

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 3D радіолокації

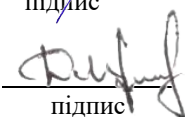
ДРТР. 2016028.02.14.ПЗ

Виконав: студент 2 курсу, група ТР_м-19-2


підпис

В.В. Березовчук


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

Хмельницький національний університет

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

Ю.М. Бойко

«07» вересня 2020р.

ЗАВДАННЯ НА ДИПЛОМНУ РОБОТУ

Березовчук Вікторії Вікторівни

1 Тема роботи: «Метод 3D радіолокації»

керівник роботи Макаришкін Денис Олегович, 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: Метою магістерської роботи є розробка фазових методів контролю цілей у просторі

Об'єктом дослідження є процес визначення координат цілей у тривимірному просторі.

Предметом дослідження є метод тривимірного визначення координат у просторі.

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

1. Провести огляд відомих методів радіолокації, встановити їх переваги та недоліки.

2. Розробити та провести дослідження фазочастотного методу радіолокаційного дослідження у тривимірному просторі.

3. Дослідити методичні помилки розробленого методу визначення координат цілі в тривимірній моделі фазової радіолокації.

4. Розробити функціональну схему вимірювального приладу із застосуванням фазочастотного методу радіолокації.


Завдання отримав _____

Науковий керівник _____

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ п/п	Назва етапів (розділів) дипломної роботи	Строк виконання етапів дипломної роботи	Примітка
1	1. Огляд проблеми радіолокаційного дослідження	18.09.2020	<i>виконано</i>
2	Формулювання задач досліджень	20.09.2020	<i>виконано</i>
3	Розробка математичних моделей та дослідження методичних помилок методу 3d радіолокації	07.10.2020	<i>виконано</i>
4	Розробка і дослідження функціональної схеми фазочастотного радіолокатора	14.10.2020	<i>виконано</i>
5	Розробка методики виміру координат цілі фазочастотним радіолокатором	25.10.2020	<i>виконано</i>
6	3. Розробка математичних моделей 3D радіолокації	31.10.2020	<i>виконано</i>
7	4. 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>

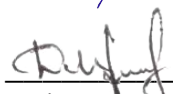
Студент


 Підпис

В.В. Березовчук

Ініціали, прізвище

Керівник роботи


 Підпис

Д.А. Макаришкін

Ініціали, прізвище

ЗМІСТ

ЗМІСТ.....	5
ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ.....	7
ВСТУП	8
1.1 Стан питання та постановка задачі.....	11
1.2. Аналіз методів далекометрії в радіолокації.....	13
1.2.1. Аналіз методів фазової дальнометрії.....	15
1.2.2. Аналіз методів частотної дальнометрії	18
1.2.3. Аналіз часових методів дальнометрії.....	23
1.3 Фазові методи вимір відстані до дефектів	27
Висновки до першого розділу	37
РОЗДІЛ 2 РОЗРОБКА МАТЕМАТИЧНИХ МОДЕЛЕЙ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДИЧНИХ ПОМИЛОК МЕТОДУ 3D РАДІОЛОКАЦІЇ	38
2.1 Розробка двовимірної математичної моделі 3D Радіолокації.....	38
2.2 Розробка тривимірної математичної моделі фазової дефектоскопії.....	43
2.3 Дослідження методичних помилок тривимірної моделі радіолокації	48
2.3.1 Помилки частотних методів радіолокації	48
2.3.2 Дослідження коренів рівневі системи тривимірної моделі та помилки розрахунків координат цілі.....	51
2.3.3 Дослідження впливу помилок виміру фаз на точність визначення координат цілі	57
Висновки до другого розділу	68
РОЗДІЛ 3 РОЗРОБКА І ДОСЛІДЖЕННЯ ФУНКЦІОНАЛЬНОЇ СХЕМИ ФАЗОЧАСТОТНОГО РАДІОЛОКАТОРА	69
3.1 Розробка функціональної схеми фазочастотного радіолокатора	69

3.1.1	Технічні вимоги для розробки функціональної схеми радіолокатора	69
3.1.2	Розробка функціональної схеми фазочастотного радіолокатора та опис її роботи	70
	Висновки до третього розділу	74
4	РОЗРОБКА МЕТОДИКИ ВИМІР КООРДИНАТ ЦІЛІ ФАЗОЧАСТОТНИМ РАДІОЛОКАТОРОМ	75
	ОСНОВНІ ВИСНОВКИ ПО РОБОТІ	77
	СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	79

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

X, Y, Z	координати цілі
Ген. АК	генератор електромагнітних коливань
Д	дефект
ЕРС	електрорушійна сила
НВЧ	надвисокі частоти
А	радіохвиля
А ₁	випромінювач електромагнітних коливань
А ₂ , А ₃ , А ₄	приймачі електромагнітних коливань
РК	радіохвильові коливання

ВСТУП

Рівень розвитку промисловості на сучасному етапі характеризується не тільки об'ємом виробництва та асортиментом продукції що випускається, але й показниками її якості. Важливе місце в підвищенні ефективності виробництва займає контроль якості сировини, матеріалів та виробів, що дозволяє збільшити термін служби машин і механізмів, знизити їх матеріало- та енергоємність, підвищити продуктивність праці.

В вирішенні задач підвищення якості продукції важливу роль грають методи та засоби дефектоскопії. В ряді випадків вибірковий контроль сировини напівфабрикатів та готових виробів не гарантує їх високої якості. Тому все більш широке проходження набуває 100%-ний неруйнуючий контроль продукції на окремих етапах виробництва. В зв'язку із цим розвиток методів та засобів радіолокації завжди буде належати до пріоритетних напрямів науково – технічного прогресу.

Контроль якості є наймасовішою технологічною операцією, оскільки жодна деталь не може бути виготовлена без замірів її технічних характеристик. В зв'язку з ускладненням та вимогою невинного підвищення надійності нової техніки трудоємність контрольних операцій в промисловості різко зростає. Так, наприклад, в розвинутих країнах затрати на контроль якості складають 1 – 20% від вартості продукції що випускається. Але ці затрати швидко окупаються, оскільки завдячуючи неруйнуючому контролю на всіх етапах виробництва радикально підвищується якість продукції та збільшується її надійність.

Поняття якості виробів знаходиться в безперервному розвитку та настільки обширне, що не уявляється можливим рекомендувати навіть для часткової її оцінки якийсь один метод або засіб. Високоякісний об'єкт повинен відрізнятися сталістю хімічного складу, мікро- та макроструктури, електричних

і магнітних характеристик матеріалу, незмінними геометричними розмірами, підвищеними механічними, антикорозійними та іншими властивостями.

Кількісний аналіз перерахованих параметрів вимагає різних за принципом взаємодії з речовиною методів контролю, які взаємно доповнюють один одного та забезпечують отримання необхідної інформації про якість виробів. При дослідженні окремих властивостей та характеристик виробів переважають ті або інші методи контролю. Номенклатура засобів неруйнуючого контролю, оснований на цих методах перевищує 1500 типів приладів. Кожний із них має свої переваги та недоліки в конкретних виробничих умовах.

Враховуючи загальну тенденцію до побудови автоматизованих приладів на сучасній елементній базі, слід продовжувати пошук та розвиток методів по їх удосконаленню.

Мета і задачі дослідження. Метою магістерської роботи є дослідження фазочастотних методів неруйнівного контролю внутрішніх цілей твердих матеріалів.

Для досягнення цієї мети необхідно вирішити наступні задачі:

1. Провести огляд відомих методів неруйнівного контролю, встановити їх переваги та недоліки.
2. Розробити та провести дослідження фазочастотного методу неруйнівного контролю внутрішніх цілей твердих матеріалів.
3. Дослідити методичні помилки розробленого методу визначення координат цілі в тривимірній моделі фазової дефектоскопії.
4. Розробити функціональну схему вимірювального приладу із застосуванням фазочастотного методу дефектоскопії.

Об'єктом дослідження є процес визначення координат цілей у тривимірному просторі.

Предметом дослідження є метод тривимірного визначення координат у просторі.

Методи досліджень базуються на використанні математичного апарату чисельних методів розв'язку систем рівнянь, теорії помилок та комп'ютерному моделюванні.

Наукова новизна одержаних результатів. В роботі є наступні наукові результати:

1. Розроблено фазочастотні двовимірну та тривимірну моделі знаходження координат цілей у тривимірному просторі, які полягають у зондуванні простору сферичними радіохвилями хвилями, вимірюванні сигналів відбитих від цілей, розділення їх за допомогою розв'язку рівневі системи та знаходження локалізації цілей.

2. Досліджено методичні помилки вимір координат цілей у тривимірному просторі в залежності від відстані до цілі в діапазоні частот зондуючих сигналів від 0,5 ГГц до 10 ГГц.

Практичне значення одержаних результатів.

1. Розроблена структура вимірювального приладу, який реалізує метод тривимірного визначення координат цілей.

2. Проведено математичне моделювання роботи методу вимір координат цілей у тривимірному просторі. Отримані залежності дозволяють проводити найкращий вибір параметрів приладу вимірювання за критерієм “точність – час вимірювання”.

РОЗДІЛ 1

ОГЛЯД МЕТОДІВ ТА ЗАСОБІВ РАДІОЛОКАЦІЇ ЦІЛЕЙ ТА ОБГРУНТУВАННЯ НАПРЯМКУ ДОСЛІДЖЕНЬ

1.1 Стан питання та постановка задачі

Будь-який радар працює в трьох режимах: пасивний, активний та вибір рухомих цілей.

Пасивний режим означає, що сигнал, що приймається радіолокаційним приймачем, формується в результаті відбиття (розсіювання) цілі електромагнітного коливання, що випромінюється радіолокаційною антеною і випромінюється до цілі (рис. 1.1).

Пасивний режим відрізняється від активного режиму тим що передавач основного каналу не генерує жодного імпульсу, але генерує пакет кодів, який є запитом до реагуючого апарату літака. У приймачі основного каналу парні імпульси що відбиті декодуються, перетворюються в єдиний імпульс і потім подаються в звичайний блок пасивної обробки (рис. 1.2).

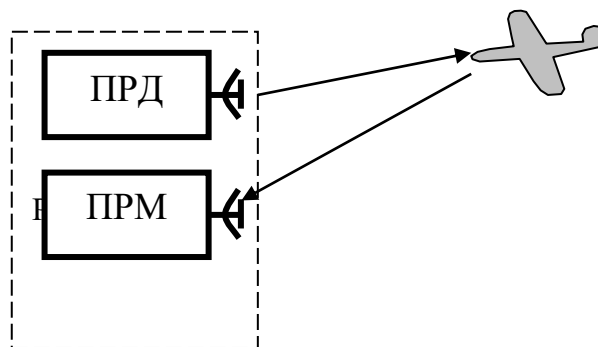


Рисунок 1.1. Пасивний режим роботи аеродромної РЛС

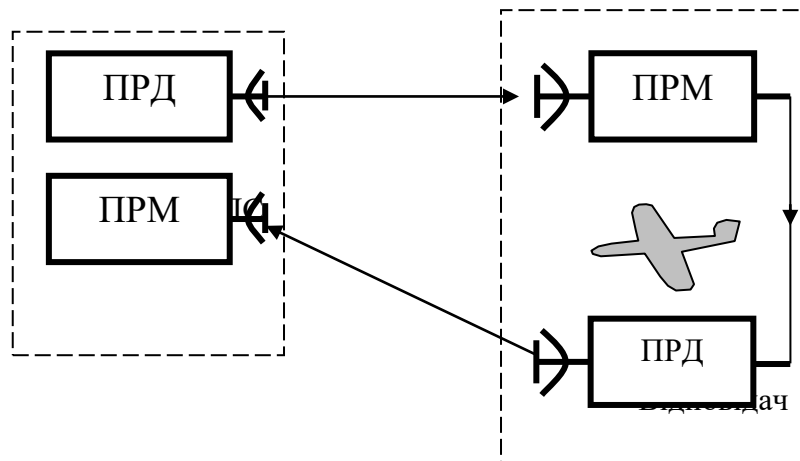


Рисунок 1.2. Активний режим роботи аеродромної РЛС

Через очевидні помилки вимірювання частоти блок вимірювання зсуву частоти Доплера не використовується при побудові радарів для обстеження аеропортів. Отже, оскільки тривалість зондового імпульсу становить одиничні порядки величини або від одного до декількох десятків нс, несуча частота становить приблизно один-два ГГц. У цьому випадку похибка вимірювання частоти традиційними методами велика [34].

Поєднуючи вищезазначену ситуацію, завданнями для подальшої роботи є:

- Аналіз відомих методів далекомірів, що використовуються в радарях, приділяючи особливу увагу методу побудови далекомірів;
 - Вивчіть точність та роздільну здатність передових методів для вимірювання координат;
 - Розробити імітаційні математичні моделі, алгоритми комп'ютерних програм та математично моделювати процес визначення координат у разі визначення цілей та характеристик далекомірної системи та її алгоритму;
 - Використати вимірювання відстані щоб розробити структурну схему радіолокаційної системи.

1.2. Аналіз методів далекометрії в радіолокації

Як було показано в попередньому розділі, аеродромні оглядові радіолокатори у пасивному режимі виконують дві основні функції: вимір відстані до та вимір азимуту. І якщо вимір азимуту залежить від ширини діаграми спрямованості випромінюючої антени, швидкості повороту антени тощо, то вимір відстані до залежить від застосовуваних методів дальнометрії. Оглядові радіолокатори аеродромної зони використовують, як основні, моноімпульсні методи далекометрії із подальшою цифровою обробкою [1-3]. Різні методи далекометрії використовують різні радіолокаційні сигнали [35, 36].

У всіх радіодальномірах відстань до цілі R визначається часом запізнення у часі відбитого сигналу: $t_R = 2R/c$, де c - швидкість проходження радіохвилі.

Вимірявши цей час, можна визначити відстань до цілі $R = 0,5ct_R$ з миттєвою відносною похибкою:

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta c}{c} + \frac{\Delta t_R}{t_R}. \quad (1.1)$$

Припускаючи, що $\frac{\Delta R}{R}$ та Δt_R випадкові і незалежні величини, знаходять відносну точність радіодальноміра:

$$\frac{\sigma_R}{R} = \sqrt{\left(\frac{\sigma_c}{c}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_{t_R}}{t_R}\right)^2}. \quad (1.2)$$

Дисперсія σ_c^2 обумовлена точністю, з якою відома швидкість проходження радіохвилі і її непостійністю вздовж траси. Точність визначення швидкості радіохвилі c складає $\sigma_c/c = 10^{-9}$. Але в атмосфері

$\sigma_c/c = 10^{-4} \dots 10^{-6}$, тому навіть за відсутності апаратурних помилок гранична точність вимір відстані до залежить від того, наскільки точно відоме значення c , а також можливості врахування

Якщо припустити що значення швидкості проходження радіохвилі повністю відоме, тобто $\sigma_c = 0$, тоді точність далекометрії буде визначатись виразом:

$$\frac{\sigma_R}{R} = \frac{\sigma_{t_R}}{t_R}. \quad (1.3)$$

Таким чином, основними складовими помилки виміру відстані до є помилка за рахунок умов проходження $\sigma_{розп} \approx \sigma_c$, флуктуаційна помилка $\sigma_{фл} \approx \sigma_{t_R}$ і апаратурні помилки $\sigma_{ап} \approx \sigma_{2t_R}$.

Окрім того, під час вимір R доводиться враховувати і інші складові помилки вимірювання. Наприклад, $\sigma_{R_{відб}}$ - через переміщення центру відбиття цілі; $\sigma_{R_{д}}$ - динамічна похибка, що виникає під час руху цілі; $\sigma_{R_{мет}}$ - методична похибка, залежить від методу вимірювання.

Відповідно, за незалежності складових помилок загальна помилка складає:

$$\sigma_{R\Sigma} = \sqrt{\sigma_{розп}^2 + \sigma_{R_{відб}}^2 + \sigma_{R_{фл}}^2 + \sigma_{R_{д}}^2 + \sum_i \sigma_{ап}^2 + \sum_i \sigma_{R_{мет}}^2}. \quad (1.4)$$

Відомі три основних методи виміру відстані до об'єктів: фазовий частотний та імпульсний. Для визначення основних переваг, недоліків та потенційних можливостей методів проведемо їх дослідження.

1.2.1. Аналіз методів фазової дальнометрії

Фазовий метод далекометрії дозволяє вимірювати відстань до на носійній значенню частоти ω_0 . [18, 19] Зондувальним сигналом є неперервне гармонійне коливання яке має вигляд:

$$s_1(t) = U_{m1} \cos \varphi_1 = U_{m1} \cos(\Omega_m t + \varphi_{01}) \quad (1.5)$$

де Ω_m - кутова частота сигналу масштабної частоти, в найпростішому разі $\Omega_m = \omega_0$.

Відбитий сигнали має вигляд:

$$s_2(t) = U_{m2} \cos \varphi_2 = U_{m2} \cos(\Omega_m (t - t_R) + \varphi_{01} + \varphi_{an} + \varphi_{\text{відб}}) \quad (1.6)$$

де U_{m1} , U_{m2} - значення амплітуди сигналів;

φ_1 , φ_2 - миттєві значення фази сигналів;

φ_{01} - початкове значення фази;

φ_{an} - зсув фази в апаратурі радіодальноміра;

$\varphi_{\text{відб}}$ - зсув значень фази при відбитті сигналу від об'єкту.

За допомогою фазометра визначають фазову різницю φ_{Δ} опорного (зондувального) і відбитого сигналів:

$$R = \frac{c(\varphi_{\Delta} + \varphi_{an} + \varphi_{\text{відб}})}{2\Omega_m}. \quad (1.7)$$

Зсув фаз φ_{an} можна виключити шляхом калібрування, вимірюючи Зсув фаз прямого проходження сигналу через тракти передавача і приймача. Зміни

значень фази при відбитті сигналу $\varphi_{\text{відб}}$ сильно означають на точність, тому як при відбитті від металів і діелектриків $\varphi_{\text{відб}}$ змінюється на 180° . Тому зазвичай обирають $\Omega_m < \omega_0$ і працюють в режимі модуляції сигналу радіочастоти. В такому разі, величиною $\varphi_{\text{відб}}$ можна знехтувати і рівняння виміру приймає вигляд [30]:

$$R = \frac{c}{2\Omega_m} \varphi_\Delta = M_\varphi \varphi_\Delta, \quad (1.8)$$

де $M_\varphi = \frac{c}{2\Omega_m} = \frac{\lambda}{4\pi}$ - масштабний коефіцієнт ($\lambda = \frac{c}{F_m}$).

Точність виміру відстані до фазовим способом має залежність:

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta M_\varphi}{M_\varphi} + \frac{\Delta \varphi_\Delta}{\varphi_\Delta}, \quad (1.9)$$

враховуючи незалежність ΔM_φ і $\Delta \varphi_\Delta$:

$$\sigma_R = \sqrt{\varphi_\Delta^2 \sigma_M^2 + M_\varphi^2 \sigma_\varphi^2}, \quad (1.10)$$

де σ_M^2 і σ_φ^2 - дисперсії коефіцієнту масштабування і зміни значення фазового зсуву.

Складова σ_M усувається шляхом постійності масштабного коефіцієнту, що досягається стабілізацією масштабної частоти, при якій $\Omega_m = const$ на інтервалі вимір t_R . Тоді $\sigma_R = M_\varphi \sigma_\varphi$, звідки випливає, що для підвищення точності радіодальноміра потрібно зменшувати M_φ , тобто підвищувати частоту Ω_m .

Таким чином, в фазовому радіодалекомірі є протилежні вимоги до підбору масштабної частоти: збільшення Ω_m сприяє підвищенню точності, але призводить до неоднозначності виміру дальності. Для різних вимірювачів фазових зсувів величину σ_φ можна показати у вигляді:

$$\sigma_\varphi = \frac{K_{\text{но}}}{\sqrt{2q}}. \quad (1.11)$$

де $K_{\text{но}} > 1$ - коефіцієнт втрат при неоптимальній обробці, залежить від виду вимірювача фазових зсувів;

$q = \frac{P_c}{P_{\text{ш}}}$ - співвідношення сигнал/шум за потужністю на вході вимірювача фазового зсуву.

Якщо $K_{\text{но}} = 1$, то відношення $\left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}}\right) = 2\left(\frac{P_{\text{свх}}}{P_{\text{швх}}}\right) = 2q_{\text{вх}}$, і точність фазового радіодальноміра характеризується похибкою:

$$\sigma_R = \frac{\lambda_m}{4\pi\sqrt{2q}}. \quad (1.12)$$

Вирішення протиріччя яке виникає при необхідності розширення діапазону вимір відстані до та підвищення точності вимір розв'язується шляхом застосування багатоскальних вимірів. Застосування цього методу забезпечує високу точність, притаманну фазовим вимірюванням з малим періодом при діапазоні однотипного відліку, що визначається періодичністю грубої шкали.

Багатоскальні методи в основному застосовують в радіолокації, радіонавігації, геодезії. Результат вимір за виразом:

$$\tau_{\phi} = \frac{(n + \varphi_{\text{в}}/2\pi)}{f_{\text{в}}}. \quad (1.13)$$

де $\varphi_{\text{в}}$ - вимірне значення зсуву фаз $0 \leq \varphi_{\text{в}} \leq 2\pi$ на частоті $f_{\text{в}}$. Число n краще знайти з умови:

$$n = \left[\frac{\varphi_{\text{н}} \omega_{\text{в}}}{2\pi \omega_{\text{н}}} \right]^+. \quad (1.14)$$

де $[Y]^+$ - ціла частина числа Y .

1.2.2. Аналіз методів частотної дальнометрії

Частотні методи вимірювання дальності об'єктів полягає у застосуванні безперервного сигналу з частотною модуляцією за заданим законом зміни частоти. За лінійного закону модуляції (рис. 1.3) внаслідок запізнення сигналу що відбитий на час t_R , різниця частоти в заданий момент часу сигналів що

випромінюється f_1 і що прийнятий f_2 дорівнює $F_{\text{б}} = f_1(t) - f_2(t) = \left(\frac{\partial f(t)}{\partial t} \right) t_R$.

Внаслідок обмеження діапазонів частот передавача і приймача, у практиці використовують періодичні закони модуляції ЧМ (рис. 1.4) [17, 18].

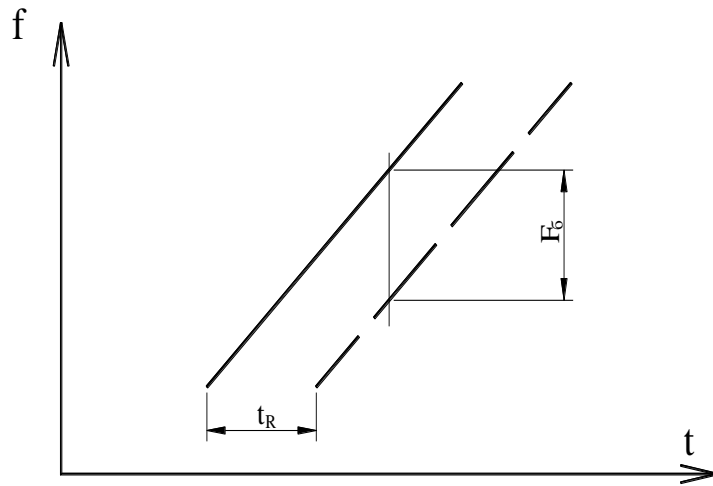
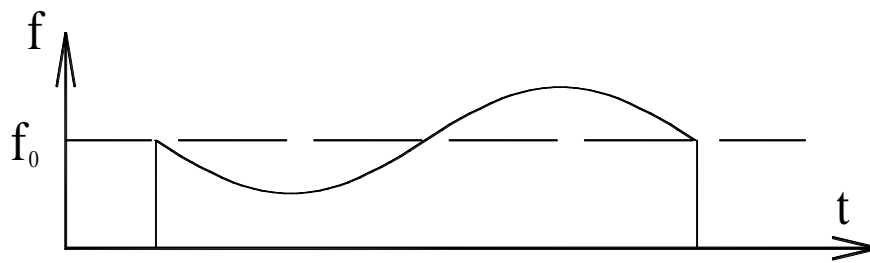
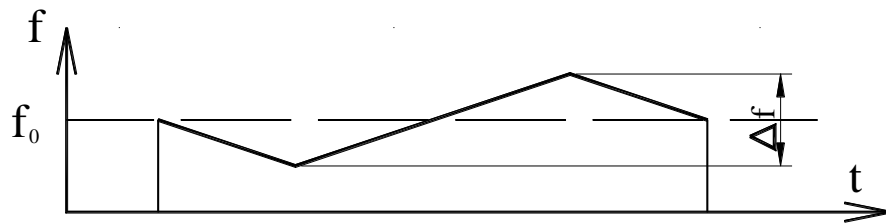


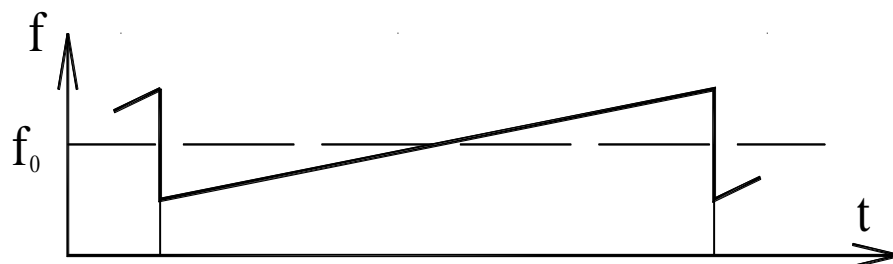
Рисунок 1.3 - Принцип частотного методу вимір дальності.



а)



б)



в)

Рисунок 1.4 - Закони зміни частоти в частотній дальнометрії:

- а) синусоїдальний;
- б) пілкоподібний, симетричний;
- в) пілкоподібний, несиметричний.

В загальному разі структура радіосистеми, що реалізує частотний метод вимір дальності, складається з наступних блоків: модулятора, ЧМ-генератора, змішувача, підсилювача та аналізатора спектра (рис.1.5) [17].

На рис. 1.6 наведено залежність зміни частоти в різних точках радіолокатора.

Основне рівняння частотного радіолокатора має вигляд [16, 18]:

$$R = \frac{v_x \cdot F_{\text{б}}}{4\Delta f \cdot F_{\text{м}}}. \quad (1.15)$$

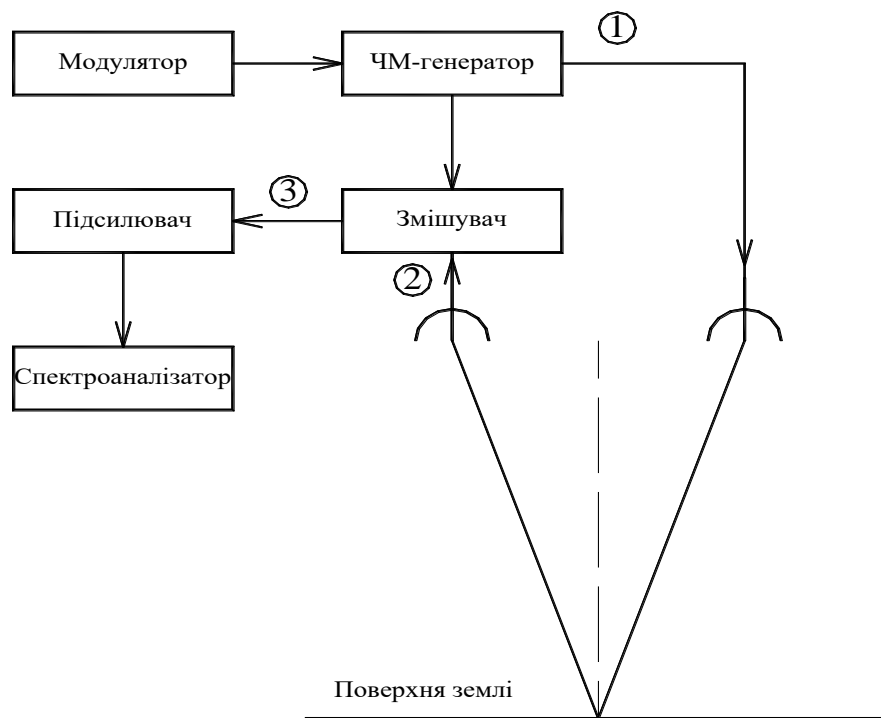


Рисунок 1.5 - Структура частотного радіолокатора-висотоміра.

