

Міністерство освіти і науки України
Харківський національний університет радіоелектроніки

Факультет Автоматики і комп'ютеризованих технологій

(повна назва)

Кафедра Проектування та експлуатації електронних апаратів

(повна назва)

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА Пояснювальна записка

другий (магістерський)

(рівень вищої освіти)

ГЮИК 464425.001 ПЗ

(позначення документа)

"Метод вимірювання відстані за допомогою багатозондового
мікрохвильового мультиметра "

(тема)

Виконав:

здобувач 2 курсу, групи РЕАЗм-22-1

Гулий А.В.

(прізвище, ініціали)

спеціальність 172 "Телекомунікації та радіотехніка"

Тип програми освітньо-професійна

(освітньо-професійна або освітньо-наукова)

Освітня програма Радіоелектронні апарати та засоби

(повна назва спеціалізації)

Керівник

доц.Зайченко О.Б.

(посада, прізвище, ініціали)

Допускається до захисту

Зав. кафедри ПЕЕА

(підпис)

Хорошайло Ю.Є.

(прізвище, ініціали)

2023 р.

Харківський національний університет радіоелектроніки

Факультет Автоматики і комп'ютеризованих технологійКафедра Проектування та експлуатації електронних апаратівРівень вищої освіти другий (магістерський)Спеціальність 172 "Телекомунікації та радіотехніка"
(код і повна назва)Тип програми освітньо-професійна
(освітньо-професійна або освітньо-наукова)Освітня програма "Радіоелектронні апарати та засоби"
(повна назва)ЗАТВЕРДЖУЮ:
Зав. кафедри ПЕЕА
Хорошайло Ю.Є. _____
(підпис)
«___» _____ 2023 р.**ЗАВДАННЯ**

НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ

Здобувачу Гулюю Андрію Володимировичу
(прізвище, ім'я, по батькові)1. Тема роботи Метод вимірювання відстані за допомогою багатозондового мікрохвильового мультиметразатверджена наказом по університету від 27 10 2023 р. № 1251 Ст _____2. Термін подання студентом роботи до екзаменаційної комісії 05 грудня 2023 р.3. Вихідні дані до роботи Проблема вимірювання відстані_____

4. Перелік питань, що потрібно опрацювати в роботі

4.1 Вступ; _____

4.2 Аналіз літературних джерел _____

4.3 Розробка основних теоретичних закономірностей та співвідношень _____

4.4 Розробка методики експериментальних досліджень _____

4.5 Охорога праці _____

4.6 Висновки; _____

5. Перелік графічного матеріалу із зазначенням креслеників, схем, плакатів, комп'ютерних ілюстрацій (слайдів) _____
Демонстраційний матеріал представлений у форматі презентації

6. Консультанти розділів роботи (п.6 включається до завдання за наявності консультантів згідно з наказом, зазначеним у п.1)

Найменування розділу	Консультант (посада, прізвище, ім'я, по батькові)	Позначка консультанта про виконання розділу	
		підпис	дата

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№	Назва етапів роботи	Терміни виконання етапів роботи	Примітка
1	Аналіз завдання	07.09.23	виконано
2	Пошук літератури	15.09.23	виконано
3	Аналіз літературних джерел	01.10.23	виконано
4	Моделі та методи	14.10.23	виконано
5	Моделювання	01.11.23	виконано
6	Автоматизація проектування	15.11.23	виконано
7	Виконання розділу «Охорона праці»	05.12.23	виконано
8	Оформлення пояснювальної записки	08.12.23	виконано

Дата видачі завдання _____ 2023 р.

Студент _____ Гулий А.В.
(підпис) (прізвище, ініціали)

Керівник роботи _____ доц.Зайченко О.Б.
(підпис) (посада, прізвище, ініціали)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка до атестаційної роботи магістра: 54 с., 2 табл., 18 рис., 14 джерел.

БЕЗДРОТОВИЙ ЗВ'ЯЗОК, ДВАНАДЦЯТИПОЛЮСНЕ З'ЄДНАННЯ, ВИМІРЮВАННЯ ВІДСТАНІ, МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ, ДВОТОНАЛЬНИЙ МЕТОД

Актуальність роботи полягає в розробці на базі багатозондового методу вимірювання методу вимірювання відстані

Метою роботи є розробка алгоритму вимірювання відстані.

В результаті отримані аналітичні вирази для різниці фаз зсунутих сигналів у двотоновому методі, що дозволяє вимірювати відстані більше періоду коливань

Пояснювальна записка виконана згідно ДСТУ 3008-2015[1].

ABSTRACT

Explanatory note to the appraisal work of the master: 54 pp., 2 table., 18 Fig., 14 sources.

WIRELESS COMMUNICATION, SIX-PORT JUNCTION, DISTANCE MEASUREMENT, MATHEMATICAL MODEL, TWO-TONE METHOD.

The relevance of the work lies in the development of the distance measurement method based on the multi-probe measurement method

The purpose of the work is to develop a distance measurement algorithm.

As a result, analytical expressions were obtained for the phase difference of shifted signals in the two-tone method, which allows measuring distances longer than the oscillation period.

The explanatory note was prepared in accordance with DSTU 3008-2015[1].].

ЗМІСТ

Перелік умовних скорочень і термінів.....	7
Вступ.....	8
1. Аналітичний огляд літературних джерел.....	11
1.1 Базові принципи	11
1.2 Дванадцятиполюсний радар.....	12
1.3 Дванадцятиполюсний доплерівський датчик.....	12
1.4 Дванадцятиполюсний датчик відстані.....	14
1.5 Дванадцятиполюсники в пеленгаторах.....	15
1.6 Доплерівська оцінка швидкості за допомогою дванадцятиполюсного хвильового корелятора	18
1.8 Висновки до розділу 1.....	22
2. Моделі та методи Розробка основних теоретичних закономірностей та співвідношень.....	24
2.1 Структура дванадцятиполюсного вимірювача відстані.....	24
2.2 Математична модель.....	25
2.3 Двотональний метод.....	29
2.4 Логарифмічний метод.....	35
2.5 Висновки до розділу 2.....	36
3. Розробка методики експериментальних досліджень, вибір оснащення, необхідного для проведення експерименту, опис експериментальних установок.....	39
3.1 Реалізація вимірювача відстані на дванадцятиполюсному з'єднанні.....	39

3.2 Реалізація вимірювача відстані на багатозондовому мікрохвильовому мультиметрі та вимірювальній лінії.....	41
3.3 Висновки до розділу 3.....	44
4. Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях.....	45
4.1 Аналіз умов праці.....	45
4.2 Виробнича санітарія в НДЛ.....	46
4.3 Безпека в надзвичайних ситуаціях.....	51
Висновки до розділу 4.....	56
Висновки.....	57
Перелік використаних джерел.....	58
Додаток А.....	

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ І ТЕРМІНІВ

АЦП – аналого-цифровий перетворювач;

НВЧ – надвисокі частоти;

НВ – напрямлений вілгалужувач;

РЧ – радіочастотний;

СW – безперервний сигнал;

six-port – дванадцятиполюсник;

DUT – device under test, тобто прилад, який тестують;

R – receiver приймач;

T – transmitter передавач;

RX/TX перемикач – перемикач між режимом приймача та передавача;

SPD – фазо-частотний дискримінатор..

ВСТУП

Мікрохвильова техніка відіграє все більш важливу роль у сучасних промислових застосуваннях. При виробництві, налагодженні та експлуатації різних технічних засобів і механічних систем необхідно контролювати точність і якість їх окремих вузлів, оскільки ці параметри безпосередньо впливають на такі характеристики систем, як надійність і правильність експлуатації. Так у машинобудуванні актуальними є завдання контролю вібрації машини та биття деталей, в автомобільній промисловості необхідний вібраційний контроль окремих вузлів автомобіля, а в енергетиці необхідний контроль вібрації лопаток газових турбін. Тому однією з головних проблем є проблема розробки високоточних вимірювачів руху, прискорень і вібрацій.

Вимірювачі механічних параметрів швидкості, прискорення і вібрації мають механічний зв'язок з досліджуваним об'єктом. Ці прилади прості у виконанні, мають порівняно невисоку вартість і достатню точність. Однак такий підхід має суттєві недоліки: датчики, закріплені на рухомому об'єкті, зазнають механічних, температурних та інших негативних впливів, що призводить до збоїв у системах керування; відсутності можливості вимірювання коливань високої частоти і малих амплітуд через високу інерційність датчика, що призводить до спотворення форми сигналу; і, нарешті, контактний датчик спотворює справжню картину коливань об'єкта, оскільки він має власну вагу. Ці недоліки відсутні у безконтактних методів вимірювання.

Безконтактні датчики характеризуються відсутністю механічного зв'язку з об'єктом, відстань до якого або переміщення якого вони вимірюють, тому мало впливають на вимірювану величину. Безконтактні датчики можуть використовувати різні принципи вимірювань: індуктивний, ємнісний, ультразвуковий, радіохвильовий або оптичний.

Дванадцятиполюсні рефлектометри традиційно і протягом багатьох років використовується для вимірювання потужності, коефіцієнта відбиття, рідше для вимірювання довжини хвилі. Але виявляється, що без зміни принципу вимірювання за допомогою дванадцятиполюсного з'єднання можна виміряти відстань і вібрацію. Область вимірювання вібрацій – коли амплітуда руху мала. Наприклад, у медицині здійснюється безконтактний контроль дихання пацієнта.

Перевагою дванадцятиполюсних пристроїв є можливість отримувати в результаті вимірювання фазовий результат обробки скалярних вимірювань сигналів датчиків, водночас вони мають недолік, оскільки потребують калібрування за допомогою зразкового навантаження, що вимагає додаткового часу також зразкові навантаження є дорогим.

1. АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРНИХ ДЖЕРЕЛ

1.1 Базові принципи

Дванадцятиполюсні пристрої взагалі відома з першої половини 20 століття, але був вперше інтенсивно пропагований у 1970-х роках Гленном Ф. Енґеном і Клетусом А. Хоером. Їх публікація «Застосування довільного дванадцятиполюсного з'єднання для задач вимірювання потужності» [2] розглядається як початок сучасної дванадцятиполюсної техніки. Автори описують спосіб покращення скалярних системи вимірювання потужності з використанням двох детекторів потужності з додатковою інформацією про фазу, додавши ще два детектори. Протягом наступних років система здійснила еволюцію до двопортового аналізатора кіл, включаючи повний калібрування. Крім аналізу кілі, теорія дванадцятиполюсників також засосовується під час визначення характеристик матеріалів та мікрохвильової спектроскопії. Кілька років тому для сканування ближнього поля запропоновано мікроскоп на основі багатопортової структури. Навіть у телекомунікації та радіолокацію була введена дванадцятиполюсна концепція.

Назва «дванадцятиполюсний» безпосередньо походить від самої конструкції: він має два входи і чотири вихідні порти, тобто шість портів. Основну концепцію дванадцятиполюсної техніки можна угалявити так керована суперпозиція двох вхідних сигналів S_1 і S_2 , які додаються для чотирьох різних зсувів фаз. Отримані чотири сумарні сигнали можна спостерігати на відповідних виходах портів конструкції. Найбільш поширеним і ефективним способом внутрішнього додавання сигналів портів S_1 і S_2 є обрання цілих чисел, кратних $\pi/2$ для фазових зсувів, наприклад, $\Phi_{S,3} = 0 \pi$, $\Phi_{S,5} = \pi/2$, $\Phi_{S,4} = \pi$ і $\Phi_{S,6} = 3 \pi/2$. Отже, значення потужності цих сум сигнали S_3 - S_6 є мірою відносної фази $\Delta\varphi + \Phi_{S,3..6}$ між S_1 і S_2 . Вхідні сигнали S_1 і S_2 підключаються до портів P_1 і P_2

дванадцятиполюсника, вихідні сигнали $S_3 - S_6$ можна спостерігати в портах $P_3 - P_6$.

