна узагальнена обвідна, амплітудне значення A якої була б набагато більша середньоквадратичного значення шуму σ_n . Отже, потрібно реалізувати достатньо велике співвідношення сигнал-шум, що потрібно для високоточних вимірювань. При цьому середньоквадратична похибка виміру значення фази $\sigma_\varphi = \frac{\sigma_n}{A}$, а дисперсія:

$$\sigma_\varphi^2 = \frac{\sigma_n^2}{A^2} = \frac{N_0 \Delta f}{A^2} = \frac{N_0 \Delta f \tau_\epsilon}{A^2 \tau_\epsilon}, \quad (2.40)$$

де N_0 - спектральна щільність шуму;

Δf - смуга пропускання приймача;

τ_ϵ - тривалість операції вимірювання.

Враховуючи, що $\epsilon = A^2 \tau_\epsilon / 2$ є енергія електричного сигналу (на опорі 10м.), а в оптимальному приймачі $\Delta f \tau_\epsilon = 1$, знаходимо дисперсію похибки виміру значення фази сигналу:

$$\sigma_\varphi^2 = \frac{1}{2\epsilon / N_0} \quad (2.41)$$

Таким чином, потенційна точність виміру значення фази (як і якість виявлення) визначається тільки енергетичним співвідношенням сигнал-шум.

Через дисперсію електричного сигналу можна визначити точність виміру

амплітуди. Дисперсія коливань є дисперсія шумів, що накладаються на сигнал:

$\sigma_A^2 = \sigma_n^2$. Тому скориставшись формулами (2.40) та (2.41) знаходимо:

$$\sigma_A^2 = A\sigma_\varphi^2 = \frac{A^2}{2\varepsilon/N_0}, \quad (2.42)$$

тобто похибка виміру амплітудні значення при заданому відношенні електричний сигналшум пропорційна амплітуді сигналу.

Пошук відстані проводяться шляхом розрахунку за формулою (2.29). Абсолютна похибка при цьому розраховується за виразом (2.35). Для пошук дисперсії скористаємось методикою наведеною у []. В результати отримаємо наступний вираз:

$$\sigma_l^2 = \frac{c^2}{16\pi^2} \left(\frac{\varphi^2}{f^4} \sigma_f^2 + \frac{1}{f^2} \sigma_\varphi^2 \right) \quad (2.43)$$

Враховуючи те, що пошук частоти має лінійний розподіл, то $\sigma_f = \Delta f$, а також вираз (2.41), отримаємо:

$$\sigma_l^2 = \frac{c^2}{16\pi^2} \left(\frac{\varphi^2}{f^4} \sigma_f^2 + \frac{1}{f^2} \frac{1}{2\varepsilon/N_0} \right) \quad (2.44)$$

З виразу (2.44) видно, що дисперсія визначення відстані залежить від дисперсії визначення частоти на якій знаходиться мінімум амплітудно-частотної характеристики загального відбитого електричного сигналу та співвідношення сигнал-шум. Якщо дисперсія визначення частоти є величина що залежить від точності визначення мінімуму амплітуди, то:

$$\sigma_f^2 = \frac{1}{2\varepsilon/N_0} \quad (2.45)$$

Тоді

$$\sigma_l^2 = \frac{c^2}{16\pi^2} \frac{\varphi^2 + f^2}{f^4} \frac{1}{2\varepsilon / N_0} \quad (2.46)$$

З виразу (2.46) видно, що із збільшенням частоти, дисперсія визначення відстані спадає. Отже, можна зробити висновок, що для досягнення більшої точності потрібно вживати не тільки перший мінімум амплітудно-частотної характеристики загального відбитого електричного сигналу а й другий, третій та інші, що дозволяє вимірювальна апаратура.

При подальших вимірюваннях дальностей до двох об'єктів, дисперсія визначення дальностей враховуючи (2.39) та (2.42) можна знайти:

$$\sigma_{\Delta l}^2 = \frac{c}{2\pi f} \frac{U_{\Sigma}}{2\varepsilon / N_0} \frac{U_{\Sigma 1} U_{\Sigma 3} - U_{\Sigma 1} U_{\Sigma 5} - U_{\Sigma 3} U_{\Sigma 5} + U_{\Sigma 5}^2}{\sqrt{(2U_{\Sigma 1}^2 - U_{\Sigma 3}^2 - U_{\Sigma 5}^2)(2U_{\Sigma 1}^2 - 3U_{\Sigma 3}^2 + U_{\Sigma 5}^2)(U_{\Sigma 1}^2 - U_{\Sigma 3}^2)(U_{\Sigma 1} + U_{\Sigma 3})^2}}. \quad (2.47)$$

Отже, визначення відстані між двома об'єктами залежить від співвідношення сигнал-шум.

Таким чином, проведений аналіз дозволяє виробити рекомендації при розробці вимірювального пристрою:

- потрібно підвищувати точність виміру напруги загального відбитого сигналу;
- потрібно підвищувати точність виміру фазового зсуву загального відбитого сигналу;
- потрібно розширювати динамічний діапазон амплітудних значень вимірювальних сигналів, шляхом збільшення амплітудні значення зондую чого сигналу;
- для досягнення більшої точності потрібно розширювати частотний діапазон вимірювань, шляхом збільшення верхньої частоти зондувального

сигналу;

- для високоточних розрахунків потрібно вибрати частотні діапазони з максимальною крутістю амплітудно-частотної характеристики загального відбитого сигналу.

2.3 Перевірка достовірності результатів виміру дальностей до трьох цілей при застосуванні фазочастотного методу

Проведені вище дослідження, присвячені розробці та дослідженню фазочастотного методу виміру відстаней, дозволили провести розробку метод проведення вимірювань та обрахунку дальностей і характеристик пошкоджень кабельних ліній зв'язку. Для перевірки адекватності розробленого методу та методики потрібно провести математичне моделювання.

Для забезпечення адекватності математичної моделі будемо проводити усі розрахунки із застосуванням відомих фізичних законів та математичних перетворень. Усі математичні розрахунки будемо проводити у математичному пакеті програми Maple 9.5.

Перевірку адекватності розробленого методу та методики проведемо наступним чином: задаємо деяку кількість пошкоджень та їх характеристики – дальність та коефіцієнт відбиття. Наступним кроком розрахуємо амплітудно-частотну та фазочастотну характеристики загального відбитого електричного сигналу які будуть при зондуванні пошкоджень із заданими характеристиками, в діапазоні частот, що розраховано відповідно розробленої методики. Спираючись на отримані характеристики, проведемо усі розрахунки дальностей та характеристик пошкоджень. Позитивним будемо вважати результат, коли отримані відстані та характеристики пошкоджень будуть співпадати із заданими з похибками меншими або рівними заданим.

Для математичного моделювання задамо наступні параметри об'єктів вимірювань:

- кількість пошкоджень – 3;

- відстані до цілей – 1км., 5км, 7км. відповідно;
- коефіцієнт відбиття пошкодження – 0,2; 0,3; 0.1 відповідно.

Відповідно до заданих параметрів пошкодження можна розрахувати амплітудно-частотну та фазочастотну характеристики. Але відповідно до розробленої методики сканування частотного діапазону проводиться в діапазоні частот від f_{\min} до f_{\max} , з кроком Δf . Розрахуємо значення f_{\min} , f_{\max} та Δf за формулою (2.31). Для проведення цих розрахунків задамо:

- максимальна дальність виміру відстані – $L=10\text{км.}$;
- точність виміру відстані - $\Delta l_i = 10\text{м.}$;
- необхідна роздільна здатність - $\delta l_{ij} = 2\text{м.}$

При фазових і амплітудних вимірюваннях, точність виміру фазового зсуву зазвичай складає $0,01^\circ$, амплітудні значення 0,05. В подальших розрахунках будемо вживати ці значення.

З урахуванням заданих значень отримаємо:

$$f_{\min} = \frac{c}{2 \cdot 10 \cdot 10^3} = 15(\text{кГц})$$

$$f_{\max} = \frac{c \cdot 0,01}{2 \cdot 10} = 150(\text{кГц})$$

Відповідно до досліджень роздільної здатності на рівні 1м. потрібен крок в 91,6Гц. Відповідно до поставлених умов потрібно забезпечити роздільну здатність 2м., то задамо крок по частоті 200Гц.

Розрахунок амплітудні значення та фазового зсуву загального електричного сигналу які ми можемо виміряти, будемо розраховувати за формулами:

$$S(n) = \sqrt{X_{\Sigma}^2(n) + Y_{\Sigma}^2(n)}, \quad (2.48)$$

$$\varphi(n) = \operatorname{arctg} \frac{Y_{\Sigma}}{X_{\Sigma}} \quad (2.49)$$

де n - номер частоти;

$$X_{\Sigma}(n) = \sum_{i=1}^3 k_i \cos \varphi_i n ; \quad (2.50)$$

$$Y_{\Sigma}(n) = \sum_{i=1}^3 k_i \sin \varphi_i n , \quad (2.51)$$

φ_i - фазовий зсув гармонійного електричного сигналу відбитого від i -ї цілі на першій частоті f_1 ;

$$\varphi_i = \frac{4\pi l_i f_1}{c} .$$

Підставивши у вирази (2.48) – (2.51) задані нами значення та змінюючи значення n , отримуємо амплітудно-частотну та фазочастотну характеристики загального відбитого електричного сигналу ,що представлені на рис.2.16 та рис.2.17 відповідно.

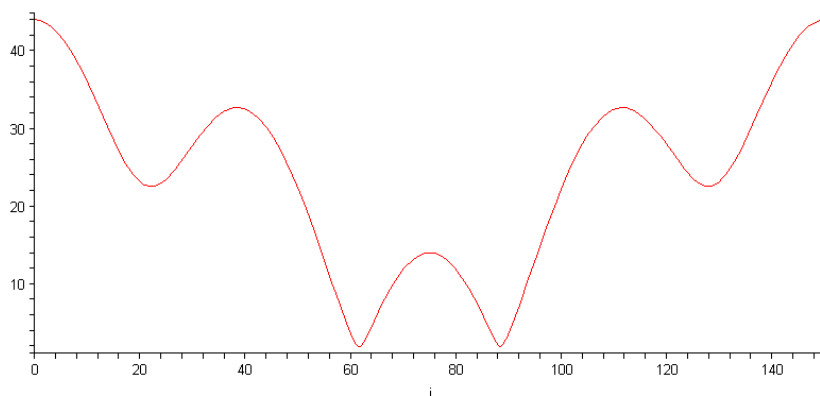


Рисунок - 2.16 Амплітудно-частотна характеристика за наведених умов в заданому діапазоні частот

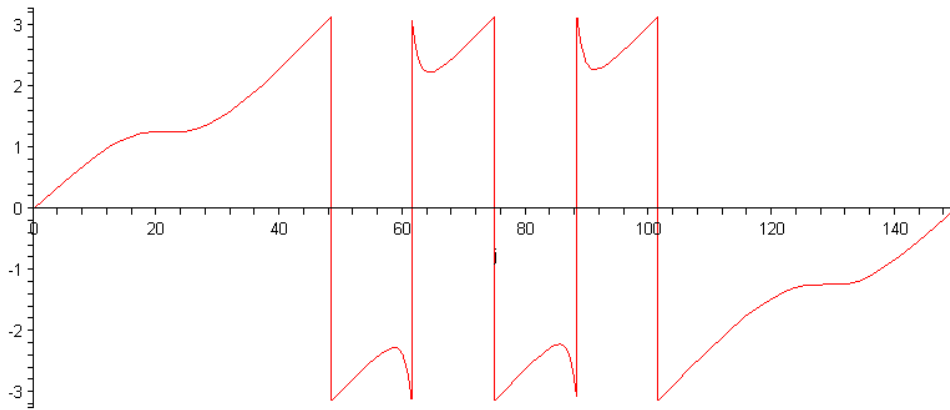


Рисунок - 2.17 Фазочастотна-частотна характеристика за наведених умов в заданому діапазоні частот

Діаграми векторних відрізків векторних відрізків електричних сигналів що відбиті від усіх цілей та загального електричного сигналу на першій, другій, десятій, двадцятій, двадцять другій, двадцять третій частотах наведені на рис. 2.18. Усі діаграми векторних відрізків наведено у додатках.

Отримані нами характеристики є вихідними для математичного моделювання методики виміру дальності до цілей та їх характеристик.

Розглядаючи амплітудно – частотну характеристику бачимо що перший мінімум знаходиться на частоті 22кГц.

Як видно з векторних діаграм, у точці мінімуму амплітудно-частотної характеристики загального електричного сигналу векторний відрізок загального електричного сигналу знаходиться у протифазі векторного відрізка електричного сигналу відбитому від цілі, що знаходиться на найдальшій відстані.

З фазової характеристики загального електричного сигналу знаходимо фазовий зсув загального електричного сигналу на 22-й частоті. Він дорівнює $71,65^{\circ}$. дальність до третьої цілі розраховуємо за формулою:

$$l_3 = \frac{\lambda \varphi_3 + 180^{\circ}}{n \cdot 2 \cdot 360^{\circ}} \quad (2.52)$$

де λ - довжина хвилі на першій частоті.

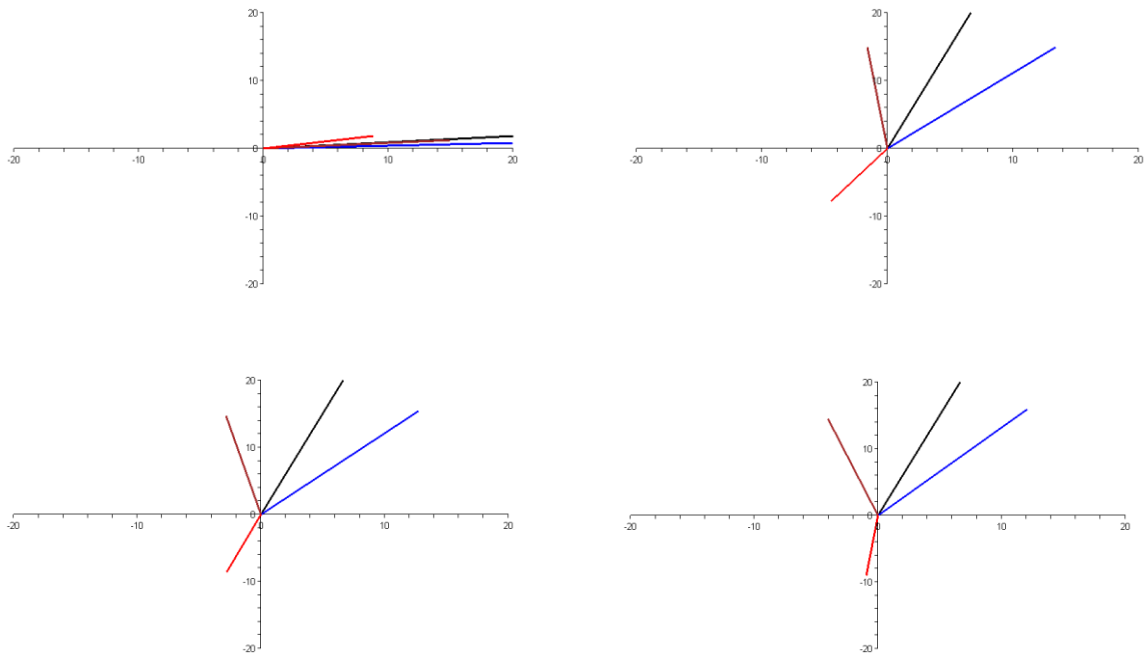


Рисунок 2.18 - Векторні діаграми сигналів відбитих від усіх цілей та сумарного сигналу на першій, двадцятій, двадцять другій, двадцять третій частотах

Підставивши значення у (2.52), отримаємо відстань, яка входить у допуск з урахуванням похибки вимірювання.

Висновки до розділу 2

1. В результаті математичного моделювання векторних співвідношень вимірювального електричного сигналу електричних сигналів що відбиті від кожного об'єкту виміру та загального відбитого електричного сигналу на різних частотах, що зростають за лінійною залежністю, було встановлено однозначний зв'язок між мінімумом амплітудно-частотної характеристики загального відбитого електричного сигналу та фазовим зсувом загального відбитого електричного сигналу на частоті на якій спостерігається мінімум АЧХ загального відбитого електричного сигналу і фазовим зсувом

електричного сигналу відбитого від найдалшого об'єкту спостереження на цій же частоті, який характеризується протифазою векторних відрізків даних електричних сигналів та відставанням фазового зсуву загального відбитого електричного сигналу відносно фазового зсуву електричного сигналу відбитого від найдалшого об'єкту спостереження.

2. Розроблено метод пошук амплітудні значення електричного сигналу відбитого від найдалшого об'єкту спостереження, який полягає у компенсації векторного відрізу даного електричного сигналу на усіх частотах отриманої характеристики за допомогою додаткового векторного відрізу який знаходиться в протифазі до векторного відрізу електричного сигналу відбитого від найдалшого об'єкту спостереження. Величина компенсуючого векторного відрізу встановлюється на рівні половини загального відбитого електричного сигналу на нульовій частоті, та змінюється відповідно до методу порозрядного кодування.