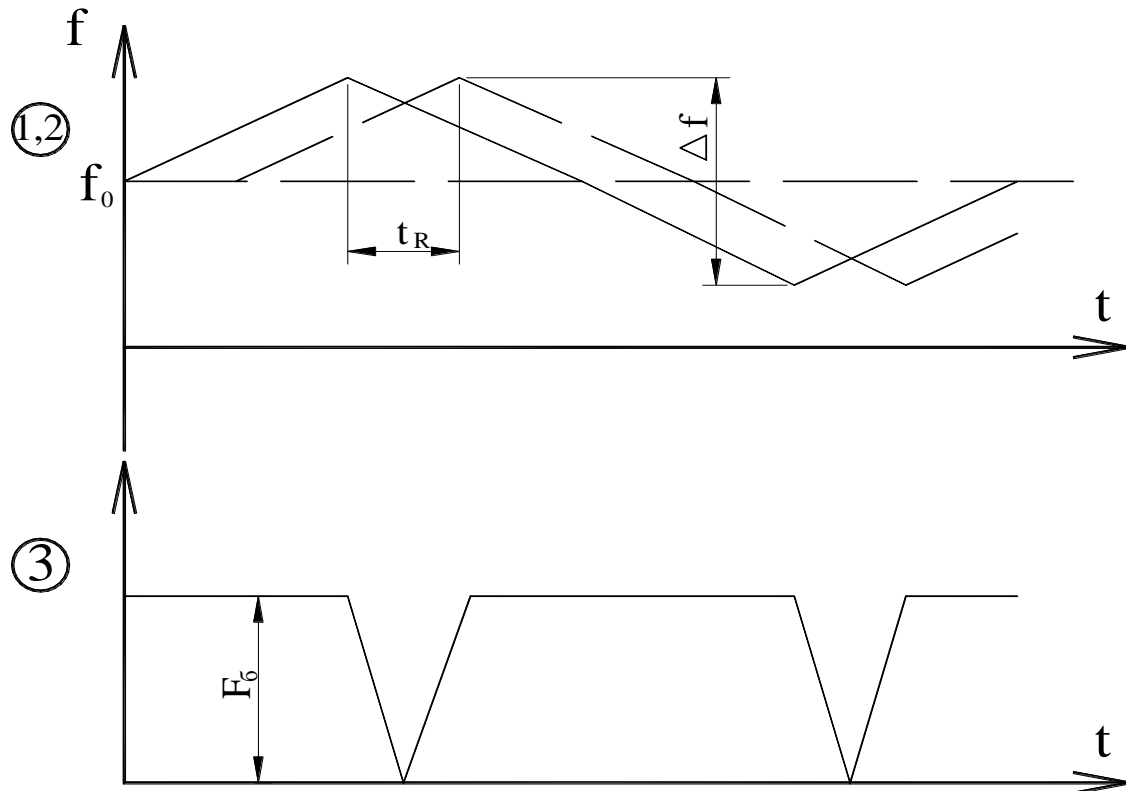


Рисунок 1.6 Залежності зміни частоти в різних точках частотного радіолокатора.

Частоту модуляції F_M за умови періодичного закону модуляції задовольняє виразу:

$$F_M \leq \frac{v_x}{4R_{\max}}. \quad (1.16)$$

Через те що найменша частота биття $F_{b \min} = F_M$, отже мінімальна дальність яка вимірюється [17]:

$$R_{\min} = \frac{v_x}{4\Delta f}. \quad (1.17)$$

Для підвищення точності виміру відстані до необхідно збільшувати девіацію частоти Δf .

При необхідності розрізняючи об'єкти та вимірюючи відстані до багатьох цілей потрібно розділяти спектральні частоти сигналів биття які наявні в загальному сигналі:

$$U_{\Sigma\delta} = \sum_{i=1}^N U_{ci}(t)U_0(t) + \sum_{j=1}^N \sum_{i=1}^N U_{ci}(t)U_{cj0}(t). \quad (1.18)$$

де $U_{ci}(t)$ - сигнал відбитий від i -го об'єкту;

$U_0(t)$ - опорний сигнал.

У виразі (1.18) подвійною сумою можна знехтувати, тому в спектрі загального сигналу биттів переважно будуть присутні биття частот $F_{\delta i}$ [17]. Для розділення кожної частоти застосовують методи спектрального аналізу. У разі аналогового спектрального аналізу, розділення по значенню частоти визначається смугою пропускання фільтра. Але на даний час широкого застосування набули методи цифрового спектрального аналізу. В такому разі розрізнення по значенню частоти буде визначатись рядом факторів: частотою дискретизації, розрядністю аналого-цифрового перетворювача, похибками дискретизації та квантування, способом цифрового спектрального аналізу тощо.

Точність виміру відстані до частотним способом можна знайти за виразом [17]:

$$\sigma_R = \sqrt{F_{\delta}^2 \sigma_M^2 + M_F^2 \sigma_F^2} \quad (1.19)$$

де $M_F = \frac{v_x}{4\Delta f \cdot F_M}$ - масштабний коефіцієнт. В частотних дальномірах значення

M_F задають постійним, шляхом стабілізації F_M та Δf . Тоді $\sigma_R = M_F \cdot \sigma_F$.

Враховуючи помилку вимір частоти, помилка вимір відстані до [17]:

$$\sigma_R = \frac{v_x}{4\Delta f \cdot F_M} \cdot \frac{1}{2\pi t_{\text{СК}} \sqrt{\frac{E}{N_0}}} = \frac{v_x}{8\pi\Delta f \cdot F_M \cdot t_{\text{СК}} \cdot \sqrt{q}}, \quad (1.20)$$

$$\text{де } t_{\text{СК}} = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{\infty} t^2 |U(t)|^2 dt}{\int_{-\infty}^{\infty} |U(t)|^2 dt}} - \text{середній час існування сигналу};$$

$$q = \frac{E}{N_0} - \text{відношення сигнал/шум.}$$

Похибка частотної далекометрії залежить дискретність відліку $\Delta R = R_{\min}$ [17].

Тому частотний метод дозволяє вимірювати відстань до багатьох об'єктів, але для підвищення точності вимірювання частотний діапазон сигналу повинен бути значно розширений, тобто відхилення частоти має бути збільшено.

1.2.3. Аналіз часових методів дальнометрії

Серед усіх методів радіолокаційного дослідження метод визначення затримки часу є найпростішим [17, 19]. Серед переваг даних методів є наочність та простота визначення дальності. Суть методу полягає у визначенні часової затримки імпульсної зондувальної послідовності, яка є пропорційною подвоєній відстані до об'єкту. Для зондування застосовують імпульсні сигнали тривалістю τ та періодом повторення $T_{\text{П}}$. Враховуючи різну швидкість проходження електромагнітних хвиль в різних середовищах v_x та час затримки

сигналу відбитого від i -го об'єкту τ_i , відстань до до цілей визначається із виразу:

$$D_i = \frac{v_x \tau_i}{2}. \quad (1.21)$$

При проходженні прямокутних імпульсів по колам передавача, середовищу, колам приймача, їхня форма змінюється. Роздільна здатність визначається за виразом:

$$D_{\min} = \frac{v_x \tau_{0.5}}{2}. \quad (1.22)$$

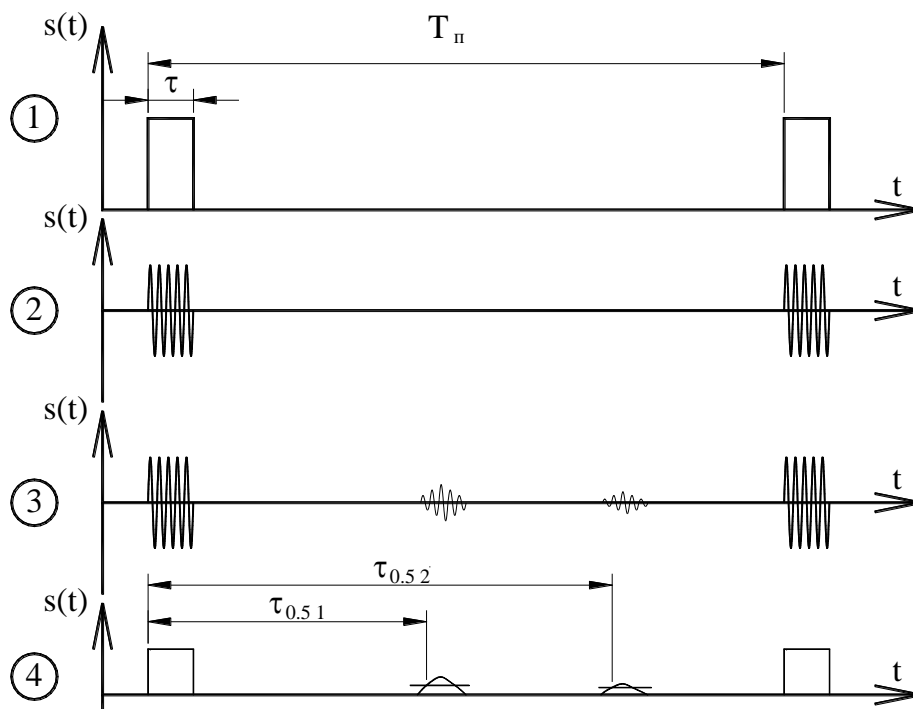


Рисунок 1.7 Імпульсний методи визначення відстані до об'єктів

Коли ціль опромінюється надширокопasmуговим сигналом, її форма змінюватиметься через геометричну форму і напрямок цілі, в результаті чого одиничний імпульс перетворюється в імпульсний промінь. Більше того, форма

сигналу (або спектру), що випромінюється елементом об'єкта, відрізняється від імпульсних (або частотних) характеристик елемента, що призводить до зміни форми імпульсу в промені. Іншою характеристикою відбиття сигналу НШС є те, що ефективна площа розсіювання таких сигналів є функцією часу [50].

Оскільки EPR є ціллю, ефективна площа антени залежить від часу. Для сигналів НШС рівняння зміни відстані стає нестабільним:

$$R(S, t) \leq \sqrt[4]{\frac{E \cdot G(\Theta, \varphi, S, t) \cdot \sigma_{\text{НШС}}(t) \cdot A(\Theta, \varphi, S, t)}{(4\pi)^2 p \cdot q \cdot N_0}}, \quad (1.24)$$

де E - енергія сигналу, що випромінюється;

p - втрати, що відбуваються у всіх системах радару;

q - порогове відношення сигнал/шум;

N_0 - спектральна щільність потужності шуму.

При аналізі точності вимір часових інтервалів із застосуванням НШС сигналів використовують поняття еквівалентної частоти, яка визначається по спектральній функції сигналу $s(t)$ [28]:

$$f_{\text{ек}}^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} f^2 |s(f)|^2 df}{\int_{-\infty}^{\infty} |s(f)|^2 df}. \quad (1.25)$$

При цьому потенційна точність імпульсного методу:

$$\sigma_{\tau}^2 = \left[\left(\frac{2E}{N_0} \right) (2\pi f_{\text{ек}})^2 \right]^{-1}. \quad (1.26)$$

Наявність шуму із середньоквадратичним значенням $\sigma_{\text{ш}}$ приводить до помилки оцінки:

$$\sigma_{\tau}^2 = \left[\left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}} \right) (2\pi f_0)^2 \right]^{-1}. \quad (1.27)$$

де $P_c = U_m^2$ - максимальна миттєва потужність сигналу;

$P_{\text{ш}} = \sigma_{\text{ш}}^2$ - потужність шуму.

Враховуючи коливальний характер сигналу [28]:

$$\frac{P_c}{P_{\text{ш}}} = \frac{E}{N_0}. \quad (1.28)$$

Тоді вираз (1.24) для разі НШС сигналу записується:

$$\sigma_{\tau}^2 = \left[\left(\frac{E}{N_0} \right) (2\pi f_{\text{ек}})^2 \right]^{-1}, \quad (1.29)$$

і співпадає при $f_{\text{ек}} = f_0$ з точністю до множника 2 у знаменнику, який вказує на однобічний характер потужності шуму $P_{\text{ш}} = N_0 \Delta f$.

У разі довільного значення широкосмуговості:

$$(2\pi f_{\text{ек}})^2 = (2\pi f_0)^2 \left[1 + \left(\frac{\mu}{2\sqrt{3}} \right)^2 \right]. \quad (1.30)$$

Тому потенційна точність вимірювання параметрів при використанні сигналів таких насправді залежить від його середньої "несучої" частоти f_0 [28].

При використанні періодичних сигналів роздільна здатність вимірювання визначається як кількість різних інтервалів, включених до чіткого діапазону вимірювань [28]:

$$Q = \frac{T_{\Pi}}{\Delta\tau} = B - 1, \quad (1.31)$$

де B - шпаруватість функції кореляції або власне сигналу. З виразу (1.30) можна визначити роздільну здатність у спектральній області [28]. Оскільки відстані між спектральними лініями періодичного сигналу $F_{\Pi} = 1/T_{\Pi}$, загальне число точок відліку спектру радіосигналу при довільній широкосмуговості $n_i = \frac{\Delta f}{F_{\Pi}} + 1 = \frac{2T_{\Pi}}{\Delta\tau} + 1 = 2Q + 1$, де для радіосигналу, відповідно до [28], $\Delta f = \frac{2}{\Delta\tau}$.

Отже, інформаційна характеристика сигналу, вбудованого в роздільну здатність, представлена кількістю спектральних ліній в його спектрі. Наприклад, щоб розрізнити дві цілі ($Q = 2$) за радіосигналами, потрібно принаймні п'ять спектральних ліній. [28]

1.3 Фазові методи виміру відстані до цілей

У радарях, радіонавігації, ехолотах безконтактний метод вимірювання відстані також може бути використаний для визначення координат цілей при виявленні дефектів, діагностиці радіохвиль та неруйнівних випробувань.

Відповідно до вирішуваної задачі використовуються різні методи вимірювання відстані. У таблиці 1.5 наведено порівняльні характеристики імпульсного, частотного та фазового методів вимірювання відстані. Основним недоліком більшості методів є низька точність вимірювання, і лише багатомасштабний фазовий метод має вищу точність вимірювання. Єдиним

суттєвим недоліком фазового методу є те, що внаслідок накладення сигналів, відбитих від безлічі об'єктів, косинусні сигнали однакової частоти накладаються, тому роздільної здатності повністю бракує.

Таблиця 1.5

Порівняльні характеристики методів вимір відстані

Метод	Переваги	Недоліки
Часовий	<ol style="list-style-type: none"> 1. Можливість визначення відстаней до довільної кількості об'єктів 2. Можливість визначення характеру об'єкта 	<ol style="list-style-type: none"> 1. Розрізнявальна спроможність на пряму залежить від параметрів імпульсу 2. Із зменшенням тривалості імпульсу зростає згасання імпульсу
Частотний	<ol style="list-style-type: none"> 1. Можливість визначення відстаней до довільної кількості об'єктів 2. Можливість визначення характеру об'єкта 3. Висока точність вимірювання 	<ol style="list-style-type: none"> 1. Складність технічної реалізації 2. Необхідність забезпечення лінійності модуляції
Фазовий	<ol style="list-style-type: none"> 1. Визначення характеру об'єкта 2. Висока точність вимірювання 3. Використання низькочастотних сигналів 	<ol style="list-style-type: none"> 1. Відсутність розрізнявальної спроможності 2. Неможливість визначення характеру неоднорідності

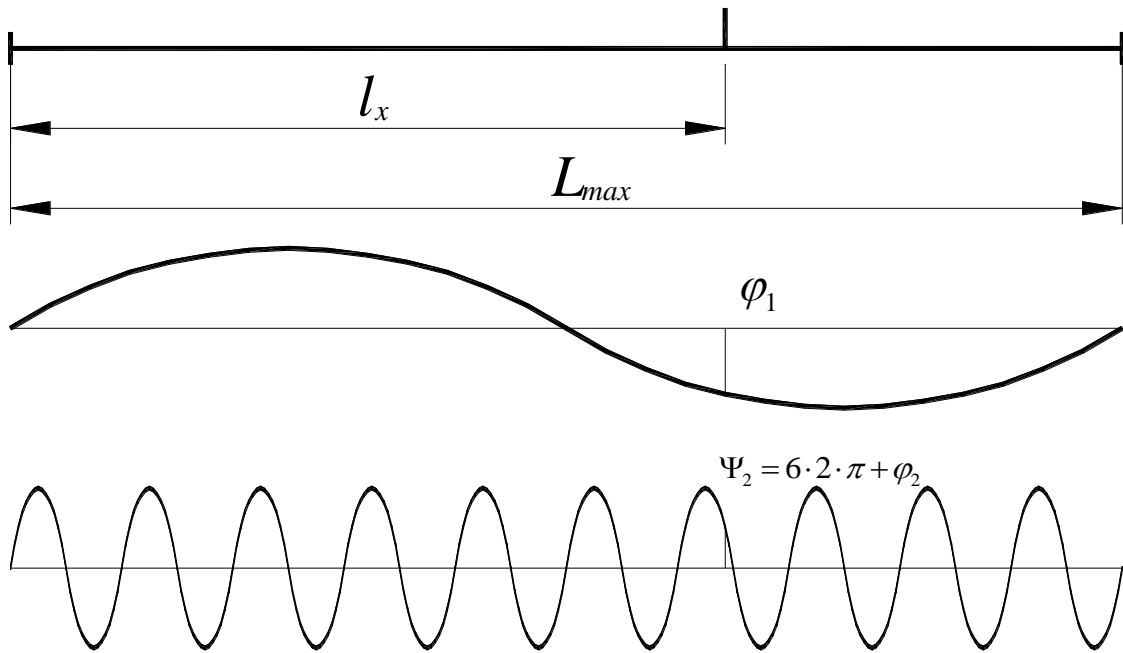


Рисунок 1.8 Багатошкільний фазовий метод вимір відстаней

Розглянемо фазовий багатомасштабний метод більш детально (рис. 1.8). У технології вимірювання відомо, що точність вимірювання кута зсуву фази не залежить від частоти сигналу. Однак, якщо фазовий зсув перевищує значення 2π , виникає неоднозначність фази, оскільки більшість фазомірів вимірюють фазові зрушення в діапазоні від 0 до 2π (360°). Для усунення фазової неоднозначності вимірювання відстані проводиться в кілька етапів. Спочатку вимірювання фазового зсуву виконується гармонічним сигналом, довжина хвилі якого більша або дорівнює максимальній відстані вимірювання. Потім для вимірювання фазового зсуву використовується сигнал із частотою, що в 10 разів перевищує частоту першого сигналу. Крім того, значення фазового зсуву, отримане під час першого вимірювання, використовується для визначення кількості повних фазових циклів. В результаті ми отримали значення фазового зсуву більше 2 значень, постійну точність вимірювання фазового значення та точність вимірювання відстані збільшили в 10 разів. Збільшення частоти сигналу призведе до більшого збільшення точності. Унікальною особливістю

цього методу є те, що для усунення фазової неоднозначності використовується інформація вимірювань, отримана на багатьох частотах гармонічних сигналів.

Розглянемо проходження гармонічних сигналів, коли є кілька об'єктів. Зазвичай вони можуть бути будь-яким числом. На рис. 1.9 показано три об'єкти. Якщо довжина хвилі гармонічного сигналу дорівнює максимальній вимірній відстані, двозначність фази не перевищить ще 2 через початок фазового зсуву. Коли гармонічні сигнали від кожної цілі відбиваються, у вихідній точці з'являться три сигнали, представлені векторами a_1 , a_2 і a_3 , а їх фазові зсуви представляються кутом векторного відрізка та значенням амплітуди (довжини вектора). Ці значення характеризують об'єкти - відстань до них та коефіцієнт відбиття. Але оскільки система є лінійною, всі ці сигнали мають однакову частоту, що і сигнал виявлення, і всі вони складаються разом.

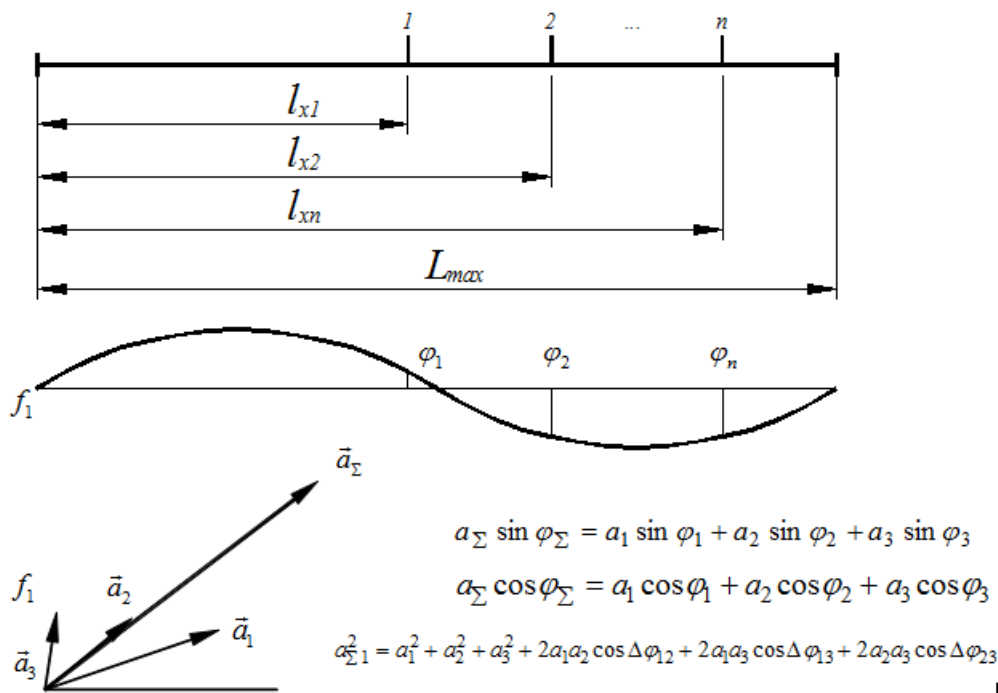


Рисунок 1.9 Зрушення фаз для $L_{max} \leq \lambda$

Отже, ми отримуємо один косинусний сигнал, вектор якого є геометричною сумою векторів сигналів відбитих від кожного об'єкта - a_{Σ} . Знайти синусну, косинусну складові та квадрат модуля можна за відповідними формулами. Але відокремити окремо усі векторні відрізки сигналів відбитих

від кожного об'єкта не представляється можливим, тому що є сумарний сигнал із певною амплітудою та певним фазовим зсувом.

Для вирішення задачі розділення векторів сигналів відбитих від кожного об'єкта використаємо підхід якій застосовується у фазовому багатоскальному методі, а саме отримання вимірювальної інформації на декількох частотах та спільного її використання.

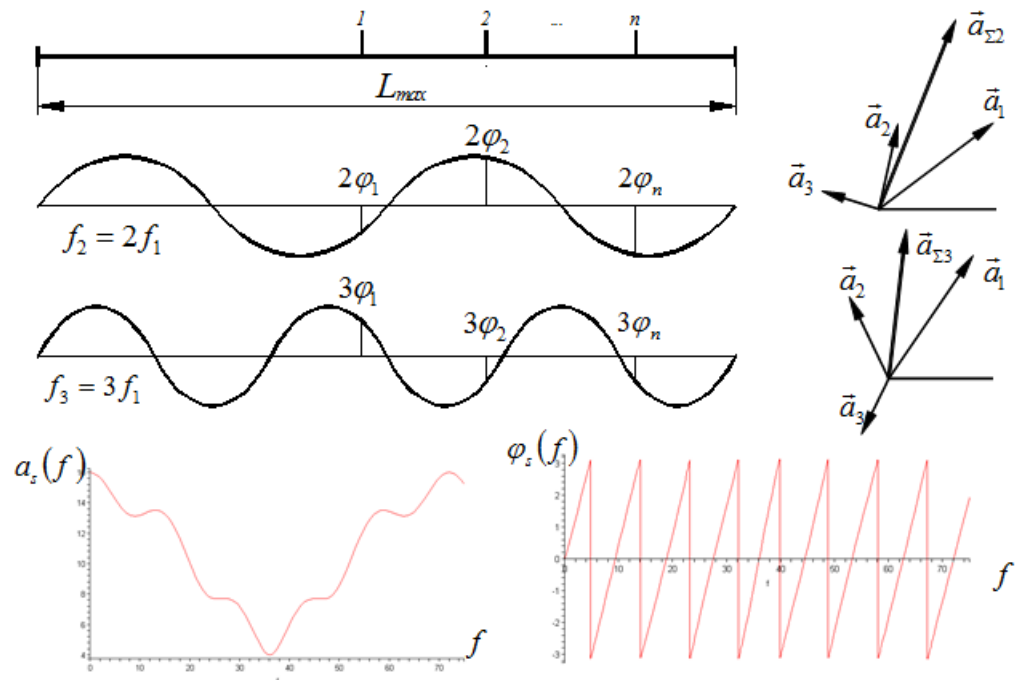


Рисунок 1.10 Зрушення фаз для $l_{max} \leq 2\lambda$ та $l_{max} \leq 3\lambda$

Розглянемо проходження сигналів із частотами в 2 і 3 рази вищими за попередню (рис. 1.10). Довжини хвиль цих сигналів в 2 і 3 рази, відповідно, менші за максимальну вимірювану відстань. Зсув фаз кожного сигналу відбитого від кожного цілі збільшується в два і три рази, відповідно, відносно першого сигналу першої частоти. В такому разі усі векторні відрізки повертаються на кут в два і три рази більший ніж на першій частоті. Але розглядаючи сумарні сигнали на цих частотах, бачимо, що їх зрушення фаз не змінюються лінійно, а амплітуда спадає. Якщо розглянути зміну значення амплітуди та фазового зсуву від частоти, можна побудувати амплітудний спектр відбитого сигналу та фазовий спектр відбитого сигналу. Як видно,

амплітуда із зростанням частоти спадає і зростає а зсув фаз змінюється стрибками. На форму цих характеристик означають кількість та співвідношення векторів сигналів, що відбиті (фаз та амплітуд).

При проведенні вимірів зміну частоти доцільно проводити із рівномірним кроком. В такому разі можна записати рівневі системи які будуть описувати залежності між виміряними значеннями векторів загальних сигналів на кожній значенню частоти та значеннями амплітуд і фаз сигналів відбитих від кожного цілі . Можливі два варіанти – тригонометрична (1.32) та експоненційна (1.33) форма запису. Вирішення однієї із цих систем і дозволить відокремити векторні відрізки сигналів відбитих від кожного цілі . Але ці системи є нелінійними і, як відомо, їх вирішення можливий лише в окремих частинних випадках.

$$\begin{cases} a_{\Sigma 1} \sin \varphi_{\Sigma 1} = a_1 \sin \varphi_1 + a_2 \sin \varphi_2 + \dots + a_n \sin \varphi_n; \\ a_{\Sigma 2} \sin \varphi_{\Sigma 2} = a_1 \sin 2\varphi_1 + a_2 \sin 2\varphi_2 + \dots + a_n \sin 2\varphi_n; \\ \dots \\ a_{\Sigma f} \sin \varphi_{\Sigma f} = a_1 \sin f\varphi_1 + a_2 \sin f\varphi_2 + \dots + a_n \sin f\varphi_n; \\ a_{\Sigma 1} \cos \varphi_{\Sigma 1} = a_1 \cos \varphi_1 + a_2 \cos \varphi_2 + \dots + a_n \cos \varphi_n; \\ a_{\Sigma 2} \cos \varphi_{\Sigma 2} = a_1 \cos 2\varphi_1 + a_2 \cos 2\varphi_2 + \dots + a_n \cos 2\varphi_n; \\ \dots \\ a_{\Sigma f} \cos \varphi_{\Sigma f} = a_1 \cos n\varphi_1 + a_2 \cos n\varphi_2 + \dots + a_n \cos f\varphi_n. \end{cases} \quad (1.32)$$

$$\begin{cases} a_{\Sigma 1} \cdot e^{-j\varphi_{\Sigma 1}} = a_1 \cdot e^{-j\varphi_1} + a_2 \cdot e^{-j\varphi_2} + \dots + a_n \cdot e^{-j\varphi_n} \\ a_{\Sigma 2} \cdot e^{-j\varphi_{\Sigma 2}} = a_1 \cdot e^{-j2\varphi_1} + a_2 \cdot e^{-j2\varphi_2} + \dots + a_n \cdot e^{-j2\varphi_n} \\ \dots \\ a_{\Sigma f} \cdot e^{-j\varphi_{\Sigma f}} = a_1 \cdot e^{-jf\varphi_1} + a_2 \cdot e^{-jf\varphi_2} + \dots + a_n \cdot e^{-jf\varphi_n} \end{cases} \quad (1.33)$$

$a_{\Sigma 1}, a_{\Sigma 2}, \dots, a_{\Sigma f}$ - значення амплітуди загальних сигналів на частотах $1, 2, \dots, f$;

$\varphi_{\Sigma 1}, \varphi_{\Sigma 2}, \dots, \varphi_{\Sigma f}$ - зрушення фаз загальних сигналів на частотах $1, 2, \dots, f$;

a_1, a_2, \dots, a_n - значення амплітуди сигналів відбитих від $1, 2, \dots, n$ об'єкту;

$\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_n$ - зрушення фаз сигналів відбитих від $1, 2, \dots, n$ об'єкту.

Розглянемо різні підходи вирішення цих систем, а отже і вимір відстаней до об'єктів.

Найбільш простим випадком є знаходження характеристик двох об'єктів.