1.2 Дванадцятиполюсний радар

Дванадцятиполюсний радар працює на основі концепції хвильової кореляції. Вимірюючи співвідношення переданих і прийнятих сигналів, можна використовувати цей радар, щоб отримати інформацію про швидкість і дальність рухомої цілі. Сигнал на порт 1 надходить з генератора, а сигнал порту 2 – невідомий. Основні рівняння вимірювання можна записати як

$$P_{43} = \frac{P_4}{P_3} = \left| \frac{K_4}{K_3} \right| |1 - q_4 \Gamma L|^2, \quad (1.1)$$

$$P_{53} = \frac{P_5}{P_3} = \left| \frac{K_5}{K_3} \right| |1 - q_5 \Gamma L|^2, \quad (1.2)$$

$$P_{63} = \frac{P_6}{P_3} = \left| \frac{K_6}{K_3} \right| |1 - q_6 \Gamma L|^2, \quad (1.3)$$

Це рівняння трьох кіл із центром у q_i , радіус яких дорівнює $\sqrt{P_{i3}}$, $\Gamma = a_2 / a_1$ визначається перетином трьох кіл. Константи K_i і q_i визначаються за допомогою попереднього калібрування [3].

1.3 Дванадцятиполюсний доплерівський датчик

Співвідношення в (1.1) – (1.3) можна використовувати для проектування доплерівського датчика. Припустимо, що сигнал a_1 , переданий радіолокатором і відбитий ціллю на відстані d , отриманий на радарі після часу поширення

$T=2d/c$, де c — швидкість світла. Якщо ціль має відносну швидкість v до радара, час поширення буде

$$T = 2 \frac{d - vt}{c}, \quad (1.4)$$

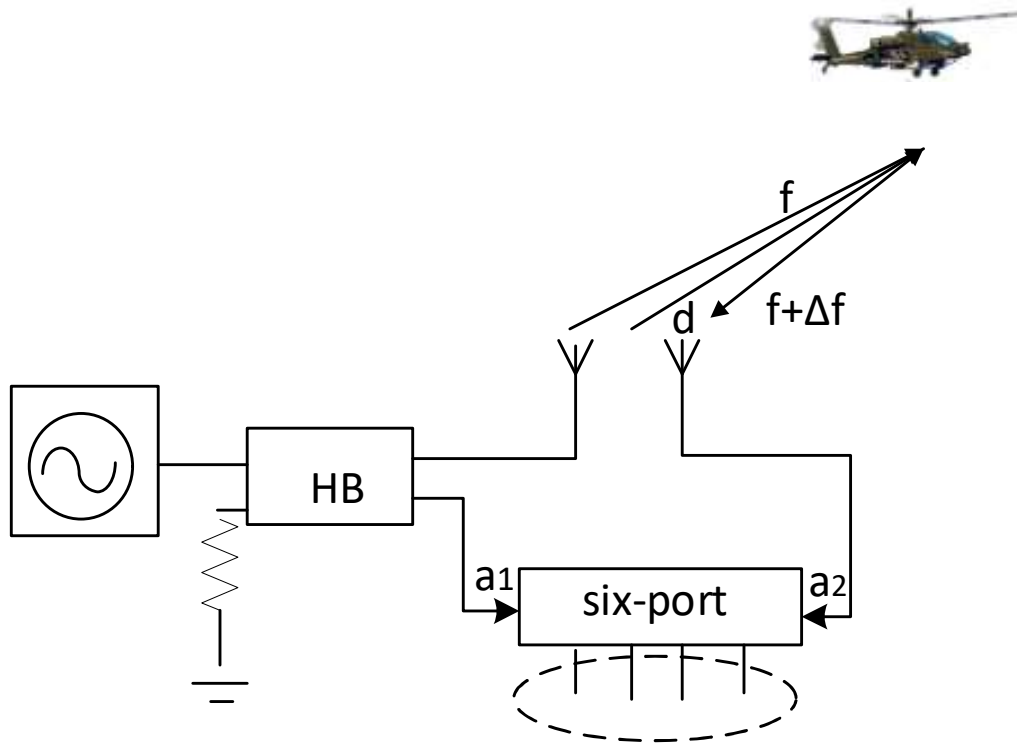


Рисунок 1.1 – Блок діаграма доплерівської системи радарів, де HV – напрямлений відгалужувач, six-port – дванадцятиполюсник

Якщо сигнал передачі записати як

$$a_1 = |a_1| e^{j\omega t}, \quad (1.5)$$

де ω – несуча частота, то прийнятий сигнал буде

$$a_2 = |a_2| e^{j\omega(t-T)} = |a_2| e^{j[(\omega+\Delta\omega)t-\varphi]}, \quad (1.6)$$

де $\omega_D = 2\Delta\omega v/c$, $\varphi = 2\omega d/c$. Співвідношення переданих та прийнятих сигналів

$$\Gamma = \frac{a_2}{a_1} = \frac{|a_2|}{|a_1|} e^{j(2\pi f_D t - \varphi)}, \quad (1.7)$$

де Γ – вектор, що обертається на частоті Доплера, $f_D = \omega/2\pi$, а його фаза пропорційна діапазону. Вимірюючи це обертання, ми можемо визначити частоту Доплера. Його знак вказує на наближення цілі або її віддалення.

1.4 Дванадцятиполюсний датчик діапазону

Інформація про діапазон, що міститься у фазі Γ , дещо прихована. виміряні Відстань набагато більше, ніж довжина хвилі на використовуваних частотах, тому міра буде неоднозначною, як впливає з виразу (1.8), де n невідоме

$$\varphi + 2\pi n = 2\frac{\omega d}{c}, \quad (1.8)$$

Щоб уникнути цієї неоднозначності, можна використовувати другий сигнал, а діапазон може бути отримано вимірюванням фазового зсуву між коефіцієнтами Γ на двох частотах f_1 і f_2

$$\varphi_1 - \varphi_2 = 2\frac{(\omega_1 - \omega_2)d}{c}, \quad (1.9)$$

$(f_1 - f_2)/2$ встановлює максимальний однозначний діапазон. Наприклад, діапазон 100м вимагає зсуву частоти на 1,5 МГц. Ця процедура вимірювання відстані дозволяє легко визначити відстань, навіть якщо швидкість цілі дорівнює нулю. Щоб отримати кращу точність на коротких відстанях можна використовувати три частоти. Коли ціль наближується система змінює одну з переданих частот таким чином різниця частот між ними тепер більша (наприклад, 15 МГц), що дає а максимальна дальність 10м.

1.5 Дванадцятиполюсники в пеленгаторах

Щоб отримати напрямок променя, потрібно виміряти різницю фаз синфазного та квадратурного сигнали. Ці значення сигналу будуть прямо пов'язані з кутом прибуття. На рис.1.2 показано геометричну модель. Приймальні антени розташовані на відстані L . Завдяки куту прибуття θ , з'явиться різниця шляху (Δx) між двома шляхами розповсюдження. Отже, вхідні радіочастотні сигнали будуть зсунуті по фазі один відносно одного на кут ϕ . Як згадувалося раніше, різниця фаз між входом РЧ сигналів безпосередньо пов'язана з різницею шляху. Різниця шляху може бути виражена як

$$\Delta x = c\Delta t, \quad (1.10)$$

Або аналогічно

$$\Delta x = \lambda \frac{\Delta \phi}{2\pi}, \quad (1.11)$$

Отже, кут приходу θ можна отримати наступним чином

$$\sin \theta = \frac{\Delta x}{L} = \frac{\lambda}{L} \frac{\Delta \varphi}{2\pi}, \quad (1.12)$$



Рисунок 1.2 – Схематичний вигляд геометричної моделі

Дві хвилі надходять в фазі, якщо різниця дорівнює нулю або цілому числу довжин хвиль. Крім того, щоб уникнути будь-яких неоднозначностей, відстань між двома антенами вибирається рівною половині довжина хвилі на робочій частоті.

Припустимо, що блок-схема пристрою складається з чотирьох 90 гібридні з'єднань. Показання потужності на кожному вихідному порту ($i=1, 2, 3, 4$) можна виразити як

$$P_i = \left| \{ S_{5i} |a_5| \exp(j\varphi_5) + S_{6i} |a_6| \exp(j\varphi_6) \} \right|^2, \quad (1.13)$$

де a_5 і a_6 представляють нормалізовані вхідні напруги дванадцятиполюсної схеми відповідні гетеродину і РЧ-сигналам. Крім того, S_{5i} і S_{6i} є параметрами розсіювання дванадцятиполюсника. Амплітуди вхідних радіочастотних сигналів, ($a_5=a_6=a$), потужності вихідного сигналу стають

$$P_i = K_i |a|^2 \left| \exp \left[j \left(\frac{\pi}{4} + \varphi_6 - \varphi_5 \right) - \zeta_i \right] \right|^2, \quad (1.14)$$

де K_i — константа.

$$\zeta_i = \exp \left\{ j \left[\frac{\pi}{4} \right] + (i-1) \frac{\pi}{2} \right\}, \quad (1.15)$$

являє собою рішення рівняння $P_i=0$ на комплексній площині.

Вихідна напруга постійного струму ідеального детектора потужності пропорційна потужності радіочастотного сигналу.

Припускаючи, що використовуються чотири ідентичні детектори $K_i=K$, вихід постійного струму напруги є функцією різниці фаз між вхідними радіочастотними сигналами ($\Delta\phi = \phi_6 - \phi_5$)

$$U_i = K |a|^2 \left| \sin \left(\frac{\Delta\phi}{2} - (i-1) \frac{\pi}{4} \right) \right|^2, \quad (1.16)$$

Кожна вихідна напруга постійного струму є періодичною на 2π і зсувається по фазі на $\pi/2$ порівняно з іншими вихідними сигналами. Відповідно, в дванадцятиполюснику, синфазні (I) і квадратурні (Q) сигнали отримують як

$$I = U_3 - U_1 = Ka^2 \cos(\Delta\varphi), \quad (1.17)$$

$$Q = U_4 - U_2 = Ka^2 \sin(\Delta\varphi), \quad (1.18)$$

У цих рівняннях U_i – це чотири зареєстровані вихідні напруги у портах, a – величина вхідної нормованої хвилі на одному порту ($a_5=a_6=a$), $\Delta\Phi$ – різниця фаз між вхідними нормованими хвилями, а K є константою, яка залежить від характеристики детектора потужності та підсилювача. Використовуючи сигнали I/Q , вектор Γ може бути визначений у комплексній площині за допомогою наступне рівняння

$$\Gamma = I + jQ = Ka^2 \exp(j\Delta\Phi), \quad (1.19)$$

Це рівняння показує, що фаза вектора Γ дорівнює різниці фаз між вхідними радіочастотними сигналами ($\Delta\Phi$). Таким чином, ця різниця фаз РЧ може бути безпосередньо виміряна за допомогою сигналів I та Q .

Кут прибуття представляється як

$$\sin \theta = \frac{\Delta\Phi}{\pi} = \frac{1}{\pi} \arg(\Gamma), \quad (1.20)$$

Щоб виконати початкові оцінки напрямку прибуття, вектор Γ можна безпосередньо візуалізувати на екрані осцилографа (у форматі XY). Відповідно до (1.20) положення точки на екрані пов'язана з кутом приходу θ . Крім того, можна зробити висновок з (1.19), що якщо уявна частина Γ дорівнює нулю, вхідні радіочастотні сигнали знаходяться в фазі. Завдяки внутрішній

різниці фаз між двома шляхами передачі, необхідно виконати налаштування початкової фази.