3. Досліджено похибки виміру дальностей у разі трьох і більше об'єктів спостереження. Показано, що похибка обернено пропорційно залежить від частоти на якій спостерігається мінімум амплітудно-частотної характеристики загального відбитого електричного сигналу та прямо пропорційно сумі похибок виміру фазового зсуву та добутку похибки визначення частоти на відношення фазового зсуву до знайденої частоти. В результаті проведеного математичного моделювання впливу даних похибок, показана адекватність знайдених залежностей. В діапазоні частот вимірювальних електричних сигналів до 1 МГц, похибка не буде перевищувати 0,15 м.

4. Доопрацьовано метод визначення дальностей до двох об'єктів спостереження та їх характеристик, знайдені аналітичні залежності для обрахунку фазових зсувів та амплітудних значень електричних сигналів що відбиті від кожного об'єкту. Досліджено похибку виміру відстані між двома об'єктами та роздільна спроможність виміру відстані. Показано, що для досягнення точності та роздільної здатності в 1 м, потрібно щоб дискретність сканування по частоті приймала значення $\Delta f = 91,6 \text{ Гц}$.

РОЗДІЛ 3

РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ ЗАСОБІВ ДЛЯ ПРОВЕДЕННЯ ВИМІРУ ДАЛЬНОСТЕЙ ДО ПОШКОДЖЕНЬ У КАБЕЛЬНИХ ЛІНІЯХ ПЕРЕДАЧІ

В другому розділі було проведено розробку та дослідження математичної моделі фазочастотного методу виміру дальностей до пошкоджень у кабельних лінях зв'язку. Був проведений аналіз похибок, їх джерел та вплив на результати вимірювання.

Метою даного розділу є:

- дослідження електричних сигналів для задачі виміру дальностей до пошкоджень кабельних ліній зв'язку фазочастотним методом;
- розробка та дослідження структурних схем вимірювальних приладдів, що реалізують фазочастотний метод виміру дальностей до пошкоджень ;
- розробка автоматизованого вимірювача відстаней, що реалізує запропоновані структурні та функціональні схеми.

При проведенні роботи з розробки приладу, потрібно визначити критичні вузли, визначити шляхи їх розробки та проаналізувати можливі характеристики, що можуть забезпечити ці вузли.

3.1 Обґрунтування та дослідження електричних сигналів для задачі виміру дальностей до пошкоджень кабельних ліній зв'язку

Для реалізації розроблених вище методів радіолокаційного отримання інформації про досліджувані об'єкти, потрібно проводити зондування простору гармонійними сигналами в заданому діапазоні частот.

Модель гармонійного електричного сигналу записується:

$$S(t) = A_m \cos(\omega t + \varphi) \quad (3.1)$$

За відсутності початкового фазового зсуву у зонduючому сигналі ($\varphi = 0$):

$$S(t) = A_m \cos(\omega t) \quad (3.2)$$

Розроблений фазочастотний метод виміру дальностей за присутності багатьох об'єктів потребує сканування діапазону частот в усіх точках частотного діапазону, що є технічно неможливим, тому як потребуватиме нескінченного проміжку часу. Проте похибка встановлення частоти зондувального електричного сигналу Δf не має значного впливу на похибку виміру фазового зсуву відбитого сигналу. Тому для проведення зондування достатньо формувати гармонійні сигнали з деякою дискретністю по частоті []. В такому разі на проміжку часу $[0, \tau]$, буде діяти гармонійний електричний сигнал частотою ω , далі на проміжку часу $[\tau, 2\tau]$ – з частотою $\omega + \Delta\omega$, і т.д., до проміжку часу $[(n-1)\tau, n\tau]$ протягом якого буде діяти гармонійний електричний сигнал частотою $\omega + n\Delta\omega$. Після чого всі частоти будуть повторюватись. Час τ протягом якого буде формуватись зондувальний електричний сигнал частотою ω , використовується для зондування об'єктів спостереження та проведення необхідних вимірювань фазового зсуву та амплітудні значення відбитого сигналу. Таким чином, математична модель електричного сигналу буде наступною:

$$S_1(t) = A_m \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{k=0}^N [\cos(\omega + k\Delta\omega)t(E(\tau k + iT) - E(\tau(k+1) + iT))] \quad (3.3)$$

Розглядаючи формулу (3.3), можливо розрахувати час, який необхідний для однократного сканування частотного діапазону. Цей час буде знаходити мінімальний час виміру відстані. В загальному разі розрахункова формула буде

мати вигляд:

$$T_s = \tau_0 + \tau_1 + \dots + \tau_N = \sum_{k=0}^N \tau_k \quad (3.4)$$

Якщо час зондування кожним сигналом однаковий, тоді формулу (3.4) можна записати в наступному вигляді:

$$T_s = (N + 1)\tau \quad (3.5)$$

Відповідно до формули (3.5), час виміру в $(N + 1)$ разів більше за час зондування сигналом однієї частоти, що для швидкісного виміру дальностей є неприйнятним.

Збільшення швидкості виміру можливе за рахунок застосування паралельних методів обробки. Таким чином пропонується вживати для зондування середовища, де знаходяться об'єкти виміру, сигнали складної форми із широким спектром.

Відомо багато електричних сигналів із широким спектром. В роботі [___], розглянуто сигнали вигляду періодичних функцій $\frac{\sin(\omega t)}{\omega t}$ (рис.3.1.) та ортогонального до нього $\frac{1 - \cos(\omega t)}{\omega t}$ (рис.3.2.), які мають прямокутну обвідну амплітудно-частотного та фазочастотного спектрів. При зондуванні такими сигналами середовища, усі спектральні наявні одночасно, відповідно проводиться паралельне сканування, що прискорює процес виміру в $(N + 1)$ разів.

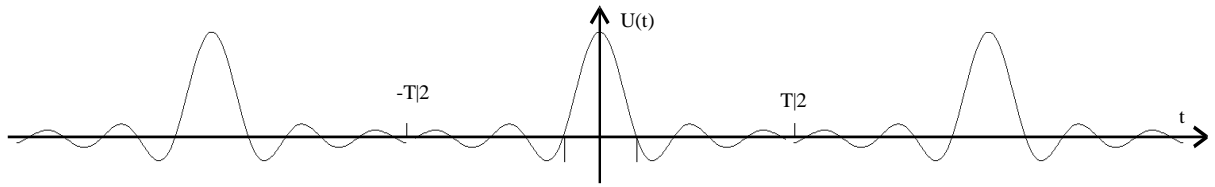


Рисунок - 3. 1 Функція $\frac{\sin(\omega t)}{\omega t}$

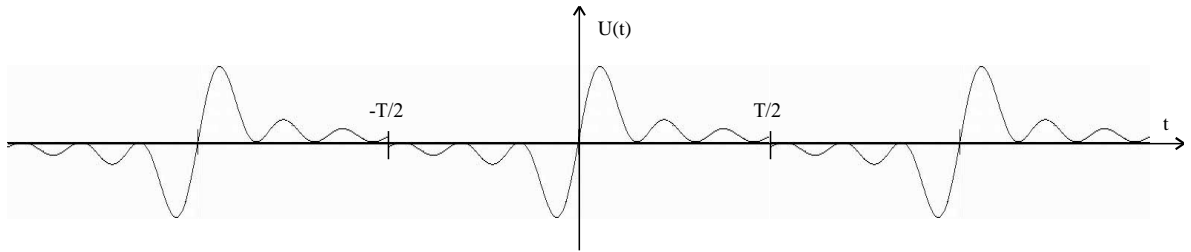


Рисунок - 3. 2 Функція $\frac{1 - \cos(\omega t)}{\omega t}$

Частотний спектр цих електричних сигналів знаходиться в області низьких частот. Для їх виміру відстаней з високою точністю потребується застосування вищих частот. Тому, для подолання цієї проблеми пропонується перенести спектр частот зондувального електричного сигналу в область високих частот за допомогою амплітудної модуляції. В такому разі, часової затримки буде набувати обвідна зондувального електричного сигналу (рис.3.3.)

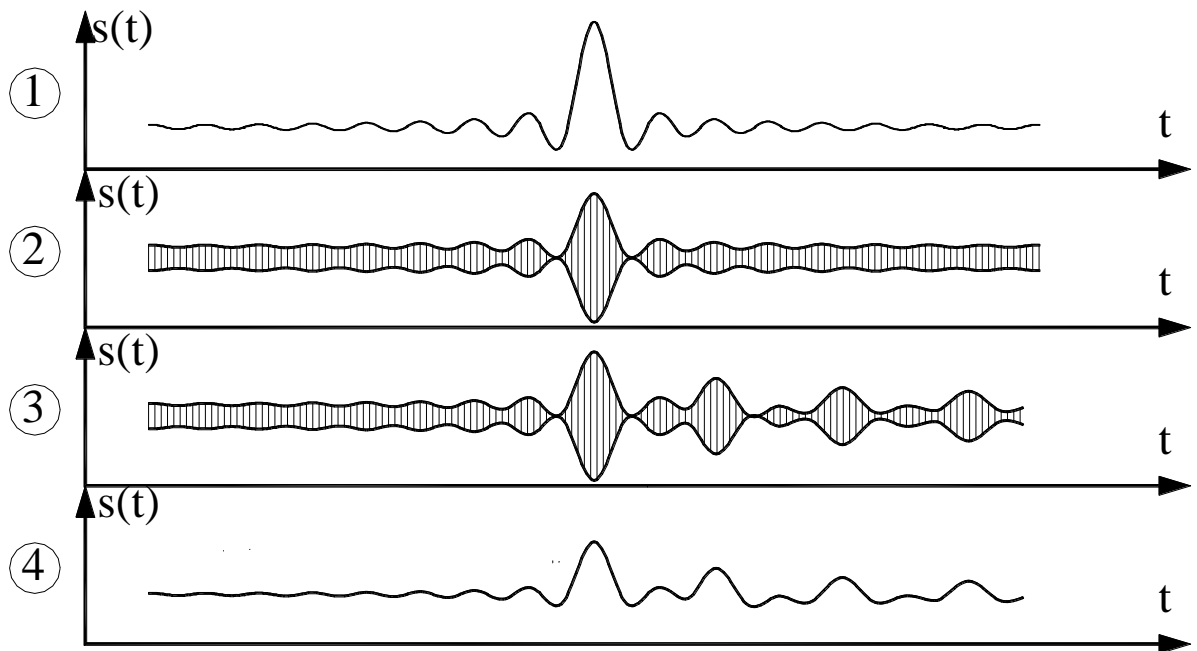


Рисунок - 3.3 Формування вимірювального сигналу

1) зондувальний відеосигнал;

- 2) зондувальний радіосигнал;
- 3) електричний сигналіз відбитими сигналами від об'єктів;
- 4) відеоелектричний сигналіз відбитими сигналами від об'єктів.

У разі використання електричних сигналів виду періодичних функцій $\frac{\sin(\omega t)}{\omega t}$ та $\frac{1-\cos(\omega t)}{\omega t}$ мінімальний час проведення однократного виміру буде складатись з часу що дорівнює періоду електричного сигналу та часу потрібно го для обчислення спектральних характеристик.

3.2 Розробка структурних схем виміру дальностей до пошкоджень у лініях передачі

Одночасно із розвитком кабельних систем комунікацій, виникла проблема контролю цілісності ліній, їх роботи та, у разі появи пошкоджень - точному визначенню місць пошкоджень на великих відстанях.

У другому розділі було запропоновано та розроблено спектрально-фазовий метод виміру дальностей до пошкоджень. Як вже розглядалось попередньо у другому розділі, для розв'язку необхідне визначення значення сумарної значення фази φ_{Σ} для електричного сигналу відомої частоти f , сумарної амплітудні значення A_{Σ} , а також амплітудні значення u_k для k -ї пошкодження . Зрозуміло, що ці величини неможливо виміряти одним приладом, який вже виробляється промислово.

Для реалізації запропонованого фазочастотного методу виміру, розглянутого вище, можна запропонувати наступну загальну схему вимірювальної установки, рис 3.4:

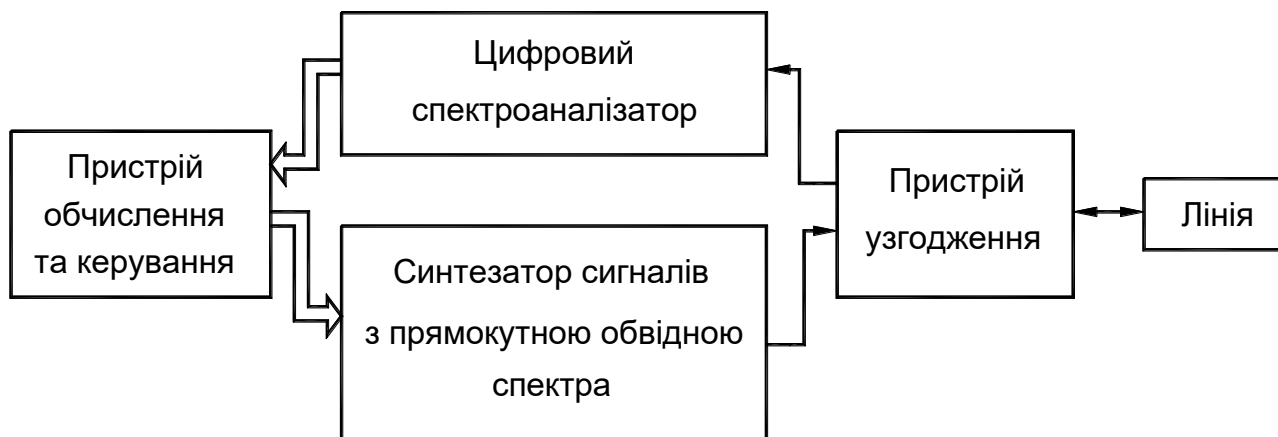


Рисунок 3.4 - Загальна структурна схема вимірювача відстані до пошкоджень у провідниковій провідниковій лінії зв'язку

Схема складається з таких блоків: пристрою керування та обчислення (ПКО), синтезатору електричних сигналів з прямокутною обвідною спектра (СП), цифрового спектроаналізатора (ЦС) та пристрою узгодження (ПУ).

Блок ПКО призначено для керування послідовністю проведення виміру (ввімкнення відповідних блоків), отриманням даних та проведення кінцевих розрахунків за розглянутим алгоритмом. Блок СП виконує формування електричних сигналів з прямокутною обвідною спектра із відповідними амплітудним та фазовим спектром. Блок ЦС дозволяє виміряти амплітудний та фазовий спектри загального електричного сигналу який прийшов з провідниковій лінії і є результатом сумарної дії усіх електричних сигналів що відбиті (2.17) у лінії. Блок ПУ дозволяє виділити вихідний електричний сигнал з загального.

На основі запропонованої схеми вимірювача пошкоджень, можна запропонувати структурну схему блоку виміру (БВ), що включає в себе блок вимірювальних електричних сигналів (БВС) та блок обробки електричних сигналів (БОС) фазового аналізатора наведена на рис. 3.5.

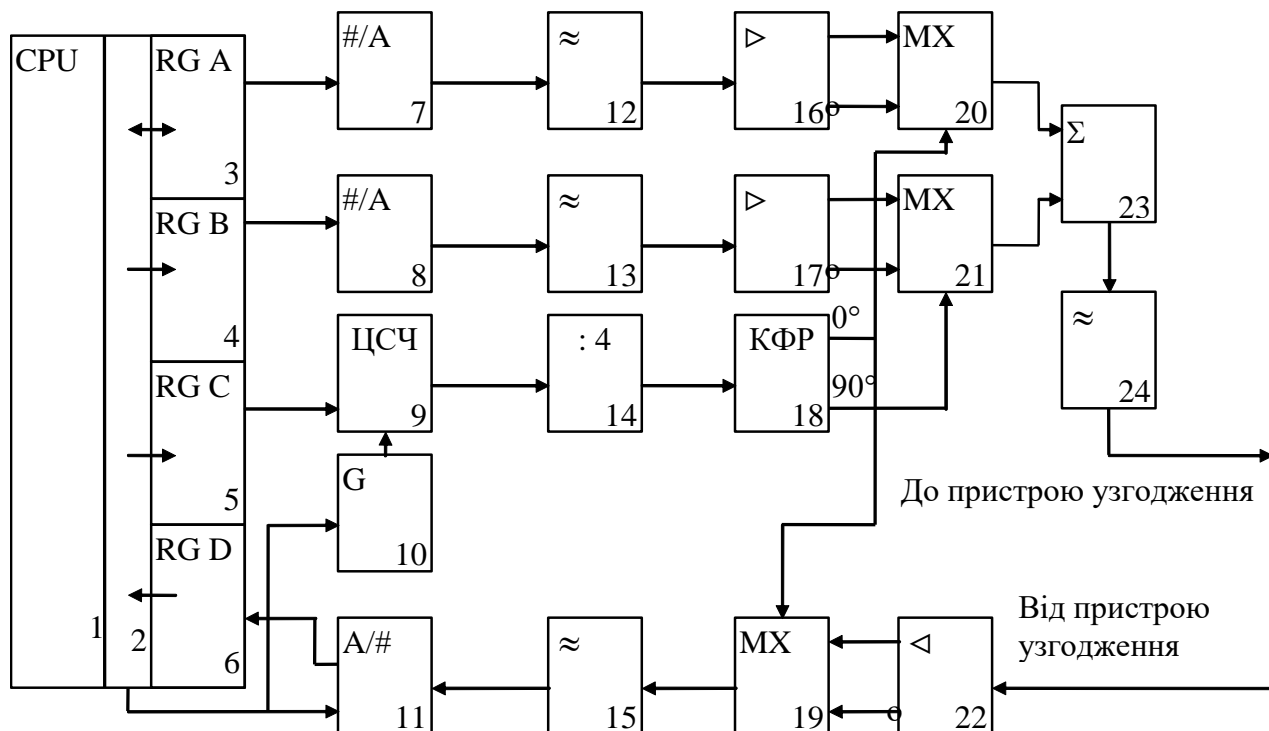


Рисунок 3.5 - Структурна схема блоку виміру (БВ)

Найважливіша роль в роботі схеми блоку виміру відводиться центральному процесорному пристрою (CPU), організованому на базі мікроконтролера, про який уже йшла мова. При використанні мікроконтролера є можливість замінити ряд досить складних блоків: генераторів ортогональних функцій з прямокутним дискретним спектром; прямого та зворотного дискретного перетворення Фур'є; вимірювача повного фазового зсуву, на відповідні програми, за умови обробки цифрової інформації. При цьому також досягається автоматизація точності та швидкодії запропонованої методики виміру відстані, однак ускладнюється програмне забезпечення.