Розглядаючи діаграми векторів загальних сигналів, що відбиті можна встановити наступні залежності: при збільшенні частоти зондувального сигналу, фаза сигналів, що відбиті від першого та другого цілей збільшується в стільки разів в скільки збільшилась частота, а амплітуда не змінюється. Але якщо розглядати зміну значень фази та значення амплітуди загального сигналу від частоти зондувального сигналу, то залежність зміни нелінійна. Для більш детального аналізу залежності змін значень фази та значення амплітуди загального відбитого сигналу від частоти та параметрів сигналів відбитих від кожного цілі розглянемо діаграми векторів загального відбитого сигналу для двох сусідніх частот (рис. 1.11).

З діаграм векторів видно, що векторні відрізки загальних сигналів утворюються як векторна сума двох векторів відбитих сигналів. Так $\overline{as1} = \overline{a1} + \overline{a2}$ та $\overline{as2} = \overline{a1'} + \overline{a2'}$. Довжина загального вектора залежить від довжин обох векторів сигналів відбитих від кожного цілі та кута між ними, для її знаходження можна скористатись теоремою косинусів, в такому разі необхідно застосувати паралельний перенос та перемістити вектор $\overline{a1}$ так, щоб його початок співпадав із закінченням векторного відрізка $\overline{a2}$, внаслідок чого утвориться трикутник на векторах $\overline{a2}, \overline{a1_n}, \overline{as1}$. Аналогічно утворюється трикутник на векторах $\overline{a2'}, \overline{a1_n'}, \overline{as2}$. 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 сигналу записується:

$$|\overline{as1}|^2 = |\overline{a1}|^2 + |\overline{a2}|^2 - 2|\overline{a1}||\overline{a2}|\cos(180^\circ - \Delta\varphi_1) = |\overline{a1}|^2 + |\overline{a2}|^2 + 2|\overline{a1}||\overline{a2}|\cos(\Delta\varphi_1). \quad (1.34)$$

Аналогічні рівняння можна скласти і для загальних сигналів для інших частот. Отже, ми можемо отримати систему рівнянь. Причому кількість рівнянь повинна співпадати з кількістю невідомих. Отже, для першої, третьої та п'ятої гармоніки запишемо систему рівнянь:

$$\begin{cases} |\overline{as1}|^2 = |\overline{a1}|^2 + |\overline{a2}|^2 + 2|\overline{a1}||\overline{a2}|\cos(\Delta\varphi_1) \\ |\overline{as3}|^2 = |\overline{a1}|^2 + |\overline{a2}|^2 + 2|\overline{a1}||\overline{a2}|\cos(3\Delta\varphi_1) \\ |\overline{as5}|^2 = |\overline{a1}|^2 + |\overline{a2}|^2 + 2|\overline{a1}||\overline{a2}|\cos(5\Delta\varphi_1) \end{cases} \quad (1.35)$$

В складеній системі рівнянь три невідомих: $a1$, $a2$ і $\Delta\varphi_1$. Отже, наведена

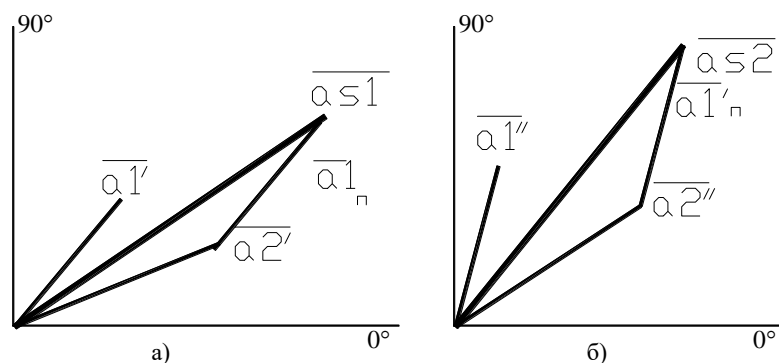


Рисунок. 1.11 Векторні діаграми сумарного відбитого сигналу для двох частот

рівнева система повинна мати однозначний розв'язок. Для знаходження

вирішення віднімемо від другого рівняння перше та від третього рівняння перше. В результаті отримуємо наступну систему рівнянь:

$$\begin{cases} |\overline{as5}|^2 - |\overline{as1}|^2 = 2|\overline{a1}||\overline{a2}|(\cos(5\Delta\varphi_1) - \cos(\Delta\varphi_1)) \\ |\overline{as3}|^2 - |\overline{as1}|^2 = 2|\overline{a1}||\overline{a2}|(\cos(3\Delta\varphi_1) - \cos(\Delta\varphi_1)) \end{cases} \quad (1.36)$$

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

$$\begin{aligned} \frac{|\overline{as5}|^2 - |\overline{as1}|^2}{|\overline{as3}|^2 - |\overline{as1}|^2} &= \frac{\cos(5\Delta\varphi_1) - \cos(\Delta\varphi_1)}{\cos(3\Delta\varphi_1) - \cos(\Delta\varphi_1)} = \frac{-2\sin\left(\frac{5+1}{2}\Delta\varphi_1\right)\sin\left(\frac{5-1}{2}\Delta\varphi_1\right)}{-2\sin\left(\frac{3+1}{2}\Delta\varphi_1\right)\sin\left(\frac{3-1}{2}\Delta\varphi_1\right)} = \\ &= \frac{\sin(3\Delta\varphi_1)\sin(2\Delta\varphi_1)}{\sin(2\Delta\varphi_1)\sin(\Delta\varphi_1)} \end{aligned} \quad (1.37)$$

Остаточно отримаємо:

$$\frac{|\overline{as5}|^2 - |\overline{as1}|^2}{|\overline{as3}|^2 - |\overline{as1}|^2} = \frac{\sin(3\Delta\varphi_1)\sin(2\Delta\varphi_1)}{\sin(2\Delta\varphi_1)\sin(\Delta\varphi_1)} = \frac{3\sin(\Delta\varphi_1) - 4\sin^3(\Delta\varphi_1)}{\sin(\Delta\varphi_1)} = 3 - 4\sin^2(\Delta\varphi_1) \quad (1.38)$$

або

$$\frac{|\overline{as5}|^2 - |\overline{as1}|^2}{|\overline{as3}|^2 - |\overline{as1}|^2} = 3 - 4\sin^2(\Delta\varphi_1) \quad (1.39)$$

В отриманому рівнянні величина в лівій частині є відомою, тому що кожна величина дроби є результатом вимір амплітуд загального відбитого сигналу. Знайдене рівняння є тригонометричним рівнянням, яке розв'язується шляхом зведення його до квадратного рівняння, після чого знаходимо значення фазового зсуву між векторами сигналів, що відбиті від цілей - $\Delta\varphi_1$.

Отже

$$\sin(\Delta \varphi_1) = \pm \sqrt{\frac{1}{4} \left[3 - \frac{|as5|^2 - |as1|}{|as3|^2 - |as1|^2} \right]}, \quad (1.40)$$

звідси

$$\Delta \varphi_1 = \arcsin \left(\pm \sqrt{\frac{1}{4} \left[3 - \frac{|as5|^2 - |as1|}{|as3|^2 - |as1|^2} \right]} \right). \quad (1.41)$$

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

Приведені математичні перетворення встановлюють як можна знайти Зсув фаз між двома, відбитими від двох цілей вимірювання, гармонійними сигналами. Але для знаходження відстаней необхідно знати зрушення фаз кожного сигналу. Для цього доцільно застосувати теорему синусів та розв'язати систему рівнянь.

Висновки до першого розділу

1. В результаті дослідження методів радіолокації виявлено, що об'єкти відрізняються між собою та характеризуються великою кількістю різноманітних параметрів, в зв'язку з чим не існує одного універсального методу та засобу для їх виявлення.

2. Аналіз методів радіолокації показав, що для виявлення цілей використовують електромагнітні поля, завдяки яким отримують інформацію про характеристики досліджуваних об'єктів.

3. Для виявлення цілей що ґрунтуються на використанні коливальних процесів по первинному інформативному параметру можна виділити наступні методи вимір дальності: амплітудний, фазовий, амплітудно-фазовий, частотно-фазовий, часовий, резонансний.

4. Дослідження фазочастотних методів вимір відстаней показали їх високу точність та розрізнявальну спроможність у порівнянні з іншими методами.

РОЗДІЛ 2

РОЗРОБКА МАТЕМАТИЧНИХ МОДЕЛЕЙ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДИЧНИХ ПОМИЛОК МЕТОДУ 3D РАДІОЛОКАЦІЇ

2.1 Розробка двовимірної математичної моделі 3D Радіолокації

Порівняльний аналіз існуючих методів радіолокації та вимір відстані до показав, що найбільш розповсюдженими є методи послідовного зондування області простору із подальшим визначенням основних координат цілей: дальності, кута місця і азимуту [4].

Усі приведені методи мають власні переваги та недоліки. Одним із достатньо точних, швидкодіючих та відносно технічно простих методів є імпульсний, який полягає у використанні імпульсних райдосигналів. При поширенні такого сигналу в середовищі, що має цілі, хвиля відбивається від кожного з них і повертається назад. При проходженні імпульсного сигналу, відбитий сигнал повертається із певною часовою затримкою, пропорційною відстані до цілі. За наявності декількох цілей буде повертатись декілька сигналів із різними часовими затримками t_{zi} , пропорційними відстаням до кожного цілі. За формулою (2.1) [19] можна розрахувати ці відстані l_i

$$l_i = \frac{v \cdot t_{zi}}{2}, \quad (2.1)$$

де v - швидкість проходження електромагнітної хвилі в середовищі.

Якщо часова затримка менша за тривалість зондувального імпульсу, неможливо виділити сигнал, що є відбитим від цілі. Аналогічна ситуація спостерігається у разі розташування двох цілей на малій відстані один від одного, коли неможливо розрізнити два імпульси, відбитих від двох цілей. Ще одним недоліком імпульсного методу є низька точність визначення часових

затримок між зондуючим імпульсом та відбитими імпульсами, внаслідок чого значення відстаней отримують з невеликою точністю.

В практиці вимірів відомо, що найбільш точними є фазові методи вимір відстаней. Суть яких полягає у вимірюванні фазового зсуву φ гармонійного зондувального сигналу, та розрахунку відстані за формулою (2.2).

$$l_i = \frac{\varphi_i}{4\pi} \lambda, \quad (2.2)$$

де λ - довжина хвилі зондувального сигналу.

Особливістю вимір фазового зсуву є незмінність точності вимір при зміні частоти сигналу. Таким чином, при зростанні частоти зондувального сигналу зростає точність вимір відстані, що дозволяє використати підвищення частоти зондувального сигналу для підвищення точності вимірів відстаней. При цьому, фазові методи вимір відстаней не мають «мертвої зони», притаманної імпульсним методам.

Головним недоліком фазових методів є фазова неоднозначність, яка виникає при наявності двох і більше цілей вимірювання. Це явище проявляється внаслідок накладання усіх сигналів відбитих від кожного об'єкту, в результаті утворюється косинусний сигнал із деякою амплітудою та фазовим зсувом. Фазова неоднозначність не дозволяє проводити вимір відстаней до двох і більше об'єктів.

Для подолання цієї проблеми в роботах [5 – 7] було запропоновано використання фазочастотного підходу до проведення вимірів відстаней до декількох об'єктів. Суть підходу полягає в проведенні вимірів фазових зсувів та амплітуд загальних сигналів відбитих від усіх цілей на декількох частотах. Отримані значення фазових зсувів та амплітуд використовуються для складання рівневі системи та її розв'язання, що дозволяє отримувати значення відстаней до кожного об'єкту вимірювання.

Проте, якщо розглянути задачу радіолокаційного зондування в загальному. Необхідно відмітити, що знаходження координат локалізації цілей необхідно проводити не по одній координаті, а по трьох координатах, тому що будь-який об'єкти локалізується у тривимірному середовищі. Для встановлення загальних співвідношень сформулюємо та розв'яжемо спочатку двовимірну задачу радіолокації, а потім загальним розв'язок для тривимірної задачі.

У разі двовимірної задачі радіолокації, середовище буде являти собою плоску фігуру. Для спрощення оберемо прямокутник із сторонами L та H , показаний на рис. 2.1.

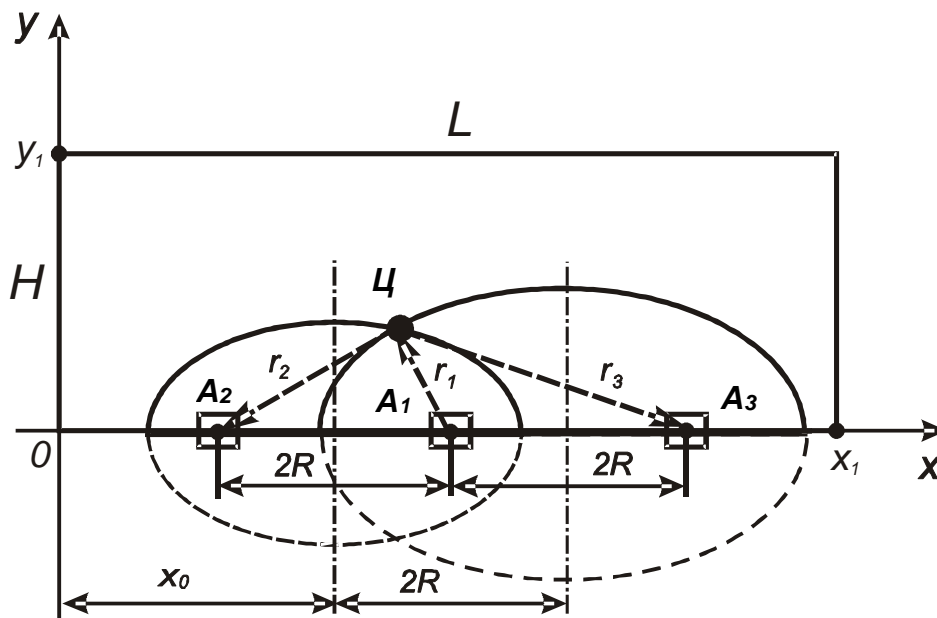


Рисунок 2.1. Представлення двовимірної задачі радіолокації

Для знаходження цілей зондувальний сигнал подається за допомогою антени A_1 . При використанні фазочастотного підходу це повинен бути косинусний тестовий сигнал. Для прийому сигналів, що відбиті використовується антена A_2 . Обидві антени повинні бути зафіксовані на одній із сторін прямокутника на відстані $2R$ один від одного. При подаванні гармонійного сигналу заданої частоти на A_1 , він буде випромінювати радіохвилі, які будуть поширюватись концентричними колами від антени в усі

напрямки. За відсутності цілей, хвиля буде поширюватись до повного згасання, і на A_2 не будуть приходити відбиті хвилі. Якщо в середовищі наявний один об'єкт, то відбиття відбувається і від нього. В такому разі будемо отримувати вектор загального сигналу $\bar{a}_{\Sigma\partial 1}$. Якщо від вектора $\bar{a}_{\Sigma\partial 1}$ відняти вектор $\bar{a}_{\Sigma\partial 3}$, то отримаємо вектор сигналу $\bar{a}_{\Sigma 1}$, відбитого лише від цілі:

$$\bar{a}_{\Sigma 1} = \bar{a}_{\Sigma\partial 1} - \bar{a}_{\Sigma\partial 3}, \quad (2.3)$$

Зсув фаз отриманого сигналу є пропорційним відстані $r_{12} = r_1 + r_2$, яку проходить зондувальний сигнал від A_1 до внутрішнього цілі C (відстань r_1), та від C до A_2 (відстань r_2). З математики відомо, що такій відстані відповідає геометричне місце точок, яке називається еліпсом з фокусами в точках розташування антен A_1 та A_2 . Тобто, отриманому значенню відстані відповідають усі точки, розташовані на половині еліпсу, яка знаходиться всередині плоскої фігури. Таким чином, проведеного вимір недостатньо для знаходження координат локалізації цілі.

Для знаходження координат цілі C пропонується використати додатковий приймач сигналів – антена A_3 , розташувати його з іншого боку від A_1 на відстані $2R$. При використанні A_3 , Зсув фаз сигналу $\bar{a}_{\Sigma 2}$, що перетворюється ним, пропорційний відстані $r_{13} = r_1 + r_3$, яку проходить зондувальний сигнал від A_1 до цілі C , (відстань r_1) та від C до A_3 , (відстань r_3). Для отриманої відстані можна також знайти рівняння еліпсу, причому, воно буде відрізнятися від рівняння еліпсу для відстані r_{12} . На перетині обох кривих буде знаходитись внутрішній ціль. Розв'язавши систему рівнянь для обох еліпсів, можна знайти координати цілі.

Виходячи з вище сказаного, запишемо систему рівнянь еліпсів для двовимірної задачі радіолокації

$$\begin{cases} \frac{4(x-x_0)^2}{(r_1+r_2)^2} + \frac{4y^2}{(r_1+r_2)^2 - 4R^2} = 1 \\ \frac{4(x-x_0-2R)^2}{(r_1+r_3)^2} + \frac{4y^2}{(r_1+r_3)^2 - 4R^2} = 1 \end{cases} \quad (2.4)$$

З урахуванням того, що $r_{12} = r_1 + r_2$, $r_{13} = r_1 + r_3$, рівнева система буде мати вигляд

$$\begin{cases} \frac{4(x-x_0)^2}{r_{12}^2} + \frac{4y^2}{r_{12}^2 - 4R^2} = 1 \\ \frac{4(x-x_0-2R)^2}{r_{13}^2} + \frac{4y^2}{r_{13}^2 - 4R^2} = 1 \end{cases} \quad (2.5)$$

При рішенні даної рівневі системи вибираємо значення коренів, які мають фізичний сенс та враховуємо деякі обмеження, що витікають із рис. 3.1: координати цілі можуть знаходитись в межах $x_1 \geq x \geq 0$; $y_1 \geq y \geq 0$, причому $x_0 \geq R$; $x_1 \geq x_0 + 3R$; .

Виходячи з цього отримуємо рівняння, які визначають координати цілі Ц:

$$x = \frac{(4x_0 R r_{12} + 4x_0 R r_{13} - r_{12} r_{13}^2 + 8r_{12} R^2 + r_{13} r_{12}^2) R}{4(r_{12} + r_{13})} \quad (2.6)$$

$$y = \frac{(r_{12} + r_{13}) \sqrt{(4R^2 - r_{13}^2) (64R^4 + 8r_{12} R^2 r_{13} - 4R^2 r_{13}^2 - 20r_{12}^2 R^2 - 2r_{13} r_{12}^3 + r_{13}^2 r_{12}^2 + r_{12}^4)}}{4R} \quad (2.7)$$

Більш складною є ситуація за наявності двох і більше цілей (2.2). В такому разі A_2 і A_3 будуть приймати сигнали, які є сумою сигналів відбитих від

кожного цілі . Таким чином, постає задача розділення сигналів, відбитих від кожного об'єкту вимірювання.

Дану задачу можна розв'язати одним із методів представлених у роботах [5, 6]. Після розділення кожного сигналу, визначаються відстані $r_{12} = r_1 + r_2$, $r_{13} = r_1 + r_3$, $r'_{12} = r'_1 + r'_2$, $r'_{13} = r'_1 + r'_3$ і т.д. Після чого задача зводиться до запису систем рівнянь (2.5) для кожної отриманої пари відстаней та знаходження координат внутрішніх дефектів.

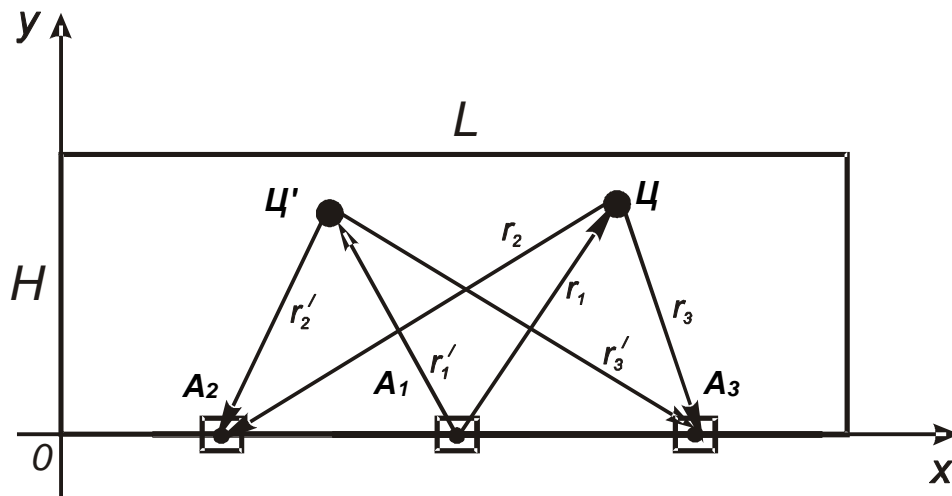


Рисунок 2.2. Представлення двовимірної моделі радіолокації при наявності двох цілей

2.2 Розробка тривимірної математичної моделі фазової дефектоскопії

При переході до тривимірної задачі дефектоскопії, необхідно використання однієї антени для випромінювання зондувального сигналу A_1 і трьох антен A_2 , A_3 , A_4 для прийому відбитих сигналів, причому їх необхідно розташовувати не на одній лінії. Пропонується розташовувати випромінювач і два приймачі на одній лінії, а третій приймач на лінії перпендикулярній до лінії що з'єднує два перших приймачі, та проходить через точку встановлення випромінювача. Усі відстані між випромінювачем та приймачами однакові і дорівнюють $2R$ (рис. 2.3).

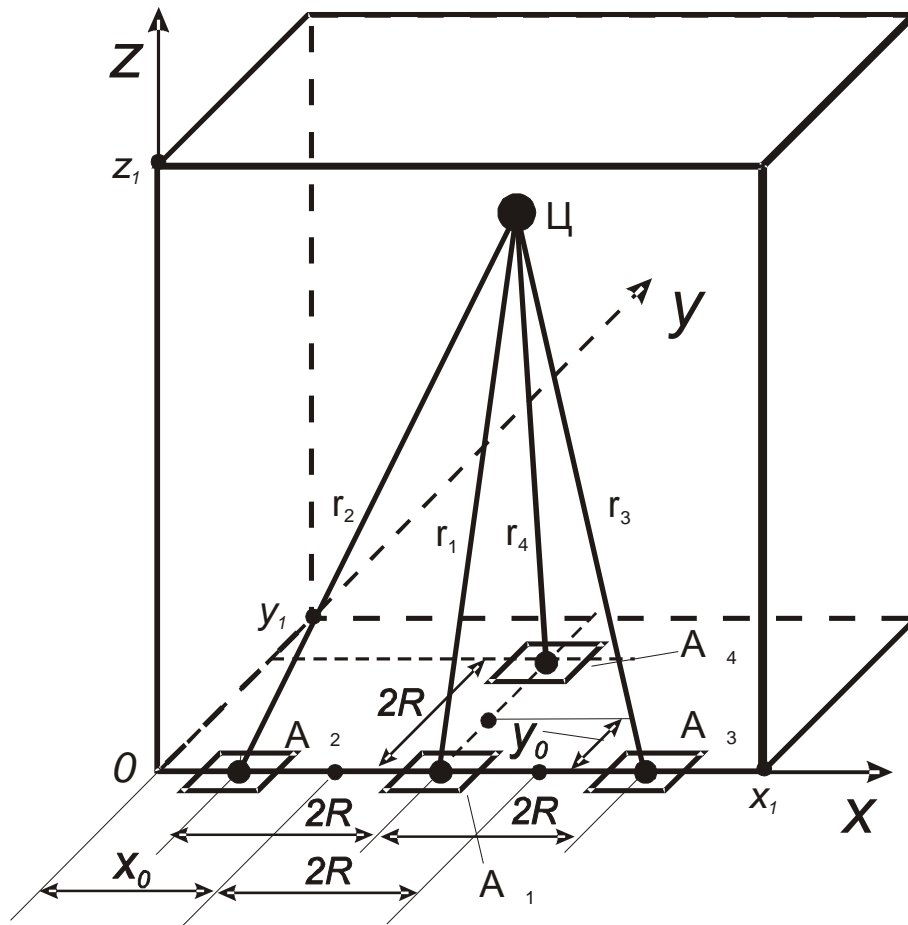


Рисунок 2.3. Представлення тривимірної задачі радіолокації

Координати цілі в тривимірній задачі будуть визначатись точкою перетину трьох еліпсоїдів обертання, осі обертання двох з яких лежать на осі X , а вісь обертання третього – перпендикулярна осі X та проходить через випромінювач A_1 .

В цьому разі рівнева система еліпсоїдів для тривимірної задачі буде наступна (2.8):

$$\begin{cases} \frac{4(x-x_0)^2}{(r_1+r_2)^2} + \frac{4y^2}{(r_1+r_2)^2-4R^2} + \frac{4z^2}{(r_1+r_2)^2-4R^2} = 1 \\ \frac{4(x-x_0-2R)^2}{(r_1+r_3)^2} + \frac{4y^2}{(r_1+r_3)^2-4R^2} + \frac{4z^2}{(r_1+r_3)^2-4R^2} = 1 \\ \frac{4(x-x_0-R)^2}{(r_1+r_4)^2-4R^2} + \frac{4(y-y_0)^2}{(r_1+r_4)^2} + \frac{4z^2}{(r_1+r_4)^2-4R^2} = 1 \end{cases} \quad (2.8)$$

Якщо прийняти, що $r_{12} = r_1 + r_2$, $r_{13} = r_1 + r_3$, $r_{14} = r_1 + r_4$, то отримуємо систему рівнянь (2.9)

$$\begin{cases} \frac{4(x-x_0)^2}{r_{12}^2} + \frac{4y^2}{r_{12}^2-4R^2} + \frac{4z^2}{r_{12}^2-4R^2} = 1 \\ \frac{4(x-x_0-2R)^2}{r_{13}^2} + \frac{4y^2}{r_{13}^2-4R^2} + \frac{4z^2}{r_{13}^2-4R^2} = 1 \\ \frac{4(x-x_0-R)^2}{r_{14}^2-4R^2} + \frac{4(y-y_0)^2}{r_{14}^2} + \frac{4z^2}{r_{14}^2-4R^2} = 1 \end{cases} \quad (2.9)$$

З урахуванням обмежень: $x_1 \geq x \geq 0$, $y_1 \geq y \geq 0$, $z_1 \geq z \geq 0$, причому $x_0 \geq R$, $x_1 \geq x_0 + 3R$, $y_1 \geq y_0 + R$, рішення рівневі системи (2.9) дає наступні корені для визначення координат цілі в тривимірній системі:

$$x = \frac{R(4x_0Rr_{12} + 4x_0Rr_{13} + 8r_{12}R^2 + r_{13}r_{12}^2 - r_{12}r_{13}^2)}{4(r_{12} + r_{13})} ; \quad (2.10)$$

$$y = \frac{r_{12} + r_{13}}{4R^2} (4r_{12}R^2y_0 - r_{12}r_{14}^2y_0 + 4y_0R^2r_{13} - y_0r_{14}^2r_{13} + r_{14}\sqrt{\Omega}) \quad (2.11)$$

$$z = \frac{r_{12} + r_{13}}{4R^2\sqrt{S}}. \quad (2.12)$$

Тут

$$\Omega = 64R^6 - 4y_0^2 R^2 r_{13}^2 + 2y_0^2 r_{14}^2 r_{12} r_{13} - 8y_0^2 R^2 r_{12} r_{13} + y_0^2 r_{14}^2 r_{12}^2 + y_0^2 r_{14}^2 r_{13}^2 - 12r_{12}^2 R^4 - 4y_0^2 R^2 r_{12}^2 + r_{12}^4 R^2 - 12R^4 r_{13}^2 - r_{14}^2 R^2 r_{13}^2 + R^2 r_{13}^4 - 2r_{14}^2 R^2 r_{12} r_{13} + 2r_{12}^2 R^2 r_{13}^2 - r_{14}^2 R^2 r_{12}^2 + 8R^4 r_{12} r_{13}; \quad (2.13)$$

$$S = (-8y_0 R^2 r_{13} r_{14} - 8r_{12} R^2 y_0 r_{14} + 2r_{12} r_{14}^3 y_0 + 2y_0 r_{14}^3 r_{13}) \sqrt{\Omega} - 64R^6 r_{14}^2 + 12y_0^2 R^2 r_{13}^2 r_{14}^2 - 4r_{12} r_{14}^4 y_0^2 r_{13} - 16y_0^2 R^4 r_{13}^2 + 24r_{12} R^2 y_0^2 r_{14}^2 r_{13} - 16r_{12}^2 R^4 y_0^2 - 2r_{12}^2 r_{14}^4 y_0^2 - 2y_0^2 r_{14}^4 r_{13}^2 + 12R^4 r_{14}^2 r_{12}^2 + 12r_{12}^2 R^2 y_0^2 r_{14}^2 + 32r_{12} R^4 y_0^2 r_{13} + 4r_{12}^4 R^4 - 80R^6 r_{13}^2 + 4R^4 r_{13}^4 - 80r_{12}^2 R^6 - R^2 r_{14}^2 r_{12}^2 + 12R^4 r_{14}^2 r_{13}^2 + R^2 r_{14}^4 r_{13}^2 - R^2 r_{14}^2 r_{13}^4 + 2R^2 r_{14}^4 r_{12} r_{13} - 2R^2 r_{14}^2 r_{13}^2 r_{12}^2 + R^2 r_{14}^4 r_{12}^2 - 8R^4 r_{14}^2 r_{12} r_{13} + 24r_{12}^2 R^4 r_{13}^2 - 8r_{12}^3 R^4 r_{13} - 8R^4 r_{12} r_{13}^3 + 32R^6 r_{12} r_{13} - r_{12}^2 r_{13}^4 R^2 + 2r_{12}^3 r_{13}^3 R^2 - r_{13}^2 r_{12}^4 R^2 + 256R^8; \quad (2.14)$$

При наявності двох і більше цілей необхідно застосовувати методику, описану для двовимірної системи, тобто визначати координати кожного цілі незалежно від інших, використовуючи інформацію про значень фази відбитих від цілей сигналів.