1.6 Доплерівська оцінка швидкості за допомогою дванадцятиполюсного хвильового корелятора

У цьому розділі описано систему на основі дванадцятиполюсного хвильового корелятора для вимірювання доплерівської швидкості рухомої цілі [3]. Як видно, дванадцятиполюсний хвильовий корелятор визначає векторне співвідношення між двома вхідними сигналами безпосередньо за допомогою вимірювання рівнів потужності. Для вимірювання доплерівської частоти рухомого об'єкта, а потім виводячи з нього швидкість, можна використовувати хвильовий корелятор для оцінки відносна швидкість від швидкості зміни фази між переданим і отриманим сигналом.

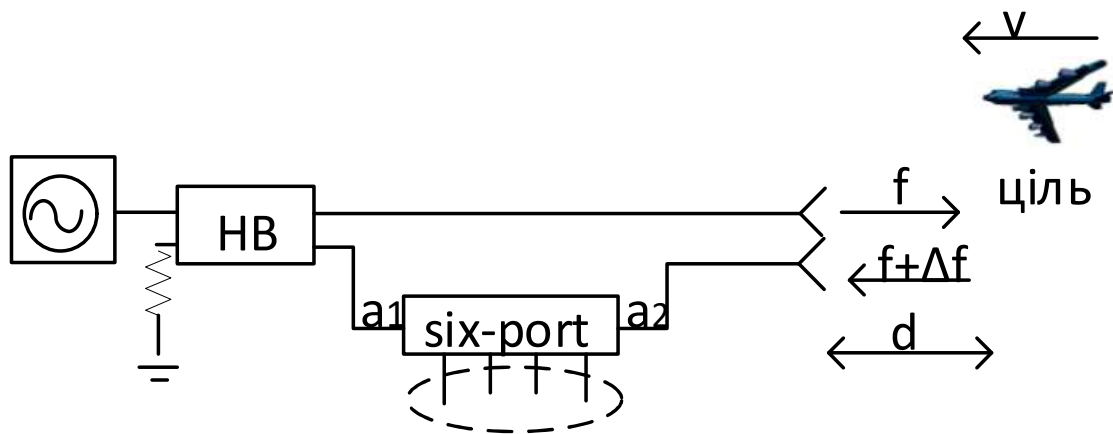


Рисунок 1.3 – Структурна схема системи доплерівського радару реалізована на базі дванадцятиполюсного хвильового корелятора

Концепція доплерівської радіолокаційної системи на основі дванадцятиполюсного хвильового корелятора показано на рис.1.3. Переданий сигнал частоти f випромінюється передавальною антеною. Якщо ціль перебуває в русі відносно радіолокаційної системи, отриманий ехосигнал у приймальній антені зсувається за частотою. Цей зсув частоти залежить від швидкості цілі, і його можна легко визначити

$$\Delta f = \frac{2v}{c - v} f, \quad (1.21)$$

де c – швидкість світла, а v – швидкість цілі. Плюсове значення v застосовується для цілі, що наближається до вимірювальної системи, тоді як мінус значення застосовується для цілі, що віддаляється. Дві вхідні хвилі шестипортового хвилекорелятора a_1 і a_2 – передана і прийнята хвилі, відповідно, і рівняння які представляють ці дві вхідні хвилі

$$a_1 = a_1 e^{j(2\pi ft + \Phi_1)}, \quad (1.22)$$

$$a_2 = a_2 e^{j(2\pi(f + \Delta)t + \Phi_2)}, \quad (1.23)$$

де Φ_1 і Φ_2 являють собою фазові постійні переданої хвилі та відбитої доплерівської хвилі, відповідно.

W представляє комплексне співвідношення хвиль двох вхідних хвиль, який можна виразити як

$$W = \frac{a_2}{a_1} = \left| \frac{a_2}{a_1} \right| e^{j(\Delta\omega t + \Delta\Phi)}, \quad (1.24)$$

де $\Delta\omega = 2\pi\Delta f$ і $\Delta\Phi = \Phi_2 - \Phi_1$. Очевидно, якщо позначити фазу в хвильовий коефіцієнт як $\arg(W)$, тоді

$$\Delta\omega = \frac{d(\arg W)}{dt}, \quad (1.25)$$

Швидкість можна отримати з (1.21) і (1.25) як

$$\frac{v}{c-v} = \frac{1}{4\pi f} \frac{d(\arg W)}{dt}, \quad (1.26)$$

Для $c \gg v$ ми маємо

$$v = \frac{c}{4\pi f} \frac{d(\arg W)}{dt}, \quad (1.27)$$

З цього рівняння зрозуміло, що можна визначити відносну швидкість цілі шляхом вимірювання різниці фаз між переданим і прийнятим сигналами [3].

Для радару попередження зіткнення запропоновано нову техніку, в якій використовується дванадцятиполюсник. Такий радар може використовуватися, наприклад, в автомобілях, цифровий фазо-частотний дискримінатор (SPD). використовується для вимірювання доплерівських зсувів частоти. Як відносна швидкість, так і напрямок руху цілі легко визначається. Результат досягається шляхом вимірювання різниці фаз на двох сусідніх частотах. Попереднє

експериментальне моделювання підтверджує обґрунтованість запропонованої підходу визначається в [5].

Новий радіолокаційний датчик запобігання зіткненням 94 ГГц запропонований у [6]. Інтерфейсний модуль ресивера побудований на основі дванадцятиполюсного фазо-частотний дискримінатор (SPD), який складається з чотирьох 90 гібридних з'єднань, виготовляється в металевому блоці з латуні за допомогою фрезерного верстата з числовим програмним керуванням. Симуляція і вимірювальні параметри SPD представлені в діапазоні частот. Створено нові моделі SPD. Попередні вимірювання і моделювання, виконане для отримання швидкості показали співпадіння їх результатів та попередніх розрахунків. Наведені також оцінки допустимої похибки вимірювання запропонованого датчика [6].

Радіолокатор безперервної хвилі (CW). для вимірювання заснований на дванадцятиполюсному принципі розглянено в [7], який використовується під час моніторинг рівня в баку для гідравлічного керування. Щоб перевищити межу неоднозначності такого інтерферометрична система використовується двохтональний підхід, розширюючи діапазон вимірювання до кількох довжин хвиль. Представлені результати вимірювань на частоті 24 ГГц у WR42 хвилеводу, щоб довести здійсненність запропонованої концепції.

Представлений датчик для дистанційного моніторингу дихання та серцебиття. Прилад являє собою радар на базі дванадцятиполюсного інтерферометр, що працює з хвильовим сигналом частотою 24 ГГц і потужністю випромінювання менше 3 Вт. Незначні механічні рухи тіла пацієнта, викликані диханням можна відстежувати як биття, аналізуючи фазову модуляцію зворотного розсіяного сигналу за допомогою мікрохвильової інтерферометрії з дванадцятиполюсним з'єднанням. Висока точність вимірювання на відстані, а також простота системи становлять переваги дванадцятиполюсного приймача.

Для перевірки продуктивності системи, різні області тіла були спостережені за допомогою дванадцятиполюсного радара. Запропонована система була випробувана та результати підтверджені вимірюваннями [8].

Висновки до розділу 1

Дослідження у галузі дванадцятиполюсників від алгоритмів і структур зсунулися в область їх використання в галузях радіолокації, медицини, робототехніки. Тому в першому розділі розглянуте використання дванадцятиполюсників для визначення відстані, кута приходу сигналу, швидкості рухомої цілі і ін. Вимірювання цих величин реалізоване в таких пристроях як радар, вимірювачі відстані та швидкості, пеленгатор. Розглянуто принцип дії, який полягає у вимірюванні скалярних сигналів датчиків потужності і подальшому розрахунку на основі сигналів датчиків фаз, різниці фаз. Таким чином за рахунок алгоритмічної обробки стає можливим визначення шуканих параметрів. Визначення векторних параметрів на базі вимірювання скалярних реалізується в тому числі багатозондовим методом на базі відрізка хвилевода з еквідистантно вмонтованими датчиками, що є відносно дешевим в порівнянні з векторними аналізаторами кіл.

В подальшому буде використовуватися двохтональний метод вимірювання биття двох коливань з близькими частотами.

2. МОДЕЛІ ТА МЕТОДИ РОЗРОБКА ОСНОВНИХ ТЕОРЕТИЧНИХ ЗАКОНОМІРНОСТЕЙ ТА СПІВВІДНОШЕНЬ

2.1 Структура дванадцятиполюсного вимірювача відстані

Дванадцятиполюсні прилади складаються з НВЧ блоку та пристрою обробки (рис. 2.1). Принцип дії такий. Відбиття від навантаження призводить до утворення суперпозиції падаючої та відбитої хвиль у тракці НВЧ блоці, у якому крім самого тракту є датчики, які розташовані уздовж нього рівновіддалено. Далі сигнали датчиків обробляються згідно з формулами для отримання бажаних параметрів. Формули є результатом математичних моделей, оскільки моделі зазвичай використовують розв'язок системи лінійних алгебраїчних рівнянь або метод найменших квадратів.

Проблемою даного дослідження є протиріччя між прагненням забезпечити застосовність методу вимірювання для довільної відстані до цілі та необхідністю врахування повторюваності картини стоячої хвилі, в якій поміщено кілька періодів стоячої хвилі. Усі фази від 0 до 360 повторюються в кожному періоді та труднощі розрізнити виміряну фазу, до якого періоду вона належить. Метою дослідження є вивчення шляхів збільшення дальності вимірювання відстаней дванадцятиполюсним з'єднанням.

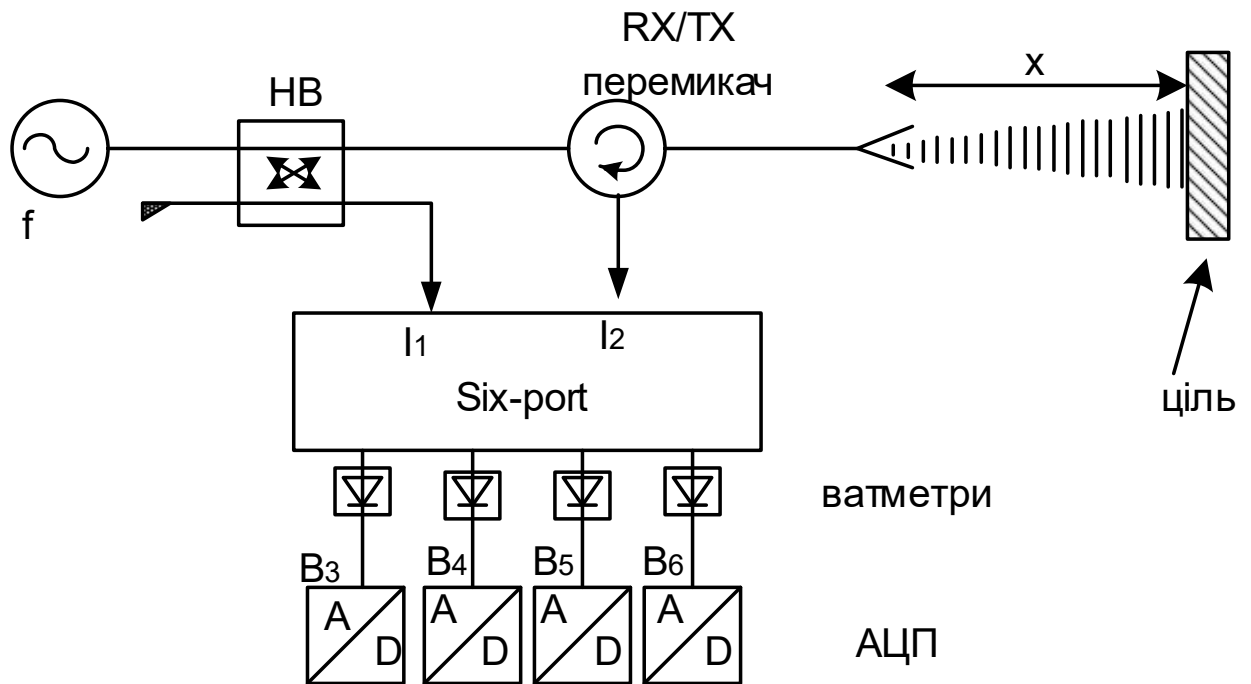


Рисунок 2.1 – Дванадцятиполюсний радар для вимірювання відстані

На рис.2.1 показано структуру дванадцятиполюсного вимірювача відстаней.