Розглянемо більш детально роботу схеми блоку вимірювання.

Структурна схема блоку складається з наступних елементів: центральний процесорний пристрій CPU 1 включає в себе традиційні елементи ЕОМ: шини даних, шини управління, відповідні регістри для організації його внутрішньої та периферійної роботи. Виходи даних регістрів 3,4 з'єднані з входами даних ЦАП 7, 8. Аналогові виходи ЦАП під'єднані до входів фільтрів низьких частот 12, 13, виходи фільтрів з'єднані з входами підсилювачів з парафазними виходами 16, 17. Виходи даних регістра 5 під'єднані до входів даних цифрового

синтезатора частот 9, тактовий вхід якого з'єднано з виходом генератора тактових імпульсів 10. Вихід ЦСЧ 9 з'єднано з входом подільника 14, вихід подільника 14 приєднано до входу лічильника Джонсона 18. Парафазні виходи підсилювачів 16, 17 з'єднано з входами комутаторів МХ 20, 21. Входи керування комутаторів 20, 21 приєднано до виходів лічильника Джонсона 18, відповідно. Виходи комутаторів 20, 21 приєднано до входів суматора 23. Парафазні підсилювачі 16, 17 та комутатори 20, 21 представляють дискретно-аналогові перетворювачі частоти описані в [55; 57]. Вихід суматора 23 приєднано до входу фільтра нижніх частот 24. Вихід ФНЧ 24 через розняття приєднується до пристрою узгодження. На вхід підсилювача з парафазними виходами 22 подається аналоговий електричний сигнал від пристрою узгодження. Виходи підсилювача 22 приєднано до входів комутатора 19, вхід керування якого приєднано до виходу лічильника Джонсона 18. Електричний сигнал виходу комутатора 19, через ФНЧ 15 поступає на вхід АЦП 11, виходи даних АЦП 11 з'єднано з входами даних регістра 6. Роботою усієї схеми керує СРУ 1 через шину даних 2 та за допомогою електричних сигналів керування.

Загальна робота блоку виконується за програмою, що знаходиться в пам'ятовуючому пристрої мікро-контролера. На певних етапах своєї роботи центральний процесорний пристрій через блок сполучення обмінюється інформацією з ПЕОМ. За допомогою пристроїв вводу інформації в ПЕОМ вводять діапазон вимірювань, швидкість та точність вимірювання. На основі отриманих значень, СРУ розраховує коди частот для ЦСЧ 9, а також час виміру на кожному піддіапазоні. Розраховується таблиця кодів ортогональних періодичних електричних сигналів з прямокутною обвідною спектра $\frac{\sin(\omega t)}{\omega t}$ та $\frac{1 - \cos(\omega t)}{\omega t}$. В перший такт роботи шини даних на ШД СРУ встановлює код частоти першого піддіапазону виміру та подається електричний сигналзавантаження інформації у регістр 5, в цей момент ЦСЧ 9 починає синтезувати частоту, що відповідає встановленому коду. При проходженні синтезованого електричного сигналу через подільник 14 та лічильник

Джонсона 18, отримуємо два бінарні сигнали з невеликим фазовим шумом, що зсунуті між собою по фазі на 90° . За другий такт роботи шини даних на ШД встановлюється перший код періодичного електричного сигналу $\frac{\sin(\omega t)}{\omega t}$ та подається електричний сигнал на завантаження інформації у регістр 3, причому електричний сигнал на виведення інформації на виходах даних не подається. В третій такт роботи на ШД встановлюється перший код періодичного електричного сигналу $\frac{1 - \cos(\omega t)}{\omega t}$ та подається електричний сигнал на завантаження його в регістр 4. Одночасно подаються сигнали на виведення даних на виходи регістрів 3 та 4.

Коди ортогональних електричних сигналів з прямокутним спектром одночасно поступають на входи даних ЦАП 7 та 8. На виходах ЦАП 7 та 8 отримуємо аналогові сигнали, що відповідають розрахованим сигналам. Побічні смуги частот, що виникають внаслідок цифрового синтезу сигналів, відфільтровуються за допомогою ФНЧ 12, 13. Підсилювачі 16, 17 формують прямі та інверсні періодичні сигнали, відповідно $\frac{\sin(\omega t)}{\omega t}$ та $\frac{1 - \cos(\omega t)}{\omega t}$. Комутатори 20, 21 реалізують балансну модуляцію ортогональних електричних сигналів з прямокутним спектром. Суматор 23 реалізує односмугову модуляцію. Фільтр 24 використано для фільтрації побічних смуг частот, що утворюються внаслідок дискретної обробки електричних сигналів в комутаторах 20, 21. Вихідний електричний сигнал фільтру 24 подається на модулятор радіолокаційної станції, де традиційними методами утворюються зондуючі сигнали. Після відбиття від об'єктів, отриманий загальний електричний сигнал демодулюється для отримання обвідної ВЧ коливання, тобто аналогового вимірювального сигналу. Цей електричний сигнал подається на вхід підсилювача 22. За допомогою комутатора 19 та підсилювача з інверсним та прямим виходами 22 реалізується зворотнє перетворення спектра вимірювального електричного сигналу у відеодіапазон. Фільтр 15 відфільтровує побічні смуги частот, які утворились при дискретній обробці сигналу. За третій такт відбувається аналого–цифрове перетворення у АЦП 11

та введення даних з АЦП у пам'ять CPU через регістр 6. За наступний такт на ШД встановлюється код II електричного сигналу $\frac{\sin(\omega t)}{\omega t}$ і процедура синтезу вимірювальних сигналів, перетворення та виміру цих електричних сигналів повторюється до пошук двох характерних точок спектральної характеристики (різких спадів амплітуди) на визначеному піддіапазоні частот. Далі відбувається обмін інформацією з ПЕОМ. При отриманні інформації про наявність двох критичних точок спектральної характеристики визначаються частоти їх спектральних складових і коефіцієнт повного фазового зсуву. Ця інформація подається в ПЕОМ для обробки. В результаті обробки отриманої інформації згідно вимог до реалізації фазового методу обробки сигналів, викладених в другому розділі та їх конкретизації на початку цього розділу, на екрані монітора з'являються відстані до пошкоджень, а режимі розпізнання пошкоджень – їх спектрально-фазовий рефлектометричний “портрет”.

Якщо у першому піддіапазоні частот характерні точки не визначені, то автоматично встановлюється новий код частоти наступного піддіапазону, який завантажується у регістр 5. Процес виміру повторюється на іншому піддіапазоні. Цей процес проводиться на усьому діапазоні частот, що встановлюється безпосередньо оператором і визначається технічними характеристиками рефлектометра, викладеними на початку розділу, а також конкретними умовами його застосування.

Висновки до розділу 3

1. Проведено дослідження електричних сигналів для задач виміру дальностей до пошкоджень кабельних ліній зв'язку за методом фазочастотних вимірювань відстаней. Показано доцільність використання дискретної множини частот та електричних сигналів вигляду періодичних функцій $\frac{\sin(\omega t)}{\omega t}$ та ортогонального до нього $\frac{1-\cos(\omega t)}{\omega t}$, які мають прямокутну обвідну

амплітудно-частотного та фазочастотного спектрів. Встановлено переваги використання електричних сигналів з прямокутною обвідною спектра над дискретною множиною частот по часу. Швидкодія вимірювань в першому разі більша в $N+1$ раз, внаслідок паралельного сканування частотного діапазону одночасно по усіх спектральних складових, тоді як у разі дискретної множини частот, сканування проводиться послідовно.

2. У відповідності до проведеного аналізу величин, що потрібно знаходити для використання у фазочастотному методі виміру, запропоновано загальну структурну схему вимірювача відстані, який реалізує цей метод та визначена послідовність етапів проведення процесу вимірювання. Загальна структурна схема дозволяє визначити основні вузли, які потрібно створити. Розроблена функціональна схема пристрою для виміру відстані фазочастотним методом. Представлений послідовний опис всіх етапів вимірювання.

3. Для забезпечення автоматизації процесу виміру, на основі функціональної схеми пристрою була розроблена структурна схема автоматизованого вимірювача дальностей до пошкоджень, що дозволяє провести виміру досліджуємої провідниковій лінії у автоматичному режимі. Це дозволяє зменшити втрати часу на виконання операцій виміру та забезпечити виконання потрібно ї послідовності дій без участі оператора.

4 ОБҐРУНТУВАННЯ СТРУКТУРИ ПОБУДОВИ СИСТЕМИ ВТОРИННОЇ ОБРОБКИ ІНФОРМАЦІЇ

Відомо, що основною похибкою при вимірюванні напруги електричних електричних сигналів є похибка яка виникає внаслідок нелінійності діодів, які використовуються для випрямлення значень синусоїдальної напруги, а також заряду і розряду конденсатора, що запам'ятовує значення випрямленої напруги.

Для уникнення цих похибок є потреба у використанні принципово нових методів виміру діючого значення напруги гармонійних сигналів. При цьому потрібно зазначити, що напруга є невідомою величиною, яка може приймати значення від 0 до u_m , а також частота гармонійного електричного сигналу також може приймати значення від 0 до f_b .

Розглянемо синусоїдальний електричний сигнал на рис.3.6 зображені характерні точки сигналу: u_m – додатне максимальне значення; $-u_m$ - від'ємне максимальне значення; u_d – діюче максимальне значення; $-u_d$ - від'ємне діюче значення. Діюче і максимальне(амплітудне) значення напруги синусоїдального електричного сигналу зв'язані між собою співвідношенням:

$$u_d = \frac{1}{\sqrt{2}} u_m. \quad (4.1)$$

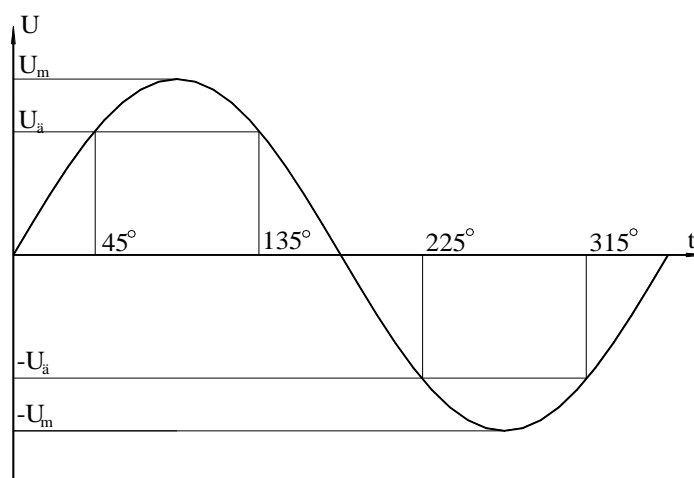


Рисунок - 4.1. Характерні точки синусоїдального сигналу

З тригонометрії бачимо, що:

$$\frac{1}{\sqrt{2}} = \sin 45^\circ = \sin 135^\circ,$$

$$-\frac{1}{\sqrt{2}} = \sin 225^\circ = \sin 315^\circ.$$

Не важко помітити, що між усіма точками (45° , 135° , 225° , 315°), які відповідають фазам в яких спостерігається діюче значення напруги синусоїдального електричного сигналу різниця в яких 90° . Отже усі вони знаходяться на рівних відстанях одна від одної. Це дозволило провести розробку принципово новий метод виміру діючого значення синусоїдальної напруги.

Метод виміру полягає у наступному. Утворюється постійне значення напруги $u_{оп}$ джерелом постійної напруги. За допомогою компаратора це значення порівнюється із вхідним синусоїдальним сигналом u_x . Якщо значення $u_{оп}$ менше діючого значення напруги, то на виході компаратора будуть спостерігатись широкі імпульси, тривалість яких більша за тривалість низького рівня напруги (рис.4.2). При перебільшенні $u_{оп}$, змінного значення напруги, тривалість імпульсів на виході компаратора буде меншою за тривалість напруги низького рівня (рис.4.3). Якщо $u_{оп}$ буде відповідати значенню діючої напруги, то тривалість імпульсів буде відповідати тривалості напруги низького рівня (рис.4.4). для автоматизації процесу виміру доцільно поступово нарощувати напругу u_0 до досягнення рівності тривалостей імпульсів з напругою низького рівня (рис.4.5).

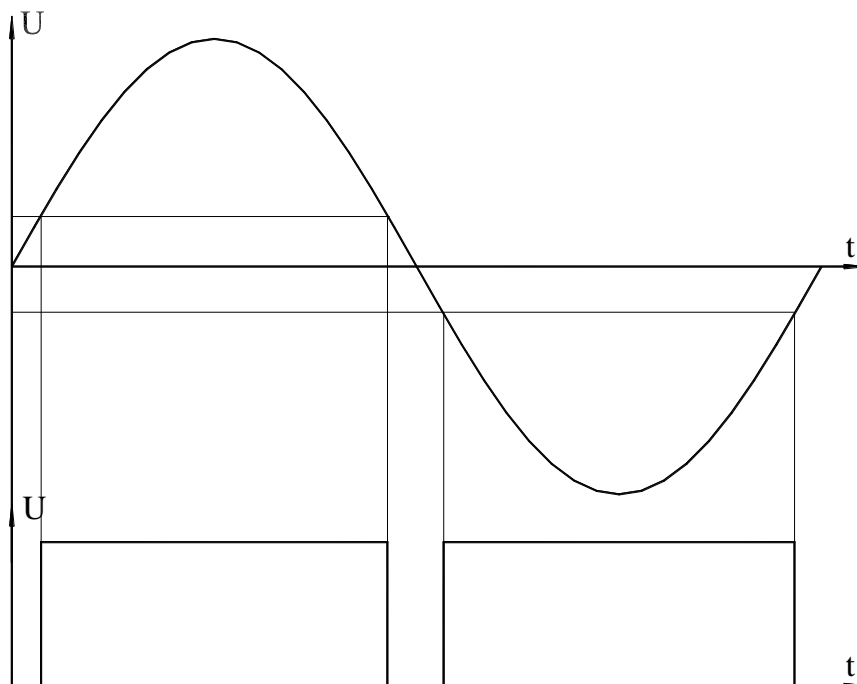


Рисунок - 4.2 Порівняння синусоїдального електричного сигналу з опорною напругою яка не відповідає діючому значенню і менше за нього

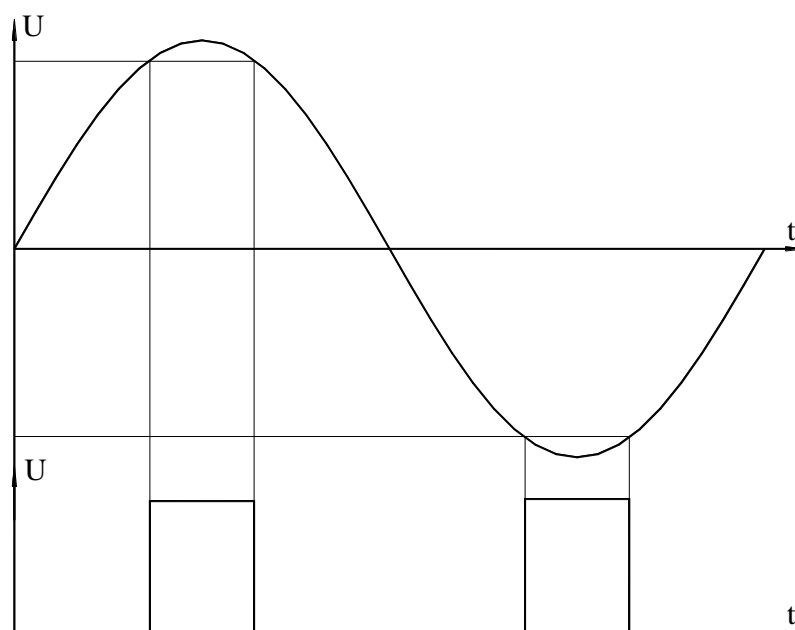


Рисунок - 4.3 Порівняння синусоїдального електричного сигналу з опорною напругою яка не відповідає діючому значенню і більше за нього