Щоб перейти до фазових співвідношень в систему рівнянь (2.9) підставимо значення r_{12} , r_{13} , r_{14} скориставшись виразом (2.2), згідно з яким

$$r_{12} = \frac{\varphi_{12}}{4\pi} \lambda, \quad r_{13} = \frac{\varphi_{13}}{4\pi} \lambda, \quad r_{14} = \frac{\varphi_{14}}{4\pi} \lambda. \quad \text{Получаємо нову систему рівнянь:}$$

$$\begin{cases} \frac{16\pi^2(x-x_0)^2}{\varphi_{12}^2 \lambda^2} + \frac{16\pi^2 y^2}{\varphi_{12}^2 \lambda^2 - 16\pi^2 R^2} + \frac{16\pi^2 z^2}{\varphi_{12}^2 \lambda^2 - 16\pi^2 R^2} = 1 \\ \frac{16\pi^2(x-x_0-2R)^2}{\varphi_{13}^2 \lambda^2} + \frac{16\pi^2 y^2}{\varphi_{13}^2 \lambda^2 - 16\pi^2 R^2} + \frac{16\pi^2 z^2}{\varphi_{13}^2 \lambda^2 - 16\pi^2 R^2} = 1 \\ \frac{16\pi^2(x-x_0-R)^2}{\varphi_{14}^2 \lambda^2 - 16\pi^2 R^2} + \frac{16\pi^2(y-y_0)^2}{\varphi_{14}^2 \lambda^2} + \frac{16\pi^2 z^2}{\varphi_{14}^2 \lambda^2 - 16\pi^2 R^2} = 1 \end{cases} \quad (2.15)$$

Звідси визначаємо координати цілі

$$x = \frac{\lambda^2 \varphi_{12} \varphi_{13} (\varphi_{12} - \varphi_{13})}{16\pi^2 R (\varphi_{12} + \varphi_{13})} + \frac{2R^2 \varphi_{12}}{\varphi_{12} + \varphi_{13}} + x_0 \quad (2.16)$$

$$y = -\frac{\varphi_{14}\sqrt{G}}{16\pi^2 R^2(\varphi_{12} + \varphi_{13})} + \frac{y_0\lambda^2\varphi_{14}}{16\pi^2 R^2} - y_0 \quad (2.17)$$

$$z = \frac{\sqrt{F}}{16\pi^2 R^2 \lambda(\varphi_{12} + \varphi_{13})}; \quad (2.18)$$

де

$$G = 1024\pi^2 R^6 + R^2 \lambda^4 (\varphi_{12}^2 + \varphi_{13}^2)^2 + 2\lambda^2 (y_0^2 - R^2) \varphi_{12} \varphi_{13} (\lambda^2 \varphi_{14}^2 - 16\pi^2 R^2) - (16\pi^2 \lambda^2 R^2 (y_0^2 - 3R^2) (\varphi_{12}^2 + \varphi_{13}^2) + \lambda^4 (y_0^2 - R^2) \varphi_{14}^2) \quad (2.19)$$

$$\begin{aligned} F = & (3\pi^2 R^2 y_0 \lambda^2 - 2y_0 \lambda^4 \varphi_{14}^2) (\varphi_{12} + \varphi_{13}) \varphi_{14} \sqrt{G} + \\ & + 16\pi^2 R^4 \lambda^4 (\varphi_{12}^4 + \varphi_{13}^4) - R^2 \lambda^6 \varphi_{13}^2 (\varphi_{12}^4 - \varphi_{14}^4) + \\ & + [48\pi^2 R^2 \lambda^4 \varphi_{14}^2 (R^2 + y_0^2) - (2y_0^2 \lambda^6 \varphi_{14}^4 - 256\pi^4 R^4 y_0^2 \lambda^2)] * \\ & * (\varphi_{12}^2 + \varphi_{13}^2) - R^2 \lambda^6 \varphi_{13}^4 (\varphi_{12}^2 + \varphi_{14}^2) - R^2 \lambda^6 \varphi_{12}^2 \varphi_{14}^2 (\varphi_{12}^2 - \varphi_{14}^2) + \\ & + 2R^2 \lambda^6 \varphi_{12}^2 \varphi_{13}^2 (\varphi_{12} \varphi_{13} - \varphi_{14}^2) - 1280\pi^4 R^6 \lambda^2 (\varphi_{12} + \varphi_{13}) - \\ & - 32\pi^2 R^4 \lambda^4 \varphi_{12}^2 \varphi_{13} (\varphi_{12} - 3\varphi_{13}) + [2\lambda^6 (R^2 - 2y_0^2) \varphi_{14}^4 - \\ & - 32\pi^2 R^2 \lambda^4 (R^2 - 3y_0^2) \varphi_{14}^2 + 512\pi^4 R^4 \lambda^2 (R^2 - y_0^2)] * \\ & * \varphi_{12} \varphi_{13} + 1024\pi^4 R^6 \lambda^2 \varphi_{14}^2 + 16384\pi^6 R^8 \end{aligned} \quad (2.20)$$

2.3 Дослідження методичних помилок тривимірної моделі радіолокації

2.3.1 Помилки частотних методів радіолокації

При дослідженні методичних помилок за основу візьмемо технічні характеристики радіолокаторів. В табл. 2.1 наведено швидкість проходження електромагнітних коливань для деяких речовин. Згідно з літературними джерелами [1, 3] радіолокацію цілей зазвичай проводять в діапазоні коливань $f=0,5...10$ ГГц.

Час проходження радіосигналу на відстань l визначається як

$$t = \frac{l}{v}, \quad (2.21)$$

де v – швидкість проходження коливань.

Частота коливань

$$f = \frac{v}{\lambda} = \frac{1}{T}, \quad (2.22)$$

де λ – довжина хвилі, T – період коливань.

Час затримки при проходженні коливань до цілі і назад

$$t_3 = \frac{2l_m}{f\lambda} \quad (2.23)$$

Кутова частота коливань

$$\omega = 2\pi f = 2\pi \frac{v}{\lambda} \quad (2.24)$$

Обвідна є косинусний сигнал антени А, можна записати як

$$s(t) = S_m \sin \omega t \quad (2.25)$$

Відбитий від цілі косинусний сигнал в точці прийому

$$s_3(t) = S_m \sin \omega(t - t_3) = S_m \sin \left(\omega t - 2\omega \frac{l}{v} \right) = S_m \sin \left(\omega t - \frac{4\pi l}{\lambda} \right) \quad (2.26)$$

Тобто Зсув фаз прийнятого сигналу

$$\varphi = \frac{2\pi \cdot 2l}{\lambda} \quad (2.27)$$

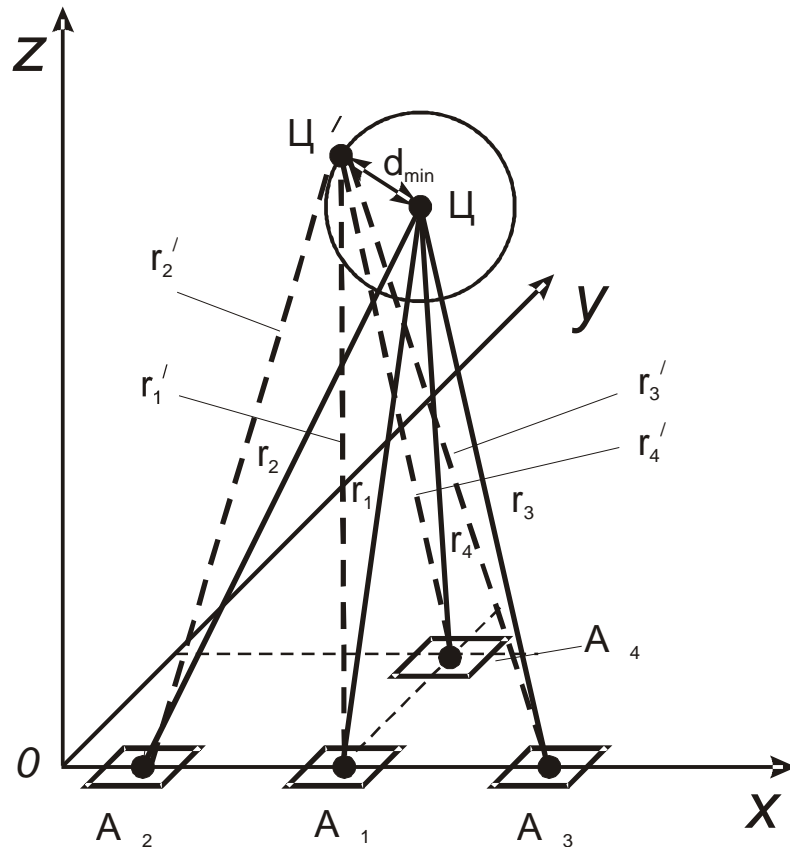


Рисунок 2.4. Визначення мінімальної відстані між сусідніми цілями

Виходячи з цього було розраховано час проходження хвиль та їх Зсув фаз на відстань дії радіолокатора ($l_m=5$ км), а також довжину хвилі для крайніх частот діапазону генерованих коливань. При використанні електромагнітних хвиль цілі надійно виявляються, якщо їх розміри перевищують половину довжини хвилі [3]. В зв'язку з цим при вимірюваннях можуть виникати помилки у випадку, якщо максимальний розмір цілі менше половини довжини хвилі, або, якщо відстань між двома сусідніми цілями $Ц$ та $Ц'$ буде $d_{min} \leq \lambda/2$ (рис. 2.4). В першому разі ціль не буде виявлено, а в другому – два сусідніх об'єкти будуть сприйматися, як один.

Що стосується фазового зсуву, який відповідає відстані d_{min} , то його величина не залежить від швидкості проходження та частоти коливань і є сталою величиною, що видно із співвідношення (2.28)

$$\varphi_d = \frac{2\pi \cdot d_{min}}{\lambda} = \frac{2\pi \cdot \frac{\lambda}{2}}{\lambda} = \pi \quad (2.28)$$

Мінімальний час затримки для відстані d_{min}

$$t_{zd} = \frac{d_{min}}{f\lambda} = \frac{\frac{\lambda}{2}}{\frac{1}{T}\lambda} = \frac{T}{2} \quad (2.29)$$

Як бачимо, він також не залежить від швидкості проходження електромагнітної хвилі і визначається лише їх частотою. Для нижньої границі частотного діапазону час затримки становить $t_{zdn}=1$ мкс, для верхньої – $t_{zdb}=0,05$ мкс.

Порівнюючи вирази (2.28) та (2.29) можна зробити висновок, що при фазовому методі радіолокації величина методичної помилки не залежить від

частоти зондувального сигналу, а при частотно-імпульсних методах радіолокації величина цієї помилки залежить від частоти.

2.3.2 Дослідження коренів рівневі системи тривимірної моделі та помилки розрахунків координат цілі

Рішення рівневі системи (2.15) тривимірної моделі радіолокації дає значення коренів, тобто координат цілі, згідно з рівняннями (2.16)...(2.20)

Для дослідження коренів рівневі системи значень фази відбитих від цілі сигналів φ_{12} , φ_{13} , φ_{14} будемо брати однаковими, що дозволить прогнозувати рішення рівнянь (2.17)...(2.20), виходячи з рис. 2.3 та відстані між антеною A_1 та кожним із приймачів A_2 , A_3 та A_4 . При цьому прогнозоване значення координат $x=3R$ та $y=0$ будуть постійними. Результати розрахунків координат x та y будемо порівнювати з прогнозованими.

Значення постійних величин в рівняннях візьмемо наступними: $y_0=R=0,02$ км, $x_0=2R=0,04$ км. Відстань між випромінювачем та кожним із приймачів електромагнітних коливань $2R=0,04$ км. Прогнозоване значення координати $x=3R=0,06$ км.

Розрахунки будемо проводити для нижньої ($f_n=0,5$ МГц) та верхньої ($f_e=10$ МГц) частот діапазону генерованих коливань радіолокаторів. Як видно із табл.2.1 довжина хвилі РХ залежить від швидкості її проходження в даному середовищі. В зв'язку з чим, неможливо виявити універсальну залежність між фазами відбитого сигналу та координатами цілі для всіх середовищ. Тому, для прикладу, дослідження будемо проводити для сухого повітря, для якого швидкість проходження коливань $v=6260$ м/с. При цьому для частоти $f_e=10$ МГц довжина хвилі буде $\lambda_e=0,000626$ м, а для частоти $f_n=0,5$ МГц відповідно $\lambda_n=0,0125$ м.

Результати розрахунків координат цілі для вказаних параметрів приведені в табл. 2.3 та табл. 2.4.

В даних таблицях параметром m позначена кратність відстані між випромінювачем та приймачами коливань відносно довжини хвилі: $m = \frac{2R}{\lambda}$.

Як видно із рисунка 2.3, у випадку, коли ціль знаходиться між випромінювачем та приймачем РХ, він не може бути виявленим, оскільки відбитий від нього сигнал не попадає на приймач. Тобто, при значеннях значень фази менше від $\varphi_0 = \frac{2\pi \cdot 2R}{\lambda}$ визначені координати цілі можна вважати похибкою. Для границь діапазону роботи радіолокаторів $\varphi_0 = 20,106$ рад для $f_n = 0,5$ МГц та $\varphi_0 = 402,124$ рад для $f_n = 10$ МГц.

Справедливість такого припущення підтверджують і розрахунки. За даними табл. 2.3 та табл. 2.4 побудовані залежності залежності координат Z та Y в функції значень фаз φ_{12} , φ_{13} та φ_{14} (рис.2.5...рис.2.8). Як бачимо із таблиць та залежностей розв'язок рівняння (2.16) дає точне значення координати X . Розв'язок же рівнянь (2.17)...(2.20) при значеннях фаз $\varphi \geq \varphi_0$ дає правильне значення координат Z та Y , а для $\varphi < \varphi_0$ визначені координати є хибними, і, відповідно, їх можна вважати похибкою.

Таблиця 2.3

Визначення координат цілі на значенню частоти 10ГГц

№ п/п	m	$\lambda, м$	$\varphi_{12},$ рад	$\varphi_{13},$ рад	$\varphi_{14},$ рад	$x, км$	$y, км$	$z, км$
1	64	0.000625	1	1	1	0.0600	0.0400	8.0423
2	64	0.000625	2	2	2	0.0600	0.0400	4.0209
3	64	0.000625	5	5	5	0.0600	0.0400	1.6077
4	64	0.000625	10	10	10	0.0600	0.0400	0.8028
5	64	0.000625	20	20	20	0.0600	0.0399	0.3991

6	64	0.000625	50	50	50	0.0600	0.0394	0.1534
7	64	0.000625	100	100	100	0.0600	0.0375	0.0655
8	64	0.000625	200	200	200	0.0600	0.0301	0.0031
9	64	0.000625	250	250	250	0.0600	0.0245	0.0000 + 0.0146i
10	64	0.000625	300	300	300	0.0600	0.0177	0.0000 + 0.0132i
11	64	0.000625	350	350	350	0.0600	0.0097	0.0000
12	64	0.000625	400	400	400	0.0600	0.0042	2.2307e- 020
13	64	0.000625	402	402	402	0.0600	0.0024	1.3064e- 021
14	64	0.000625	403	403	403	0.0600	0	8.7057e- 005
15	64	0.000625	410	410	410	0.0600	0	7.7593e- 004
16	64	0.000625	450	450	450	0.0600	0	0.0045
17	64	0.000625	500	500	500	0.0600	0	0.0088
18	64	0.000625	1000	1000	1000	0.0600	0	0.0417
19	64	0.000625	2000	2000	2000	0.0600	0	0.0955
20	64	0.000625	5000	5000	5000	0.0600	0	0.2471
21	64	0.000625	10000	10000	10000	0.0600	0	0.4966
22	64	0.000625	20000	20000	20000	0.0600	0	0.9943
23	64	0.000625	50000	50000	50000	0.0600	0	2.4866
24	64	0.000625	100000	100000	100000	0.0600	0	4.9735

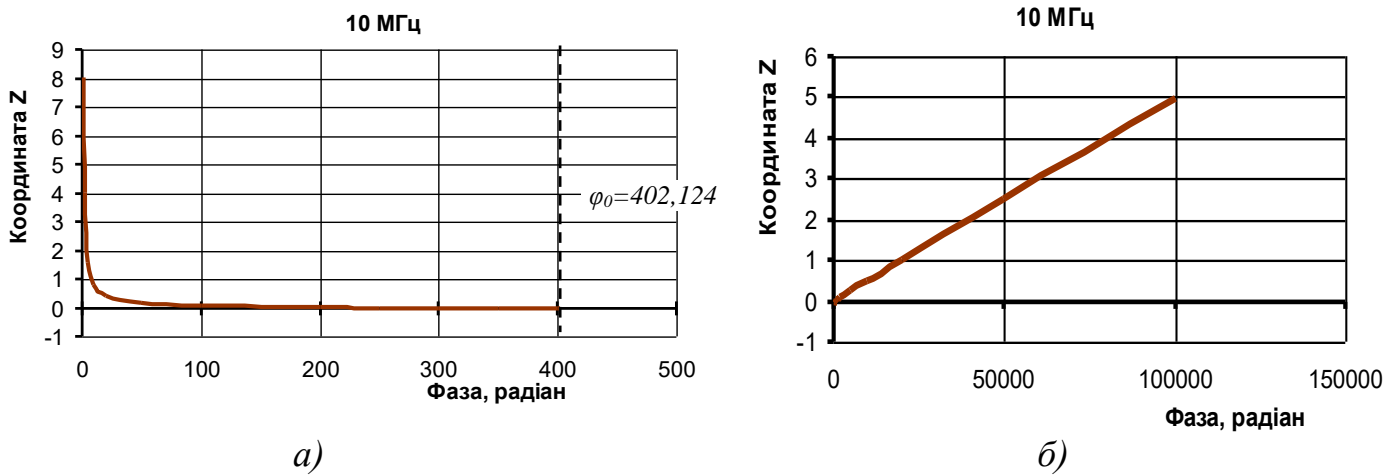


Рис.2.5. Визначення координати Z в верхній частині діапазону РХ

На рис. 2.5 а , 2.6 а та 2.8 показана залежність координат Z та Y від φ_{12} , φ_{13} та φ_{14} для фаз $\varphi < \varphi_0$. Пунктирною лінією відмічені значення значень фази φ_0 . Як бачимо із рисунків ця залежність є нелінійною, а визначені координати, як відмічалось раніше, є хибними.

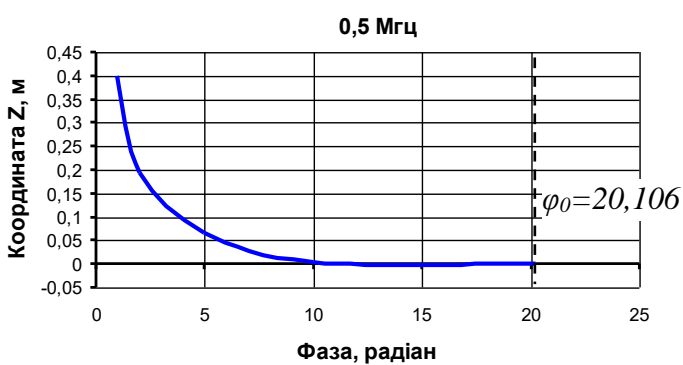
Із рис. 2.5 б та рис. 2.6 б видно, що при $\varphi \geq \varphi_0$ залежність між координатою Z та значеннями фаз лінійна, що спрощує обробку результатів вимірів та підвищує їх точність.

Табл.2.4

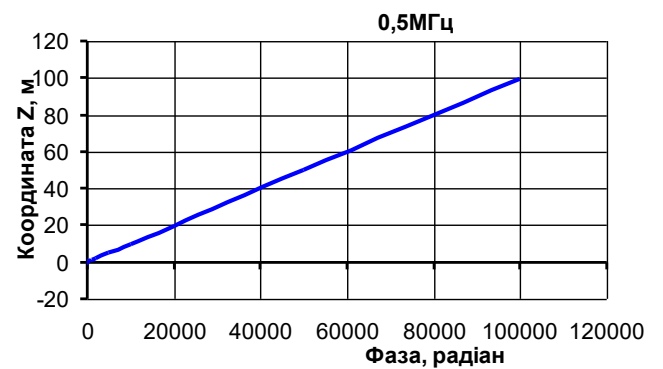
Визначення координат цілі на значенню частоти 0,5 ГГц

№ п/п	m	$\lambda, м$	$\varphi_{12},$ <i>рад</i>	$\varphi_{13},$ <i>рад</i>	$\varphi_{14},$ <i>рад</i>	$x, км$	$y, км$	$z, км$
1	3,2	0,0125	1	1	1	0.0600	0.0399	0.3991
2	3,2	0,0125	2	2	2	0.0600	0.0396	0.1951
3	3,2	0,0125	5	5	5	0.0600	0.0375	0.0655
4	3,2	0,0125	10	10	10	0.0600	0.0301	0.0031
5	3,2	0,0125	20	20	20	0.0600	4.2141e- 004	2.2307e-020 +3.6431e-004i

6	3,2	0,0125	20,200	20,200	20,200	0.0600	0	1.8619e-004
7	3,2	0,0125	25	25	25	0.0600	0	0.0088
8	3,2	0,0125	30	30	30	0.0600	0	0.0164
9	3,2	0,0125	50	50	50	0.0600	0	0.0417
10	3,2	0,0125	100	100	100	0.0600	0	0.0955
11	3,2	0,0125	200	200	200	0.0600	0	0.1969
12	3,2	0,0125	300	300	300	0.0600	0	0.2971
13	3,2	0,0125	400	400	400	0.0600	0	0.3969
14	3,2	0,0125	500	500	500	0.0600	0	0.4966
15	3,2	0,0125	1000	1000	1000	0.0600	0	0.9943
16	3,2	0,0125	2000	2000	2000	0.0600	0	1.9892
17	3,2	0,0125	5000	5000	5000	0.0600	0	4.9735
18	3,2	0,0125	10000	10000	10000	0.0600	0	9.9471
19	3,2	0,0125	20000	20000	20000	0.0600	0	19.8943
20	3,2	0,0125	50000	50000	50000	0.0600	0	49.7359
21	3,2	0,0125	100000	100000	100000	0.0600	0	99.4718



а)



б)

Рисунок 2.6. Визначення координати Z в нижній частині діапазону

На рис. 2.7 та 2.8 показані результати розрахунків координат Z та Y в діапазоні прозвучування промислових дефектоскопів. Аналізуючи залежності бачимо, що для частоти $f_в=10$ ГГц діапазон зміни фаз набагато ширший, ніж для асоти $f_н=0,5$ ГГц. Чутливість на значенню частоти $f_в=10$ ГГц складає 20000 рад/м, а на значенню частоти $f_н=0,5$ ГГц – 100 рад/м, тобто чутливість фазочастотного методу визначення координат цілей на нижніх частотах

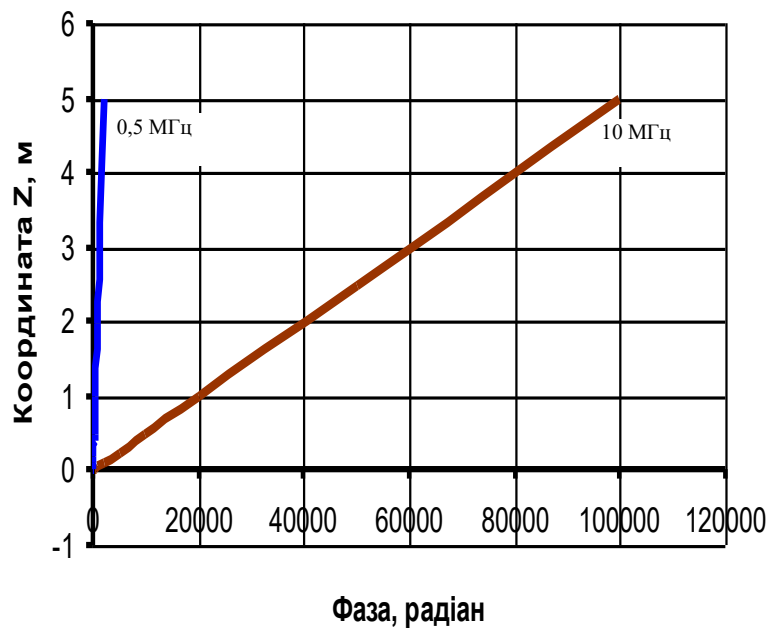


Рисунок 2.7. Визначення координати Z в зоні дії радіолокаторів для значень фаз $\varphi > \varphi_0$

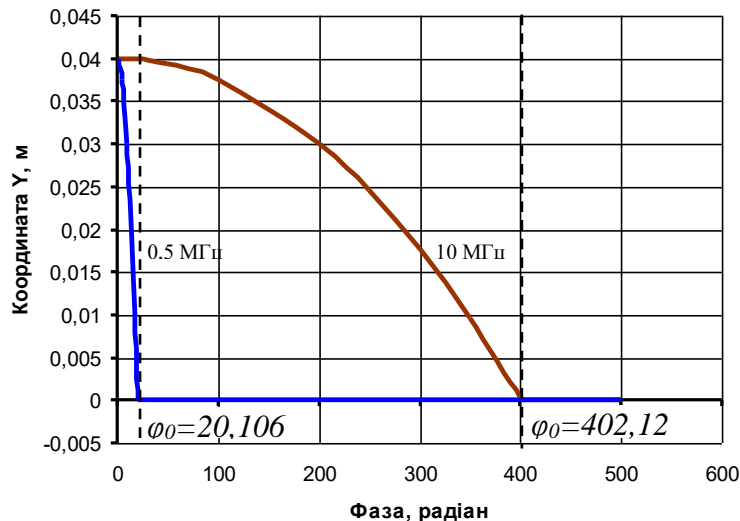


Рисунок 2.8. Визначення координати Y

радіохвильового діапазону менша ,ніж на верхніх, що може, також, призводити до виникнення методичних помилок та зниження точності вимірів .

2.3.3 Дослідження впливу помилок виміру фаз на точність визначення координат цілі

При вимірюванні параметрів фізичних величин помилки вимірів прийнято поділяти на грубі, систематичні та випадкові [20 – 22]. При математичній обробці результатів вимірів оцінюють ймовірність кожної з цих помилок та їх вплив на точність вимірів . Грубі помилки, зовнішнім проявом яких є різка відмінність від інших результатів вимірів , виключають в процесі вимірів , або за їх результатами. Систематичні помилки виявляють спеціальними дослідженнями (наприклад, вимір однієї й тієї ж величини різними методами) та враховують їх введенням поправок в результати вимірів . Випадкові помилки викликані загальною дією великої кількості різноманітних факторів, які неможливо виключити в кожному із результатів вимірів . Можна дати тільки оцінку величини випадкових помилок методами математичної статистики та теорії ймовірності, та врахувати їх дію на результати вимірів .

При дослідженні інструментальних помилок фазової радіолокації будемо вважати, що всі грубі та систематичні помилки виключені, а випадкові помилки визначаються точністю вимір фаз.

Оцінку помилок вимір координат цілі в тривимірній моделі фазової радіолокації будемо проводити для нижньої $f_n=0,5 \text{ МГц}$ ($\lambda_n=0,0125 \text{ м}$) та верхньої $f_g=10 \text{ МГц}$ ($\lambda_g=0,000626 \text{ м}$) частот діапазону коливань радіолокаторів в діапазоні їх дії до 5 метрів. Параметри постійних величин в рівняннях візьмемо наступними: $y_0=R=0,02 \text{ м}$, $x_0=2R=0,04 \text{ м}$. Відстань між випромінювачем та кожним із приймачів електромагнітних коливань $2R=0,04 \text{ м}$ (рис. ...).