2.2 Математична модель

Математична модель дванадцятиполюсного пристрою являє собою систему лінійних алгебраїчних рівнянь. Для вирішення системи рівнянь використовується апарат лінійної алгебри.

Модель для вимірювальної секції з трьома датчиками (рис.2.2)

$$\begin{cases} P_1 = P_{nao}(1 + \Gamma^2 + 2\Gamma \cos(\phi - \theta)) \\ P_2 = P_{nao}(1 + \Gamma^2 + 2\Gamma \cos(\phi)) \\ P_3 = P_{nao}(1 + \Gamma^2 + 2\Gamma \cos(\phi + \theta)) \end{cases}, \quad (2.1)$$

де Γ – модуль коефіцієнта відбиття, φ – фаза коефіцієнта відбиття, θ – фазова відстань між сусідніми датчиками, P_{nao} – падаюча потужність. Розташування трьох датчиків в вимірювальній секції показано на рис.2.2.

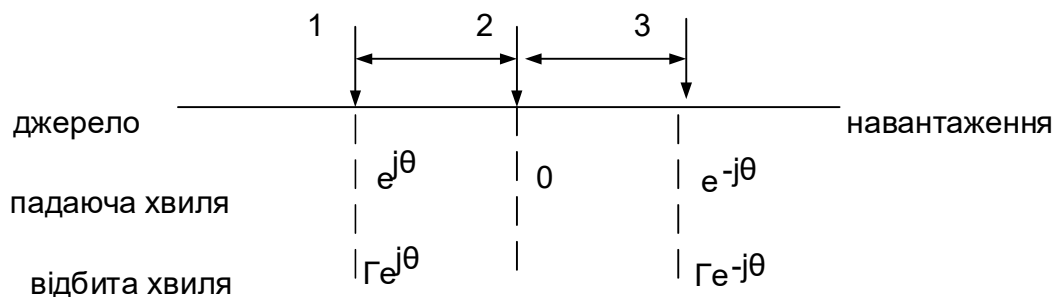


Рисунок 2.2 – Розташування трьох датчиків в вимірювальній секції

Після тригонометричного перетворення система лінійних рівнянь (1) в матричній формі має вигляд

$$\begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \\ P_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \cos \theta & \sin \theta \\ 1 & 1 & 0 \\ 1 & \cos \theta & -\sin \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_{nao}(1 + \Gamma^2) \\ P_{nao}\Gamma \cos \phi \\ P_{nao}\Gamma \sin \phi \end{bmatrix}, \quad (2.2)$$

Введемо проміжні змінні на основі виразу (2.2) і позначимо її

$$b = \begin{bmatrix} b_0 \\ b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{nao} (1 + \Gamma^2) \\ P_{nao} \Gamma \cos(\varphi) \\ P_{nao} \Gamma \sin(\varphi) \end{bmatrix}, \quad (2.3)$$

Матриця системи рівнянь А

$$A = \begin{bmatrix} 1 & \cos \theta & \sin \theta \\ 1 & 1 & 0 \\ 1 & \cos \theta & -\sin \theta \end{bmatrix}, \quad (2.4)$$

Матриця сигналів датчиків

$$P = \begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \\ P_3 \end{bmatrix}, \quad (2.5)$$

Математична модель мікрохвильового рефлектометра з трьома датчиками в матричному вигляді

$$[P] = [A][b]. \quad (2.6)$$

Вона має рішення в матричному вигляді

$$[b] = [A]^{-1} \cdot [P], \quad (2.7)$$

де 1 – знак інверсії.

Рішення для проміжних змінних як функцій сигналів датчиків з виразу (2.3) має вигляд

$$b_0 = P_{nad} (1 + \Gamma^2) = \frac{-P_1 + 2P_2 \cos \theta - P_3}{2(\cos \theta - 1)} \quad (2.8)$$

$$b_1 = P_{nad} \Gamma \cos \phi = \frac{P_1 - 2P_2 + P_3}{2(\cos \theta - 1)}, \quad (2.9)$$

$$b_2 = P_{nad} \Gamma \sin \phi = \frac{P_1 - P_3}{2 \sin \theta}. \quad (2.10)$$

З розв'язку системи лінійних рівнянь виводиться формула для фазової відстані до цілі

$$\varphi = \frac{b_2}{b_1} = \operatorname{arctg} \left(\frac{P_1 - P_3}{P_1 + P_3 - 2P_2} \right), \quad (2.11)$$

де P_i – сигнал датчика з номером $i = 1, 2, 3$.

З іншого боку фазова відстань виражається через геометричну відстань та постійну розповсюдження

$$\varphi = \frac{4\pi d}{\lambda}, \quad (2.12)$$

де λ – довжина хвилі, d – відстань.

Отже відстань

$$d = \frac{\varphi\lambda}{4\pi} = \frac{\lambda}{4\pi} \operatorname{arctg} \left(\frac{P_1 - P_3}{P_1 + P_3 - 2P_2} \right), \quad (2.13)$$

Що і потрібно було визначити.

Тепер дослідимо фактори, які можуть збільшити дальність визначення відстані. Як відомо, період стоячої хвилі дорівнює половині довжини хвилі. Ось у цей період можна було однозначно визначити фазу, відповідну відстані.

2.3 Двотональний метод

Для збільшення дальності вимірювання відстані запропоновано визначення відстані двотональним методом на основі методу биття. Він полягає в тому, що використовуються дві близько розташовані відомі частоти і спочатку для кожної з них визначається фаза за формулою (2.11), потім розраховується різницевий сигнал, перевага використання двотонального методу в тому, що період різницевого сигналу в десять разів перевищує період вихідного сигналу. Але такий різницевий сигнал також має період, і стоїть завдання знайти універсальний метод вимірювання ще більшої дальності

На рис.2.3 показано биття двох частот у загальному вигляді. Період першої частоти 3 с, період другої частоти 3,1 с. Їх сума має огинаючі коливання і цей період огинаючих коливань становить 15 с. Отже, це пояснює основу для подальших досліджень. Огинаюча сумарних коливань має період у п'ять разів більший, ніж період вихідних коливань з трохи різними частотами.

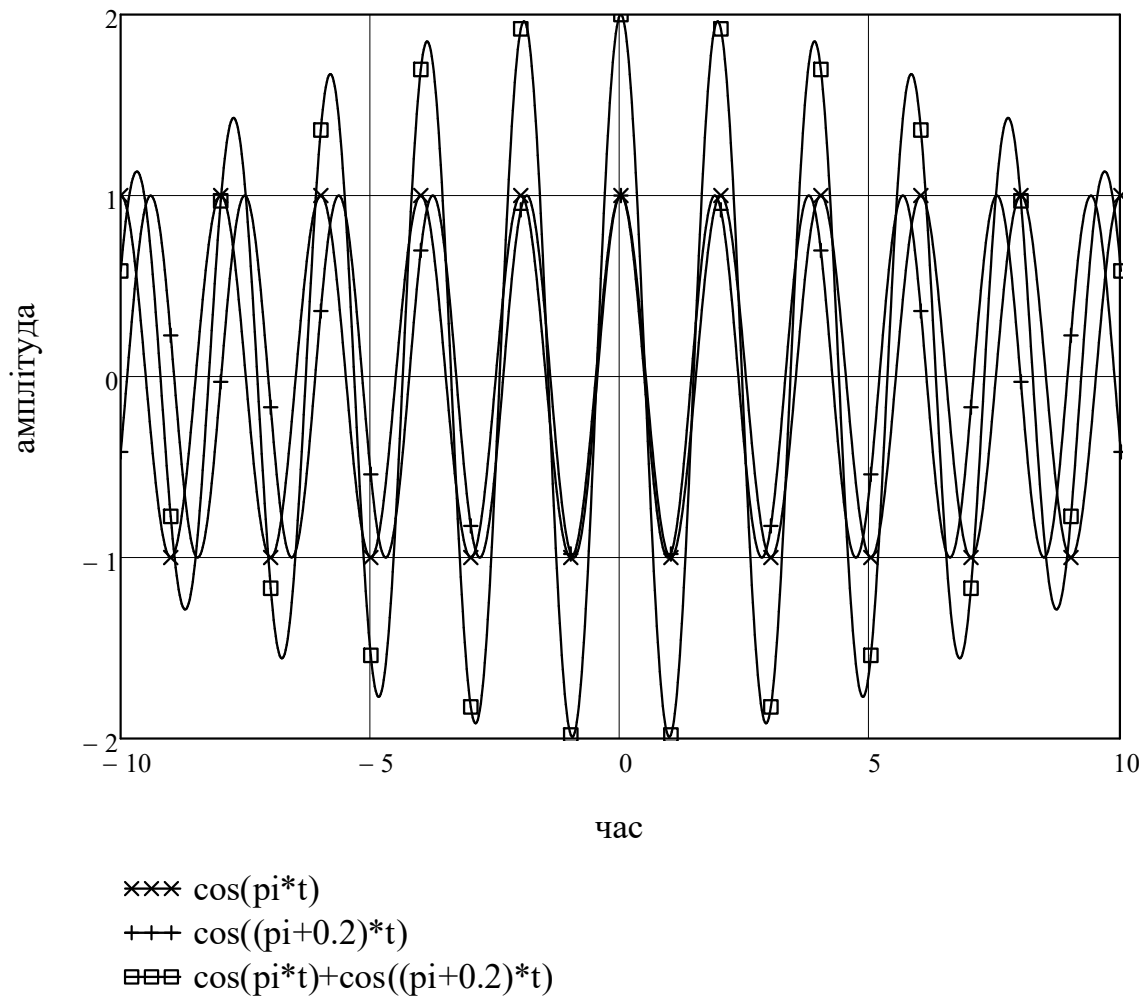


Рисунок 2.3 – Залежність амплітуди від часу з биттям частоти в часовій області

Наступна частина дослідження базується на аналогії в теорії стоячої хвилі яка є тригонометричною функцією, тільки аргумент не час, а координата.