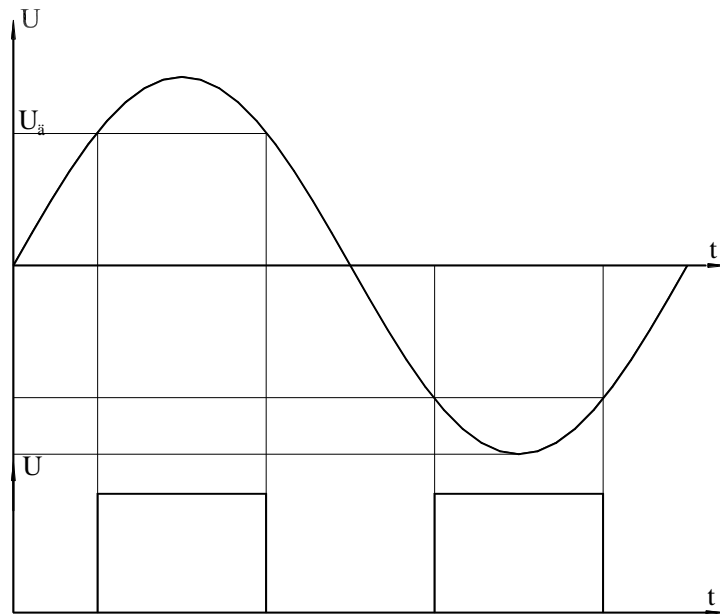


Рисунок - 4.4 Порівняння синусоїдального електричного сигналу з опорною напругою яка відповідає діючому значенню

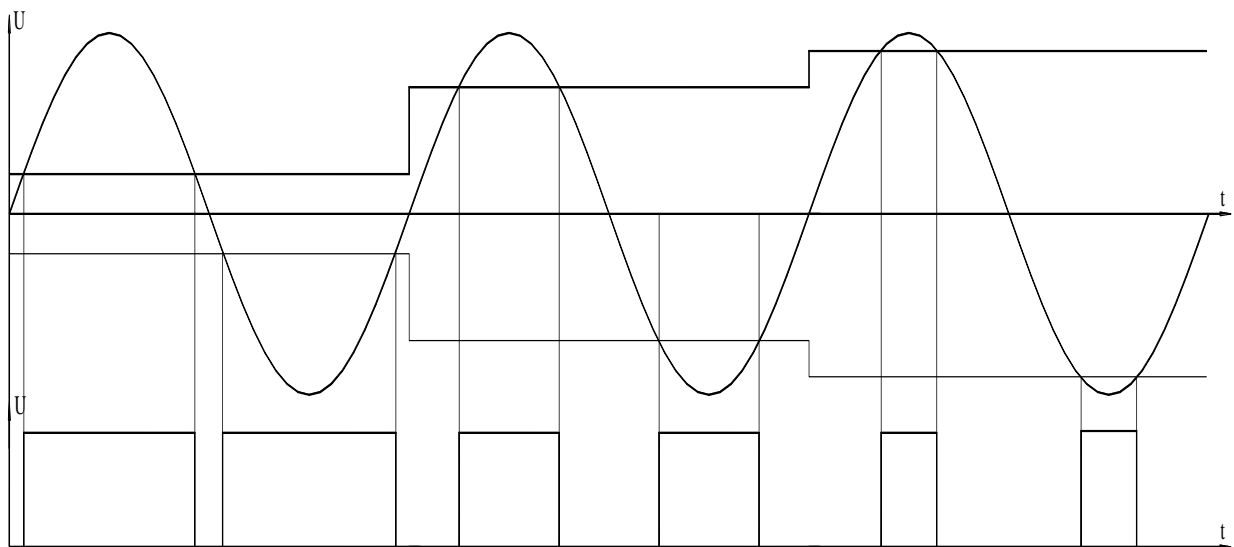


Рисунок - 4.5 Послідовний процес порівняння синусоїдальної напруги з лінійно зростаючою опорною напругою

Можна запропонувати наступну структурну схему вимірювача діючого значення напруги синусоїдального електричного сигналу (рис. 4.6). Схема складається з наступних вузлів: вхідного підсилювача 1, який має два виходи: прямий підключений до компаратора 2, та інверсний підключений до

компаратора 3. Другі входи компараторів з'єднані з цифро-аналоговим компаратором 10 на вхід якого поступають сигнали з лічильника 9 входи якого з'єднано з регістром 11. Входи регістра 11 підключено до індикатора 12. Компаратори 2 і 3 з'єднані зі схемою виключаючи-АБО 4, вхід якої з'єднана з входом встановлення напрямку перерахунку реверсного лічильника 6. Тактовий вхід лічильника 6 підключено до тактового генератора 5. Виходи лічильника підключено до схеми співпадіння 7, вихідний електричний сигналюєї поступає на регістр 11.

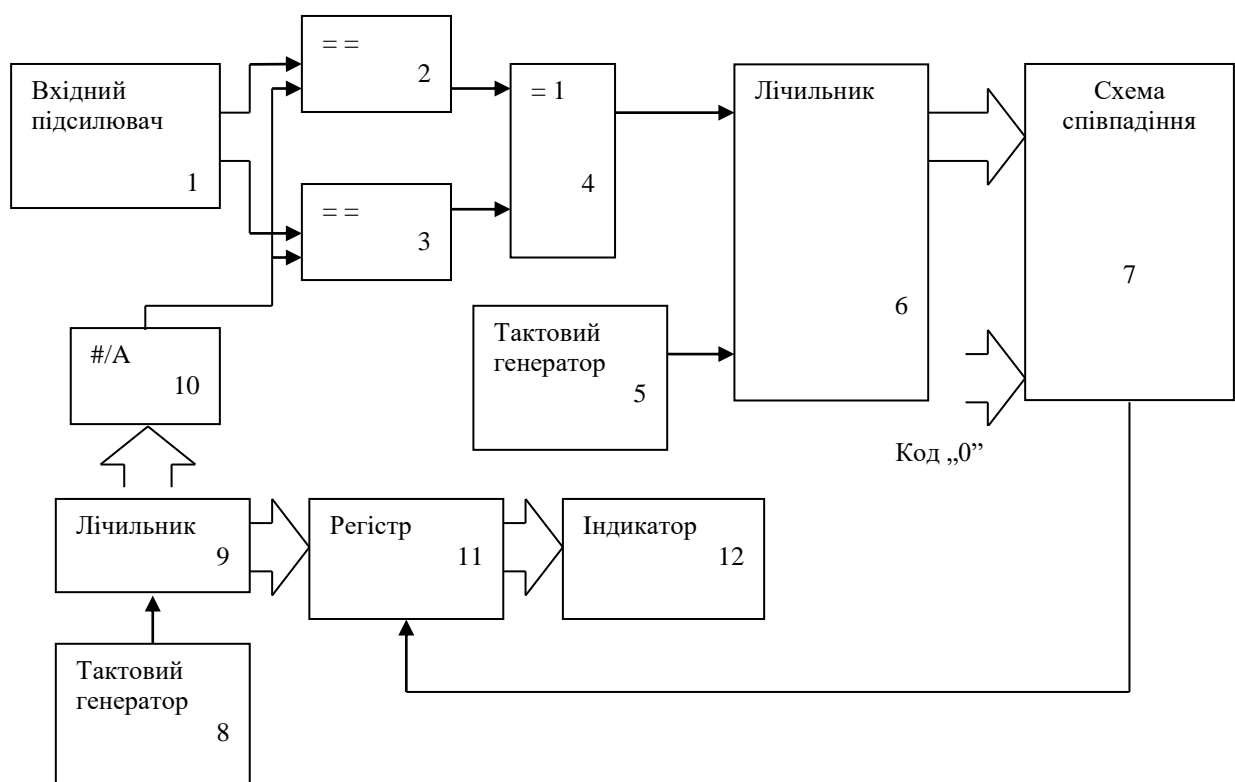


Рисунок - 4.7 Структурна схема вимірювального приладу для визначення діючої напруги синусоїдального електричного сигналу фазочастотним методом

Схема працює наступним чином. Вхідний електричний сигнал u_x підсилюється вхідним підсилювачем 1 і інвертується на одному із входів, діаграми 1 і 2 (рис.4.8). Лічильник 9 лінійно наростаючий код, який перетворюється в ступінчасто наростаючу напругу, діаграма 3. Ця напруга порівнюється із вхідним сигналом на компараторах 2 і 3, і в результаті утворюються імпульсні послідовності діаграм 2,4 і 5, які об'єднуються схемою

4, діаграма 6. При високому рівні аналогу на вході схеми 4, лічильник 6 підраховує імпульси з тактового генератора 5, при низькому віднімає. В кінці одного такту порівняння, цифровий код на виході лічильника порівнюється із кодом «0», якщо обидва коди співпадають, що свідчить про рівність часових проміжків і досягнення діючого значення напруги на виході цифро аналогового перетворювача 11, формується імпульс (діаграма 6), який дозволяє записати цифровий код, який встановлено на виході лічильника 9 і відповідає діючому значенню напруги вхідного електричного сигналу в регістр 11 (діаграма 8).

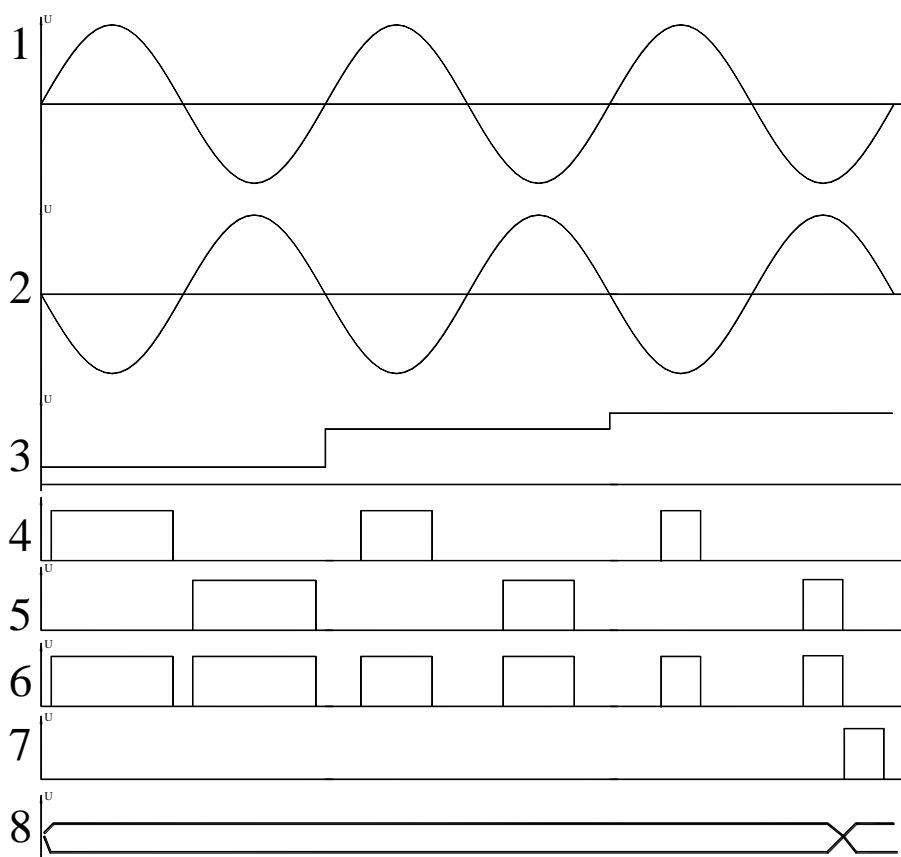


Рисунок - 4.8 Часові діаграми роботи вимірювального приладу для визначення діючої напруги синусоїдального електричного сигналу фазочастотним методом

Для синтезу електричних сигналів з прямокутною обвідною спектра було запропоновано взяти цифрові методи. Синтезатор електричних сигналів з прямокутною обвідною спектра було реалізовано наступним чином. За допомогою ЕОМ розраховано значення вибірок електричного сигналу

$\frac{\sin(\omega t)}{\omega t}$. Ці значення занесено в ПЗП. За допомогою реверсивного лічильника із змінним кодом кінця ліку, який задається блоком керування розрядами (БКР), змінювались значення періодів сигналів, які виражаються через значення адресів ПЗП. Виходи даних підключено до ЦАП, на виході якого формується електричний сигналіз прямокутною обвідною спектра. Функціональна схема синтезатора електричних сигналів з прямокутною обвідною спектра наведено на рис.4.9.

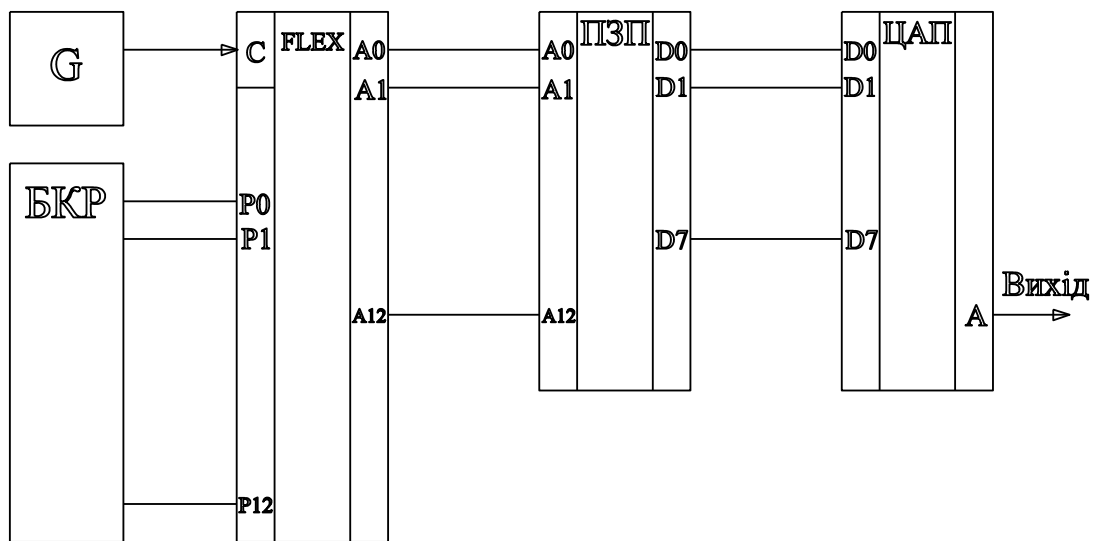


Рисунок - 4.9 Функціональна схема синтезатора електричних сигналів з прямокутною обвідною спектра

Інженерна методика розрахунку синтезатора електричних сигналів з прямокутною обвідною спектра буде наступною.

Вихідні дані:

- кількість гармонік N;
- смуга частот електричного сигналу ΔF , Гц;
- нерівномірність спектра електричного сигналу ε , %.

Необхідно розрахувати:

- число L визначає кількість відсічених при розрахунку електричного сигналу частин функції;
- кількість вибірок електричного сигналу K;

- кількість розрядів ЦАП;
- частота тактового генератора f_t , Гц.

Методика розрахунку параметрів електричних сигналів та синтезатора електричних сигналів полягає у наступному:

1. Число L розраховується, використовуючи співвідношення, знайдені емпірично:

$$\varepsilon_1 = 0,071 \cdot L_1^{-1,401}, \quad (4.1)$$

$$\varepsilon_2 = 0,062 \cdot L_2^{-1,763}. \quad (4.2)$$

Залежність (4.1) застосовується для розрахунку параметрів періодичного електричного сигналу $\frac{\sin(\omega t)}{\omega t}$, залежність (3.8) для електричного сигналу $\frac{1 - \cos(\omega t)}{\omega t}$. Знаходимо значення числа L та округлюємо до більшого цілого числа.

2. Кількість виборок електричного сигналу K вибирається за допомогою таблиці 4.1, нерівномірності спектра від кількості дискрет за один період сигналу.

Таблиця 4.1. Розрахунок похибок спектра, обумовлених дискретизацією електричного сигналу по часу

Кількість дискрет	128	256	384	512	640	768	1024
Похибка $\varepsilon_{д.в.}$	4,5%	2,3%	1,5%	1,1%	0,89%	0,74%	0,56%

3. Для вірного вибору значення кількості розрядів ЦАП потрібно розрахувати абсолютну нерівномірність спектра, яку потрібно отримати в результаті розрахунків електричного сигналу та параметрів системи. Після цього потрібно

поділити значення амплітудні значення електричного сигналу U_{\max} , що отримаємо в результаті цифро-аналогового перетворення на значення абсолютної нерівномірності сигналу. Отримане число відповідає кількості рівнів дискретизації електричного сигналу по амплітуді. Після цього потрібно знайти двійкове значення цього числа, кількість розрядів якого буде відповідати кількості розрядів ЦАП.

4. Для розрахунку частоти тактового генератора потрібно розрахувати кількість дискрет, яка припадає на головну пелюстку електричного сигналу $\frac{\sin(\omega t)}{\omega t}$. З [3] відомо, що головна пелюстка визначається двома нулями функції $\frac{\sin(\omega t)}{\omega t}$, дальність між ними дорівнює 2π . Таким чином, використовуючи співвідношення наведені в [23, 25], знаходимо:

$$N_{\text{г.п.}} = \frac{K \cdot 2\pi}{(N + 0,5)\pi} \quad (4.3)$$

де $N_{\text{г.п.}}$ - кількість дискрет, яка припадає на головну пелюстку.