Рішення рівневої системи (2.15) дає координати цілі x , y , z згідно з рівняннями (2.16...2.20), значення яких залежить від співвідношення фазових відстаней до цілі φ_{12} , φ_{13} , φ_{14} . Тобто помилка визначення координат цілі визначається похибкою виміру фаз φ_{12} , φ_{13} , φ_{14} . Дійсні значення координат залежать від точності вимір фаз і знаходяться в діапазоні [4]:

$$x_{вим} - \Delta x \leq x_{іст} \leq x_{вим} + \Delta x; \quad (2.30)$$

$$y_{вим} - \Delta y \leq y_{іст} \leq y_{вим} + \Delta y; \quad (2.31)$$

$$z_{вим} - \Delta z \leq z_{іст} \leq z_{вим} + \Delta z. \quad (2.32)$$

Де $x_{іст}$, $y_{іст}$, $z_{іст}$ – дійсні (істинні) значення координат; $x_{вим}$, $y_{вим}$, $z_{вим}$ – виміряні значення тих же координат; Δx , Δy , Δz , – абсолютна помилка вимірів .

Абсолютну помилку визначають [22] як

$$\Delta x = x_{вим} - x_{іст}; \quad (2.33)$$

$$\Delta y = y_{вим} - y_{іст}; \quad (2.34)$$

$$\Delta z = z_{вим} - z_{іст}. \quad (2.35)$$

Оскільки ми ніколи не знаємо точні значення $x_{іст}$, $y_{іст}$, $z_{іст}$, то абсолютні помилки вимір координат є непередбачувані, невідомі величини.

В роботі [22] показано, що згідно з теорією помилок абсолютна помилка функції залежить від абсолютної помилки аргументу і може бути визначена через похідну функції. У випадку, якщо вимірювана величина є функцією декількох аргументів, абсолютна помилка визначається через частинні похідні функції та абсолютні помилки аргументів. В фазовій радіолокації значення координат є функціями фаз φ_{12} , φ_{13} , φ_{14} (2.16...2.20).

$$x = f_x(\varphi_{12}, \varphi_{13}); \quad (2.36)$$

$$y = f_y(\varphi_{12}, \varphi_{13}, \varphi_{14}); \quad (2.37)$$

$$z = f_z(\varphi_{12}, \varphi_{13}, \varphi_{14}). \quad (2.38)$$

Абсолютні помилки координат в частинних похідних будуть мати вигляд:

$$\Delta x = \frac{df_x(\varphi_{12}, \varphi_{13})}{d\varphi_{12}} \Delta\varphi_{12} + \frac{df_x(\varphi_{12}, \varphi_{13})}{d\varphi_{13}} \Delta\varphi_{13}; \quad (2.39)$$

$$\begin{aligned} \Delta y = & \frac{df_y(\varphi_{12}, \varphi_{13}, \varphi_{14})}{d\varphi_{12}} \Delta\varphi_{12} + \frac{df_y(\varphi_{12}, \varphi_{13}, \varphi_{14})}{d\varphi_{13}} \Delta\varphi_{13} + \\ & + \frac{df_y(\varphi_{12}, \varphi_{13}, \varphi_{14})}{d\varphi_{14}} \Delta\varphi_{14} \end{aligned}; \quad (2.40)$$

$$\begin{aligned} \Delta z = & \frac{df_z(\varphi_{12}, \varphi_{13}, \varphi_{14})}{d\varphi_{12}} \Delta\varphi_{12} + \frac{df_z(\varphi_{12}, \varphi_{13}, \varphi_{14})}{d\varphi_{13}} \Delta\varphi_{13} + \\ & + \frac{df_z(\varphi_{12}, \varphi_{13}, \varphi_{14})}{d\varphi_{14}} \Delta\varphi_{14} \end{aligned}; \quad (2.41)$$

Якість результатів вимірів зручніше характеризувати не абсолютною величиною помилки, а її відношенням до виміряної величини, тобто відносною похибкою:

$$\delta x = \frac{\Delta x}{x}; \quad (2.42)$$

$$\delta y = \frac{\Delta y}{y}; \quad (2.43)$$

$$\delta z = \frac{\Delta z}{z}. \quad (2.44)$$

Розрахунки проводились для різних варіантів співвідношення помилок фаз (див. табл. 2.5). Значення помилки вимір фаз було прийнято рівним нулю, або π . При цьому значення фазових відстаней для всіх варіантів верхньої та нижньої частот діапазону коливань змінювались в однакових межах і були однаковими, тобто $\varphi_{12}=\varphi_{13}=\varphi_{14}$.

Таблиця 2.5

Варіанти помилок фаз

№ п/п	$\Delta\varphi_{12}$, рад	$\Delta\varphi_{13}$, рад	$\Delta\varphi_{14}$, рад
1	π	π	π
2	0	π	π
3	π	0	π
4	π	π	0
5	0	0	π
6	0	π	0
7	π	0	0

Залежності абсолютних та відносних помилок визначення координат в залежності від відстані до цілі приведені на рисунках 2.9...2.14. В прийнятій методиці розрахунків з певним допуском можна вважати, що відстань від випромінювача АК до цілі дорівнює координаті z . На рисунках 2.9,*a*...2.14,*a* показані залежності помилок для нижньої частоти $f_n=0,5$ МГц діапазону електромагнітних частот, а на рисунках 2.9,*б*...2.14,*б* – для верхньої частоти $f_e=10$ МГц.

Як видно із залежностей абсолютні помилки координат x та y із збільшенням відстані до цілі зростають за лінійним законом, а абсолютні помилки координати z на початку діапазону зменшуються, а потім залишаються незмінними. Відносні помилки координат x та y при малих відстанях до цілі є порівняно великими, а при зростанні відстані зменшуються

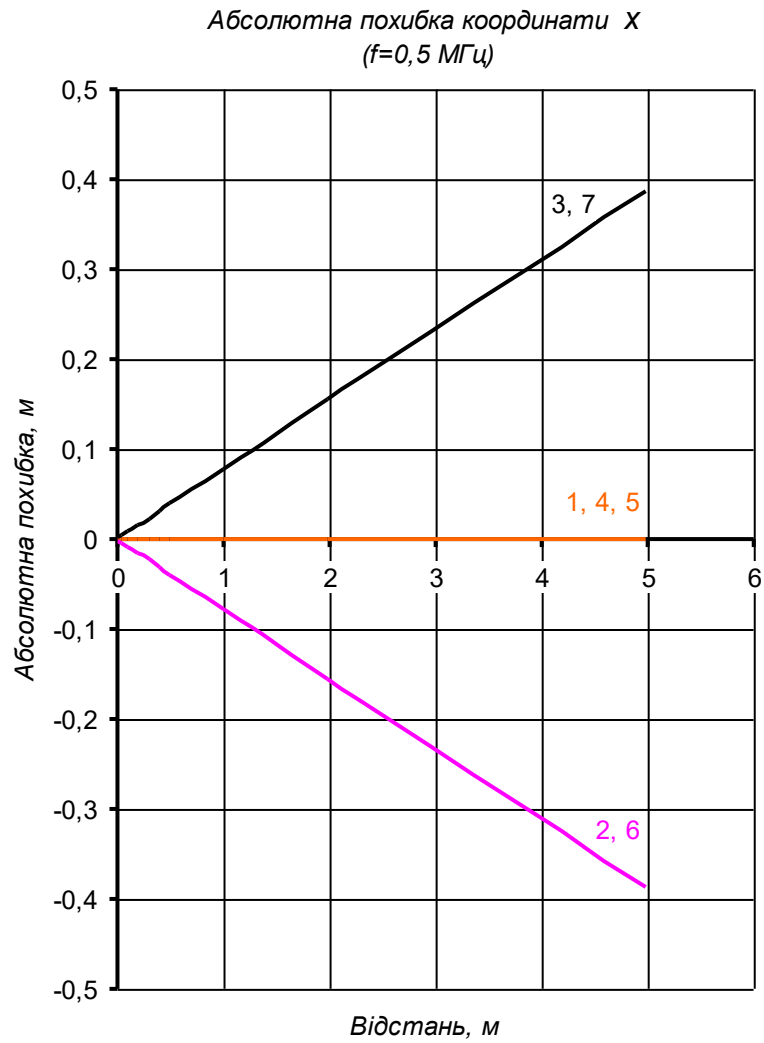
та надалі залишаються незмінними. Відносні помилки координати z при малих відстанях до цілі різко зменшуються і надалі наближаються до нуля.

Збільшення частоти електромагнітних коливань призводить до зменшення як абсолютних так і відносних помилок по всіх координатах, при цьому закономірність зміни помилок залишається незмінною. Крім того, як видно із залежностей, в залежності від співвідношень помилок вимір фаз помилка визначення координат може змінюватись від нуля до певного максимального значення. Так, наприклад, для координати x варіанти 1, 4, 5 дають нульову абсолютну та відносну помилки, а варіанти 2, 3, 6, 7 дають їх найбільше значення.

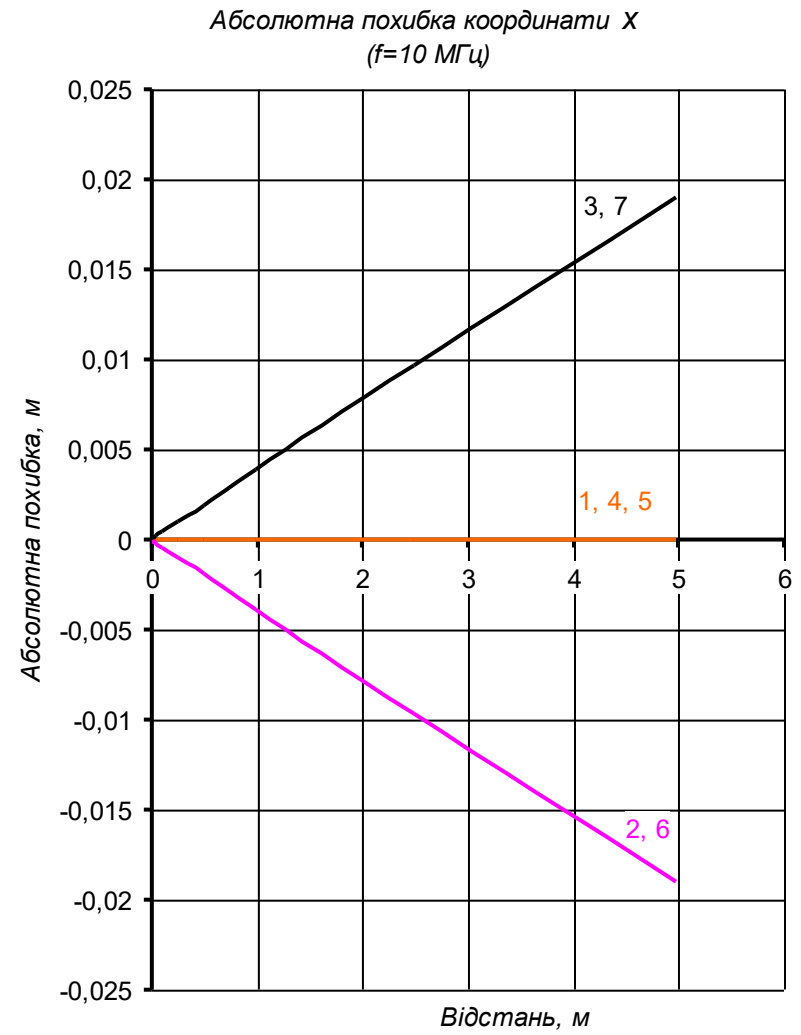
Порівняння частотної залежності помилок показує, що їх величина зменшується при збільшенні частоти коливань. Так, наприклад, на верхній значенню частоти діапазону $f_g=10$ МГц абсолютна та відносна помилки на порядок менші, ніж на нижній значенню частоти $f_n=0,5$ МГц.

При взаємному порівнянні помилок координат бачимо, що при однакових значеннях помилок вимір фаз найбільші абсолютні та відносні помилки має координата y , а найменші – координата z .

Таким чином, проведені дослідження показують, що помилки визначення координат в значній мірі залежать від помилок вимір фазових відстаней φ_{12} , φ_{13} , φ_{14} від випромінювача електромагнітних коливань до цілі .

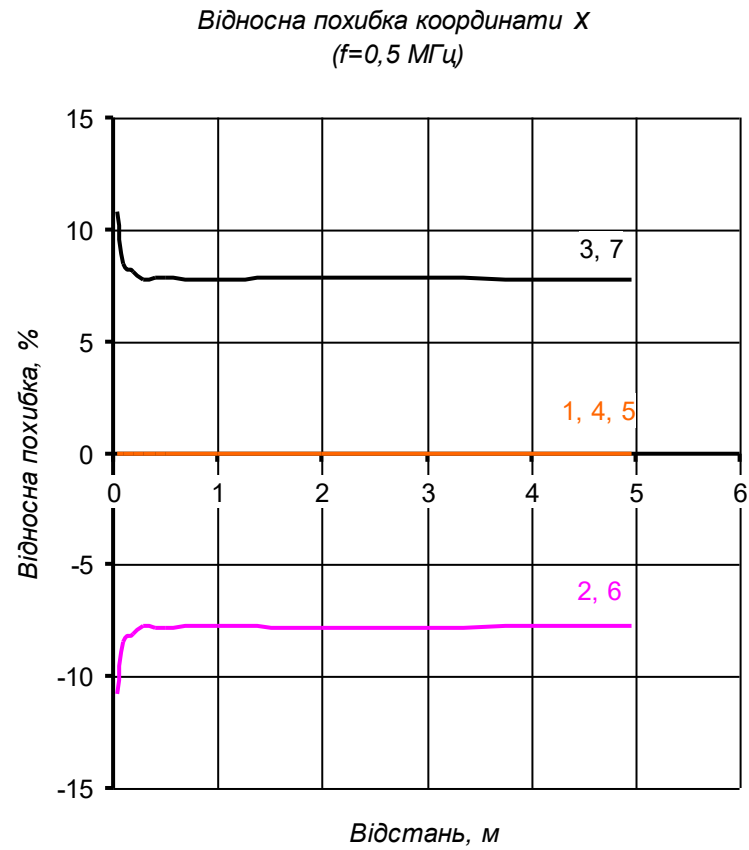


а)

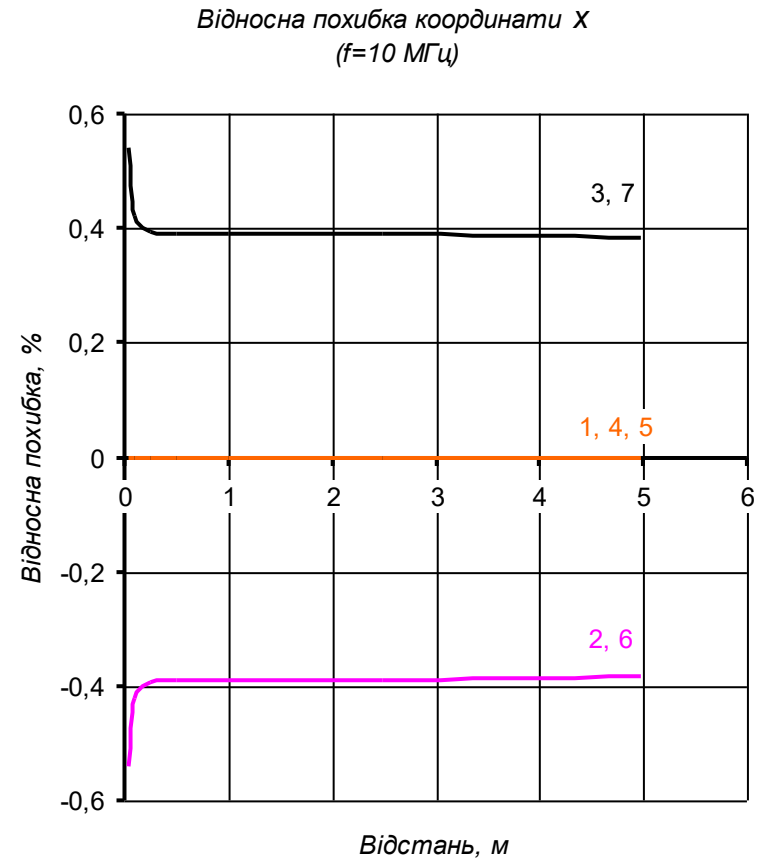


б)

Рисунок 2.9. Абсолютні похибки координати x



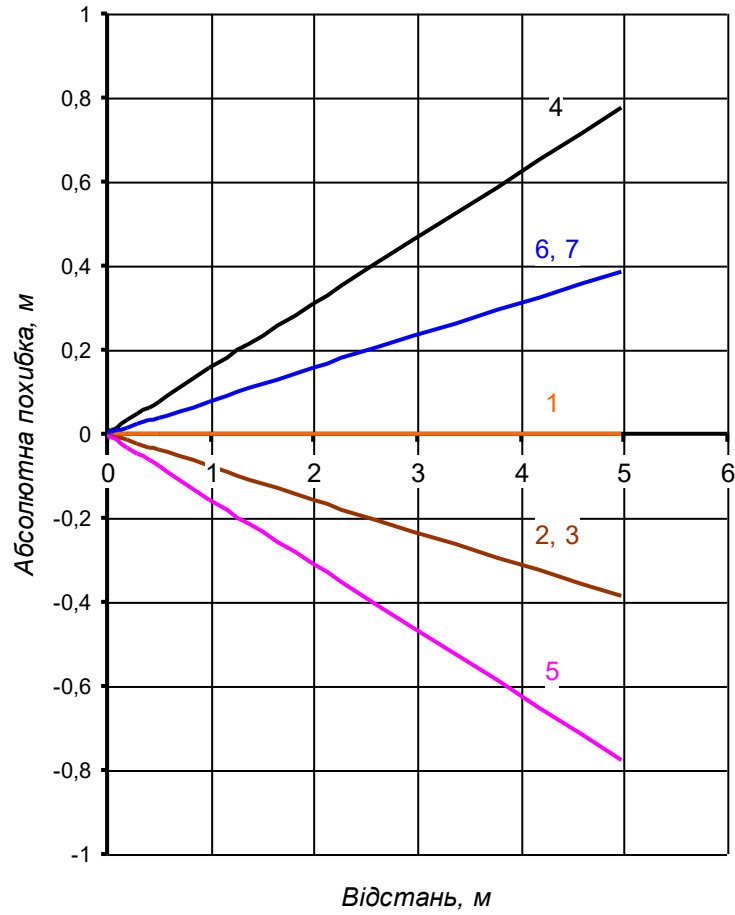
а)



б)

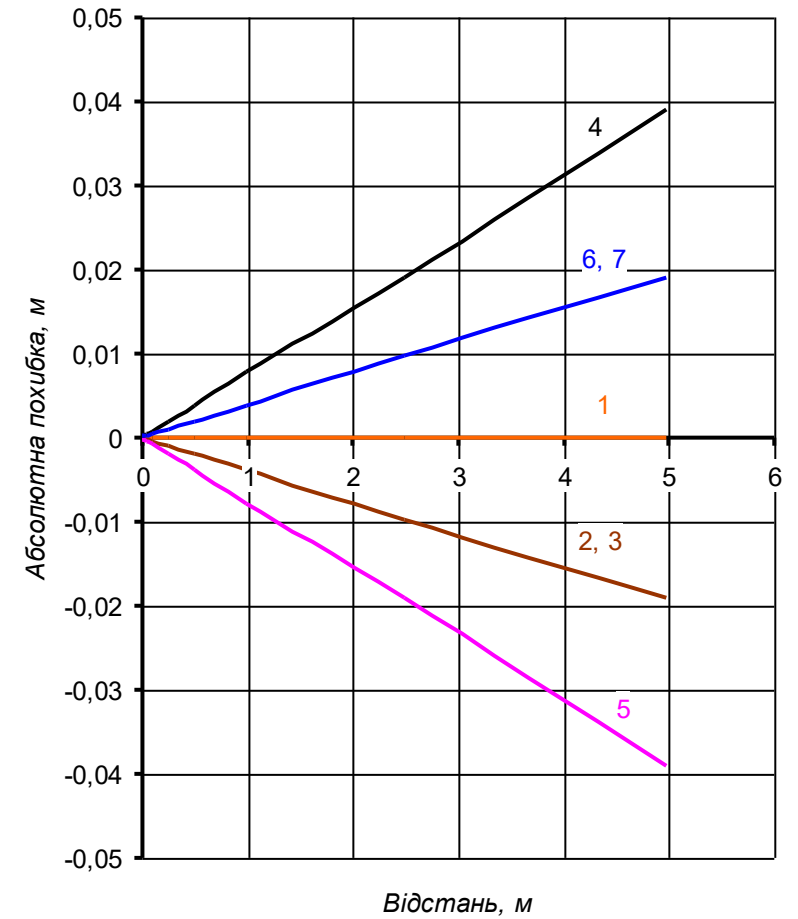
Рисунок 2.10. Відносні похибки координати x

Абсолютна похибка координати y
($f=0,5$ МГц)



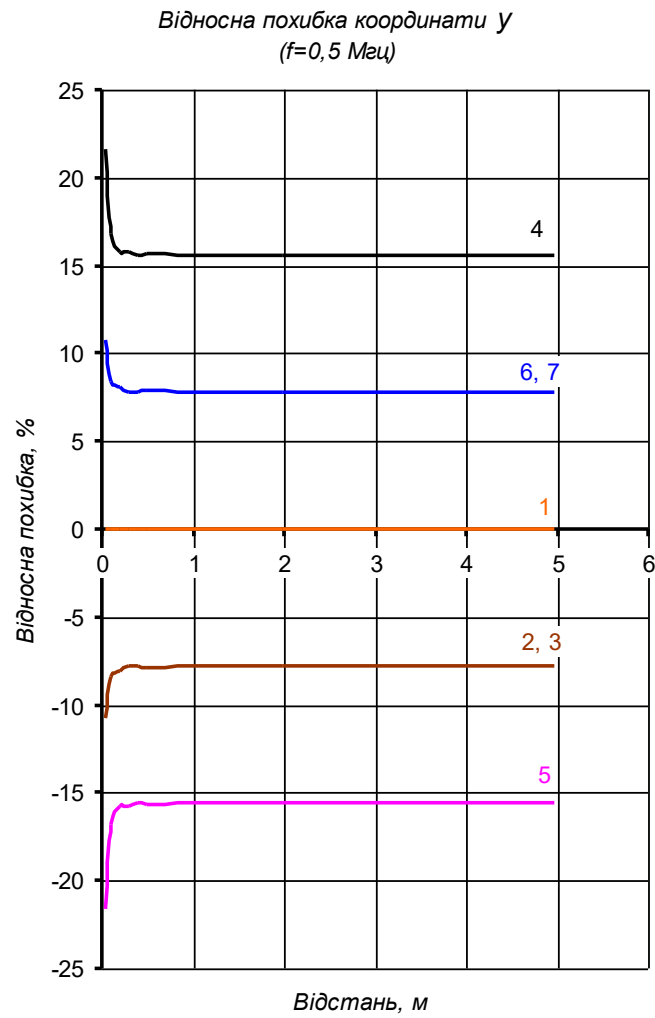
а)

Абсолютна похибка координати y
($f=10$ МГц)

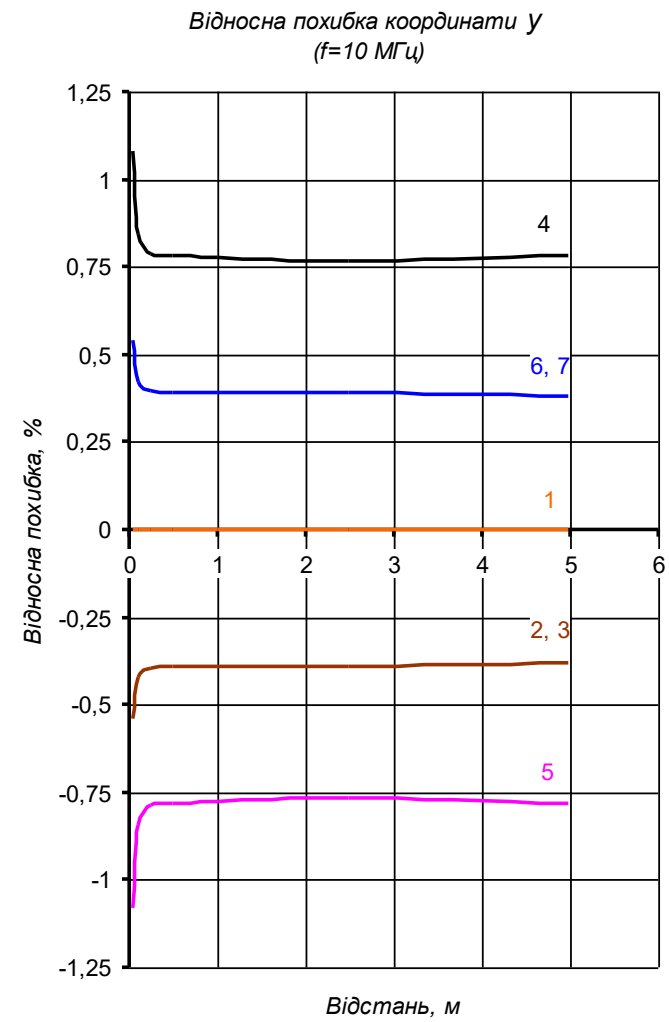


б)

Рисунок 2.11. Абсолютні похибки координати

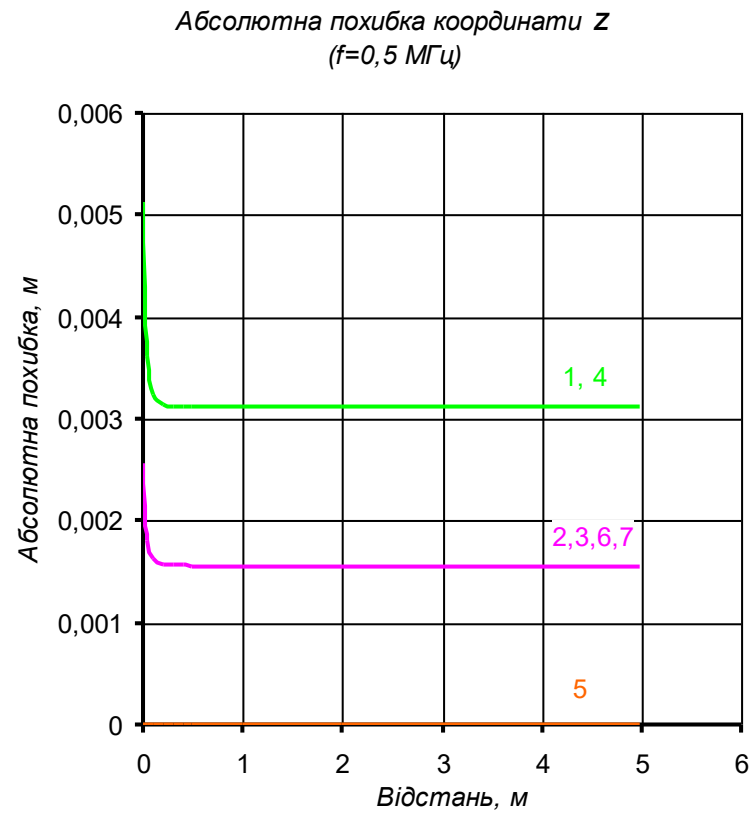


а)

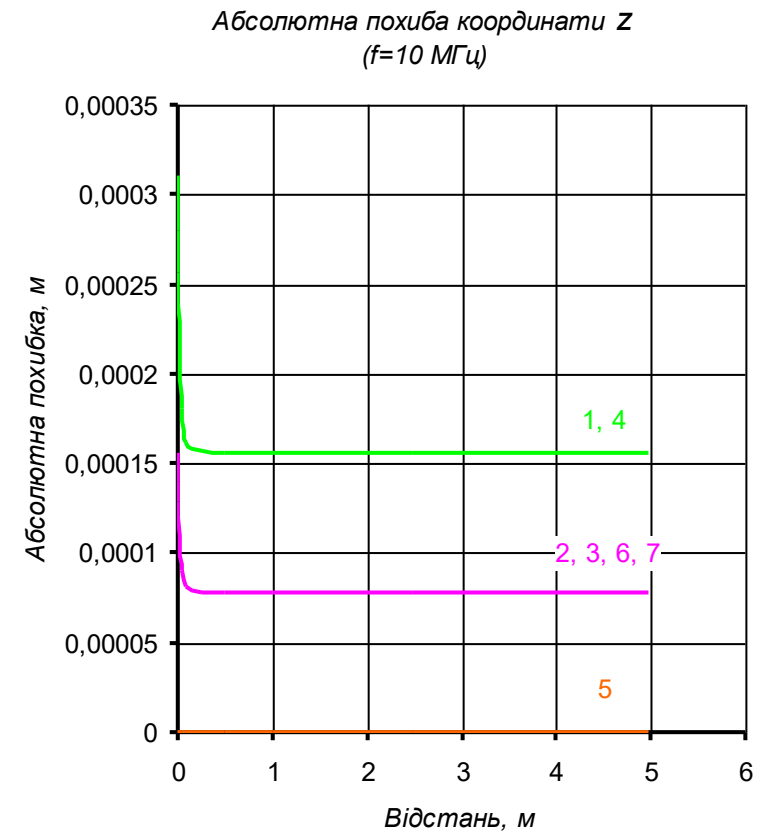


б)