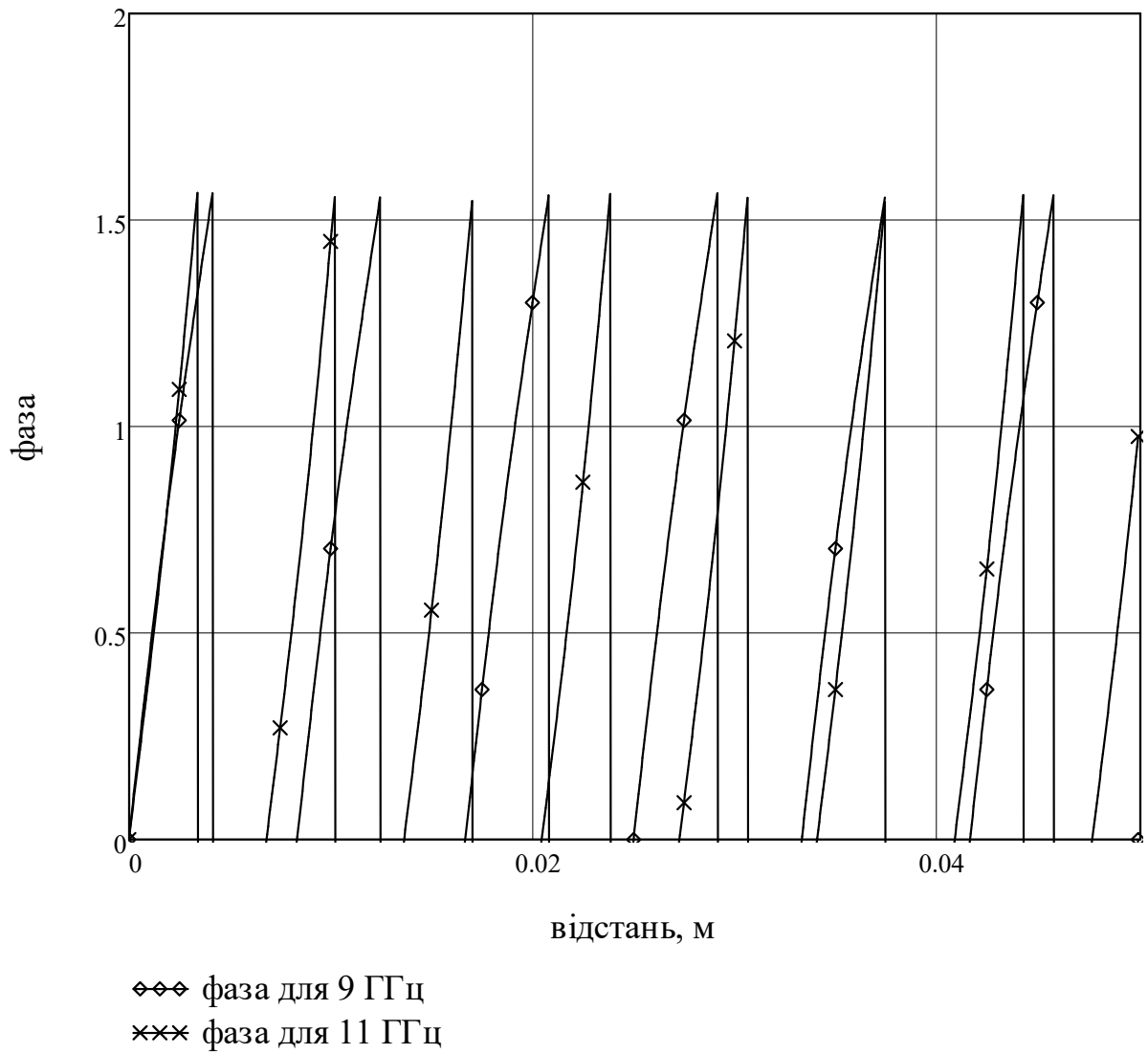


Рисунок 2.4 – Два вихідних сигнали з трохі зміщеними частотами 9 ГГц і 11 ГГц

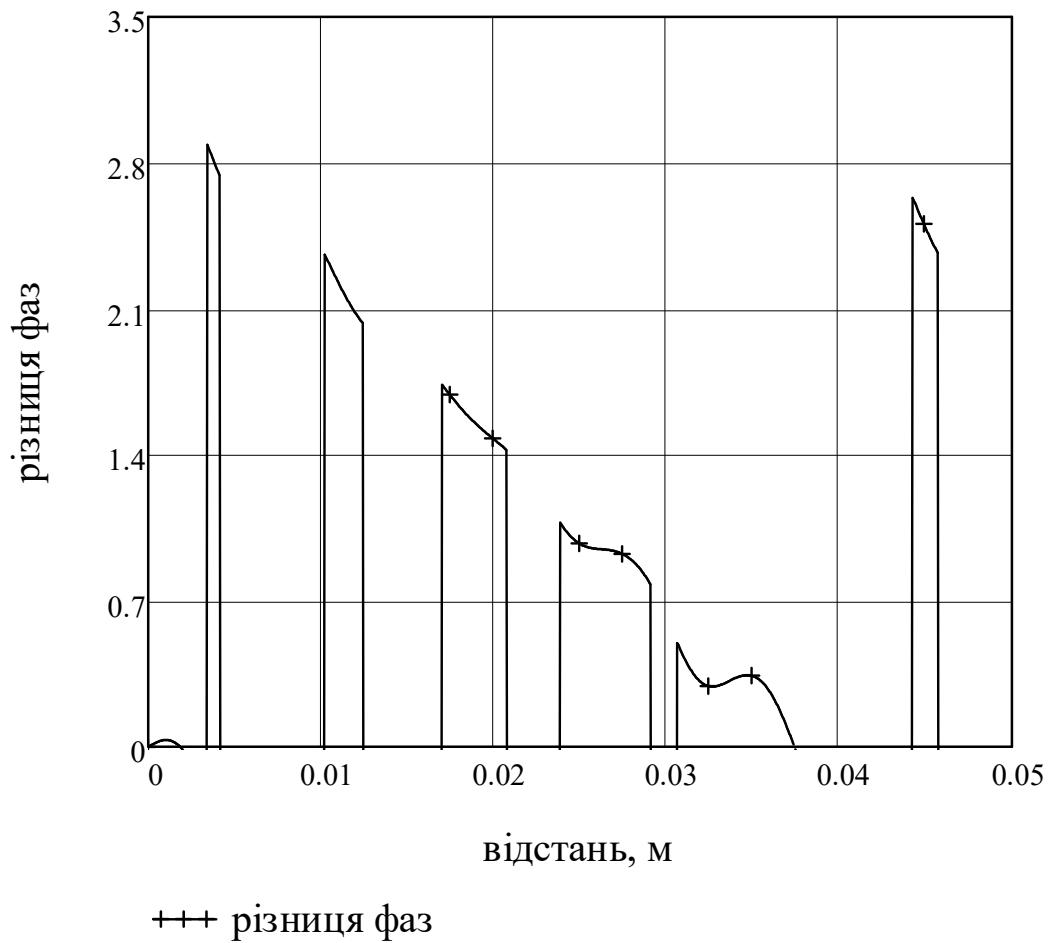


Рисунок 2.5 – Різницевий сигнал 9 ГГц і 11 ГГц з періодом

Проведемо верифікацію розрахунком

Як і в загальних інтерферометричних підходах, виникає проблема неоднозначності у фазі, що обмежує однозначне вимірювання діапазон до половини довжини хвилі використовуваної частоти. Неоднозначність можна усунути шляхом вимірювання різниці фаз ($\Delta\varphi_1$, $\Delta\varphi_2$) для двох тонів (f_1 , f_2) з інтервалом f_B між ними. Обчислення різниці між двома фазовими характеристиками, абсолютна, груба відстань $d_{гр}$ можна оцінити

$$d_{zp} = \Delta\varphi_B \frac{c}{2 \cdot 2\pi \cdot f_B}, \quad (2.14)$$

Де $\Delta\varphi_B = \Delta\varphi_1 - \Delta\varphi_2$

Після визначення цієї приблизної інформації про відстань, період однозначності відомий і додаткова висока точність оцінка відстані на основі двох окремих тонів може можна зробити

$$d_{\max} = \frac{c}{2f_B} = \frac{c}{2(f_2 - f_1)}, \quad (2.15)$$

Має бути розглянута дисперсія в хвилеводі. Завдяки поширенню поля в хвилеводі довжина хвилі переданого сигналу в межах хвилеводу залежить від граничної частоти використовуваного мода і довжина хвилі вільного

Припустивши режим передачі основним типом коливань, наприклад, за допомогою стандартизованого хвилеводу в межах його специфікації. У цьому випадку довжина хвилі в хвилеводі залежить тільки від геометричної ширини а використовуваного хвилеводу

$$\lambda_{xв} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a}\right)^2}}, \quad (2.16)$$

Частота биття f_B повинна бути розраховується з довжин хвиль одиничних тонів всередині хвилеводу

$$f_{B,xв} = \frac{\lambda_{xв1} - \lambda_{xв2}}{\lambda_{xв1} \lambda_{xв2}} c, \quad (2.17)$$

Крім того, однозначний діапазон вимірювання відстані всередині хвилеводу $d_{\max, хв}$, який залежить від $f_{B, хв}$ обмежується в даному випадку

$$d_{\max, хв} = \frac{c}{2f_{B, хв}}, \quad (2.18)$$

Кілька прикладів можливих однозначних діапазонів у вільному просторі розповсюдження, а також у хвилеводі забезпечуються Табл. 2.1.

Для розрахунку використовуються такі данні: переріз хвилеводу 23x10 мм, критична довжин хвилі 46 мм., середня частота 10 ГГц

Таблиця 2.1

Однозначні діапазони для різниць частот з центральною частотою 10 ГГц під час поширення у вільному просторі (без індексу) та у хвилеводі (індекс хв)

f_B	10МГц	125 МГц	250 МГц	2 ГГц
$f_{B, хв}$	13,19МГц	164,9 МГц	329,8 МГц	2,66 ГГц
d_{\max}	15,0 м	1,2 м	60 см	7,5 см
$d_{\max, хв}$	11,37 м	0,91 м	45,5 см	5,6 см

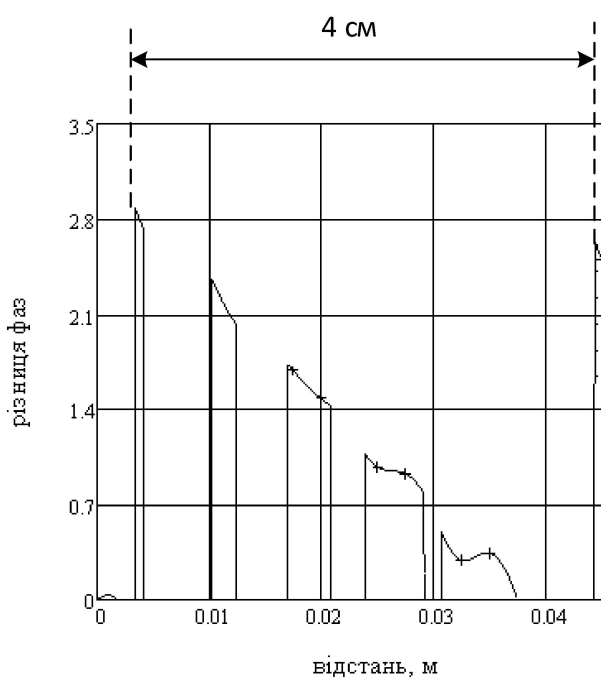


Рисунок 2.6

Отримані результати частково збігаються з відомими.