Смуга частот електричного сигналу ΔF визначається через час $t_{\text{г.п.}}$ як $\frac{1}{t_{\text{г.п.}}}$,

звідси:

$$t_{\text{г.п.}} = \frac{1}{\Delta F}. \quad (4.4)$$

З іншого боку:

$$t_{\text{г.п.}} = N_{\text{г.п.}} \cdot \frac{1}{f_t}. \quad (4.5)$$

Прирівнюючи праві частини отримуємо:

$$f_t = N_{\text{г.п.}} \cdot \Delta F. \quad (4.6)$$

Отже, використовуючи наведену вище методику розрахунку можна

створювати синтезатори електричних сигналів з прямокутною обвідною спектра із заданими параметрами спектра та складністю технічної реалізації схеми.

ВИСНОВКИ

1. В результаті проведеного дослідження відомих методів виміру дальностей до пошкоджень встановлено, що відомі методи не мають можливість дозволити ефективно вирішити задачу пошуку та ідентифікації пошкоджень кабельних низькочастотних ліній зв'язку. Це обумовлено низькою точністю визначення дальностей до декількох пошкоджень у низькочастотних провідних лініях передачі. Для вирішення задачі покращення точності виміру дальностей до пошкоджень запропоновано використання фазового методу, що використовує сигнали з прямокутною обвідною амплітудно-частотною спектра та підвищення точності за допомогою результатів виміру кутів фазових зсувів на різних частотах, що отримані для цієї ж лінії.

2. В результаті математичного моделювання векторних співвідношень вимірювального електричного сигналу електричних сигналів що відбиті від кожного об'єкту виміру та загального відбитого електричного сигналу на різних частотах, що зростають за лінійною залежністю, було встановлено однозначний зв'язок між мінімумом амплітудно-частотної характеристики загального відбитого електричного сигналу та фазовим зсувом загального відбитого електричного сигналу на частоті на якій спостерігається мінімум АЧХ загального відбитого електричного сигналу і фазовим зсувом електричного сигналу відбитого від найдалшого об'єкту спостереження на цій же частоті, який характеризується протифазою векторних відрізків даних електричних сигналів та відставанням фазового зсуву загального відбитого електричного сигналу відносно фазового зсуву електричного сигналу відбитого від найдалшого об'єкту спостереження.

3. Розроблено метод пошук амплітудні значення електричного сигналу відбитого від найдалшого об'єкту спостереження, який полягає у компенсації векторного відрізка даного електричного сигналу на усіх частотах отриманої характеристики за допомогою додаткового векторного відрізка який знаходиться в протифазі до векторного відрізка електричного сигналу

відбитого від найдалшого об'єкту спостереження. Величина компенсуючого векторного відрізка встановлюється на рівні половини загального відбитого електричного сигналу на нульовій частоті, та змінюється відповідно до методу порозрядного кодування.

4. Запропонована загальна структурна схема вимірювача відстані, що реалізує запропонований метод виміру відстаней. Визначена послідовність етапів проведення процесу вимірювання. Приведені діаграми роботи пристрою, де приведені основні сигнали пристрою та представлений взаємозв'язок між цими сигналами у часі. Представлений послідовний опис всіх етапів виміру, для чого розглянута робота пристрою у часі.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Chuck Lane, A 10-bit 60 Msp/s Flash ADC, Proceedings of the 1989 Bipolar Circuits and Technology Meeting // IEEE Catalog No. 89CH2771-4, September 1989, pp. 44-47.
2. F.D. Waldhauer, Analog to Digital Converter, U.S. Patent 3-187-325, 1965.
3. Fibre Channel: Connection to die future. Technical overview / The Fibre Channel Association. - Published by LLH Technology Publishing, Eagle Rock, VA, 1998, 66p.
4. Hermann Schmid, Electronic Analog/Digital Conversions, Van Nostrand Reinhold Company, New York, 1970.
5. IBM0364404C 64MB Synchronous DRAM / Datasheet .Ms 03K2149. GA14-5286-00 // International Business Machines, 1990.
6. MAX 7000 Programmable Logic Device Family Data Sheet / Datasheet JSfe DS-MAX7000-6.4 // Ahcra Corp., 2002.
7. Mercury Programmable Logic Device Family / Datasheet JVe DS-MERCURY-2.0 // Altera Corp, March 2002.
8. PH 30 laser distance meter 0-30 meter with a few mm in accuracy: <http://www.laseroptronix.com/disph/ph30engJitml>
9. Practical Analog Design Techniques / Analog Devices, 1995
10. Robert W. Ramierez, The FFT: Fundamentals and Concepts. - Prentice- Hall, 1985.
11. SDC16UV7284-(67/84/100/125)T-S. 128MByte (16M x 72) CMOS Synchronous DRAM Module / Fujitsu datasheet // Fujitsu Mikroelektronik GmbH, Feb. 1997.
12. Steve Ruscak and Larry Singer, Using Histogram Techniques to Measure A/D Converter Noise, Analog Dialogue, Vol. 29-2, 1995.
13. System Applications Guide, Analog Devices, 1993. - 210 p.
14. W24257A. 32Kx8 High Speed CMOS Static RAM / Winbond Corp., 1988 / http://www.winbond-usa.com/pfoduct&/winbond_products/pdfs/Memory/

w24257.pdf.

15. Woodward P.M. Probability and Information Theory with Application to Radar. - New York: McGraw-Hill Book Company, 1953.
16. Zygo - Application Note, Fringe Analysis vs. Phase Measuring Interferometry - measurement metrology optics precision surfaces fringe interference pattern pv rms interferometer. <http://www.zygo.com/appnotes/zms0015/zmsOOI5.htm>
17. Справочник по радиолокации. Под ред. М.Сколника. С 74 Нью-Йорк. 1970. Пер. с англ. (в четырех томах) под общей ред. К.Н.Трофимова. Том 1. Основы радиолокации. Под ред. Я.С.Ицхоки. - М. Сов.радио, 1976. 456 с.
18. Справочник по основам радиолокационной техники. Под ред. В.В.Дружинина. - М. Воениздат, 1987. - 768 с.
19. Троцишин І.В. Виміру та перетворення фазочастотних параметрів радіосигналів: - Хмельницький, ПП Ковальський В.В. -2002. - 382 с.
20. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. Учебник для вузов. Изд. 3-е, перераб. и доп. - М.: «Сов. Радио», 1977. - 496 с.
21. Радиотехнические цепи и сигналы. Учебное пособие для вузов/ Д.В.Васильев, М.Р.Витоль, Ю.Н.Горшенков и др./ Под ред. К.А.Самойло, - М.: «Радио и связь», 1982. - 528 с.
22. Макс Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических
23. Теоретические основы радиолокации. Под ред. Ширмана Я.Д. Учебное пособие для вузов. М., изд-во “Советское радио”, 1970, стр. 560.
24. Мейзда Ф. Электронные измерительные приборы и методы измерений: Пер. с англ.– М.: «Мир», 1990. - 535 с.
25. Мирский Г.Я. Электронные измерения. – 4-е изд. перераб. и доп.– М.: «Радио и связь», 1986. - 440 с.
26. Винокуров В.И., Каплин С.И., Петелин И.Г. Электрорадиоизмерения: Учеб. пособие для радиотехнических вузов/ Под ред. В.И. Винокурова.– 2-е изд. перераб. и доп.– М.: «Высш. шк.», 1986. - 351 с.
27. Гойжевский В.А., Дворский В.Я., Трилис В.Г., Шарпан О.Б.

- Исследование линейных четырехполюсников с помощью дискретного множества частот. //Радиотехнические измерения в физических исследованиях. - М: «Наука», 1977. - С. 57-60.
28. Дворский В.Я., Трилис В.Г. Цифровая индикация в системе измерения времени распространения сигналов. // Радиотехнические измерения в физических исследованиях. : М «Наука», 1977. - С. 60-63.
 29. Устройство для измерения импульсной характеристики четырехполюсника: А.с. № 1369517 СССР, МКИ G01 R 27/28. / А.В. Андрианов, М.Н. Антипин, С.Н. Жураховский и А.Л. Микрюков (СССР) ДСП, 1985г. - 6с. ил.
 30. Устройство для автоматического контроля амплитудно–частотных характеристик четырехполюсников: А.с. № 1425563 СССР, МКИ G01 R 27/28. / С.И. Серов (СССР). - № 4125299/24-21; Заявлено 30.09.86; Оpubл. 23.09.88, Бюл. № 35. - 4с. ил.
 31. Измеритель амплитудно–частотных характеристик четырехполюсников: А.с. № 894603 СССР, МКИ G01 R 27/28. / В.И. Рюмшин и А.В. Погожев (СССР). - № 28688118/18-21; Заявлено 10.01.80; Оpubл. 30.12.81, Бюл. № 48. - 4с. ил.
 32. Устройство для определения частотных характеристик четырехполюсников: А.с. № 1308941 СССР, МКИ G01 R 27/28. /М.Я. Минц, В.Н. Чинков, В.И. Анохин, С.И. Богданов, Г.К. Кальянов и Ю.А. Немшилов (СССР). - № 3913886/24-09; Заявлено 17.06.85; Оpubл. 07.05.87, Бюл. № 17. - 5с. ил.
 33. Устройство для допускового контроля амплитудно–частотной характеристики четырехполюсника: А.с. № 1608591 СССР, МКИ G01 R 27/28. /В.В. Федоренко, А.В. Машинистов и В.Б. Лысенко (СССР). - № 4637139/24-21; Заявлено 12.01.89; Оpubл. 23.11.90, Бюл. № 49. - 6с. ил.
 34. Измеритель частотных характеристик четырехполюсника: А.с. № 1661679 СССР, МКИ G01 R 27/28 / С.О. Бычков, А.С. Данилини, О.И. Скалозуб (СССР). - № 4610284/21; Заявлено 28.11.88; Оpubл. 07.07.91, Бюл. № 25. - 5с. ил.

35. Устройство для измерения частотных характеристик четырехполюсников: А.с. № 1661680 СССР, МКИ G01 R 27/28. / С.О. Бычков, А.С. Данилини, О.И. Скалозуб (СССР). - № 46111649/21; Заявлено 28.11.88; Оpubл. 07.07.91, Бюл. № 25. - 4с. ил.
36. Способ определения амплитудно–частотных характеристик входного и выходного фильтров идеальной модели нелинейного четырехполюсника в виде типового радиотехнического звена: А.с. № 1420549 СССР, МКИ G01 R 27/28. /Б.В. Дегтярёв и М.М. Панченко (СССР). - № 3963068/24-21; Заявлено 14.10.85; Оpubл. 30.08.88, Бюл. № 35. -7с. ил.
37. Устройство для измерения переходной и частотной характеристик электрических приборов: А.с. № 2028635 СССР, МКИ G01 R 27/28. / Гельман М.М. (СССР).- № 5254728/21; Заявлено 30.07.93; Оpubл. 25.02.95, Бюл.№ 4. - 4с. ил.
38. Любчик В.Р. Дослідження та аналіз деяких особливостей електричних сигналів типу $\text{SIN}(X)/X$. //НТЖ «Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах», м. Хмельницький, №2, 1997. - С. 93-96.
39. Кудрявцев Л.Д. Курс математического анализа. Учебник для вузов. В 3 т. Т. 3.- М.: «Высш. шк.», 1989. - 352 с.
40. Радиотехнические системы. Учебник для вузов по специальности «Радиотехника». Под ред. Ю.М.Казаринова. - М.: Высш. Шк., 1990. - 496 с.Маевский С., Баженов В.Г., Батуревич Е.К., Куц Ю.В. Применение методов фазометрии для прецизионного измерения расстояний. - Киев: Вища школа. Изд-во при Киев. ун-те, 1983. 84 с.
41. Орнатский П.П. Теоретические основы информационно-измерительной техники. - 2-е изд., перераб. и доп. - Киев: Вища школа. Головное издательство, 1983. - 455 с.
42. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы: Учеб. для вузов по спец. «Радиотехника». – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 2000. – 462 с.: ил.
43. Сиберт У.М. Цепи, сигналы, системы: В 2–х ч. Ч. 2.: Пер. с англ.– М.: “Мир”, 1988. - 360 с.

44. Любчик В.Р. Дослідження спектральних властивостей електричних сигналів з «прямокутним спектральним вікном»// VI НТК «ВОТТП» №3(1999), Хмельницький, 1999. - С. 18-24.
45. Любчик В.Р., Троцишин И.В. Способ измерения частотных характеристик. // Информационный листок, №19-99, Хмельницький: ЦНТЭИ, 1999.
46. Любчик В.Р., Войтюк О.П. Особливості виміру АЧХ зондуєчими сигналами з «прямокутним спектральним вікном»// V НТК «ВОТТП» №1(1998), Хмельницький, 1998. - С. 99.
47. Цифровые анализаторы спектра. – М.: «Радио и связь», 1990. - 184 с.
48. Метрологическое обеспечение и эксплуатация измерительной техники./ Г.П. Богданов, В.А. Кузнецов, М.А. Датонов; Под ред. В.А. Кузнецова.– М.: «Радио и связь», 1990. - 240 с.
49. Новицкий П.В., Зограф И.А. Оценка погрешностей результатов измерений.– Л.: «Энергоатомиздат», Ленинградское отделение, 1985.- 248 с.
50. Рыбаков И.Н. Основы точности и метрологического обеспечения радиоэлектронных измерений. – М.: «Изд-во стандартов», 1990. - 180с.
51. Баранов Л.А. Квантование по уровню и временная дискретизация в цифровых системах управления.– М.: «Энергоатомиздат», 1990. - 304 с.
52. Вашны Е. Динамика измерительных цепей./ Пер. с нем., Под ред. Р.Р, Харченко.– М.: «Энергия», 1969. - 287 с.
53. Войтюк О.П., Левандовский В.О., Любчик В.Р., Троцишин И.В. Синтезатори радіостанції з широкосмуговими сигналами.// «Наукові праці молодих вчених та студентів», ч.3, К.: ДАЛПУ, 1998. - С. 58.
54. Вострокнутов Н.Н. Цифровые измерительные устройства. Теория погрешностей, испытания, поверка.– М.: «Энергоатомиздат», 1990. - 225 с.
55. Мартыненко И.И., Саркисян В.И. Вычислительная техника в инженерных и экономических расчетах. - 2-е изд., перераб. и доп. - М.; Колос, 1980. - 287 с.

56. Справочник по схемотехнике для радиолюбителя/ С74 В.П.Боровский, В.И.Костенко, В.М.Михайленко, О.Н.Партала; Под ред. В.П.Боровского - К.: Техніка, 1987. - 432 с., ил. - Библиогр.: стор. 422 - 423. - (В пер.):
57. Дем'янюк С. М., Любчик В.Р. Шляхи покращання характеристик радіолокаційних станцій, що використовуються в охороні кордону // Збірник наукових праць: Матеріали 4-ї міжвузівської науково-теоретичної конференції Національної академії ПВУ «Проблеми сучасної інженерної технології» (14–15 січня 2003 р.). – Хмельницький, 2003. – № 24. – Ч. 2 (спец. вип.). – стор. 69–74.
58. Дем'янюк С.М. Розробка математичної моделі вимірювального електричного сигналу з прямокутною обвідною спектра // Збірник наукових праць. – Хмельницький: Видавництво Національної академії ДПСУ, 2003. – № 12. – інв. 367. Ч.1. – стор. 53–58.
59. Дем'янюк С. М. Основні положення фазового методу виміру відстані // Вісник національного технічного університету України “КПІ”, - м. Київ, - 2004. №1. – стор. 58-62.
60. Дем'янюк С. М. Структурна схема фазового вимірювача відстані // Збірник наукових праць. – Хмельницький: Видавництво Національної академії ПВУ, 2003. – № 25. – Ч. 2 – стор. 306–311.
61. Любчик В. Р., Дем'янюк С. М. Дослідження потенційної точності та швидкодії фазового методу виміру відстані // МНТЖ, «Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах», м. Хмельницький, 2003. - №1(23), – стор. 74-80.
62. Шинкарук О.М., Гнатюк О.І. Визначення шляхів удосконалення методів виміру дальностей в радіолокації. - Збірник наукових праць НАДПСУ - 2004 р. №32 Ч.ІІ. стор. 42-44.
63. Любчик В. Р., Гнатюк О.І. Виміру дальностей в радіолокації до трьох об'єктів - «Вісник Хмельницького національного університету» - 2005р. № 4 Ч.І Т.1 стор. 239-242;
64. Дем'янюк С. М., Гнатюк О.І., Любчик В. Р. Застосування методу послідовного наближення при вимірюванні дальностей в радіолокації -

2005 р. №35 Ч.ІІ. стор. 198-201.

65. Гнатюк О.І. Аналіз методичних похибок фазочастотного методу виміру відстані - науковий вісник Київського національного університету ім. Т.Шевченка. 2006 р. №5 стор. 56-59.

Додаток А
(довідковий)
Презентація

ХМЕЛЬНИЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Рубцов В.Г.

Метод фазової рефлектометрії

Метою роботи є розробка методу фазової рефлектометрії кабельних ліній із покращеними характеристиками, що дозволяють вимірювати дальність до двох і більше пошкоджень із низькою похибкою.

Об'єктом дослідження є процеси фазового вимірювання дальностей та параметрів пошкоджень.

Предметом дослідження є метод та алгоритми функціонування фазових пристроїв вимірювання дальностей та параметрів об'єктів рефлектометрії.

ЗАВДАННЯ ДОСЛІДЖЕННЯ

1. Провести аналіз методів рефлектометрії.
2. Дослідити проходження гармонійних сигналів в кабельній лінії за наявності декількох пошкоджень.
3. Розробити метод фазової рефлектометрії.
4. Дослідити похибки вимірювання відстаней.
5. Розробити структурні схеми вимірювальних приладів.