Рисунок 2.12. Відносні похибки координати у

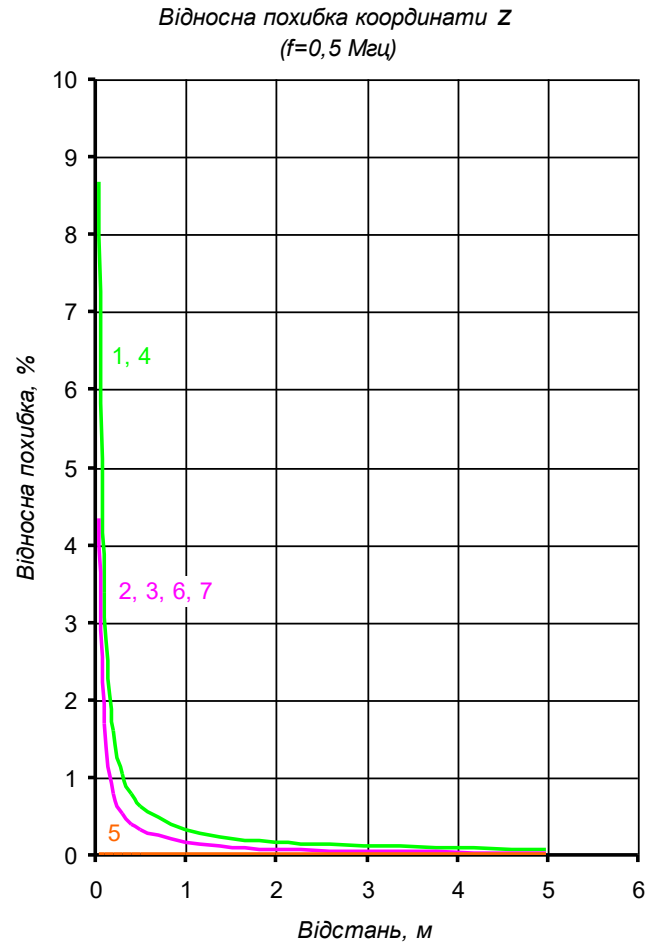


а)

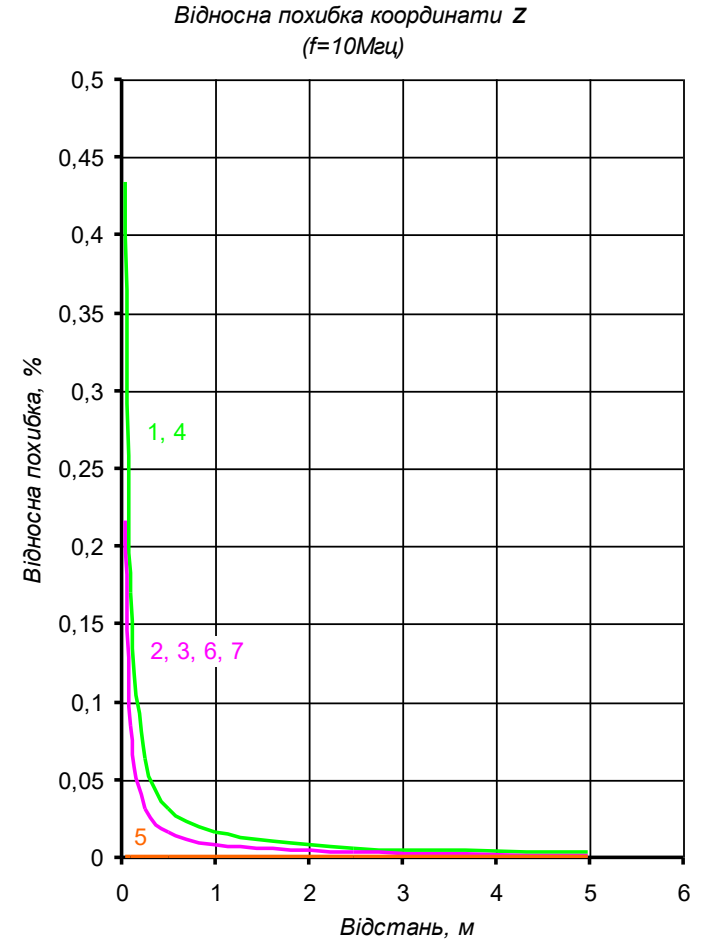


б)

Рисунок 2.13. Абсолютні похибки координати



а)



б)

Рисунок 2.14. Відносні похибки

Висновки до другого розділу

1. Встановити двовимірну математичну модель для визначення цілі площинного об'єкта, що включає розв'язання набору рівнянь з коефіцієнтами для вимірювання фазового зсуву між виявленими та відбитими сигналами радіохвиль.

2. Вивчення методів частотних імпульсів показує, що їх недоліками є те, що похибка вимірювання залежить від частоти електромагнітного сигналу, а надійність виявлення дефектів зменшується, а розмір або відстань дефекту менше половини довжини хвилі зондового сигналу.

3. При визначенні координат цілі (на одній лінії між передавачем і приймачем електромагнітних коливань) у фазовому РЛС необхідно взяти інших заходів для зменшення помилок методу. Наприклад, одним із можливих варіантів є зміна положення вимірювальної головки.

4. Розрахунок показує, що для покращення роздільної здатності та точності методу фазової частоти частоту електромагнітних коливань необхідно збільшити. Отже, коли частоту сигналу виявлення змінюють з $f_n = 0,5$ МГц на $f_v = 10$ МГц, чутливість фазочастотного радіолокаційного методу збільшується зі 100 рад / м до 20 000 рад / м, збільшуючись у 200 разів.

5. Визначено, що відносна похибка визначених координат залежить від похибки вимірюваної відстані до цілі. На невеликій відстані від цілі, що відповідає довжині хвилі радіохвилі, помилка досить велика. На відстані, набагато більшій за довжину хвилі, вона зменшується і приймає майже постійне значення.

РОЗДІЛ 3

РОЗРОБКА І ДОСЛІДЖЕННЯ ФУНКЦІОНАЛЬНОЇ СХЕМИ ФАЗОЧАСТОТНОГО РАДІОЛОКАТОРА

3.1 Розробка функціональної схеми фазочастотного радіолокатора

3.1.1 Технічні вимоги для розробки функціональної схеми радіолокатора

При розробці функціональної схеми будемо керуватися наступними вимогами до фазочастотного радіолокатора :

1. Призначення радіолокатора – визначення координат цілі X , Y , Z в тривимірній системі координат.
2. Робочі частоти – діапазон електромагнітних частот.
3. Метод вимір відстані від випромінювача електромагнітних коливань до цілі – фазочастотний.
4. Джерело випромінювання електромагнітних коливань – внутрішній генератор радіолокатора .
5. Радіолокатор повинен забезпечувати триканальний прийом електромагнітних коливань, відбитих від цілі .
6. Радіолокатор повинен формувати електричні сигнали, пропорційні довжині хвилі зондувального сигналу та повним фазовим зсувам відбитих сигналів.
7. Радіолокатор повинен мати блок постійних величин, який формує електричні сигнали, пропорційні числам 2 , π та постійним R , X_0 , Y_0 .
8. Схема приладу повинна формувати електричні сигнали, пропорційні степеням постійних (2 , π , R , X_0 , Y_0), довжини хвилі зондувального сигналу, та повних фазових зсувів.

9. Схема радіолокатора повинна забезпечувати обчислення координат цілі X , Y , Z в залежності від значень повних фазових зсувів сигналів, що відбиті φ_{12} , φ_{13} та φ_{14} .

10. Схема радіолокатора повинна забезпечувати індикацію координат цілі на власному дисплеї та передбачати можливість передачі інформації про ціль на зовнішні реєструючі пристрої.

3.1.2 Розробка функціональної схеми фазочастотного радіолокатора та опис її роботи

Функціональна схема детектора базується на технічних вимогах, висунутих у розділі 3.1.1, та результатах теоретичних досліджень, наведених у розділі 2.

На рисунку 3.1 представлена функціональна схема радіолокатора, що використовується в 3D-моделі фазового радіолокатора. Він складається з таких осей: блок електромагнітного генератора, блок вимірювання значень фази, постійний блок, блок обчислення, блок зберігання та блок відображення.

Блок генератора формує зондувальний сигнал радіохвильового діапазону частот та електричні сигнали, пропорційні довжині хвилі λ зондувального сигналу та степеням довжини цієї хвилі λ^2 , λ^4 та λ^6 . Блок вимір фаз формує електричні сигнали, пропорційні фазовим зсувам відбитих від цілі сигналів φ_{12} , φ_{13} , φ_{14} та їхнім степеням: φ_{12}^2 , φ_{13}^2 , φ_{14}^2 , φ_{12}^4 , φ_{13}^4 , φ_{14}^4 . Блок констант формує електричні сигнали, пропорційні числам 2,3,5, π , степеням чисел 2 та π , постійним параметрам R , X_0 , Y_0 та їхнім степеням: R^2 , R^4 , R^6 , R^8 , Y_0^2 .

Блоки обчислення виконують розрахунки координат X , Y , Z та функцій $G^{1/2}$, $F^{1/2}$ згідно з виразами (3.1)...(3.5):

$$x = \frac{\lambda^2 \varphi_{12} \varphi_{13} (\varphi_{12} - \varphi_{13})}{16\pi^2 R (\varphi_{12} + \varphi_{13})} + \frac{2R^2 \varphi_{12}}{\varphi_{12} + \varphi_{13}} + x_0 \quad (3.1)$$

$$y = -\frac{\varphi_{14} \sqrt{G}}{16\pi^2 R^2 (\varphi_{12} + \varphi_{13})} + \frac{y_0 \lambda^2 \varphi_{14}}{16\pi^2 R^2} - y_0 \quad (3.2)$$

$$z = \frac{\sqrt{F}}{16\pi^2 R^2 \lambda (\varphi_{12} + \varphi_{13})} \quad (3.3)$$

$$G^{1/2} = [1024\pi^2 R^6 + R^2 \lambda^4 (\varphi_{12}^2 + \varphi_{13}^2)^2 + 2\lambda^2 (y_0^2 - R^2) \varphi_{12} \varphi_{13} (\lambda^2 \varphi_{14}^2 - 16\pi^2 R^2) - (16\pi^2 \lambda^2 R^2 (y_0^2 - 3R^2) (\varphi_{12}^2 + \varphi_{13}^2) + \lambda^4 (y_0^2 - R^2) \varphi_{14}^2)]^{1/2} \quad (3.4)$$

$$\begin{aligned} F^{1/2} = & [(3\pi^2 R^2 y_0 \lambda^2 - 2y_0 \lambda^4 \varphi_{14}^2) (\varphi_{12} + \varphi_{13}) \varphi_{14} \sqrt{G} + \\ & + 16\pi^2 R^4 \lambda^4 (\varphi_{12}^4 + \varphi_{13}^4) - R^2 \lambda^6 \varphi_{13}^2 (\varphi_{12}^4 - \varphi_{14}^4) + \\ & + [48\pi^2 R^2 \lambda^4 \varphi_{14}^2 (R^2 + y_0^2) - (2y_0^2 \lambda^6 \varphi_{14}^4 - 256\pi^4 R^4 y_0^2 \lambda^2)] * \\ & * (\varphi_{12}^2 + \varphi_{13}^2) - R^2 \lambda^6 \varphi_{13}^4 (\varphi_{12}^2 + \varphi_{14}^2) - R^2 \lambda^6 \varphi_{12}^2 \varphi_{14}^2 (\varphi_{12}^2 - \varphi_{14}^2) + \\ & + 2R^2 \lambda^6 \varphi_{12}^2 \varphi_{13}^2 (\varphi_{12} \varphi_{13} - \varphi_{14}^2) - 1280\pi^4 R^6 \lambda^2 (\varphi_{12} + \varphi_{13}) - \\ & - 32\pi^2 R^4 \lambda^4 \varphi_{12}^2 \varphi_{13} (\varphi_{12} - 3\varphi_{13}) + [2\lambda^6 (R^2 - 2y_0^2) \varphi_{14}^4 - \\ & - 32\pi^2 R^2 \lambda^4 (R^2 - 3y_0^2) \varphi_{14}^2 + 512\pi^4 R^4 \lambda^2 (R^2 - y_0^2)] * \\ & * \varphi_{12} \varphi_{13} + 1024\pi^4 R^6 \lambda^2 \varphi_{14}^2 + 16384\pi^6 R^8]^{1/2} \end{aligned} \quad (3.5)$$

Блок пам'яті виконує функцію запам'ятовування та збереження інформації про координати цілі . З виходу блока пам'яті інформація поступає на індикатор та на вихід радіолокатора де може використовуватись зовнішніми пристроями. Блок індикації показує значення координат цілі .

На функціональній схемі прийняті наступні умовні позначення та скорочення:

АК – радіохвильові коливання;

Ген. АК – генератор електромагнітних коливань;

λ – довжина хвилі електромагнітних коливань;

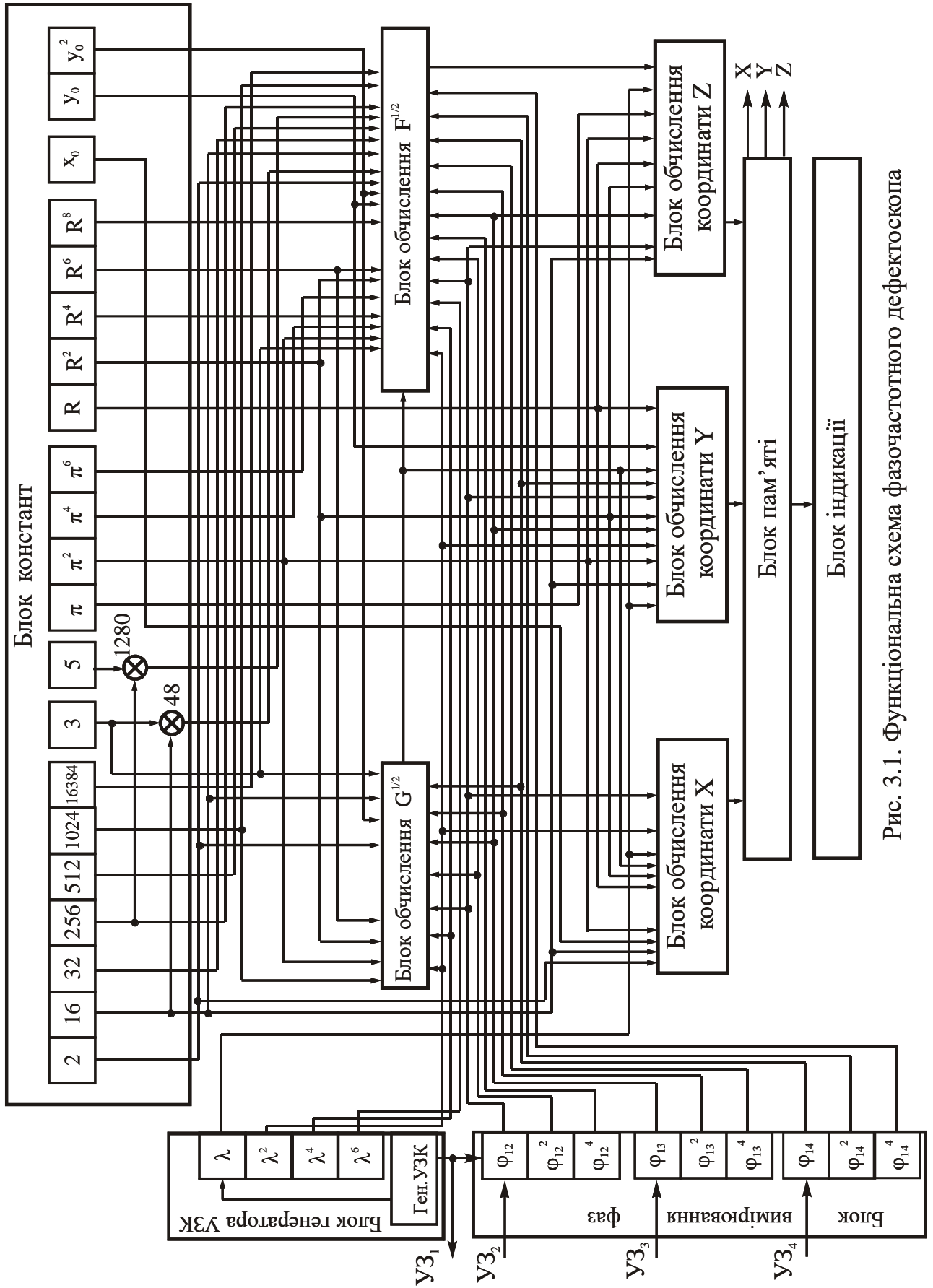


Рис. 3.1. Функціональна схема фазочастотного дефектоскопа

A_1 – випромінювач Електромагнітних коливань;

A_2, A_3, A_4 – приймачі електромагнітних коливань, відбитих від цілі ;

$\varphi_{12}, \varphi_{13}, \varphi_{14}$ - повний Зсув фаз (фазова відстань) електромагнітних коливань, які пройшли від випромінювача до цілі та назад до приймачів;

R – половина відстані між випромінювачем та одним із приймачів електромагнітних коливань;

X_0 – зсув випромінювача та приймачів АК відносно початку системи координат по осі X ;

Y_0 – зсув приймача АК A_4 відносно початку системи координат в точці (X_0+R) по осі Y .

Робота детектора дефектів фазової частоти полягає в наступному.

Генератор електромагнітних коливань генерує електричні коливання, що досягають діапазону радіочастот блоку вимірювання значень фази та електромагнітного генератора, а електричне коливання перетворює електричне коливання в акустичне коливання. У досліджуваному об'єкті коливання акустичної хвилі поширюється від передавача A_1 до цілі, а потім назад до приймачів коливань електромагнітних хвиль A_2, A_3 та A_4 . Електричний сигнал надходить від приймача АК до блоку вимірювання значень фази, де він обробляється і формується відповідний сигнал пропорційно загальному зсуву значень фази та його ступеню. У блоці генератора одночасно генерується сигнал, пропорційний довжині хвилі та потужності сигналу виявлення. Блок константи генерує сигнал, пропорційний відповідній константі, зазначеній вище. Коли положення передавача і приймача постійного блоку АК змінюються, значення параметрів X_0 та Y_0 будуть виправлені.

Отримана базова інформація надсилається в блок обчислення, де вона обробляється алгоритмом згідно з виразами (3.1) ... (3.5). Інформація з блоку обчислення координат надходить до блоку зберігання протягом необхідного часу для зберігання і передається з блоку зберігання на зовнішній пристрій.

Прочитайте інформацію про координати та розмір дефекту з інтерфейсу людина-машина.

Висновки до третього розділу

1. Сформульовано загальну структуру детектора дефектів радіохвиль, який складається з таких модулів: модуль генератора АК, модуль вимірювання значень фази, модуль постійної дії, модуль обчислення координат X , Y , Z та модуль індикатора.

2. При визначенні координат цільового часу вимірювання залежить від швидкості розповсюдження електромагнітних коливань у досліджуваному об'єкті та швидкості апаратного забезпечення радіолокатора .

3. Оскільки при обчисленні координат цілі в дефектоскопі необхідно обробляти великий обсяг інформації, необхідно використовувати високошвидкісну бібліотеку елементів, що зменшить час вимірювання.

4. З метою поліпшення технічних та економічних показників радіолокатора фазової частоти рекомендується використовувати високоінтегровану мікропроцесорну технологію на основі компонентів, оскільки пристрій буде дуже складним на дискретних компонентах, що зменшить його надійність, швидкість і збільшить Споживання та вартість енергії.

5. Найпростіша схема та конструкція радіолокатора полягає у вимірюванні кожної координати кожної цілі по черзі, але це значно збільшить час вимірювання. Цей метод можна використовувати для контролю цілей у дрібносерійному виробництві.

6. У безперервному радіолокаційному випуску продукції, що випускається масово, найкраще виконувати координатні вимірювання для всіх цілей одночасно. Необхідність збільшення обсягу пам'яті та розширення функції ускладнює конструкцію пристрою, але це компенсується покращеною продуктивністю управління.

4 РОЗРОБКА МЕТОДИКИ ВИМІР КООРДИНАТ ЦІЛІ ФАЗОЧАСТОТНИМ РАДІОЛОКАТОРОМ

Продуктивність радарів матеріалу та продукції багато в чому залежить від швидкості вимірювальних приладів. Тому цікаво визначати час вимірювання координати цілі фазово-частотним методом.

Існує багато методів та варіантів визначення цільових координат, зокрема:

1. Визначте кожен координату окремо послідовно.
2. Визначте всі координати одночасно (тобто паралельно).
3. Використовуйте визначення послідовності для почергового вимірювання кожної цілі.
4. За визначенням паралельного визначення одночасно вимірюйте координати всіх цілей.
5. Визначте координати цілі на частоті.
6. Визначте координати цілі на декількох частотах.

Можливі й інші варіанти. Вибір варіантів визначається способом вимірювання. Кожен варіант має свої переваги та недоліки. Що стосується вартості обладнання, то поєднання першого та п'ятого варіантів є найпростішим, але час вимірювання буде довгим. Найдовше вимірювання буде поєднувати третій та шостий варіанти. Незабаром з'являться друга та п'ята версії. Найбільш точною та корисною є комбінація другого та шостого варіантів, але в цьому випадку через збільшене сховище, необхідне для розрахункової осі детектора дефектів, потрібно більше апаратних витрат.

Час вимірювання цільової координати залежить від швидкості роботи апаратного забезпечення (тобто радіолокатора) та часу проходження електромагнітних вібрацій у досліджуваному просторі. Швидкість - це постійна величина, що визначається способом вимірювання, елементарною основою та технічним рішенням у процесі розробки обладнання. Для того, щоб зменшити вплив швидкості проходження електромагнітних коливань на час вимірювання, слід вивчити інші технології або обладнання.

Сумарний час розрахунку координат

$$t_{\Sigma} = t_x + t_y + t_z, \quad (4.1)$$

де t_x, t_y, t_z – час розрахунку кожної із координат X, Y, Z ;

$t_{\text{посл}}, t_{\text{парал}}$ – час вимір координат X, Y, Z при послідовному та при паралельному методах вимір із врахуванням швидкості проходження АК:

$$t_{\text{посл}} = t_{\Sigma} + 3t_z, \quad (4.2)$$

$$t_{\text{парал}} = t_z + t_z, \quad (4.3)$$

Час затримки визначається виразом (4.11), тобто залежить від швидкості проходження АК та відстані до цілі. Для даного матеріалу швидкість проходження – величина постійна і час затримки залежить лише від того, на якій відстані від випромінювача та приймача знаходиться дефект.

Час розрахунку координат залежить від швидкодії обчислювальних пристроїв. В дослідженнях розрахунок проводився у відповідності до співвідношень (4.1)...(4.2) на персональному комп'ютері з тактовою частотою процесора 630 МГц за допомогою програми MATLAB. Як видно із табл. 4.1 найбільше часу затрачається на розрахунок координати Z . До такого ж висновку можна прийти, аналізуючи вирази (4.2)...(4.3).

Можна побачити, що час вимір координат цілі при послідовному методі в 1,5...2 рази більший, ніж при паралельному. Причому із зменшенням часу затримки час вимір при паралельному методі може бути меншим ніж час обчислення координат при послідовному методі і наближатися до часу обчислення координати Z .

Таким чином, як бачимо, паралельний метод визначення координат цілі має більші переваги, ніж послідовний.

При вимірюваннях на декількох частотах час визначення координат буде відповідно збільшуватися.

ОСНОВНІ ВИСНОВКИ ПО РОБОТІ

В результаті теоретичного та експериментального дослідження роботи сертифікованої магістерської роботи отримано наступні науково-практичні результати:

1. Проаналізовано основні існуючі методи фізичної радіолокації. Безперечно, що проникаючі поля, випромінювання та речовина можуть бути використані для ідентифікації цілей, що дозволяє їм отримувати інформацію про якість досліджуваних матеріалів та предметів. Для того, щоб ідентифікувати ціль за допомогою методу коливального процесу, виділяють такі неруйнівні методи контролю: амплітуда, фаза, амплітудна фаза, частотна фаза, час, резонанс. Оскільки дефекти деталей, виробів та матеріалів відрізняються один від одного і мають велику кількість різних параметрів, універсального методу та засобів виявлення не існує. Дослідження методів вимірювання відстані показують, що вони мають високу точність і роздільну здатність порівняно з іншими методами.

2. Встановили двовимірну та тривимірну математичні моделі фазового радара та отримали аналітичні співвідношення для визначення координат цілі на основі загального зсуву значень фази (пропорційно відстані до цілі).

3. Визначте джерело помилки методу та визначте наступне:

-Щоб зменшити похибку при визначенні цільової координати, цільова координата розташована на одній лінії між передавачем і приймачем електромагнітних коливань. У фазовому РЛС необхідно вжити інших заходів, наприклад, зміни положення вимірювальної головки.

-У міру збільшення частоти сигналу виявлення підвищується чутливість фазочастотного радіолокаційного методу.

-Відносна похибка визначення координат залежить від похибки вимірюваної відстані до цілі. На невеликій відстані від цілі похибка, що відповідає довжині

хвилі радіохвилі, дуже велика. На відстані, набагато більшій за довжину хвилі, вона зменшується і приймає майже постійне значення.

4. Провів експериментальне дослідження і визначив, що за визначенням усієї часової координати вимірюються швидкість проходження електромагнітних хвиль у вимірюваному об'єкті.

5. Розроблено загальну структуру радіолокатора, який складається з таких модулів: модуль генератора АК, модуль вимірювання значень фази, модуль постійної дії, модуль обчислення координат X , Y , Z та модуль індикатора. Безперечно, що оскільки для обчислення координат цілі, що підлягає обробці, при обробці цілі в дефектоскопі необхідна велика кількість інформації, необхідно використовувати мікропроцесорну технологію на основі елементів з високою інтеграцією та швидкістю, що покращить Технічні та економічні показники та зменшення часу вимірювання.

6. Визначено, що коли є кілька цілей, їх координати потрібно визначати послідовно. Проблема визначення координат кількох цілей одночасно вимагає більш глибоких теоретичних та експериментальних досліджень.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Приборы для неразрушающего контроля материалов и изделий: Справ.: В 2-х кн. / Под ред. В.В. Клюева. – М.: Машиностроение, 1986. – Кн. 2. – 352 с.
2. Белокур И. П. Дефектология и неразрушающий контроль: Учеб. пособие.— К.: Выща шк., 1990.— 207 с.
3. Неразрушающий контроль металлов и изделий. Справ. / Под ред. Г.С. Самойловича. – М. – “Машиностроение”, 1976. – 456 с.
4. Алешин Н.П., Лупачев В.Г. Радиохвильовая дефектоскопия: Справ. пособие. – Мн.: Выш. шк., 1987.
5. Любчик В.Р. Розробка фазового методу вимір відстаней до двох цілей // Вісник ТУП.– 2004. – №4, Ч.1, Том 3,.– С. 108 – 114.
6. Любчик В.Р., Гнатюк О.І. Вимір відстаней до трьох цілей // Вісник ТУП, - №2. – 2005. – С. 95 – 101.
7. Любчик В.Р. Фазочастотна дефектоскопія / В.Р. Любчик,І.І. Чук, О.М. Кілімнік // Вісник ХНУ. – 2008. - № 3. – С. 159 – 163.
8. Любчик В.Р., Горященко К.Л., Троцишин І.В. Математична модель імпульсно-фазового методу визначення неоднорідностей ліній зв'язку// ІХ НТК Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах: Збірник матеріалів конференції (випуск №9(2002)): – Хмельницький, ЧМП „ВІС”, 2002. – стор. 72-75.
9. Горященко К.Л., Любчик В.Р. Аналіз існуючих методів визначення відстаней до декількох неоднорідностей у лініях зв'язку// 6-й міжнародний молодіжний форум «Радиоэлектроника и молодёж в XXI веке»: Сб. научных трудов. Ч. 1. – Харьков: ХНУРЭ, 2003, - С. 247-248.
10. Любчик В. Р., Дем'янюк С. М. Дослідження потенційної точності та швидкодії спектрально-фазового методу вимір відстані // МНТЖ, «Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах», м. Хмельницький, 2003. - №1(23), – стор. 74-80.

11. Дем'янюк С.М., Любчик В.Р. Шляхи покращання характеристик радіолокаційних станцій, що використовуються в охороні кордону // Збірник наукових праць: Матеріали 4-ї міжваівської 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.