Наприклад, у літературі [13] наведено для хвилевода WR 42 перерізом 11x5,5 мм такий графік

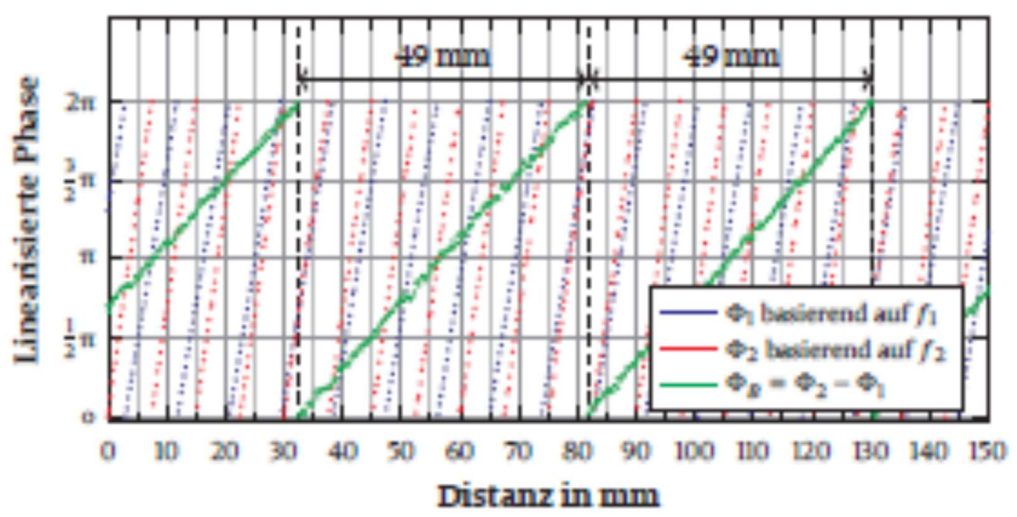


Abbildung 4.10: Linearisierte Phasenbeziehungen für eine Messung im Wellenleiter bei zwei Frequenzen um 23,2 GHz mit einem Abstand von 2,4 GHz.

Рисунок 2.7

Цей графік подібний до рис.2.5, а якщо змінити знак різниці фаз та розфарбувати, зберігаючи легенду позначень, наприклад різницевої сигнал зеленого кольору, то стає ще більш схожим. Фаза обмежена по осі ординат значенням π .

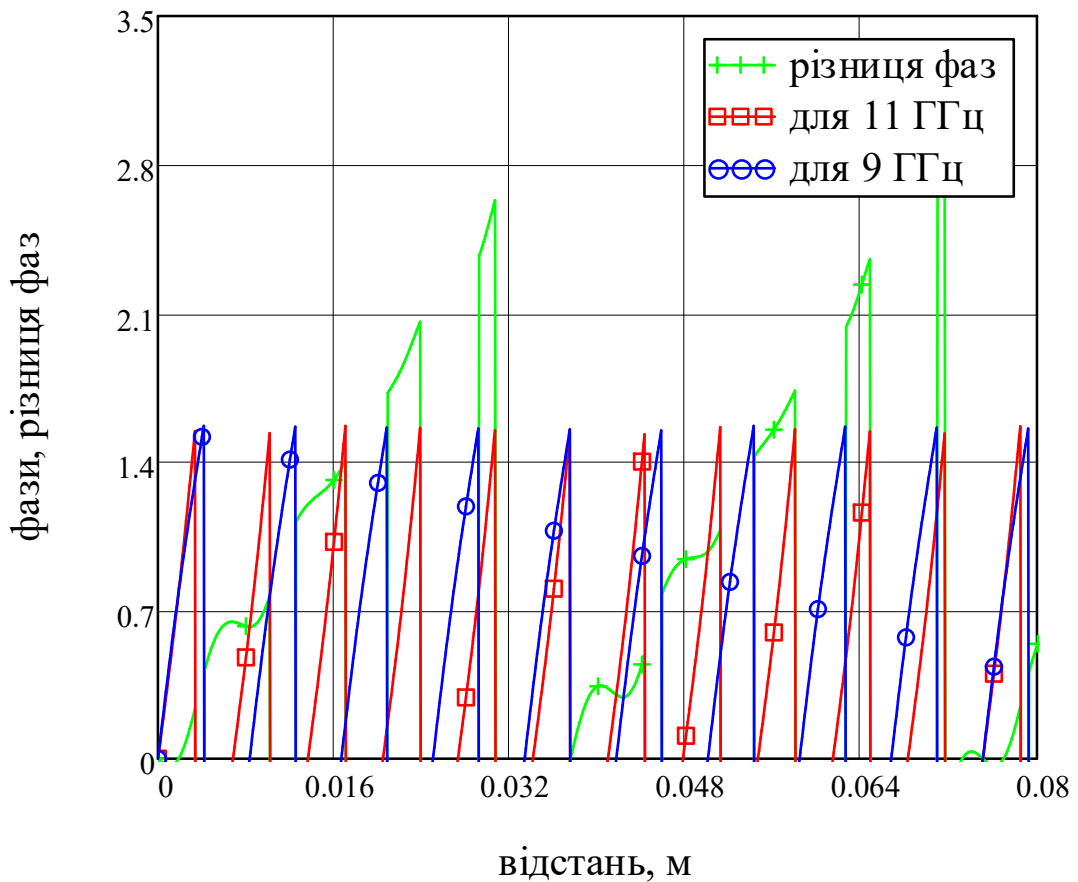


Рисунок 2.8

Відмінність в періоді різницевого сигналу полягає в тому, що інший переріз хвилеводу який в нашому випадку становить 23×10 мм проти $11 \times 5,5$ міліметри в аналога. Нами використовується переріз 23×10 мм, тому що в нас є обладнання саме на такий переріз.

Отже верифікація двома способами показала надійність отриманих результатів.

2.3 Логарифмічний метод

Запропоновано розширене вимірювання відстані методом дванадцятиполюсного з'єднання Методика розширення діапазон частот дванадцятиполюсного логарифмічним методом показана на рис.2.9. Такий підхід призводить до збільшення частоти в 2 рази за рахунок особливого розміщення решіток датчиків, де відстань між датчиками різних решіток кратна двом, кожна решітка відповідає своєму частотному діапазону, а в цілому, усі решітки охоплюють діапазон у кілька разів більший, ніж одна решітка окремо. Крім того, конструкція решіток передбачає не послідовне з'єднання, а перекриття однієї решітки іншою, так що датчики використовуються повторно, тобто кількість датчиків істотно не збільшується. Технічно перемикання між ґратами датчика в залежності від частот здійснюється комутатором. Цей підхід можна поширити на проблему збільшення відстані. Таким чином, запропонований метод є різновидом логарифмічного методу.

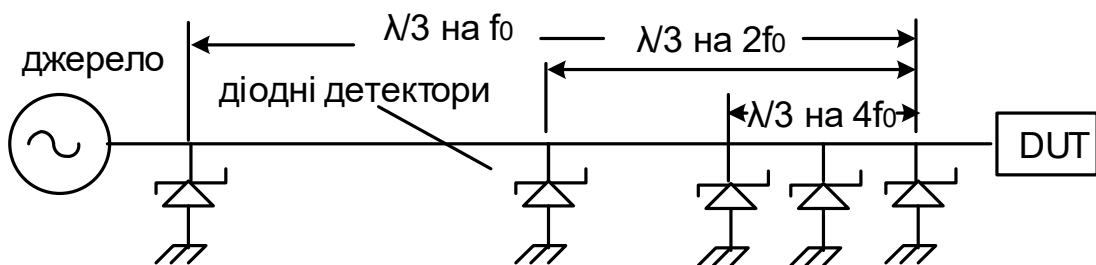


Рисунок 2.9– Принципова діаграма хвилевідного рефлектометра, що складається з серії дискретизуючих діодів, розташованих уздовж лінії передачі

Пропонується комбінація двотонального методу та логарифмічного методу: взяти чотири частоти, для цих частот обчислити фазу, обчислити дві різниці фаз, а потім обчислити різницю різницевого сигналу та повторити ці кроки поки не буде пройдено бажану відстань.

2.4 Висновки до розділу 2

Пропонується комбінація двотонального методу та логарифмічного методу: взяти чотири частоти, для цих частот обчислити фазу, обчислити дві різниці фаз, а потім обчислити різницю різницевого сигналу та повторити ці кроки поки не буде пройдено бажану відстань.

Подальший розвиток отримав метод визначення відстані дванадцятиполюсним з'єднанням. Відстань розраховується через фазу стоячої хвилі, стояча хвиля з'являється через суперпозицію падаючої та відбитої від цілі хвилі. Проблемою такого вимірювання є повторюваність відліку фази кожного періоду. Двотональний метод полягає в тому, що при обчисленні різницевого сигналу використовуються биття двох близько розташованих частот, причому період різницевого сигналу в десять разів перевищує період вихідних сигналів. Запропонований підхід характеризується тим, що кількість близько розташованих частот не дві, а чотири, отримують два різницеви сигнали, а потім визначають різницю різницеви сигналів. Технічно такий спосіб вимірювання відстані краще реалізувати за допомогою коаксіального тракту, оскільки коаксіал має діапазон частот від постійного струму до 37ГГц.

3. РОЗРОБКА МЕТОДИКИ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНИХ ДОСЛІДЖЕНЬ, ВИБІР ОСНАЩЕННЯ, НЕОБХІДНОГО ДЛЯ ПРОВЕДЕННЯ ЕКСПЕРИМЕНТУ, ОПИС ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНИХ УСТАНОВОК

3.1 Реалізація вимірювача відстані на дванадцятиполюсному з'єднанні

На рис. 3.1 показаний вимірювач відстані на дванадцятиполюсному рефлектометрі. Як джерело сигналу для вимірювання використовувався Agilent генератор сигналу E8267D. Для вимірювань до хвилеводу WR-42 і приєднано короткозамикач, який рухається в хвилеводі. Це налаштування показано на рис.3.1. Показана вимірювальна установка для випадку направленої хвилі в хвилеводі. Для випадку вільного простору хвилевід і короткозамикач замінені антеною. На стінах є поглиначі для запобігання вторинним відбиттям.

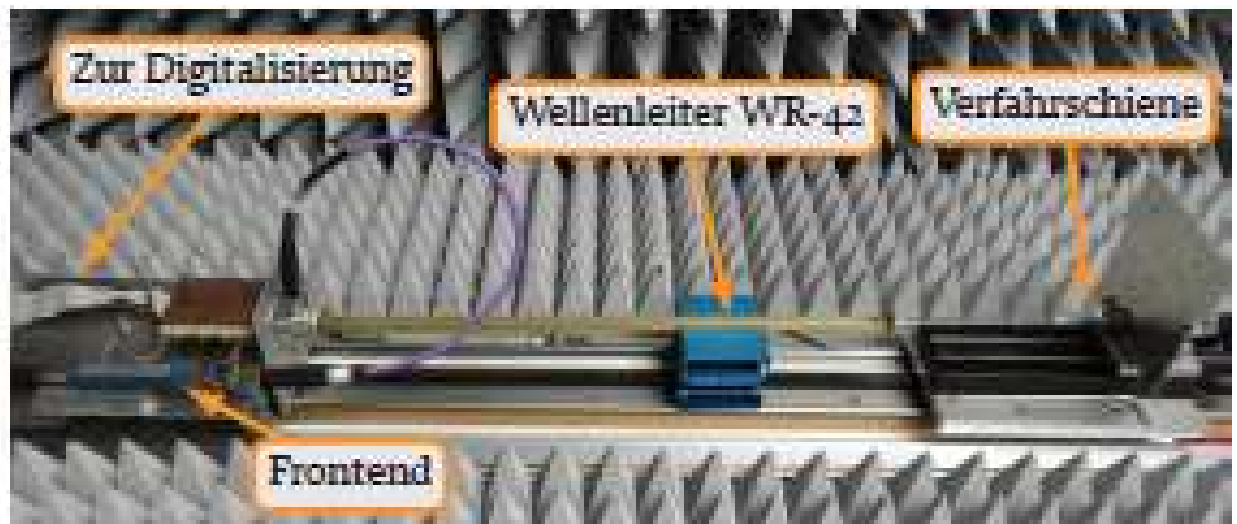


Рисунок 3.1 – Вимірювальна установка з хвилеводом WR-42

Отримана система вимірювання заснована на стандартизованому прямокутному хвилеводі WR-42, виготовленому з латуні з розмірами $10,7 \times 4,3 \text{ мм}^2$ для забезпечення поширення хвилі щоб уможливити вимірювання в лабораторних умовах. Хвилевід і поршень в ньому, який діє як короткозамикач показано на рис.3.2. Короткозамикач фрезерований з твердого алюмінію з

отвором 3 мм для розміщення осі та підключено до позиціонуючої рейки, про положення короткозамикача в хвилеводі з високою точністю, щоб мати можливість налаштування. У передній частині короткозамикача знаходиться поглинач, який запобігає багаторазовому відбиттю.