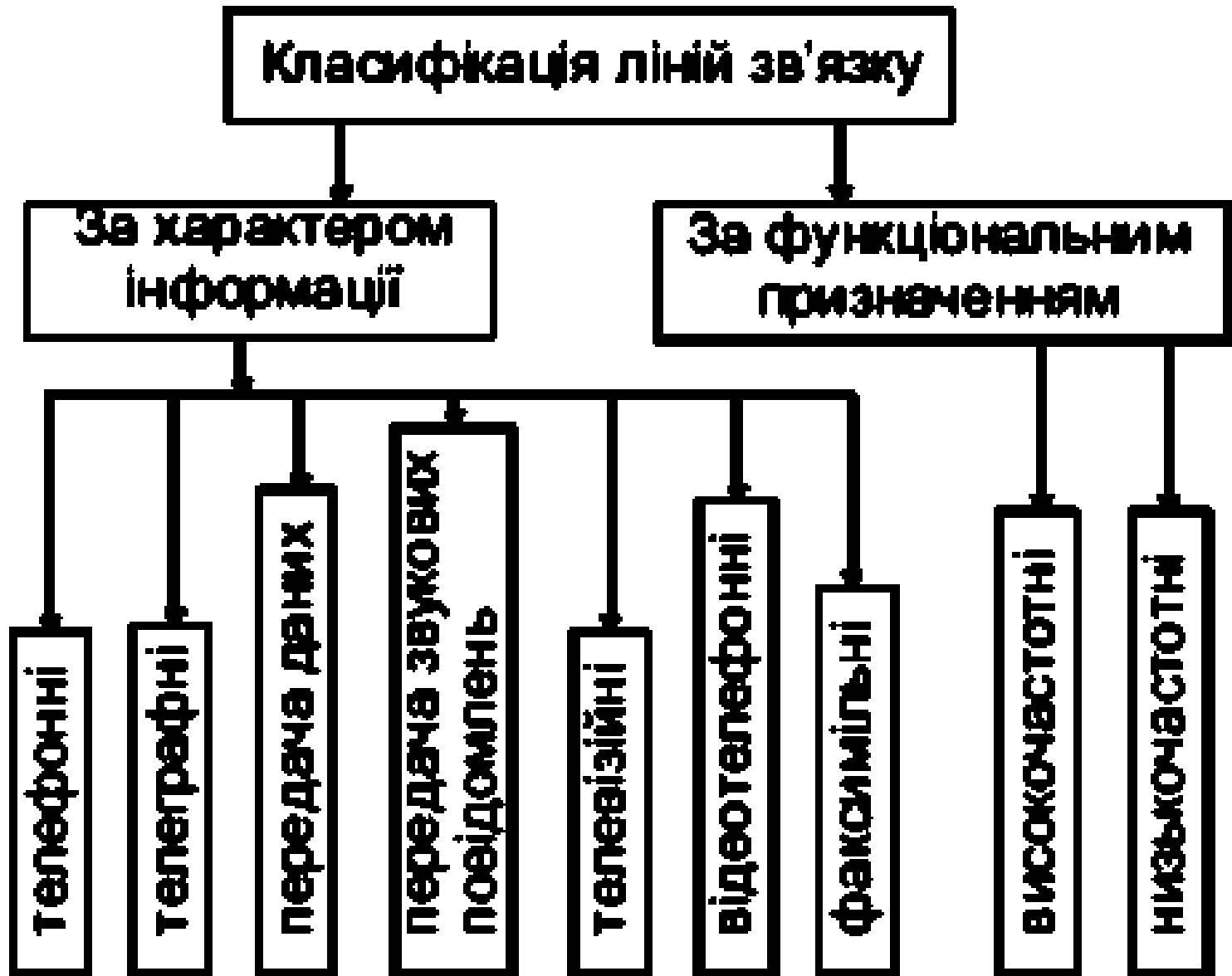
Наукова новизна полягає у наступному:

Вперше запропоновано застосувати метод вимірювання пошкоджень кабельних ліній фазовим методом, що полягає у вимірювання фазових зсувів та амплітудних значень сумарних відбитих сигналів на декількох частотах і подальшим розрахунком відстаней, що дозволяє однозначно розділити сигнали від декількох пошкоджень .

Запропоновано методику аналізу похибок вимірювання відстаней до пошкоджень кабельних ліній фазовим методом, що полягає у аналіз впливу похибок вимірювання фазових зсувів та амплітудних значень сумарних відбитих сигналів на векторні відрізки сигналів що відбиті від кожного пошкодження ,що дозволяє вибирати найкращі параметри вимірювальної системи.

Практичне значення одержаних результатів.

Запропоновано структурні схеми вимірювальних приладів для пошуку дальностей пошкоджень кабельних ліній та алгоритми їх функціонування.



ОГЛЯД МЕТОДІВ ВИЗНАЧЕННЯ МІСЦЯ ПОШКОДЖЕННЯ

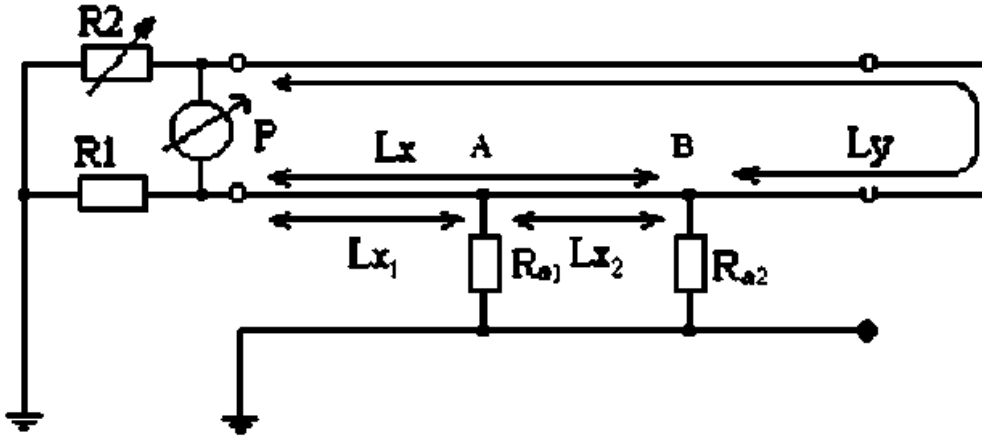
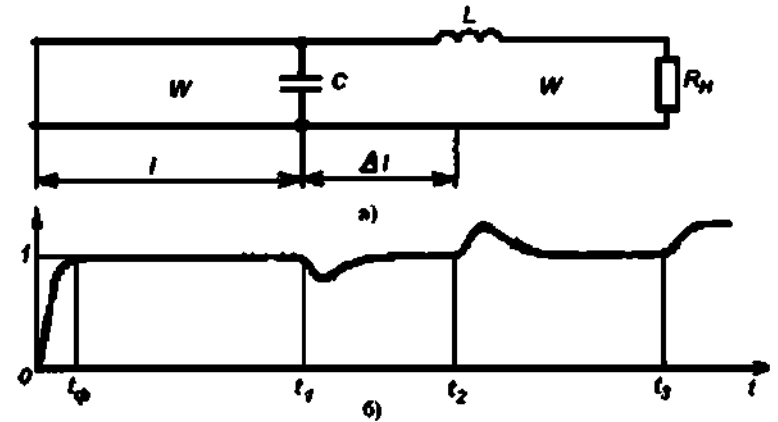


Схема визначення місця виникнення пошкодження при присутності двох пошкоджень в еквівалентними опорами

$$L_x = 2L \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$



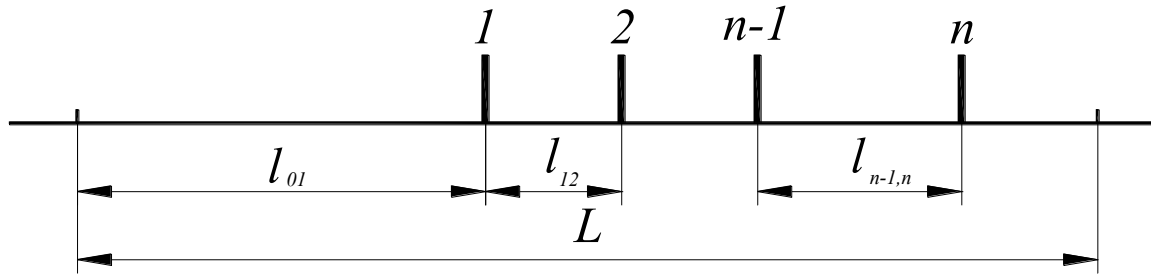
Еквівалентна схема провідниковій лінії (а) та її рефлектограма (б)

$$l = \frac{v \cdot t}{2}$$

ОГЛЯД МЕТОДІВ ВИЗНАЧЕННЯ МІСЦЯ ПОШКОДЖЕННЯ

Назва методу	Переваги	Недоліки
Вимірювання опору жил	<ol style="list-style-type: none"> 1. простота технічної реалізації 2. використання постійного струму 	<ol style="list-style-type: none"> 1 . неможливість визначення характеру пошкодження ; 2. відсутність розрізнявальної спроможності; 3. необхідне використання двох жил.
Метод імпульсної рефлектометри	<ol style="list-style-type: none"> 1. можливість визначення будь-якої кількості пошкоджень; 2. можливість визначення типу пошкоджень 	<ol style="list-style-type: none"> 1 . роздільна здатність залежить від тривалості імпульсу; 2. із зменшенням тривалості імпульсу збільшується затухання електричного сигналу вліня
Метод виміру зсуву фаз	<ol style="list-style-type: none"> 1 . висока точність визначення зсуву фаз; 2. використання низькочастотних сигналів 	<ol style="list-style-type: none"> 1 . неможливо розрізнити кількість пошкоджень; 2. неможливо розрізнити характер пошкоджень

ІТЕРАЦІЙНО-ФАЗОВА МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ВИМІРУ ВІДСТАНЕЙ



$$\begin{aligned}
 u_1(t) &= U_1 \cos(\omega t + \varphi_1) \\
 u_2(t) &= U_2 \cos(\omega t + \varphi_2) \\
 &\dots \\
 u_n(t) &= U_n \cos(\omega t + \varphi_n),
 \end{aligned}
 \tag{7.1}$$

$$\begin{aligned}
 u(t) &= u_1(t) + u_2(t) + \dots + u_n(t) = \\
 &= U_1 \cos(\omega t + \varphi_1) + U_2 \cos(\omega t + \varphi_2) + \dots + U_n \cos(\omega t + \varphi_n)
 \end{aligned}
 \tag{7.2}$$

$$\begin{cases}
 U_{\Sigma} \sin \varphi_{\Sigma} = U_1 \sin \varphi_1 + U_2 \sin \varphi_2 + \dots + U_n \sin \varphi_n \\
 U_{\Sigma} \cos \varphi_{\Sigma} = U_1 \cos \varphi_1 + U_2 \cos \varphi_2 + \dots + U_n \cos \varphi_n
 \end{cases}
 \tag{7.3}$$

ІТЕРАЦІЙНО-ФАЗОВА МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ВИМІРУ ВІДСТАНЕЙ

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{\Sigma 1} \sin \varphi_{\Sigma 1} = U_1 \sin \varphi_1 + U_2 \sin \varphi_2 + \dots + U_n \sin \varphi_n \\ U_{\Sigma 2} \sin \varphi_{\Sigma 2} = U_1 \sin 2\varphi_1 + U_2 \sin 2\varphi_2 + \dots + U_n \sin 2\varphi_n \\ \dots \\ U_{\Sigma n} \sin \varphi_{\Sigma n} = U_1 \sin n\varphi_1 + U_2 \sin n\varphi_2 + \dots + U_n \sin n\varphi_n \\ U_{\Sigma 1} \cos \varphi_{\Sigma 1} = U_1 \cos \varphi_1 + U_2 \cos \varphi_2 + \dots + U_n \cos \varphi_n \\ U_{\Sigma 2} \cos \varphi_{\Sigma 2} = U_1 \cos 2\varphi_1 + U_2 \cos 2\varphi_2 + \dots + U_n \cos 2\varphi_n \\ \dots \\ U_{\Sigma n} \cos \varphi_{\Sigma n} = U_1 \cos n\varphi_1 + U_2 \cos n\varphi_2 + \dots + U_n \cos n\varphi_n \end{array} \right. \quad (8.1)$$

$$U_{\Sigma} = \sqrt{(U_1 \sin \varphi_1 + U_2 \sin \varphi_2 + U_3 \sin \varphi_3)^2 + (U_1 \cos \varphi_1 + U_2 \cos \varphi_2 + U_3 \cos \varphi_3)^2} \quad (8.2)$$

$$\varphi_{\Sigma} = \arctg \frac{U_1 \sin \varphi_1 + U_2 \sin \varphi_2 + U_3 \sin \varphi_3}{U_1 \cos \varphi_1 + U_2 \cos \varphi_2 + U_3 \cos \varphi_3} \quad (8.3)$$

ІТЕРАЦІЙНО-ФАЗОВА МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ВИМІРУ ВІДСТАНЕЙ

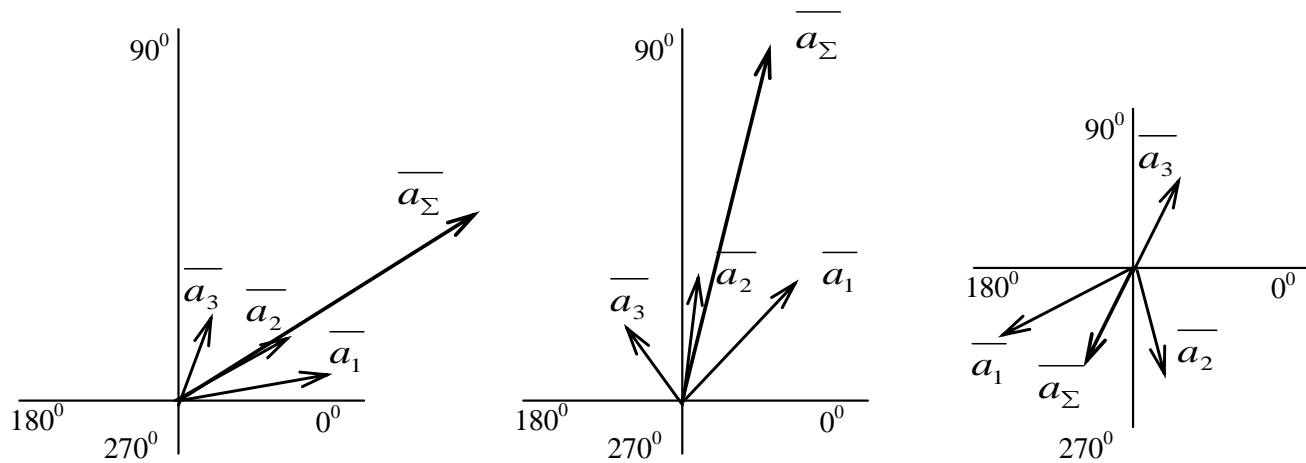


Рисунок 9.1 - Векторні діаграми сигналів відбитих від об'єктів

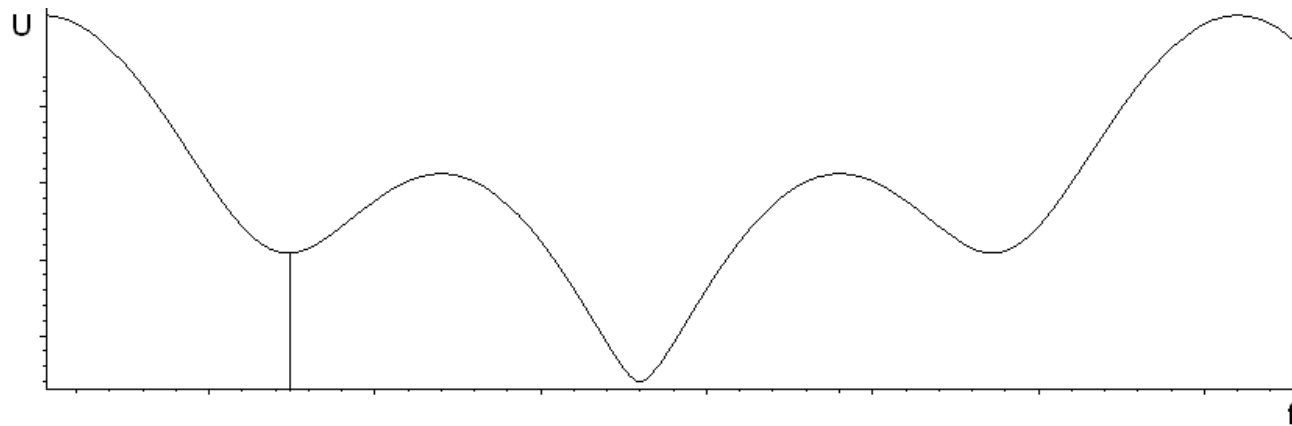


Рисунок 9.2 - Графік залежності амплітуди сум відбитих сигналів від частоти

СТРУКТУРНІ СХЕМИ ВИМІРУ ВІДСТАНЕЙ

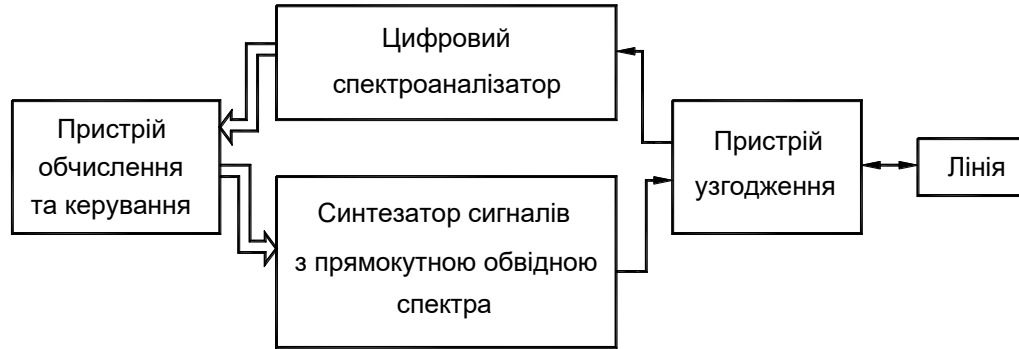


Рисунок 10.1 - Загальна структурна схема вимірювача відстані до пошкоджень у провідниковій провідниковій лінії зв'язку