12. Любчик В.Р., Дем'янюк С.М. Дослідження потенційної точності та швидкодії спектрально-фазового методу вимір відстані // X НТК Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах: Збірник матеріалів конференції (випуск №10(2003)): – Хмельницький, ПП Ковальський, 2003. – стор. 34-35.

13. Любчик В.Р., Горященко К.Л. Імпульсно-фазовий метод вимір відстані до пошкодження низькочастотних ліній зв'язку// Вісник ТУП,- 2003,- С.196-200

14. Любчик В.Р., Горященко К.Л. Розробка структурної схеми вимірювача відстаней до неоднорідностей на основі імпульсно-фазового методу// Вісник ТУП,- Том 2,- м. Хмельницький, 2003,- С.162-166.

15. Дем'янюк С.М., Любчик В.Р. Шляхи посилення охорони кордону при використанні радіолокаційних станцій з покращеними характеристиками// Матеріали конференції “Нові види озброєнь”,- Типозалежностія НАПВУ, 2003.

16. Любчик В.Р., Моставлюк А.С. Фазові ітераційні методи вимір відстаней// Вісник ТУП, №5 - 2004,- С.163-168.

17. Любчик В.Р., Моставлюк А.С. Фазовий метод вимір відстаней до багатьох об'єктів// Матеріали Першої Міжнародної науково-практичної конференції «Науковий потенціал світу «2004». Том 61, Технічні науки. - м. Дніпропетровськ: Наука і освіта, 2004,- С.18-20.

18. Горященко К.Л., Любчик В.Р., Троцишин І.В. Підхід визначення відстаней до місць пошкоджень електричної лінії. Патент про винахід UA 64142, 16.02.2004, опубл. Бюл. №2, 2004.

19. Шур А.А. Ближний и дальний прием телевидения – М.: Энергия, 1980. – 80 с. С ил. – (Массовая радиобиблиотека; Вып. 1004).
20. Зайдель А.Н. Погрешности измерений физических величин. – Л.: Наука, 1985. – 112 с.
21. Математическая обработка результатов эксперимента, Л. З. Румшицкий. / Главная редакция физико-математической литературы изд-ва “Наука”, 1971. – 192 с.
22. Пантелеев В.Л. Математическая обработка наблюдений. – [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [//http://Infm1.sai.msu.ru/grav/russian/lecture.htm](http://Infm1.sai.msu.ru/grav/russian/lecture.htm) – Назва з екрана.

Додаток А
(довідковий)
Презентація

ХМЕЛЬНИЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Березовчук В.В.

Метод 3D радіолокації

Метою дослідження Метою магістерської роботи є розробка фазових методів контролю цілей у просторі.

Об'єктом дослідження є процес визначення координат цілей у тривимірному просторі.

Предметом дослідження є метод тривимірного визначення координат у просторі.

ЗАВДАННЯ ДОСЛІДЖЕННЯ

1. Провести огляд відомих методів радіолокації, встановити їх переваги та недоліки.
2. Розробити та провести дослідження фазочастотного методу радіолокаційного дослідження у тривимірному просторі.
3. Дослідити методичні помилки розробленого методу визначення координат цілі в тривимірній моделі фазової радіолокації.
4. Розробити функціональну схему вимірювального приладу із застосуванням фазочастотного методу радіолокації.

Наукова новизна одержаних результатів. В роботі є наступні наукові результати:

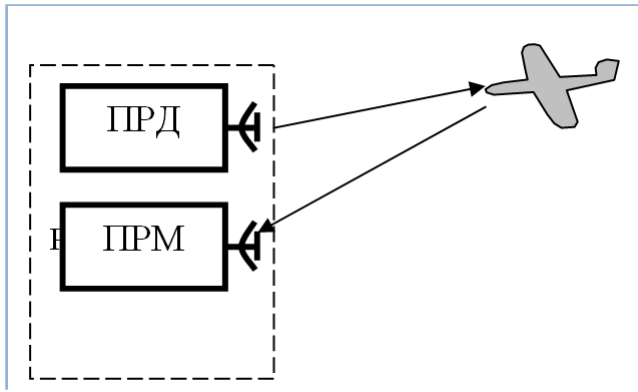
1. Розроблено фазочастотні двовимірну та тривимірну моделі знаходження координат цілей у тривимірному просторі, які полягають у зондуванні простору сферичними радіохвилями хвилями, вимірюванні сигналів відбитих від цілей, розділення їх за допомогою розв'язку рівневі системи та знаходження локалізації цілей.
2. Досліджено методичні помилки вимір координат цілей у тривимірному просторі в залежності від відстані до цілі в діапазоні частот зондуючих сигналів від 0,5 ГГц до 10 ГГц.

Практичне значення одержаних результатів.

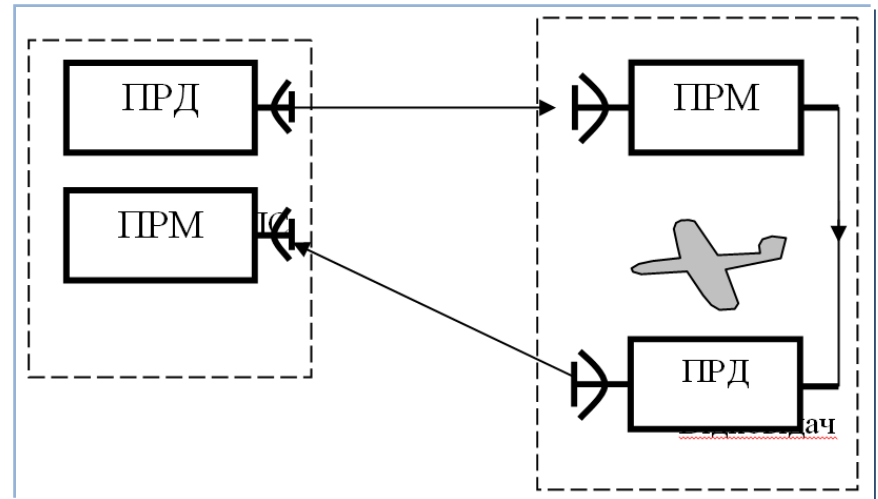
1. Розроблена структура вимірювального приладу, який реалізує метод тривимірного визначення координат цілей.
2. Проведено математичне моделювання роботи методу вимір координат цілей у тривимірному просторі. Отримані залежності дозволяють проводити найкращий вибір параметрів приладу вимірювання за критерієм “точність – час вимірювання”.

ОГЛЯД МЕТОДІВ ТА ЗАСОБІВ РАДІОЛОКАЦІЇ ЦІЛЕЙ

Будь-який радар працює в двох режимах: пасивний, активний



Пасивний режим роботи РЛС



Активний режим роботи РЛС

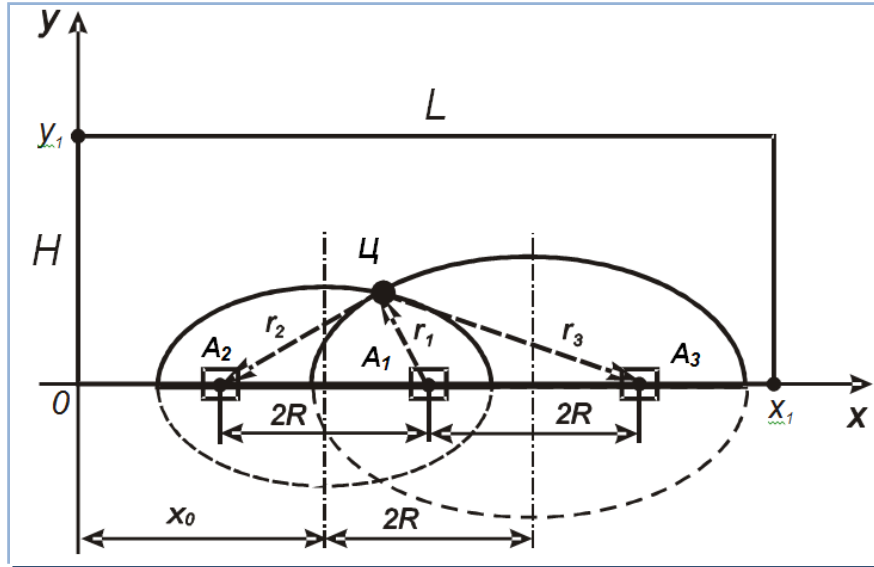
Аналіз існуючих методів вимірювання дальності

	Імпульсний	Частотний	Радіохвильовий (фазовий)
Дальність до об'єкта	$D = \frac{c \cdot t_D}{2}$	$D = \frac{c \cdot T_u}{2} \cdot \frac{\Delta \omega_u}{\Delta \omega}$	$D = \frac{c \cdot \Delta \varphi}{2 \cdot \Omega}$
Мінімальна дальність дії (мертва зона)	$D_{\min} = \frac{c \cdot (\tau_u + t_a)}{2}$	-	-
Межа однозначного відліку дальності	$D_{\max} = \frac{c \cdot T_u}{2}$	$D = \frac{c \cdot T_u}{2}$	$D = \frac{\pi \cdot c}{\Omega}$
Потенційна роздільна здатність по дальності	$\Delta D_{\min} = \frac{c \cdot \tau_u}{2}$	$\Delta D_{\min} = \frac{c \Delta F_\phi}{4 F_m \Delta f_m}$	-

Аналіз існуючих методів вимірювання дальності

Метод	Переваги	Недоліки
Часовий	<ol style="list-style-type: none"> 1. Можливість визначення дальності довільної кількості об'єктів 2. Можливість визначення характеру об'єкта 	<ol style="list-style-type: none"> 1. Роздільна здатність залежить від тривалості імпульсу 2. Із зменшенням тривалості імпульсу зростає згасання імпульсу
Частотний	<ol style="list-style-type: none"> 1. Можливість визначення дальності довільної кількості об'єктів 2. Можливість визначення характеру об'єкта 3. Висока точність вимірювання 	<ol style="list-style-type: none"> 1. Складність технічної реалізації 2. Необхідність забезпечення лінійності модуляції
Фазовий	<ol style="list-style-type: none"> 1. Висока точність вимірювання 2. Використання низькочастотних сигналів 	<ol style="list-style-type: none"> 1. Відсутність роздільної здатності 2. Неможливість визначення характеру цілі

РОЗРОБКА МАТЕМАТИЧНИХ МОДЕЛЕЙ 3D РАДІОЛОКАЦІЇ



Двовимірна задача радіолокації

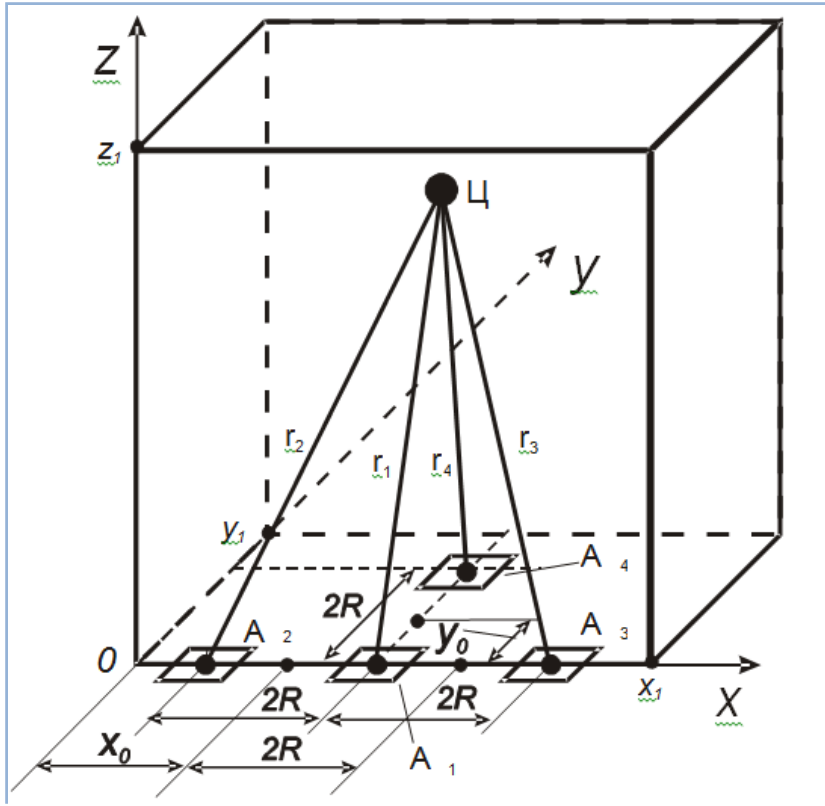
$$\begin{cases} \frac{4(x-x_0)^2}{(r_1+r_2)^2} + \frac{4y^2}{(r_1+r_2)^2 - 4R^2} = 1 \\ \frac{4(x-x_0-2R)^2}{(r_1+r_3)^2} + \frac{4y^2}{(r_1+r_3)^2 - 4R^2} = 1 \end{cases}$$

$$\begin{cases} \frac{4(x-x_0)^2}{r_{12}^2} + \frac{4y^2}{r_{12}^2 - 4R^2} = 1 \\ \frac{4(x-x_0-2R)^2}{r_{13}^2} + \frac{4y^2}{r_{13}^2 - 4R^2} = 1 \end{cases}$$

$$x = \frac{(4x_0 R r_{12} + 4x_0 R r_{13} - r_{12} r_{13}^2 + 8r_{12} R^2 + r_{13} r_{12}^2) R}{4(r_{12} + r_{13})}$$

$$y = \frac{(r_{12} + r_{13}) \sqrt{(4R^2 - r_{13}^2) (64R^4 + 8r_{12} R^2 r_{13} - 4R^2 r_{13}^2 - 20r_{12}^2 R^2 - 2r_{13} r_{12}^3 + r_{13}^2 r_{12}^2 + r_{12}^4)}}{4R}$$

РОЗРОБКА МАТЕМАТИЧНИХ МОДЕЛЕЙ 3D РАДІОЛОКАЦІЇ



Тривимірна задача радіолокації

$$\begin{cases} \frac{4(x-x_0)^2}{(r_1+r_2)^2} + \frac{4y^2}{(r_1+r_2)^2 - 4R^2} + \frac{4z^2}{(r_1+r_2)^2 - 4R^2} = 1 \\ \frac{4(x-x_0-2R)^2}{(r_1+r_3)^2} + \frac{4y^2}{(r_1+r_3)^2 - 4R^2} + \frac{4z^2}{(r_1+r_3)^2 - 4R^2} = 1 \\ \frac{4(x-x_0-R)^2}{(r_1+r_4)^2 - 4R^2} + \frac{4(y-y_0)^2}{(r_1+r_4)^2} + \frac{4z^2}{(r_1+r_4)^2 - 4R^2} = 1 \end{cases}$$

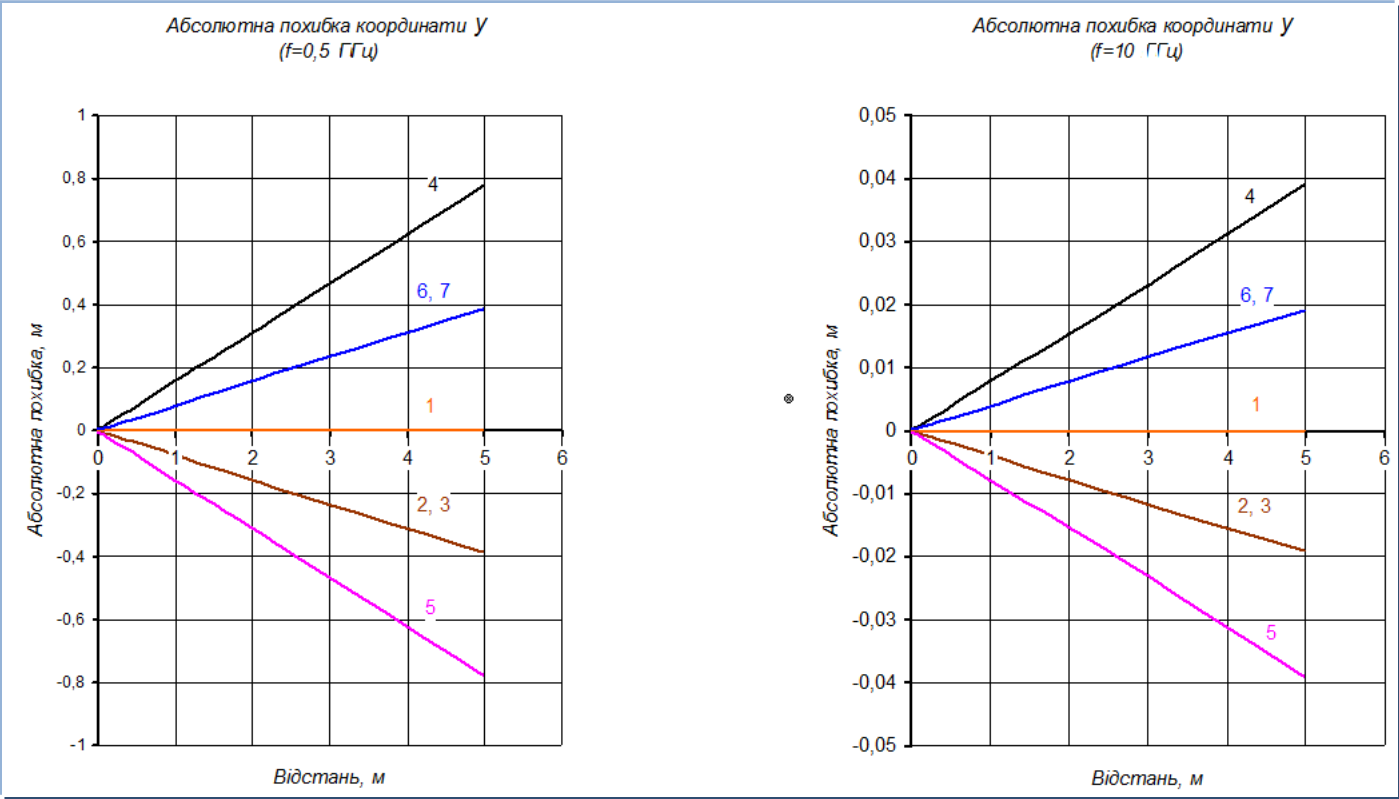
$$\begin{cases} \frac{4(x-x_0)^2}{r_{12}^2} + \frac{4y^2}{r_{12}^2 - 4R^2} + \frac{4z^2}{r_{12}^2 - 4R^2} = 1 \\ \frac{4(x-x_0-2R)^2}{r_{13}^2} + \frac{4y^2}{r_{13}^2 - 4R^2} + \frac{4z^2}{r_{13}^2 - 4R^2} = 1 \\ \frac{4(x-x_0-R)^2}{r_{14}^2 - 4R^2} + \frac{4(y-y_0)^2}{r_{14}^2} + \frac{4z^2}{r_{14}^2 - 4R^2} = 1 \end{cases}$$

$$x = \frac{R(4x_0Rr_{12} + 4x_0Rr_{13} + 8r_{12}R^2 + r_{13}r_{12}^2 - r_{12}r_{13}^2)}{4(r_{12} + r_{13})}$$

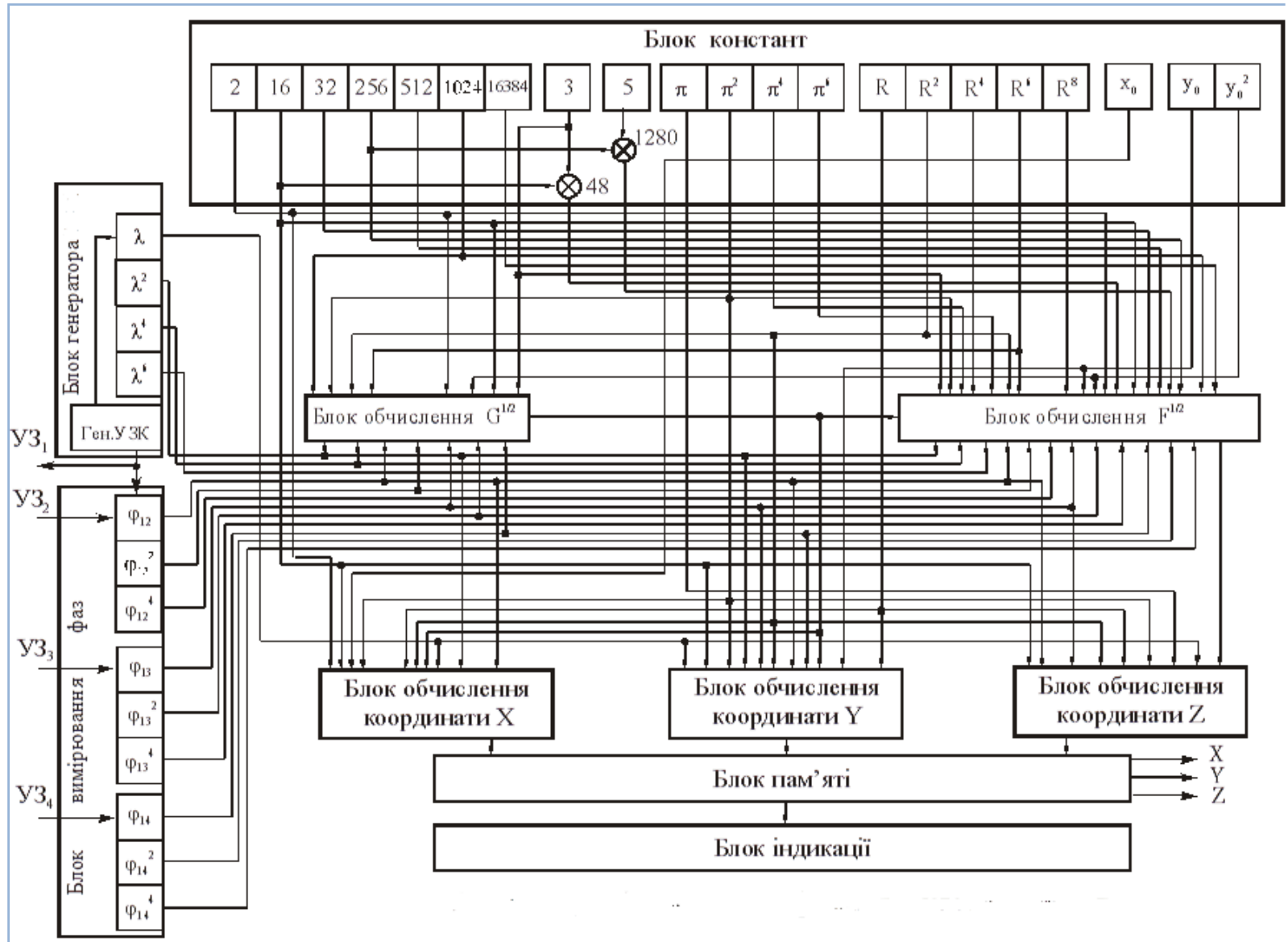
$$y = \frac{r_{12} + r_{13}}{4R^2} (4r_{12}R^2y_0 - r_{12}r_{14}^2y_0 + 4y_0R^2r_{13} - y_0r_{14}^2r_{13} + r_{14}\sqrt{\Omega})$$

$$z = \frac{r_{12} + r_{13}}{4R^2\sqrt{S}}$$

Дослідження методичних помилок тривимірної моделі радіолокації



Практична реалізація радіосистеми тривимірної моделі радіолокації



ОСНОВНІ ВИСНОВКИ ПО РОБОТІ

В результаті теоретичного та експериментального дослідження роботи сертифікованої магістерської роботи отримано наступні науково-практичні результати:

1. Проаналізовано основні існуючі методи фізичної радіолокації. Безперечно, що проникаючі поля, випромінювання та речовина можуть бути використані для ідентифікації цілей, що дозволяє їм отримувати інформацію про якість досліджуваних матеріалів та предметів. Для того, щоб ідентифікувати ціль за допомогою методу коливального процесу, виділяють такі неруйнівні методи контролю: амплітуда, фаза, амплітудна фаза, частотна фаза, час, резонанс. Оскільки дефекти деталей, виробів та матеріалів відрізняються один від одного і мають велику кількість різних параметрів, універсального методу та засобів виявлення не існує. Дослідження методів вимірювання відстані показують, що вони мають високу точність і роздільну здатність порівняно з іншими методами.
2. Встановили двовимірну та тривимірну математичні моделі фазового радара та отримали аналітичні співвідношення для визначення координат цілі на основі загального зсуву значень фази (пропорційно відстані до цілі).

3. Щоб зменшити похибку при визначенні цільової координати, цільова координата розташована на одній лінії між передавачем і приймачем електромагнітних коливань. У фазовому РЛС необхідно вжити інших заходів, наприклад, зміни положення вимірювальної головки.

-У міру збільшення частоти сигналу виявлення підвищується чутливість фазочастотного радіолокаційного методу.

-Відносна похибка визначення координат залежить від похибки вимірюваної відстані до цілі. На невеликій відстані від цілі похибка, що відповідає довжині хвилі радіохвилі, дуже велика. На відстані, набагато більшій за довжину хвилі, вона зменшується і приймає майже постійне значення.

4. Проведено експериментальне дослідження і визначено, що за визначенням усієї часової координати вимірюються швидкість проходження електромагнітних хвиль у вимірюваному об'єкті.

5. Розроблено загальну структуру радіолокатора, який складається з таких модулів: модуль генератора, модуль вимірювання значень фази, модуль постійної дії, модуль обчислення координат X, Y, Z та модуль індикатора. Безперечно, що оскільки для обчислення координат цілі, що підлягає обробці, при обробці цілі в дефектоскопі необхідна велика кількість інформації, необхідно використовувати мікропроцесорну технологію на основі елементів з високою інтеграцією та швидкістю, що покращить Технічні та економічні показники та зменшення часу вимірювання.

6. Визначено, що коли є кілька цілей, їх координати потрібно визначати послідовно. Проблема визначення координат кількох цілей одночасно вимагає більш глибоких теоретичних та експериментальних досліджень.

Додаток Б
(довідковий)
Апробація роботи

**МЕТОДИ ВИЯВЛЕННЯ ТА ВИЗНАЧЕННЯ ДАЛЬНОСТІ АВТОМАТИЗОВАНИМИ СИСТЕМАМИ
КЕРУВАННЯ ЛІТАЛЬНИМИ АПАРАТАМИ**

В статті наведено дослідження методів вимірювання дальності, які здійснюються автоматизованими системами керування літальними апаратами. Представлені результати дослідження, встановлюють, що методи вимірювання дальності для автоматизації процесів керування літальними апаратами відрізняються між собою та характеризуються великою кількістю різноманітних параметрів, в зв'язку з чим не існує одного універсального методу та засобу для їх виявлення. Для виявлення цілей за допомогою систем автоматизації процесів керування літальними апаратами, що ґрунтуються на використанні коливальних процесів по первинному інформативному параметру виділяються такі методи вимірювання дальності, як амплітудний, фазовий, амплітудно-фазовий, частотно-фазовий, часовий та резонансний.

Ключові слова: автоматизована система керування літальними апаратами, методи вимірювання дальності, радіолокатор, радіолокаційна станція.

Y. V. FORKUN, D.A. MAKARYSHKIN, V.V. BEREZOVCHUK, A.M. PALEVSKI
Khmelnytsky national university

**METHODS OF DETECTION AND DETERMINATION OF RANGE BY AUTOMATED AIRCRAFT CONTROL
SYSTEMS**

The paper presents a study of methods for measuring range, which are carried out by automated aircraft control systems. The results of the study show that the methods of measuring range for automation of aircraft control processes differ from each other and are characterized by a large number of different parameters, so there is no one universal method and means for their detection. The analysis of methods for measuring the range of automation systems for aircraft control processes showed that electromagnetic fields are used to identify targets, which provide information about the characteristics of the studied control objects. To identify targets with the help of aircraft control automation systems based on the use of oscillating processes on the primary informative parameter, such methods of measuring range as amplitude, phase, amplitude-phase, frequency-phase, time and resonance are distinguished.

According to the problem different methods of distance measurement are used. A significant disadvantage of most methods is the low measurement accuracy, and only the multiscale phase method has a higher measurement accuracy. The only significant disadvantage of the phase method is that due to the overlap of signals reflected from multiple objects, cosine signals of the same frequency are superimposed, so there is a complete lack of resolution. These mathematical transformations establish how to find the phase shift between two harmonic signals reflected from two measurement targets, but to find the distances it is necessary to know the phase shift of each signal.

Key words: automated aircraft control system, range measurement methods, radar, radar station.

Вступ

Будь-який радіолокатор систем автоматизації процесів керування літальними апаратами працює в трьох режимах: пасивний, активний та вибір рухомих цілей. Пасивний режим означає, що сигнал, що приймається радіолокаційним приймачем системи автоматизації процесів керування літальними апаратами, формується в результаті відбиття (розсіювання) цілі електромагнітного коливання, що випромінюється радіолокаційною антеною і випромінюється до цілі (рис. 1) [1].