Рисунок 3.2 Прилади для вимірювання відстані на хвилеводі W42

Структура вимірювача частоти показана на рис.3.3. Вхідний сигнал невідомої частоти розділений за допомогою дільника потужності 3 дБ і подано до обох входів дванадцятиполюсника. Структура, подібна до тієї, що використовується для вимірювання відстані. Однак у цьому випадку для визначення характеристик використовується лише пасивна дванадцятиполюсна структура. Детектори розташовані розташовані на чотирьох окремих платах, які безпосередньо підключені до шести портів. Це знову той же варіант, що і в використовувався для вимірювання відстані. Вихідні сигнали детекторів були в цьому випадку двома високоточними вольтметрами постійного струму типу Keithley 2612A оцифровано, оскільки не використовувалося підсилення базової смуги.

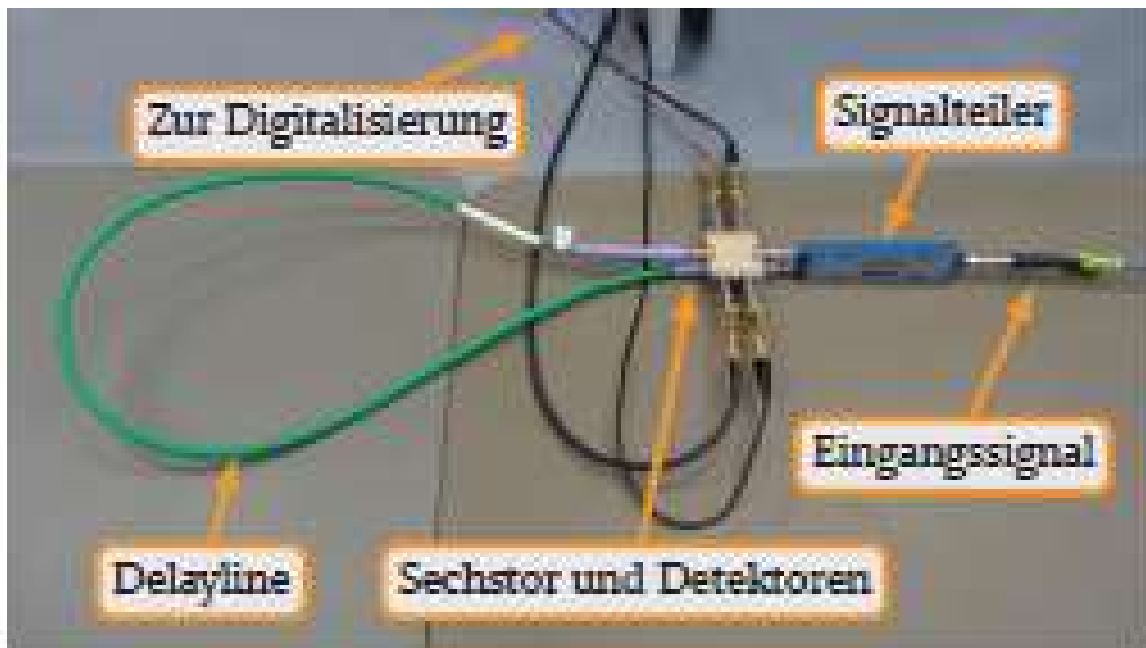


Рисунок 3.3 – Дванадцятиполюсник для вимірювання частоти

3.2 Реалізація вимірювача відстані на багатозондовому мікрохвильовому мультиметрі та вимірювальній лінії



Рисунок 3.4 – Конструкція багатозондового НВЧ перетворювача з датчиками

Фізична модель для багатозондового методу (рис.3.4) – це довільне кількість датчиків, встановлених на рівній відстані уздовж мікрохвильового тракту. Сигнали датчиків різні через те що пропорційні різній фазовій відстань від навантаження, що визначається їх розташуванням вздовж тракту.

Експериментальні данні для обробки можна отримати також за допомогою щілинної вимірювальної лінії (рис.3.5), пересуваючи каретку з НВЧ діодом в якості датчика, зупиняючи її в положеннях де у багатозондового мультиметра нерухомофіксовані зонди і знімаючи покази за допомогою електромеханічного вольметра магнітоелектричного типу.



Рисунок 3.5 – Щілинна вимірювальна лінія на кафедрі ПЕЕА

Висновки до розділу 3

Реалізація запропонованого метода вимірювання може відбуватися як на дванадцятиполюсному з'єднанні так і на багатозондовому мікрохвильовому

мультиметри, а також вимірювальній лінії, головне правильно застосовувати алгоритми.

4. ОХОРОНА ПРАЦІ

4.1 Аналіз умов праці

Розробка і виконання дипломної роботи проводиться в приміщенні науково-дослідної лабораторії (НДЛ), яка розташована на 1 поверсі 4 поверхового будинку, несучі стіни і перегородки якого цегляні, а перекриття - залізобетонні конструкції. Розміри приміщення комп'ютерного залу складають 7x5x4 м, що становить площа 35 м², обсяг 140 м³. У приміщенні 2 вікна площею 10 м². Кількість працюючих - 3 програміста. На кожному робочому місці знаходиться сучасний комп'ютер (монітор і системний блок). Споживана потужність електрообладнання 3 кВт.

Приміщення відповідає вимогам: - на одне робоче місце припадає 11,6 м², обсяг - 46,6 м³ при нормі 6 м² і 20 м³ відповідно по НПАОП 0.00-1.28-10.

Електроживлення здійснюється за допомогою трифазної чотирьох мережі з глухозаземленою нейтраллю напругою 380/220 В частотою 50 Гц.

Лінія електромережі для живлення ПЕОМ виконана як окрема трипровідна мережа, шляхом прокладання фазного, нульового робочого та нульового захисного провідників. Необхідно проводити контроль ізоляції. Контроль проводити між нулем і фазою і між фазами. Опір ізоляції має бути не менше 500 кОм. Контроль проводити не рідше 1 разу на рік при відключеному електроживленні.

Проводиться вступний інструктаж для нових працівників, первинний інструктаж на робочому місці (безпечні прийоми праці, конкретна виробнича обстановка), повторний інструктаж один раз в півріччя, позаплановий інструктаж при введенні в дію нових стандартів, правил; при зміні технологічного процесу, нещасних випадках, цільовий інструктаж.

Проведення всіх інструктажів реєструється у відповідних журналах інструктажу з обов'язковим підписом інструктували та особи, яка інструктує. Журнали інструктажів повинні бути пронумеровані, прошнуровані та скріплені печаткою. При виконанні робіт, не пов'язаних з основною діяльністю, необхідно проводити цільовий інструктаж.

4.2 Виробнича санітарія в НДЛ

Приміщення має природне і штучне освітлення. Зорова робота проектувальника є роботою високої точності (найменший розмір об'єкта розрізнення 0,3-0,5 мм). Тоді розряд зорової роботи - III "В". За вимогами ДБН В.2.5-28-2006 величина коефіцієнта природного освітлення (КПО) повинна бути $\geq 1,2\%$, $E_{\min} = 200$ лк. Вікна мають регулювальні пристрої для відкриття, жалюзі.

Робота відноситься до категорії легкої 1а і, згідно з ДСН 3.3.6-042-99 «санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень», оптимальні параметри мікроклімату повинні відповідати таблиці 4.1.

Таблиця 4.1 – Оптимальні параметри мікроклімату

Пора року	Температура повітря, град. С	Відносна вологість повітря, %	Швидкість руху повітря, м/с
Холодна	22–24	40–60	$\leq 0,1$
Тепла	23–25	40–60	$\leq 0,1$

Допустимі рівні звукового тиску і рівні шуму на робочому місці повинні відповідати ДСН 3.3.6-037-99 «санітарні норми шуму, інфразвуку та ультразвуку». Еквівалентний рівень звуку не перевищує 50 дБ.

Робочі місця розташовані щодо світлових прорізів так, щоб природне світло падало зліва. Організація кожного робочого місця забезпечує відповідність усіх елементів робочого місця та їх розташування ергономічним вимогам НПАОП 0.00-1.28-10. Висота робочої поверхні столу для ПЕОМ - 750 мм, ширина столу - 1000 мм, глибина стола - 800 мм. Робочий стіл має простір для ніг висотою не менше 600 мм і шириною не менше 500 мм. Сидіння підйомно-поворотне, регульоване по висоті, куту нахилу, відстані спинки до переднього краю сидіння, висотою підлокітників. Правильний вибір параметрів столу і сидіння, дозволяє знизити статичні перевантаження м'язів. План розміщення робочих місць вказано на рисунку 4.1.

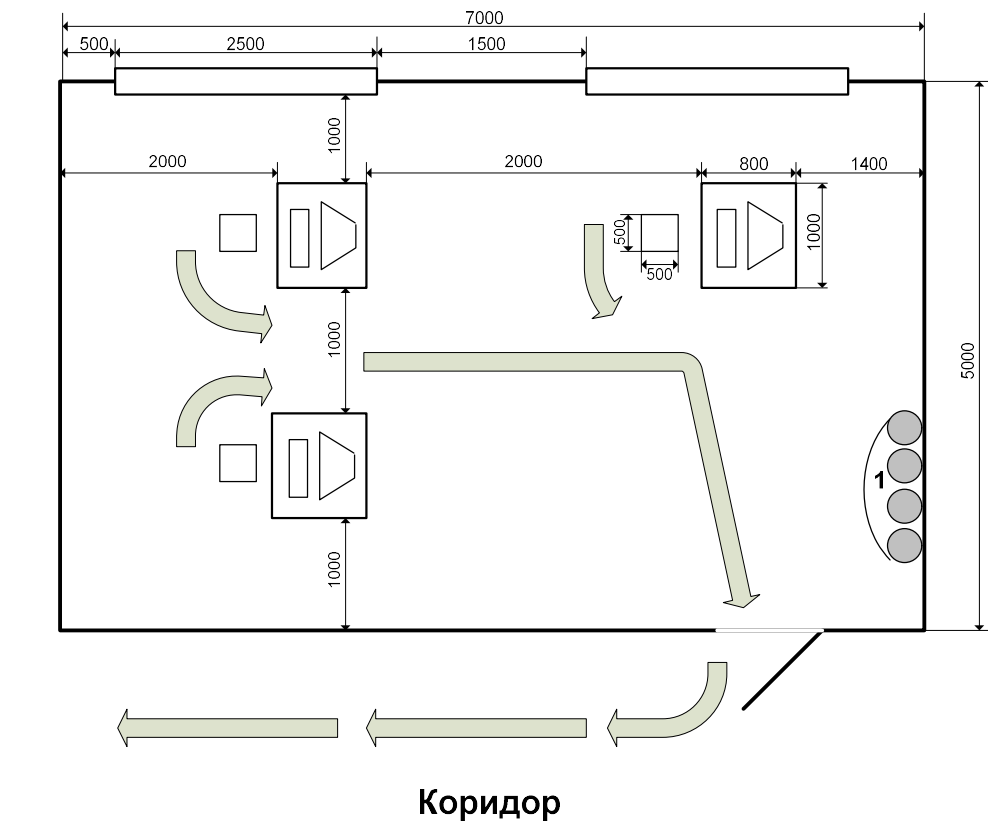


Рисунок 4.1 – План розміщення робочих місць з планом евакуації при пожежі

Для зменшення дії психофізіологічних ОВПФ слід встановити перерви по 20 хв через 2 години після початку робіт, через 1,5 год і 2,5 год по 20 хв після обідньої перерви. Загальна тривалість перерв (без урахування обідньої) за 8-годинний робочий день становить 60хв. Під час технологічних перерв рекомендується виконувати спеціальні вправи для зняття зорового стомлення, розумового перенапруження і статичних перевантажень.