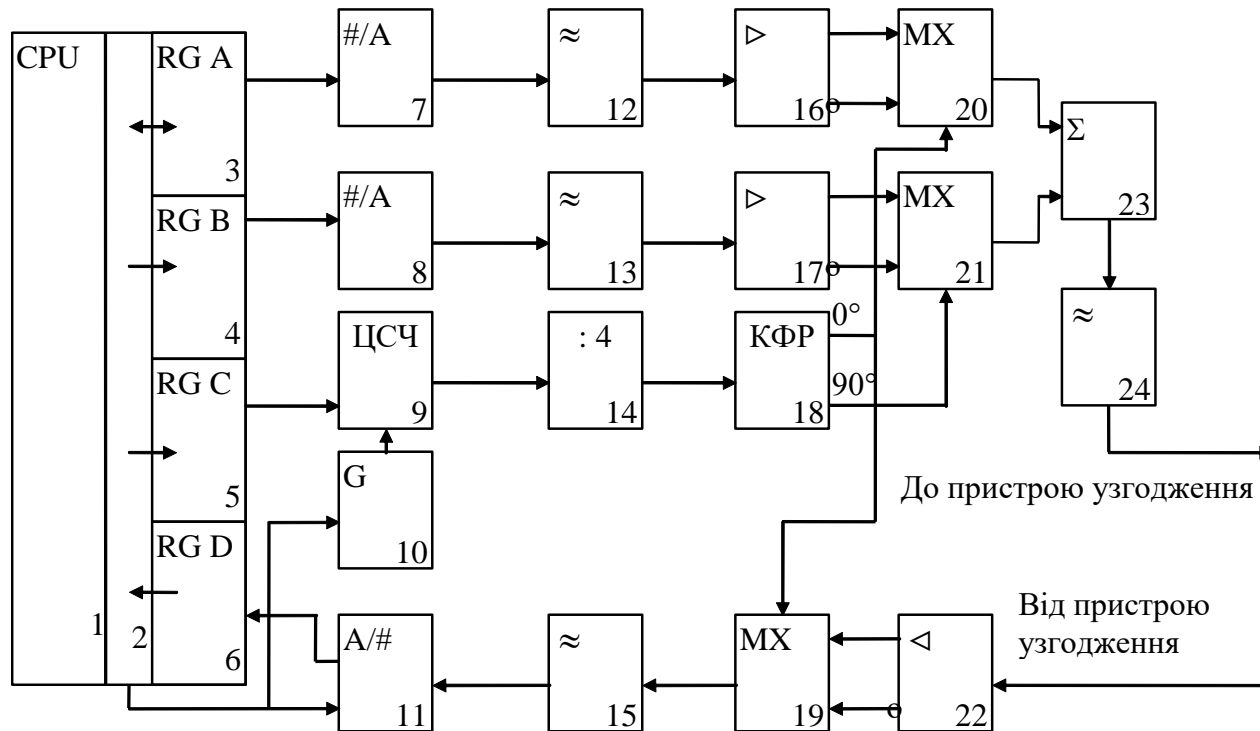


Рисунок 10.2 - Структурна схема блоку виміру (БВ)

Висновки по роботі

В результаті проведеного дослідження відомих методів виміру дальностей до пошкоджень встановлено, що відомі методи не мають можливість дозволити ефективно вирішити задачу пошуку та ідентифікації пошкоджень кабельних низькочастотних ліній зв'язку. Це обумовлено низькою точністю визначення дальностей до декількох пошкоджень у низькочастотних провідних лініях передачі. Для вирішення задачі покращення точності виміру дальностей до пошкоджень запропоновано використання фазового методу, що використовує сигнали з прямокутною обвідною амплітудно-частотного спектра та підвищення точності за допомогою результатів виміру кутів фазових зсувів на різних частотах, що отримані для цієї ж лінії.

В результаті математичного моделювання векторних співвідношень вимірювального електричного сигналу електричних сигналів що відбиті від кожного об'єкту виміру та загального відбитого електричного сигналу на різних частотах, що зростають за лінійною залежністю, було встановлено однозначний зв'язок між мінімумом амплітудно-частотної характеристики загального відбитого електричного сигналу та фазовим зсувом загального відбитого електричного сигналу на частоті на якій спостерігається мінімум АЧХ загального відбитого електричного сигналу і фазовим зсувом електричного сигналу відбитого від найдалшого об'єкту спостереження на цій же частоті, який характеризується протифазою векторних відрізків даних електричних сигналів та відставанням фазового зсуву загального відбитого електричного сигналу відносно фазового зсуву електричного сигналу відбитого від найдалшого об'єкту спостереження.

Розроблено метод пошук амплітудні значення електричного сигналу відбитого від найдалшого об'єкту спостереження, який полягає у компенсації векторного відрізка даного електричного сигналу на усіх частотах отриманої характеристики за допомогою додаткового векторного відрізка який знаходиться в протифазі до векторного відрізка електричного сигналу відбитого від найдалшого об'єкту спостереження. Величина компенсуючого векторного відрізка встановлюється на рівні половини загального відбитого електричного сигналу на нульовій частоті, та змінюється відповідно до методу порозрядного кодування.

Запропонована загальна структурна схема вимірювача відстані, що реалізує запропонований метод виміру відстаней. Визначена послідовність етапів проведення процесу вимірювання. Приведені діаграми роботи пристрою, де приведені основні сигнали пристрою та представлений взаємозв'язок між цими сигналами у часі. Представлений послідовний опис всіх етапів виміру, для чого розглянута робота пристрою у часі.

Додаток Б
(довідковий)
Апробація роботи

**ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДІВ ПОШУКУ АВТОМАТИЗОВАНИХ СИСТЕМ МОНІТОРИНГУ ТА
КОНТРОЛЮ ПОШКОДЖЕНЬ КАБЕЛЬНИХ ЛІНІЙ**

В статті наведено дослідження методів пошуку автоматизованих систем моніторингу та контролю пошкоджень кабельних ліній. Представлені результати дослідження, встановлюють, що методи пошуку автоматизованих систем моніторингу та контролю пошкоджень кабельних ліній характеризуються низькою точністю визначення дальностей до декількох пошкоджень у низькочастотних провідних лініях передачі, тому існуючі методи не мають можливості дозволити ефективно вирішувати задачу пошуку та ідентифікації пошкоджень кабельних низькочастотних ліній зв'язку.

Ключові слова: автоматизована система моніторингу та контролю, методи пошуку, методи вимірювання, пошкодження, кабельні лінії.

A. S. KASHTALIAN, D.A. MAKARYSHKIN, V.H. RUBTSOV, A.O. RUBTSOVA

Khmelnitsky national university

**RESEARCH OF METHODS OF SEARCH FOR AUTOMATED SYSTEMS OF MONITORING
AND DAMAGE CONTROL OF CABLE LINES**

The paper presents a study of methods for finding automated systems for monitoring and controlling damage to cable lines. The presented results of the research establish that the methods of searching for automated systems for monitoring and controlling damage to cable lines are characterized by low accuracy in determining the distances of several interferences in low-frequency transmission lines, so the existing methods cannot be improved. language. The study of voltage measurement methods showed that all methods can be divided into analog and digital methods, and digital methods can provide the greatest accuracy and speed.

As a result of the study of known methods of measuring the distances of automated systems for monitoring and controlling damage to cable lines, it was found that known methods do not allow to effectively solve the problem of finding and identifying damage to low-frequency cable lines.

Studies of voltage measurement methods have shown that all methods can be divided into analog and digital methods, and digital methods can provide the highest accuracy and speed. Analog methods correspond to those measurement methods that are applied to all continuous values of input constant and variable signals. The digital method is suitable for discrete signal values. All analog and digital methods are divided into methods for measuring constant values and methods for measuring variable signals.

Key words: automated monitoring and control system, search methods, measurement methods, damage, cable lines.

Вступ

Актуальність виміру характеристик ліній зв'язку зумовлена необхідністю швидко визначити параметри провідних кабельних ліній та визначити відстань пошкодження з найменшою похибкою, ніж передбачають сучасні методи для цих ліній низької частоти.

Немає сумнівів, що необхідні дослідження для автоматизованого контролю параметрів лінії, щоб мати можливість контролювати стан провідної лінії та швидко і точно визначити відстань до пошкодження у разі пошкодження провідної лінії [1, 2], тому актуальною проблемою є вивчення відомих методів визначення відстані пошкодження у кабельних ліній автоматизованими системами їх контролю, електропередачі визначення функцій цих методів для автоматизованих систем моніторингу та контролю пошкоджень кабельних ліній.

На провідній лінії зв'язку припадає значна частина існуючої системи передачі інформації, що обумовлено зручністю, високою ефективністю та постійним імпедансом провідної лінії в процесі підключення. Постійне збільшення потоку інформації свідчить про важливість контролю за дотриманням параметрів провідної лінії зв'язку та заданих параметрів, що визначає якість передачі інформації від пристрою, що передає, до приймача.

Аналіз останніх досліджень та публікацій.

Відповідно до призначення кожен тип провідної лінії зв'язку має різні вимоги, які можна розділити на такі [3]: функціонування, експлуатація, а також технологія та економія.

Кабель передачі даних особливо важливий для системи передачі даних. За відсутності спеціального методу захисту цілісності інформації втрати передачі даних кожного символу телефонної провідної лінії становлять 10^{-3} - 10^{-5} біт, тоді як втрати передачі даних кожного символу багатьох каналів зв'язку становлять 5

$\times 10^{-2}$ особи. Для більшості сучасних ліній зв'язку частота помилок не повинна перевищувати 10^{-5} - 10^{-9} біт [4]. Це вимагає використання контролю якості та швидких методів виявлення несправностей.

Слід також пам'ятати, що розташування провідної лінії зв'язку необхідно визначати відповідно до найменш ускладнених умов, умов експлуатації, кліматичних умов та вимог в процесі будівництва, щоб мінімізувати витрати на захист кабелів від різних видів впливів та механічних впливів [5]. Тому найчастіші провідні лінії зв'язку, тобто кабельні лінії, розташовані у важкодоступних місцях, таких як під землею, що обмежує використання методів усунення несправностей при контакті та значно збільшує потребу у виконанні операцій з пошуку та заміни пошкоджених ділянок час.

Під впливом різних зовнішніх і внутрішніх факторів внутрішня структура виробничої провідної лінії змінилася, тобто пошкодилися. Для кожного відомого типу трубопроводу різні типи пошкоджень, які можуть виникнути в трубопроводі під час його експлуатації, є більш-менш ефективними. Основними видами пошкоджень та втрат, що сталися, є [1]:

- замикання між жилами або між жилою та екраном та обриви (так звані "кінцеві" пошкодження);
- зміна фізичних параметрів лінії, таких як поздовжній опір, зміна ємності або опору між жилами ("часткові" пошкодження).

Виклад основного матеріалу дослідження.

Існуючі методи керування та виміру високочастотних ліній зв'язку мають можливість дозволити забезпечити досить хороші характеристики для контролю вимірюваних значень. Низькочастотна лінія в основному представлена коаксіальною лінією телефонної провідної лінії. Як і високочастотні лінії, ці провідні лінії також повинні контролюватися.

Для вирішення проблеми виміру відстані пошкодження існує велика кількість приладів, заснованих на використанні одного з вищезазначених методів (як правило, імпульсного). Далекоміри, засновані на вимірюванні фазового зсуву, ще не знайшли широкого практичного застосування. Пристрої, які засновані на виявленні імпульсних ліній, набули все більшого поширення [6, 7]. Тільки за допомогою наступних технічних засобів для поліпшення його характеристик: підвищення чутливості, збільшення потужності виявленого імпульсного електричного сигналу, використання спеціальної форми електричного сигналу, виконання математичної обробки, використання інформації статистичної обробки (фільтрації, апроксимації, відновлення), оцінка параметрів електричного сигналу (таких як амплітуда, електричний сигнал затримки). Загальні параметри обладнання наведені в таблиці.

Далекоміри, засновані на вимірюванні фазового зсуву, не дуже поширено використовуються, ці пристрої надають свої параметри лише за таких умов:

- низьке затухання у високочастотному діапазоні;
- точним визначенням інтервал часу між сформованим сигналом та відгуком, отриманим від лінії.
- у міру підсилення затухання електричного сигналу стає важче проводити вимір на великі відстані.

Використання імпульсного обладнання в лініях передачі низької частоти обмежується такими факторами:

- у порівнянні з радіочастотною лінією, для зменшення тривалості електричного сигналу необхідно більше послаблення сигналу;
- у деяких випадках обмежена смуга пропускання провідної лінії може значно скоротити відстань для проведення вимірювання.

Відповідно до цього, можна констатувати, що на сьогодні проблема виміру дальностей у низькочастотних лініях передачі залишається актуальною.

Як зазначалося вище, проблема визначення відстані до об'єкта відома давно [8, 9]. Визначивши відстань до об'єктів, що використовуються при радіолокаційних та геодезичних зйомках, можна досягти найбільшого практичного розвитку в цьому напрямку.

На передньому плані є велике обмеження - всі об'єкти знаходяться в одновимірному просторі. Тому неможливо безпосередньо застосувати більшість з цих методів до ліній зв'язку.

В даний час відомі методи визначення пошкоджень на лініях передачі [10, 11] засновані на вимірюванні різних фізичних параметрів провідної лінії або вимірювального електричного сигналу (часу відображення або електричного сигналу виявлення та електричного сигналу відображення, зміщення фаз).

За часом виміру, методи виміру відстані можна розділити на дві групи:

- виміру динамічних параметрів (виміру величин, що змінюються з часом);
- виміру статичних параметрів (виміру величин, значення яких є постійними протягом усього часу вимірювання).

Слід зазначити, що якщо межа зміни вимірюваного значення менше чутливості вимірювального пристрою, виміряне значення можна вважати постійним протягом часу вимірювання. Розглянемо переваги та недоліки кількох основних методів визначення відстані пошкодження.

Метод виміру опору жил є найпростішим методом визначення пошкодження у лінії. Він має підґрунтя на вимірюванні опорів двох жил провідної лінії за допомогою мостової схеми [11].

Опір відрізків L_x та L_y пропорційна довжині відповідних жил, то з умов рівноваги моста отримаємо рівняння:

$$L_x = 2L \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

де R_1 , R_2 - опір резисторів моста; L - довжина лінії.

З вище вказаного можна визначити наступні переваги методу:

- для виміру використовується мостова схема;
- використання постійного струму у вимірювальній системі дозволяє значно зменшити вимоги до технічної реалізації вузлів приладів.

Визначення статичних параметрів у процесі виміру призводить до таких істотних недоліків:

- немає можливості визначити характер пошкодження (метод дозволяє визначити лише коротке замикання сердечника на корпус або на інший сердечник через деякий опір);
- неможливість розрізнити кількість пошкоджень;
- потреба вживати для виміру двох приладів та доступу до двох сторін лінії.

Відомо, що характеристики та властивості об'єктів відображаються у характеристиках процесів, які відбуваються у об'єкті протягом деякого часу як реакція на зовнішній вплив [10]. Одним з таких впливів на досліджуваний об'єкт, є вплив електромагнітної хвилі, і як результат хвиля, яка створена досліджуваним об'єктом несе інформацію про його внутрішню структуру.

Суть методу імпульсної рефлектометрії полягає у визначенні часу між зондуючим імпульсом та імпульсами, які утворюються при відбитті від пошкоджень, які розташовані у провідній лінії [10]. Далі визначаються параметри, які змінюються під час виміру, а саме час появи сигналу відбиття та його амплітуда у кожний момент часу.

Характер рефлектограми залежить від еквівалентних складових провідної лінії (ємності C та індуктивності L).

Час проходження електричного сигналу t в провідній лінії визначає дальність до кожного пошкодження l . Дальність можна знайти як:

$$l = \frac{v \cdot t}{2},$$

де v - швидкість поширення електричного сигналу в лінії;

t - час появи відбитого сигналу. Основні параметри, що можна визначити, це:

- час появи відбитого імпульсу відносно початку подачі імпульсу в лінії (час визначає дальність від початку провідної лінії до пошкодження, яка створила це відбиття);
- амплітуда імпульсу (відносне значення);
- тип пошкодження, що можна визначити за формою електричного сигналу

Переваги цього методу полягають у:

- визначенні практично необмеженої кількості пошкоджень у провідній лінії через динамічне визначення зміни параметрів прийнятого електричного сигналу (рефлексу) з провідної лінії у часі;
- вимірі лише з однієї сторони лінії.