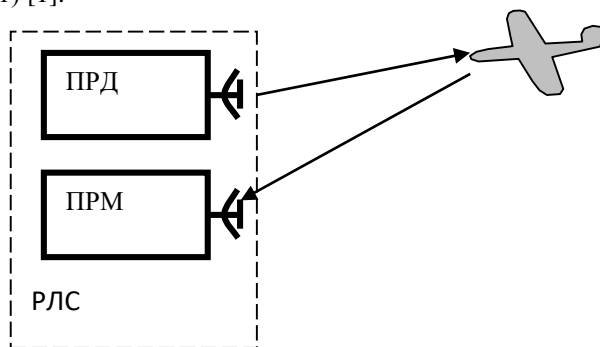


Рис 1. Пасивний режим роботи аеродромної РЛС

На відміну від пасивного режиму, в активному режимі передавач основного каналу радіолокатора систем автоматизації процесів керування літальними апаратами не генерує жодного імпульсу, але генерує пакет кодів, який є запитом до реагуючого апарату літака. У приймачі основного каналу парні відштовхувальні імпульси декодуються, перетворюються в єдиний імпульс і потім подаються в звичайний пасивний блок (рис. 2).

Робота пристрою передачі систем автоматизації процесів керування літальними апаратами основного каналу в режимі SRC подібна до роботи в пасивному режимі. Різниця полягає у зміні швидкості повторення та тривалості імпульсів модуляції та детектування. Метод когерентного імпульсу з внутрішньою псевдокогерентністю використовується для вибору рухомих цілей. У відповідному блоці реалізується оцінка зміни фазового значення прийнятого сигналу протягом періоду повторення імпульсу. Однак режим SRC не може виміряти радіальну швидкість літака, оскільки доплерівський зсув протягом тривалості імпульсу виявлення практично неможливо виміряти з необхідною точністю.

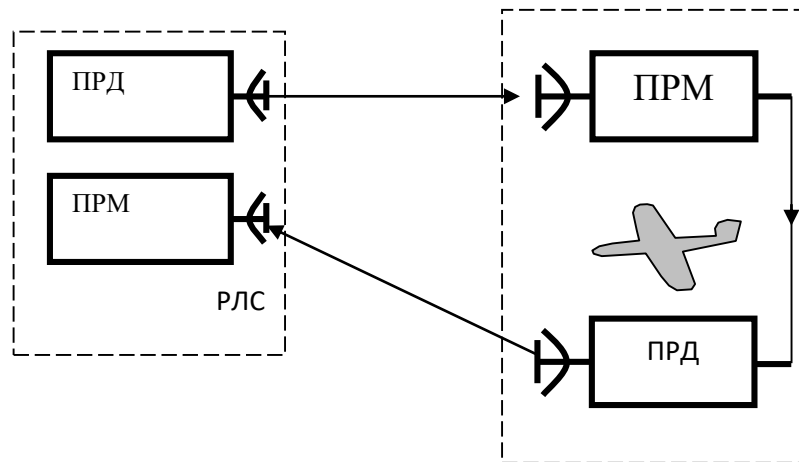


Рис 2. Активний режим роботи аеродромної РЛС

Аналіз останніх досліджень та публікацій.

Всі відомі системи радіолокаційного спостереження в автоматизації процесів керування літальними апаратами у районах аеропортів призначені для вимірювання радіальної швидкості літаків. Це їх істотний недолік, оскільки час між виявленнями в одному напрямку становить 4-6 секунд. У цей період, коли швидкість літака становить 400 км / год, літак може змінити своє положення на 444 - 667 м, а коли швидкість літака - 500 км / год, його можна змінити на 555 - 833 м. В обох випадках відстань, яку пролітає літак, дуже велика, і якщо два літаки перебувають на цих відстанях, не знаючи векторного сегмента швидкості літака, неможливо передбачити можливість небезпечної ситуації. Більше того, незважаючи на відповідну систему попередження про радіо зіткнення на борту літака, додатковий контроль диспетчера може бути корисним.

Через очевидні помилки вимірювання частоти блок вимірювання зсуву частоти Доплера не використовується при побудові радарів для обстеження аеропортів. Отже, оскільки тривалість зондового імпульсу становить одиничні порядки величини або від одного до декількох десятків нс, несуча частота становить приблизно один-два ГГц. У цьому випадку похибка вимірювання частоти традиційними методами велика [34].

Поєднуючи вищезазначену ситуацію, завданнями для подальшої роботи є:

1. Аналіз відомих методів далекомірів, що використовуються в радарних системах автоматизації процесів керування літальними апаратами, приділяючи особливу увагу методу побудови далекомірів.
2. Вивчіть точність та роздільну здатність передових методів для вимірювання координат.
3. Розробити імітаційні математичні моделі, алгоритми комп'ютерних програм та математично моделювати процес визначення координат у разі визначення цілей та характеристик далекомірної системи та її алгоритму.
4. Використати вимірювання відстані щоб розробити структурну схему радіолокаційної системи та автоматизованої системи керування літальними апаратами.

Виклад основного матеріалу дослідження.

Радіолокатори систем автоматизації процесів керування літальними апаратами у пасивному режимі виконують дві основні функції: вимірювання відстані до та вимірювання азимуту, і якщо вимірювання азимуту залежить від ширини діаграми спрямованості випромінюючої антени, швидкості повороту антени тощо, тоді вимірювання відстані до залежить від застосовуваних методів дальнометрії.

У всіх радіодальномірах відстань до цілі R визначається часом запізнення у часі відбитого сигналу: $t_R = 2R/c$, де c - швидкість проходження радіохвилі.

Вимірявши цей час, можна визначити відстань до цілі $R = 0,5ct_R$ з миттєвою відносною похибкою:

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta c}{c} + \frac{\Delta t_R}{t_R} . \quad (1)$$

Припускаючи, що $\frac{\Delta R}{R}$ та Δt_R випадкові і незалежні величини, знаходять відносну точність радіодальноміра:

$$\frac{\sigma_R}{R} = \sqrt{\left(\frac{\sigma_c}{c}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_{t_R}}{t_R}\right)^2}. \quad (2)$$

Дисперсія σ_c^2 обумовлена точністю, з якою відома швидкість проходження радіохвилі і її непостійністю вздовж траси. Точність визначення швидкості радіохвилі c складає $\sigma_c/c = 10^{-9}$. Але в атмосфері $\sigma_c/c = 10^{-4} \dots 10^{-6}$, тому навіть за відсутності апаратних помилок гранична точність вимір відстані до залежить від того, наскільки точно відоме значення C , а також можливості врахування

Фазовий метод далекометрії дозволяє вимірювати відстань до на несущій значенню частоти ω_0 . [3] Зондувальним сигналом є неперервне гармонійне коливання яке має вигляд:

$$s_1(t) = U_{m1} \cos \varphi_1 = U_{m1} \cos(\Omega_m t + \varphi_{01}), \quad (3)$$

де Ω_m - кутова частота сигналу масштабної частоти, в найпростішому разі $\Omega_m = \omega_0$.

Відбитий сигнали має вигляд:

$$s_2(t) = U_{m2} \cos \varphi_2 = U_{m2} \cos(\Omega_m (t - t_R) + \varphi_{01} + \varphi_{an} + \varphi_{\text{відб}}), \quad (4)$$

де U_{m1} , U_{m2} - значення амплітуди сигналів;

φ_1 , φ_2 - миттєві значення фази сигналів;

φ_{01} - початкове значення фази;

φ_{an} - зсув фази в апаратурі радіодальноміра;

$\varphi_{\text{відб}}$ - зсув значень фази при відбитті сигналу від об'єкту.

За допомогою фазометра визначають фазову різницю φ_Δ опорного (зондувального) і відбитого сигналів:

$$R = \frac{c(\varphi_\Delta + \varphi_{an} + \varphi_{\text{відб}})}{2\Omega_m}. \quad (5)$$

Зсув фаз φ_{an} можна виключити шляхом калібрування, вимірюючи Зсув фаз прямого проходження сигналу через тракти передавача і приймача. Зміни значень фази при відбитті сигналу $\varphi_{\text{відб}}$ сильно означають на точність, тому як при відбитті від металів і діелектриків $\varphi_{\text{відб}}$ змінюється на 180° . Тому зазвичай обирають $\Omega_m < \omega_0$ і працюють в режимі модуляції сигналу радіочастоти. В такому разі, величиною $\varphi_{\text{відб}}$ можна знехтувати і рівняння виміру приймає вигляд [2, 3]:

$$R = \frac{c}{2\Omega_m} \varphi_\Delta = M_\varphi \varphi_\Delta, \quad (6)$$

де $M_\varphi = \frac{c}{2\Omega_m} = \frac{\lambda}{4\pi}$ - масштабний коефіцієнт ($\lambda = \frac{c}{F_m}$).

Точність виміру відстані до фазовим способом має залежність:

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta M_\varphi}{M_\varphi} + \frac{\Delta \varphi_\Delta}{\varphi_\Delta}, \quad (7)$$

враховуючи незалежність ΔM_φ і $\Delta \varphi_\Delta$:

$$\sigma_R = \sqrt{\varphi_\Delta^2 \sigma_M^2 + M_\varphi^2 \sigma_\varphi^2}, \quad (8)$$

де σ_M^2 і σ_φ^2 - дисперсії зміни масштабного коефіцієнту і зміни значень фази відповідно.

Багатошкальні методи в основному застосовують в радіолокації, радіонавігації, геодезії. Багатошкальний метод полягає в тому, що з його допомогою додаткового вимір на грубішій шкалі, що відповідає нижчій значенню частоти тестового сигналу ω_H , визначають число цілих циклів зміни фазового зсуву n . Значення ω_H повинно забезпечувати однозначний результат вимірювання, тобто задовольняється умова $\varphi_H = \omega_H \tau_H < 2\pi$; де τ_H - час затримки сигналу з частотою ω_H ; φ_H - Зсув фаз в межах сигналу з частотою ω_H . Потім визначають результат вимір за виразом:

$$\tau_\phi = \frac{(n + \varphi_B / 2\pi)}{f_B}. \quad (9)$$

де φ_B - вимірюване значення фазового зсуву $0 \leq \varphi_B \leq 2\pi$ на заданій значенню частоти f_B . Число n краще знайти з умови:

$$n = \left[\frac{\varphi_H \omega_B}{2\pi \omega_H} \right]^+. \quad (10)$$

де $[Y]^+$ - ціла частина числа Y .

Частотні методи виміру відстані до цілей ґрунтуються на використанні неперервного сигналу з частотною модуляцією за симетричним або несиметричним законом. При лінійному законі ЧМ (рис. 3) через запізнення відбитого сигналу на час t_R , миттєва різниця частоти сигналів випроміненого f_1 і прийнятого f_2 дорівнює $F_6 = f_1(t) - f_2(t) = \left(\frac{\partial f(t)}{\partial t} \right) t_R$. Внаслідок того, що передавач і приймач радіолокатора систем автоматизації процесів керування літальними апаратами мають обмежені діапазони частот, на практиці застосовують періодичні закони модуляції ЧМ [3].

Основне рівняння частотного радіолокатора систем автоматизації процесів керування літальними апаратами має вигляд [3]:

$$R = \frac{v_x \cdot F_6}{4\Delta f \cdot F_M}. \quad (11)$$

Структура частотного радіолокатора-висотоміра систем автоматизації процесів керування літальними апаратами представлена на рисунку 4.

Особливістю частотних радіолокаторів систем автоматизації процесів керування літальними апаратами є дискретний характер залежності вимірюваної відстані до R_B від фактичної R_ϕ . Тому як спектр сигналу биттів складається з частотних компонент кратних значенню частоти модуляції. Тому як найменша частота биттів $F_{6 \min} = F_M$, то мінімальна відстань до яку можна виміряти [3]:

$$R_{\min} = \frac{v_x}{4\Delta f}. \quad (12)$$

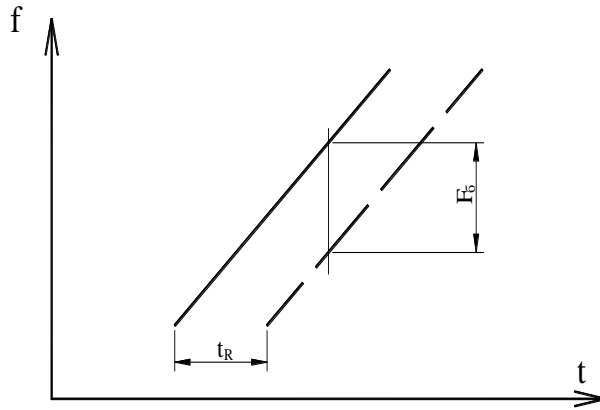


Рис. 3 - Принцип частотного методу виміру дальності

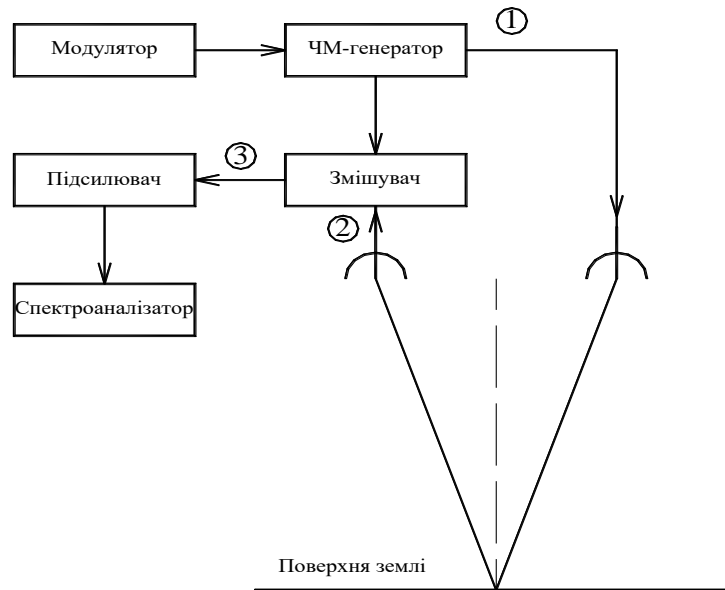


Рис.4 Структура частотного радіолокатора-висотоміра систем автоматизації процесів керування літальними апаратами

Із зростанням R в спектрі сигналу биттів послідовно з'являються частоти $2F_M$, $3F_M$ і т. д., тому частота биттів змінюється на F_M , а відстань до на $\Delta R = R_{\min}$. Отже, для підвищення точності вимір відстані до необхідно збільшувати девіацію частоти Δf .

Точність виміру відстані до частотним способом можна знайти за виразом [4]:

$$\sigma_R = \sqrt{F_B^2 \sigma_M^2 + M_F^2 \sigma_F^2}, \quad (13)$$

де $M_F = \frac{v_x}{4\Delta f \cdot F_M}$ - масштабний коефіцієнт. В частотних дальномірах значення M_F задають постійним,

шляхом стабілізації F_M та Δf . Тоді $\sigma_R = M_F \cdot \sigma_F$.

Серед усіх методів радіолокаційного дослідження часові методи із визначенням часової затримки є найбільш простими [3]. Серед переваг даних методів є наочність та простота визначення дальності. Суть методу полягає у визначенні часової затримки імпульсної зондувальної послідовності, яка є пропорційною подвоєній відстані до об'єкту. Для зондування застосовують імпульсні сигнали тривалістю τ та періодом повторення T_{Π} .

Враховуючи різну швидкість проходження електромагнітних хвиль в різних середовищах v_x та час затримки сигналу відбитого від i -го об'єкту τ_i , відстань до до цілей визначається із виразу:

$$D_i = \frac{v_x \tau_i}{2}. \quad (14)$$

При проходженні прямокутних імпульсів по колам передавача, середовищу, колам приймача, їхня форма спотворюється і стає відмінною від прямокутної. Це пояснюється змінною їх частотного спектру відповідно до частотних характеристик електронних кіл та середовища, а також частотною дисперсією середовища. Внаслідок цього форма імпульсів із прямокутною перетворюється на форму близьку до Гаусівського імпульсу. В такому разі важко визначити початок імпульсу та його тривалість. Отже, розрізнення імпульсів, що прийшли від різних цілей або цілей можливе якщо можливе розрізнення мінімальної затримки часу Δt_{\min} . Відомо, що для радіоімпульсів однакової амплітуди, розрізнення за дальністю визначається тривалістю радіоімпульсу $\tau_{0.5}$ на рівні 0.5 від максимальної амплітуди, тобто $\Delta t_{\min} = \tau_{0.5}$, звідки:

$$D_{\min} = \frac{v_x \tau_{0.5}}{2} \quad (15)$$

З метою зменшення габаритів приймальної та передавальної антен, зондувальні імпульси модулюють високочастотним гармонійним сигналом (рис. 5).

Із збільшенням відношення сигнал / шум точність вимірювання часового інтервалу покращується. Для досягнення цієї вимоги потрібно збільшити енергію сигналу виявлення, що, в свою чергу, призводить до необхідності збільшення амплітуди імпульсу, що не завжди можливо. Крім того, чим вища частота сигналу модуляції, тим вища точність і роздільна здатність вимірювання відстані.

Для підвищення точності та роздільної здатності протягом останніх десятиліть використовувались надширокопasmові (НШС) сигнали виявлення. Однією з характеристик цього сигналу є те, що він займає ефективний діапазон частот спектра сигналу. Як правило, спектр частот сигналу НШС займає смугу частот від декількох сотень мегагерц до декількох гігагерц. Такий широкий діапазон частот сигналу дозволяє отримувати інформацію про об'єкти в трьох смугах частот. По-перше, коли довжина хвилі сигналу виявлення перевищує розмір цілі (діапазон частот Релея). По-друге, коли довжина хвилі пропорційна розміру цілі (резонансний діапазон частот). По-третє, коли довжина хвилі менше цільового розміру (високочастотний діапазон) [2, 3].

Інформативні властивості сигналу, що вкладаються у розрізняльну спроможність виражаються числом спектральних ліній в складі його спектру. Наприклад, для розрізнення двох цілей ($Q = 2$) за допомогою радіосигналу, необхідно мінімум п'ять спектральних ліній [5].

У радарях, радіонавігації, ехолотах систем автоматизації процесів керування літальними апаратами безконтактний метод вимірювання відстані також може бути використаний для визначення координат цілей при виявленні дефектів, діагностиці радіохвиль та неруйнівних випробувань.

Відповідно до вирішуваної задачі використовуються різні методи вимірювання відстані. У таблиці 1 наведено порівняльні характеристики імпульсного, частотного та фазового методів вимірювання відстані. Суттєвим недоліком більшості методів є низька точність вимірювання, і лише багатомасштабний фазовий метод має вищу точність вимірювання. Єдиним суттєвим недоліком фазового методу є те, що внаслідок накладення сигналів, відбитих від безлічі об'єктів, косинусні сигнали однакової частоти накладаються, тому роздільної здатності повністю бракує.

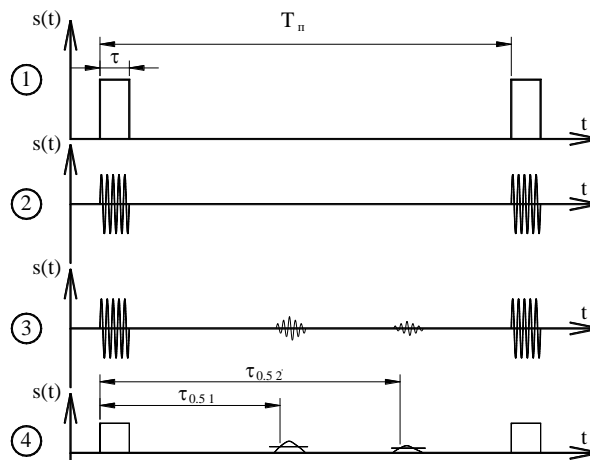


Рис. 5 Імпульсний методи визначення відстані до об'єктів

Відповідно до вирішуваної задачі використовуються різні методи вимірювання відстані. У таблиці 1 наведено порівняльні характеристики імпульсного, частотного та фазового методів вимірювання відстані. Суттєвим недоліком більшості методів є низька точність вимірювання, і лише багатомасштабний фазовий метод має вищу точність вимірювання. Єдиним суттєвим недоліком фазового методу є те, що внаслідок накладення сигналів,

відбитих від безлічі об'єктів, косинусні сигнали однакової частоти накладаються, тому роздільної здатності повністю бракує.

Таблиця 1

Порівняльні характеристики методів вимірювання відстані

Метод	Переваги	Недоліки
Часовий	1. Можливість визначення відстаней до довільної кількості об'єктів керування 2. Можливість визначення характеру об'єкта керування	1. Розрізнявальна спроможність залежить від тривалості імпульсу 2. Із зменшенням тривалості імпульсу зростає згасання імпульсу
Частотний	1. Можливість визначення відстаней до довільної кількості об'єктів керування 2. Можливість визначення характеру об'єкта керування 3. Висока точність вимірювання	1. Складність технічної реалізації 2. Необхідність забезпечення лінійності модуляції
Фазовий	1. Визначення характеру об'єкта керування 2. Висока точність вимірювання 3. Використання низькочастотних сигналів	1. Відсутність розрізнявальної спроможності 2. Неможливість визначення характеру неоднорідності

Приведені математичні перетворення встановлюють, як можна знайти зсув фаз між двома, відбитими від двох цілей вимірювання, гармонійними сигналами, але для знаходження відстаней необхідно знати зрушення фаз кожного сигналу. Для цього доцільно застосувати теорему синусів та розв'язати систему рівнянь.

Висновки

1. В результаті дослідження методів вимірювання дальності для автоматизації процесів керування літальними апаратами виявлено, що об'єкти керування відрізняються між собою та характеризуються великою кількістю різноманітних параметрів, в зв'язку з чим не існує одного універсального методу та засобу для їх виявлення.

2. Аналіз методів вимірювання дальності систем автоматизації процесів керування літальними апаратами показав, що для виявлення цілей використовують електромагнітні поля, завдяки яким отримують інформацію про характеристики досліджуваних об'єктів керування.

3. Для виявлення цілей за допомогою систем автоматизації процесів керування літальними апаратами, що ґрунтуються на використанні коливальних процесів по первинному інформативному параметру можна виділити наступні методи вимірювання дальності: амплітудний, фазовий, амплітудно-фазовий, частотно-фазовий, часовий, резонансний.

Література

1. 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.
2. Справочник по основам радиолокационной техники. Под ред. В.В.Дружинина. - М. Воениздат, 1987. - 768 с.
3. Теоретические основы радиолокации. Под ред. Ширмана Я.Д. Учебное пособие для вузов. М., изд-во "Советское радио", 1970, стр. 560.
4. Бакулев П.А. Радиолокационные и радионавигационные системы. / П.А. Бакулев, А.А. Сосновский. – М. : Радио и связь, 1994. – 296 с.
5. Астанин Л.Ю. Основы сверхширокополосных радиолокационных измерений / Л.Ю. Астанин, А.А. Костылев. – М. : Радио и связь, 1989. – 192 с.

Reference

1. Spravochnik po radiolokatsii. Pod red. M.Skolnika. S 74 Nyu-York. 1970. Per. s angl. (v chetyreh tomah) pod obschey red. K.N.Trofimova. Tom 1. Osnovy radiolokatsii. Pod red. Ya.S.Itshoki. - M. Sov.radio, 1976. 456 s.
2. Spravochnik po osnovam radiolokatsionnoy tehniki. Pod red. V.V.Druzhinina. - M. Voenizdat, 1987. - 768 s.
3. Teoreticheskie osnovyi radiolokatsii. Pod red. Shirmana Ya.D. Uchebnoe posobie dlya vuzov. M., izd-vo "Sovetskoe radio", 1970, str. 560.
4. Bakulev P.A. Radiolokatsionnyie i radionavigatsionnyie sistemyi. / P.A. Bakulev, A.A. Sosnovskiy. – M. : Radio i svyaz, 1994. – 296 s.
5. Astanin L.Yu. Osnovyi sverhshirokopolosnyih radiolokatsionnyih izmereniy / L.Yu. Astanin, A.A. Kostyilev. – M. : Radio i svyaz, 1989. – 192 s.

Завідувачу кафедри телекомунікацій та
радіотехніки
д.т.н., професору Бойку Ю.М.
здобувача вищої освіти
Березовчук В.В.
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 59.0%

Словари проверки: en_US, ru_RU, ua_UA. Ошибок в документах: 8%

ID: 84078 Назва: Метод 3D-радіолокації Додано в БД: 2020-12-11 Автори: Березовчук Вікторія Вікторівна Руководителі: Макаршикін Денис Анатолійович Консультанти: Опоненти: Корещька Людмила Олександрівна	Документ		Суммарное совпадение по Базе Данных	
	Символы	Лексемы	Символы	Лексемы
	62616	577	37066 (59%)	365 (63%)

ID	Описание	Наличие плагиата в документе	
		Символы	Лексемы
		83116	36891 (59.0%)



Ім'я користувача:
Kafedra telekom_radiotechniki

ID перевірки:
1005456078

Дата перевірки:
14.12.2020 19:38:53 EET

Тип перевірки:
Doc vs Internet + Library

Дата звіту:
14.12.2020 19:53:47 EET

ID користувача:
100005656

Назва документа: Березовчук В.В. _Трм-19-2 (1)

Кількість сторінок: 78 Кількість слів: 11502 Кількість символів: 80708 Розмір файлу: 2.18 MB ID файлу: 1005745974

7.48% Схожість

Найбільша схожість: 2.36% з джерелом з Бібліотеки (ID файлу: 1005745090)

5.73% Джерела з Інтернету 346 Сторінка 80

2.57% Джерела з Бібліотеки 40 Сторінка 82

0% Цитат

Вилучення цитат вимкнене

Вилучення списку бібліографічних посилань вимкнене

78.1% Вилучень

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

Немає вилучених Інтернет-джерел

78.1% Вилученого тексту з Бібліотеки 1 Сторінка 82

Модифікації

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

Замінені символи 58

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 3D-радіолокації

Автор: Березовчук Вікторія Вікторівна

Спеціальність: 172 Телекомунікації та радіотехніка

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

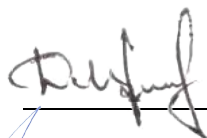
Після аналізу звіту подібності зроблено такий висновок:

№	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 7.48%, 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.

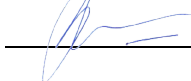
«14» грудня 2020 р.

Науковий керівник



Макаришкін Д.А.

Завідувач кафедрою ТР



Бойко Ю.М.

РЕЦЕНЗІЯ

на дипломну роботу ст. гр. ТРМ-19-1 Гонтара Віталія Олександровича
«ТЕОРЕТИКО-ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ МЕТОДИ РОЗРАХУНКУ
НА МІЦНІСТЬ ЕЛЕМЕНТІВ ЕЛЕКТРОННОЇ АПАРАТУРИ»,
другий освітній рівень (магістр), спеціальність 172 – Телекомунікації та радіотехніка

Тема дипломної роботи Гонтара В.О. відповідає спеціальності, а зміст роботи – затвердженій темі та технічному завданню. Схвально, що у роботі використаний міждисциплінарний підхід, який полягає у широкому застосуванні методів оцінювання міцності і фізико-механічних характеристик, що безпосередньо стосується надійності РЕА. У роботі здійснена спроба узагальнити напрацювання вчених наукової школи проф. Ройзмана, що діє у Хмельницькому національному університеті, і удосконалити їх результати, отримавши нові наукові знання і практичні результати.

Актуальність. Проблема міцності радіотехнічної і телекомунікаційної апаратури є завжди актуальною. Оскільки умови експлуатації сучасних електронних систем стають все жорсткішими: збільшуються перепади атмосферного тиску (літаки, дрони), збільшуються статичні і динамічні силові навантаження (рухомі мобільні об'єкти), методи розрахунку на міцність елементів такої апаратури потребують удосконалення. Слід зауважити, що традиційно склалося, що під час проектування електронної апаратури більшість уваги приділялось радіотехнічній надійності елементів. Між тим значна кількість елементів, зокрема компаундованих, виходить з ладу через механічні поломки. Руйнування їх конструкції викликано тисками і напруженнями, що виникають на контакті різнорідних матеріалів, що є складовими конструкції.

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 разом з вченими (Ройзман В.П., Ковтун І.І., Петрашук С.А.). Автор особисто, а також у колективі дослідників отримав наукові результати, які складають наукову цінність у галузі телекомунікацій і радіотехніки, оскільки стосуються оцінювання міцності електронних виробів, а також практичні методики розрахунку.

Практична цінність. Цінність викладених у роботі результатів для практики полягає у практичному застосуванні розроблених методів і методик для едослідження механічних напружень у виробах РЕА, оцінюванні їх міцності і практичних рекомендацій щодо проектування і їх виготовлення для отримання РЕА з вищими показниками міцнісної надійності.

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 елементів РЕА, для яких будуть справедливі результати, отримані в роботі, оскільки технології виробництва дуже стрімко змінюються і набувають нових форм.

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

телекомунікацій та комп'ютерно-інтегрованих технологій

Хмельницького національного університету,

канд. техн. наук, доц.



Корецька Л.О.