У приміщенні НДЛ параметри мікроклімату не відповідають нормам. Для забезпечення встановлених норм мікроклімату слід застосовувати кондиціонування. Виконаємо розрахунок кондиціонування.

Джерелами надлишкового тепла в приміщенні є люди, устаткування, штучне освітлення, сонячна радіація, тепло, яке передається через стіни.

Визначаємо кількість тепла, що виділяється працюючими:

$$Q_p = 0,5 \cdot n \cdot q, \quad (4.1)$$

де n – кількість працюючих в приміщенні, $n = 3$;

q – кількість тепла, що виділяється робочим за 1 годину, $q = 120$ ккал/ч (для категорії робіт I а);

$$Q_p = 0.5 \cdot 3 \cdot 120 = 180 \text{ ккал/ч}$$

Визначаємо кількість тепла, що виділяється обладнанням:

$$Q_{\text{обор.}} = 860 \cdot N \cdot \varphi_1 \cdot \varphi_2, \quad (4.2)$$

де φ_1 – коефіцієнт використання настановної потужності устаткування;

$$\varphi_1 = 0,85 \text{ (} 0,85 \div 0,9 \text{)};$$

φ_2 – коефіцієнт одночасності роботи устаткування в зміні, $\varphi_2 = 1 (0,5 \div 1)$;

N – потужність обладнання (кВт), $N = 3$ кВт;

$$Q_{\text{обор.}} = 860 \cdot 3 \cdot 0,85 \cdot 1 = 2193 \text{ ккал/ч}$$

Визначаємо кількість тепла від джерела освітлення

$$Q_{\text{осв.}} = K \cdot E \cdot S, \quad (4.3)$$

де K – питома тепловиділення на 1 люкс освітленості, $K = 0,05$ ккал/лк \cdot м² \cdot ч

E – найменша освітленість приміщення, 300 лк;

S – площа приміщення, $S = 7 \cdot 5 = 35$ м².

$$Q_{\text{осв.}} = 0,05 \cdot 300 \cdot 35 = 525 \text{ ккал/ч}$$

Визначаємо кількість тепла, що надходить через вікна:

$$Q_{\text{солн.}} = s \cdot q \cdot k \cdot k_c, \quad (4.4)$$

де s – площа скління, $s = 10$ м²;

q - величина сонячної радіації, що передається через 1 м² скління, що залежить від орієнтування вікон, $q = 130$ ккал / м² \cdot год (вікна спрямовані на північний схід);

k - коефіцієнт, що залежить від місця розташування, $k = 1,15$;

k_c - коефіцієнт затінення, $k_c = 0,8$.

$$Q_{\text{солн.}} = 10 \cdot 130 \cdot 1,15 \cdot 0,8 = 1196 \text{ ккал/ч}$$

Кількість тепла, що надходить в приміщення через стіни $Q_{\text{ст.}}$, Прийmemo рівним нулю, тому що стіни цегляні.

Визначимо сумарну кількість тепла

$$Q_{\Sigma} = Q_p + Q_r + Q_{\text{обор.}} + Q_{\text{осв.}} + Q_{\text{солн.}} + Q_{\text{ст}} \quad (4.5)$$

Таким чином можемо визначити

$$Q_{\Sigma} = 180 + 2193 + 525 + 1196 + 0 = 4094 \text{ ккал/ч}$$

Визначаємо необхідний повітрообмін приміщення:

$$L = \frac{Q_{\Sigma}}{C(t_{\text{н.}} - t_{\text{пр.}})}, \quad (4.6)$$

де $C = C_{\text{уд.}} \cdot P_{\text{об}}$ - об'ємна теплоємність сухого повітря;

$t_{\text{н.}}$ - температура повітря, що видаляється, $t_{\text{н.}} = 31 \text{ } ^\circ\text{C}$;

$t_{\text{пр.}}$ - припливна температура, $t_{\text{пр.}} = 21 \text{ } ^\circ\text{C}$;

$C_{\text{уд.}}$ - питома теплоємність повітря, $C_{\text{уд.}} = 0,237 \text{ ккал / кг } ^\circ\text{C}$;

$P_{\text{об}}$ - об'ємна вага припливного повітря, $P_{\text{об}} = 1,205 \text{ кг / м}^3$;

$$C = 0,237 \cdot 1,205 = 0,286 \text{ ккал/м}^3\text{ } ^\circ\text{C}$$

$$L = \frac{4094}{0,286(31 - 21)} = 1101,12 \text{ м}^3 / \text{ч}$$

Визначаємо необхідну продуктивність кондиціонера на охолодження

$$Q_{\text{хол.}} = L \cdot C (t_{\text{нар.}} - t_{\text{пр.}}) , \quad (4.7)$$

де $t_{\text{нар.}}$ – зовнішня температура повітря, $t_{\text{нар.}} = 32^{\circ}\text{C}$.

$$Q_{\text{хол.}} = 1101,12 \cdot 0,286(32-21) = 4093,96 \text{ ккал/ч}$$

Система кондиціонування вибирається виходячи з таких умов:

$$L_k \geq L \quad \left\{ \begin{array}{l} Q_k \geq Q_{\text{хол.}} , \end{array} \right. \quad (4.8)$$

де L_k, Q_k – продуктивність кондиціонера за обсягом і холоду відповідно.

З урахуванням отриманих результатів вибираємо кондиціонер Daewoo DMB-1812LN, який зможе забезпечити для спекотної пори необхідні повітрообмін і охолодження зовнішнього повітря для підтримки оптимальних параметрів мікроклімату. Характеристики: Обмін повітря – 1200 м³/год; продуктивність на охолодження - 5,8 кВт, рівень шуму - 32дБ.

4.3 Безпека в надзвичайних ситуаціях

Для забезпечення безпеки людей при роботі з комп'ютером в приміщенні слід дотримуватися загальні вимоги пожежної безпеки згідно з ГОСТ 12.1.004-91. Причиною пожежі в приміщенні, можуть бути: коротке замикання електропроводки; несправність ПЕОМ та іншого електрообладнання.

Відповідно до вимог ГОСТ 12.1.004-91 приміщення комп'ютерного відділу оснащено:

- димовими пожежними сповіщувачами в кількості 1 датчик (контролює площу до 86 м² по ДБН В.2.5-56-2010);
- вуглекислотними переносними вогнегасниками в кількості 2 штуки (з розрахунку 1 вогнегасник на 3 ПК, але не менше 2 на приміщення), об'ємом 2 л, ВВК-1,4;
- кошма.

При проектуванні і будівництві виробничих і допоміжних будівель промислових підприємств передбачають евакуаційні виходи, призначені для безпечної евакуації знаходяться в будівлі в разі виникнення пожежі або аварії. Ефективність евакуації досягається створенням шляхів евакуації. На евакуаційних шляхах організовано природне і штучне аварійне освітлення.

Висновки до розділу 4

У даному розділі розглянуті умови праці, виробнича санітарія та безпека в надзвичайних ситуаціях.

ВИСНОВКИ

Розроблено метод визначення відстані на основі дванадцятиполюсника. Відстань розраховується через фазу стоячої хвилі, стояча хвиля з'являється через суперпозицію падаючої та відбитої від навантаження хвилі. Проблемою такого вимірювання є повторюваність відліку фази кожного періоду. Відомий двотональний метод збільшення дальності вимірюваної відстані полягає в тому, що при обчисленні різницевого сигналу використовуються биття двох близько розташованих частот, причому дальність вимірюваної відстані різницевого сигналу майже в десять разів перевищує дальність вимірюваної відстані вихідних сигналів. Запропонований спосіб збільшення дальності вимірювання полягає в збільшенні кількості близько розташованих частот, що падають на навантаження, після чого отримують два різницевих сигнали, а потім визначають різницю різницевих сигналів, що призводить до збільшення дальності. Технічно краще реалізувати такий спосіб вимірювання відстані за допомогою коаксіального дванадцятиполюсного з'єднання, а не хвилеводного, оскільки діапазон частот коаксіальних трактів дуже широкий.

ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. ДСТУ 3008 – 2015. Державний стандарт України. Документація, звіти у сфері науки. Структура і правила оформлення – Чинний від 1 липня 2017 р.
2. Engen G. F. The six-port reflectometer: An alternative network analyzer / Engen. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1977. – №25(12). – С. 1075–1080.
3. Ghannouchi F. M. The six-port technique with microwave and wireless applications / F. M. Ghannouchi, A. Mohammadi. – 2009. – 245 с.
4. Six-port based interferometry for precise radar and sensing applications / [A. Koelpin, F. Lurz, S. Linz та ін.]. // Sensors. – 2016. – №16(10). – С. 1556–1576.
5. Li J. A six-port direct digital millimeter wave receiver / J. Li, R. G. Bosiso, K. Wu. // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. – 1994. – С. 1659–1662.
6. New 94-GHz Six-Port Collision-Avoidance Radar Sensor / E. A. Moldovan, S. Tatu, T. Gaman, R. Bosiso. // IEEE Transaction on Microwave Theory and Technique. – 2004. – №52(3). – С. 751–759.
7. Distance measurements based on guided wave 24 GHz dual tone six-port radar / [S. Lindner, F. Barbon, S. Linz та ін.]. // 11th European Radar Conference. – 2014. – С. 57–60.
8. Six-port radar sensor for remote respiration rate and heartbeat vital-sign monitoring / [G. Vinci, S. Lindner, F. Barbon та ін.]. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2013. – №61(5). – С. 2093–2100.
9. Bellantoni J. V. A vector network analyzer integrated into coplanar-waveguide probes / J. V. Bellantoni, R. C. Compton. // IEEE Microwave Theory Tech. Soc. Microwave Symp. – 1990. – С. 1025–1028.
10. Zaichenko O. Model and Algorithms for Microwave Mutiport Receiver / O. Zaichenko, M. Miroshnyk, P. Galkin. // 2019 IEEE International Scientific-

- Practical Conference Problems of Infocommunications, Science and Technology (PIC S&T). – 2019. – С. 1–4.
11. The comparative analysis of a multiprobe microwave multimeters with involvement of processing by the kalman filtering and the least-squares methods with regard for re-reflection of probes / O. B.Zaichenko, I. I. Klyuchnik, M. A. Miroshnyk, R. I. Tzekhmistro. // Telecommunications and Radio Engineering. – 2015. – №74. – С. 79–84.
 12. Six-port Reflectometer with Kalman Filter Processing of Sensor Signals / O.Zaichenko, P. Galkin, N. Zaichenko, M. Miroshnyk. // 2020 IEEE 15th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET). – 2020. – С. 55–58.
 13. Lindner S. Systemgrenzen und Fehlerkompensationsstrategien der Sechstomesstechnik im industriellen Kontext. – 2017. – 180 p.
 14. Дзюндзюк Б.В. Охрана труда. Сборник задач / Дзюндзюк Б.В., Иванов В.Г. – Х.: НВП центр ХНУРЕ, 2006. – 242 с.
 15. Методичні вказівки до виконання розділу «Охорона праці» у випускних роботах ОКР [текст] / – Харків: ХНУРС, 2011 – 24 с.