У такому процесі явище дисперсії призводить до збільшення часів зростання та падіння попереднього фронту, тоді як амплітуда самого електричного сигналу одночасно зменшується. Оскільки вплив дисперсії пропорційний відстані, яку проходить сигнал, і частоті самого електричного сигналу, обмежить максимальну частоту виявленого сигналу. Тому, щоб отримати точні результати, потрібно:

- формувати сигнали тривалістю у сотні або десятки;
- забезпечити максимально короткі фронти імпульсів;
- знаходити часовий проміжок між сформованим сигналом та отриманим відгуком з кабельної лінії;
- збільшення чутливості вимірювача внаслідок збільшення затухання у кабельній лінії при збільшенні і частоти електричного сигналу.

Для точного вимірювання відстаней в кабельних лініях потрібно вимірювати діючі значення напруги зондувального сигналу, тому розглянемо деякі методи вимірювання.

Всі методи вимірювання напруги можна розділити на аналогові та цифрові. Аналогові методи відповідають тим методам вимірювання, які застосовані до всіх безперервних значень вхідних постійних та змінних сигналів. Цифровий метод підходить для дискретних значень сигналу. Всі аналогові та цифрові методи поділяються на методи вимірювання постійних значень та методи вимірювання змінних сигналів. Характеристиками вимірювального змінного сигналу, є деякі характерні параметри: значення амплітуди напруги, випрямлене ефективне значення або ефективне значення. Унікальність цифрового методу вимірювання напруги змінного струму полягає в тому, що для вимірювання інваріантність сигналу повинна забезпечуватися протягом певного часу вимірювання. Аналоговий метод поділяється на електромеханічний та електронний метод. Електронний метод використовує електромеханічне обладнання для безпосереднього вимірювання напруги сигналів змінного струму та постійних сигналів. Електронний метод використовує електронні схеми для попереднього перетворення сигналу змінного струму в постійний сигнал, а потім використовує електромеханічне обладнання для вимірювання постійне напруги. Цифрові методи вимірювання постійної напруги поділяються на паралельне, послідовне, послідовне наближення та подвійне інтегрування. Для вимірювання параметрів сигналу змінного струму цифровим методом використовується електронна

схема, аналогічна тій, що використовується в аналоговому методі вимірювання напруги змінного струму, для попереднього перетворення сигналу в сигнал постійного струму, а потім вимірюється напруга постійного струму цифровим методом.

Наведену узагальнену класифікацію методів вимірювання напруги представлено на рисунку 1.

З вищезазначених досліджень методу вимірювання напруги можна зробити висновок, що завдяки використанню електромеханічних вимірювальних приладів точність методу моделювання є низькою, а час вимірювання довшим. Тому недоцільним є подальше вдосконалення методу моделювання.

З точки зору розвитку цифрові методи є більш перспективними. Однак обмеження пов'язано з тим, що цифровий метод використовується для вимірювання параметрів змінного сигналу, тобто схема випрямлення використовується для перетворення параметрів, в константу заздалегідь, що спричинене неправильним відтворенням математичної моделі.

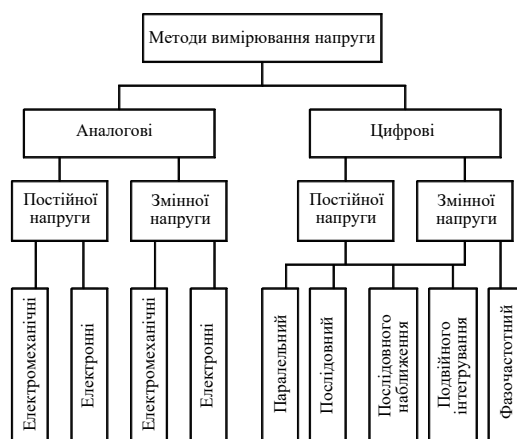


Рис. 1 – Узагальнена класифікація методів вимірювання напруги

Тому необхідно детально розглянути гармонічний сигнал, щоб встановити функцію вимірювання середньоквадратичного значення, щоб розробити нову математичну модель вимірювання, яка не використовує електронну схему випрямляча, а перетворює сигнал у форму, що дозволяє отримати більше інформації.

Розглядаючи гармонічний сигнал як вектор, який обертається із заданою кутовою швидкістю, можна побачити, що більше інформації можна отримати, перетворивши значення прикладеної напруги у фазовий зсув. Тому пропонується подальші дослідження в напрямку пошуку методу перетворення значення напруги гармонічного сигналу у фазовий зсув.

Висновки

1. В результаті проведеного дослідження відомих методів виміру дальностей автоматизованих систем моніторингу та контролю пошкоджень кабельних ліній, встановлено, що відомі методи не мають можливість дозволити ефективно вирішити задачу пошуку та ідентифікації пошкоджень кабельних низькочастотних ліній зв'язку.

2. Відомі методи пошуку автоматизованих систем моніторингу та контролю пошкоджень кабельних ліній характеризуються низькою точністю визначення дальностей до декількох пошкоджень у низькочастотних кабельних ліній передачі.

3. Дослідження методів вимірювання напруги довели, що всі методи можна розділити на аналогові та цифрові методи, а цифрові методи можуть забезпечити найбільшу точність і швидкість.

Література

1. Chuck Lane, A 10-bit 60 MspS Flash ADC, Proceedings of the 1989 Bipolar Circuits and Technology Meeting // IEEE Catalog No. 89CH2771-4, September 1989, pp. 44-47.
2. F.D. Waldhauer, Analog to Digital Converter, U.S. Patent 3-187-325, 1965.
3. Винокуров В.И., Каплин С.И., Петелин И.Г. Электрорадиоизмерения: Учеб. пособие для радиотехнических вузов/ Под ред. В.И. Винокурова.– 2–е изд. перераб. и доп.– М.: «Высш. шк.», 1986. - 351 с.
4. Гойжевский В.А., Дворский В.Я., Трилис В.Г., Шарпан О.Б. Исследование линейных четырёхполюсников с помощью дискретного множества частот. //Радиотехнические измерения в физических исследованиях. - М: «Наука», 1977. - С. 57-60.
5. Дворский В.Я., Трилис В.Г. Цифровая индикация в системе измерения времени распространения сигналов. // Радиотехнические измерения в физических исследованиях. : М «Наука», 1977. - С. 60-63.
6. Орнатский П.П. Автоматические измерения и приборы (аналоговые и цифровые) - К.:Выща школа, 1986. - 504с.

7. Измерения в электронике: Справочник /В.А.Кузнецов, В.А.Долгов, В.М. Коневских и др.; Под. ред. В.А.Кузнецова. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – С. 512: ил.
8. Кукуш В.Д. Электрорадиоизмерения: Учебное пособие для вузов.-М.:Радио и связь. –1985. – С. 386.
9. Поліщук Е.С., Дорожовець М.М., Ящук В.О. та ін. Метрологія та вимірювальна техніка: Підручник/ Е.С.Поліщук, М.М.Дорожовець, В.О.Ящук, В.М. Ванько, Г.Т.Бойко; За ред.проф. Е.С.Поліщука – Львів: Видавництво “Бескид Біт”, 2003. – С. 544.
- 10.Шведский Б.И. Электронные цифровые приборы: 2-е.изд.перераб. и допол., 1991. – С. 191.
- 11.Троянов Г.Ю., Троцишин І.В. Огляд методів вимірювання амплітуди змінної напруги синусоїдальної форми//Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах: Матеріали VI наук. - техн. конф.- Хмельницький: ТУП, 1999. – С. 91.

Завідувачу кафедри телекомунікацій
та радіотехніки
д.т.н., професору Бойку Ю.М.
здобувача вищої освіти
Рубцова В.Г.
ФПКТС, гр. ТРМ-19-1

ЗАЯВА

З правилами чинного Положення «Про дотримання академічної доброчесності в Хмельницькому національному університеті» від 26.09.2020 (зі змінами від 26.11.2020), згідно з яким виявлення плагіату є підставою для відмови в допуску кваліфікаційної роботи до захисту та застосування заходів дисциплінарної та академічної відповідальності, ознайомлений. Про використання програмно-технічних засобів для перевірки кваліфікаційних робіт здобувачів вищої освіти на плагіат оповіщений (а) та надаю свою згоду на обробку та збереження університетом моєї роботи в інституційному репозитарії університету.

Також надаю університету право на передачу моєї роботи для обробки та збереження в базах даних програмно-технічних засобів (Unicheck та Anti-Plagiarism) та використання роботи для виявлення плагіату в інших роботах, які перевіряються програмно-технічними засобами та користувачами, що мають доступ до цих програмно-технічних засобів, виключно в обмежених цілях для виявлення плагіату в текстах робіт.

Робота для перевірки університетом надається в друкованому та електронному варіанті. Електронна версія моєї роботи збігається (ідентична) з друкованою.

23 листопада 2020 р.
дата


підпис

Anti-Plagiarism v-15.257

Максимальное совпадение с одним документом 1.0%

Словари проверки: en_US, ru_RU, ua_UA. Ошибка в документах: 10%

ID: 84079 Название: Метод фазової рефлектометрії Додано в БД: 2020-12-11 Автор: Рубцов Владислав Геннадійович Руководитель: Макаршкін Денис Анатолійович Консультант: Опоненты: Корещька Людмила Олександрівна	Документ		Суммарное совпадение по Базе Данных	
	Символы	Лексемы	Символы	Лексемы
	112929	927	4795 (4%)	71 (8%)

Источник плагиата

ID	Описание	Наличие плагиата в документе	
		Символы	Лексемы



Ім'я користувача:
Kafedra telekom_radiotechniki

ID перевірки:
1005455117

Дата перевірки:
14.12.2020 17:39:01 EET

Тип перевірки:
Doc vs Internet + Library

Дата звіту:
14.12.2020 19:49:39 EET

ID користувача:
100005656

Назва документа: Рубцов В.Г. _ТРМ-19-2 (1)

Кількість сторінок: 98 Кількість слів: 17709 Кількість символів: 135125 Розмір файлу: 3.98 MB ID файлу: 1005745090

5.84% Схожість

Найбільша схожість: 2.24% з джерелом з Бібліотеки (ID файлу: 1005700016)

3.73% Джерела з Інтернету	512	Сторінка 100
2.51% Джерела з Бібліотеки	35	Сторінка 103

0% Цитат

Вилучення цитат вимкнено

Вилучення списку бібліографічних посилань вимкнено

80.5% Вилучень

Деякі джерела вилучено автоматично (фільтри вилучення: кількість знайдених слів є меншою за 8 слів та 0%)

Немає вилучених Інтернет-джерел

80.5% Вилученого тексту з Бібліотеки	1	Сторінка 103
--------------------------------------	---	--------------

Модифікації

Виявлено модифікації тексту. Детальна інформація доступна в онлайн-звіті.

Замінені символи	627
------------------	-----

РІШЕННЯ КАФЕДРИ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ ТА РАДІОТЕХНІКИ

ПРО ДОПУСК КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ ДО ЗАХИСТУ

Підтверджуємо ознайомлення з результатом звіту подібності щодо роботи, генерованого системою виявлення текстових збігів/ідентичності/схожості:

Назва: Метод фазової рефлектометрії

Автор: Рубцов Владислав Геннадійович

Спеціальність: 172 Телекомунікації та радіотехніка

Науковий керівник: к.т.н., доцент Макаришкін Денис Анатолійович

Після аналізу звіту подібності зроблено такий висновок:

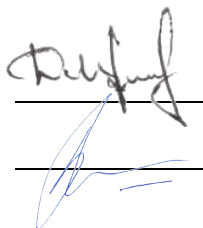
№	Висновок	Позначка про відповідність
1	Запозичення, виявлені в роботі, є законними і не є плагіатом (далі – зазначаються підстави віднесення запозичень до правомірних). Робота приймається до захисту.	-
2	Виявлені запозичення не є плагіатом, розміщені в розділах, які не описують безпосередньо авторське дослідження, але кількість цитат перевищує обсяг, виправданий поставленою метою роботи (далі – зазначаються детальні та аргументовані підстави віднесення запозичень до правомірних). Робота приймається до захисту, але має бути відкоригована. Відкоригований варіант має бути поданий на кафедру за 2 дні до захисту, разом із заявою щодо самостійності виконання письмової роботи та ідентичності друкованої та електронної версії роботи	відповідає
3	Виявлені запозичення не є плагіатом, але частково розміщені в розділах, які описують безпосередньо авторське дослідження, а кількість цитат перевищує обсяг, виправданий поставленою метою роботи. В зв'язку з цим мета роботи та поставлені завдання не були досягнені. Робота може бути допущена до захисту (наступного року) після того як буде відкоригована та допрацьована і успішно пройде повторну перевірку на академічний плагіат.	-
4	Робота містить навмисні текстові спотворення, передбачувані спроби укриття запозичень або інші прояви академічного плагіату. Робота містить фабрикацію або фальсифікацію даних. Робота не допускається до захисту.	-
5	Інше:	-

Підтвердження: Запозичення у розмірі 5.84%, виявлені в роботі відповідають тексту стандартних бланків та списку літератури, решта запозичень є випадковими, або на них є посилання, тому ці запозичення не є плагіатом, бо вони не стосуються наукової новизни і практичної значущості роботи.

«14» грудня 2020 р.

Науковий керівник

Завідувач кафедрою ТР



Макаришкін Д.А.

Бойко Ю.М.

РЕЦЕНЗІЯ

на дипломну роботу ст. гр. ТРМ-19-1 Рубцова Владислава Геннадійовича
«Метод фазової рефлектометрії»,
другий освітній рівень (магістр), спеціальність 172 – Телекомунікації та
радіотехніка

Тема дипломної роботи Рубцова Владислава Геннадійовича відповідає спеціальності, а зміст роботи – затвердженій темі та технічному завданню. Схвально, що у роботі використаний міждисциплінарний підхід, який полягає у широкому застосуванні методів теорії сигналів та вимірювань.

Актуальність. Завдання моніторингу стану провідниковій лінії може бути виражене як сукупність дій, спрямованих на виявлення пошкодження провідниковій лінії зв'язку та визначення її параметрів (типу, довжини та відстані). Існує багато способів знайти ці пошкодження - виміру опору між жилами, виміру імпульсу, фазового зсуву. Найпоширенішим є імпульсний метод. Цей метод забезпечує високу точність виміру у високочастотних лініях. Для низькочастотних ліній відомі методи виміру відстані пошкодження не можуть забезпечити прийнятну високу роздільну здатність, виражену в десятках метрів і сотнях метрів.

Актуальність виміру характеристик провідниковій лінії зв'язку зумовлена необхідністю швидко знаходити параметри провідниковій лінії зв'язку та визначати відстань пошкодження з найменшою похибкою, ніж передбачає сучасний метод.

Стиль викладення матеріалу. Результати, одержані автором, викладені послідовно і добре обґрунтовані. Робота містить достатньо повну інформацію щодо методів досліджень, а тому дає змогу легко оцінити достовірність і правильність проведених розрахунків.

Наукова новизна. У роботу увійшли результати, отримані під час виконання наукової роботи, а саме: Вперше запропоновано застосувати метод вимірювання пошкоджень кабельних ліній фазовим методом, що полягає у вимірювання фазових зсувів та амплітудних значень сумарних відбитих сигналів на декількох частотах і подальшим розрахунком відстаней, що дозволяє однозначно розділити сигнали від декількох пошкоджень. Запропоновано методику аналізу похибок вимірювання відстаней до пошкоджень кабельних ліній фазовим методом, що полягає у аналіз впливу похибок вимірювання фазових зсувів та амплітудних значень сумарних відбитих сигналів на векторні відрізки сигналів що відбиті від кожного пошкодження ,що дозволяє вибирати найкращі параметри вимірювальної системи.

Практична цінність. Цінність викладених у роботі результатів для практики полягає у розробці структурних схем вимірювальних приладів для пошуку дальностей пошкоджень кабельних ліній та алгоритми їх функціонування.

Недоліки. На жаль, автор не навів дані щодо практичного впровадження своїх досліджень на сучасних підприємствах. Очевидно, що такі впровадження мали б значний економічний ефект. В кінці роботи бажано було б подати узагальнюючі рекомендації щодо інженерних методик розрахунку параметрів та характеристик пристроїв вимірювання за розробленим методом.

Мало уваги приділено експериментальній частині роботи. Окрім того, бажано було б надати більше рисунків і таблиць з результатами розрахунків.

Висновки. Тема роботи є актуальною і сучасною, а рівень використання сучасних технологій у дослідженнях – задовільним. Тема роботи у достатній мірі розкрита. Задачі дослідження виконані, а висновки відповідають пунктам задач. В цілому робота свідчить про достатній рівень загальнотеоретичної і практичної підготовки її автора. Вважаю, що робота відповідає всім вимогам, які ставляться до кваліфікаційних робіт другого освітнього рівня (магістр) спеціальності 172 – Телекомунікації та радіотехніка і вона заслуговує оцінки «добре».

Доцент кафедри автоматизацій,
комп'ютерно-інтегрованих технологій і телекомунікацій
Хмельницького національного університету,
канд. техн. наук, доц.



Корецька Л.О.