

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

В.О. Чмельов, П.Ю. Катін

РАДІОЛОКАЦІЙНІ СИСТЕМИ ЛАБОРАТОРНИЙ ПРАКТИКУМ

Навчальний посібник

Рекомендовано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського
як навчальний посібник для здобувачів ступеня бакалавра за освітньою
програмою «Радіотехнічні комп'ютеризовані системи»
спеціальності 172 «Електронні комунікації та радіотехніка»

Електронне мережне навчальне видання

Київ
КПІ ім. Ігоря Сікорського
2023

Рецензенти

Сушко О.Ю., PhD техн. наук, доц. кафедри радіоінженерії, РТФ,
Національний технічний університет України «Київський
політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

Відповідальний редактор *Жук С.Я.*, докт. техн. наук, проф.

*Гриф надано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського
(протокол № 5 від 23.02.2023 р.)
за поданням Вченої ради радіотехнічного факультету
(протокол № 01/2023 від 30.01.2023 р.)*

Навчальний посібник містить методичні рекомендації щодо виконання досліджень та завдань при проведенні лабораторних робіт, які передбачені в рамках вивчення дисципліни «Радіолокаційні системи». В посібнику представлені теоретичні матеріали для розуміння явищ та процесів, які досліджуються в при виконанні лабораторної роботи, завдання дослідження та порядок проведення лабораторної роботи. Надані рекомендації щодо оформлення результатів дослідження, форма та орієнтовна структура звіту про виконані лабораторні дослідження. Крім того, надано перелік питань для самоконтроля студента стосовно оцінки якості засвоєння навчального матеріалу, глибини розуміння теоретичних питань, які вивчалися під час виконання лабораторної роботи. Представлені в посібнику теоретичні матеріали можуть бути базисом для розробки сучасних радіолокаційних систем, що дозволяє не тільки опанувати теоретичні основи, але й використовувати їх для практичного застосування у відповідній галузі науки та техніки.

Для студентів всіх форм навчання, які навчаються за спеціальністю 172 «Електронні комунікації та радіотехніка» радіотехнічного факультету. Може бути використаний для навчання студентів за іншими спеціальностями.

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
проспект Перемоги, 37, м. Київ, 03056
<https://kpi.ua> Обсяг 5 авт. арк.

© В.О. Чмельов, П.Ю. Катін
© КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2023

ЗМІСТ

ВСТУП	5
РОЗДІЛ 1. ДОСЛІДЖЕННЯ ТЕОРЕТИЧНИХ ОСНОВ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИСТЕМ	8
1 Універсальна ультразвукова установка моделювання роботи радіолокаційної системи	8
1.1 Лабораторна робота «Дослідження методів одержання радіолокаційної інформації. Дослідження характеристик ефективної поверхні розсіювання радіолокаційних цілей»	16
1.2 Лабораторна робота «Дослідження способів оптимальної обробки радіолокаційних сигналів»	36
1.3 Лабораторна робота «Дослідження амплітудного методу вимірювання кутових координат цілей»	42
1.4 Лабораторна робота «Дослідження фазового методу вимірювання кутових координат цілей»	49
1.5 Лабораторна робота «Дослідження залежності порогового сигналу від кількості імпульсів при лінійному та експоненціальному накопиченні сигналів»	58
РОЗДІЛ 2. ДОСЛІДЖЕННЯ СКЛАДНИХ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИГНАЛІВ	64
2.1 Лабораторна робота «Вивчення властивостей сигналу з лінійною частотною модуляцією на віртуальній моделі системи»	64
2.2 Лабораторна робота «Дослідження на лабораторній установці властивостей сигналу з лінійною частотною модуляцією»	73
2.3 Лабораторна робота «Фазоманіпульовані сигнали. Дослідження властивостей псевдовипадкових послідовностей. М – послідовності на віртуальній моделі системи»	83
2.4 Лабораторна робота «Фазоманіпульовані сигнали. Дослідження властивостей псевдовипадкових послідовностей. Коди Баркера на віртуальній моделі системи»	100
2.5 Лабораторна робота «Дослідження на лабораторній установці властивостей фазоманіпульованого сигналу – код Баркера»	106
РОЗДІЛ 3. ДОСЛІДЖЕННЯ ЛАБОРАТОРНИХ МОДЕЛЕЙ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИСТЕМ	113
3.1 Лабораторна робота « Дослідження радіопеленгатора. Амплітудні методи визначення напрямку на джерело електромагнітного випромінювання»	113
3.2 Лабораторна робота « Дослідження Радіометра. Методи пасивної радіолокації виявлення джерела електромагнітного випромінювання нагрітого тіла»	121
3.3 Лабораторна робота «Дослідження роботи радіолокаційної системи на основі ефекту Доплера. Дистанційний радіовимірювач радіальної швидкості рухомого об'єкту»	133

3.4	Лабораторна робота «Дослідження радіолокаційної системи з частотно-модульованим сигналом неперервного випромінювання»	145
3.5	Лабораторна робота «Графічний інтерфейс цифрової радіолокаційної системи на базі технологій бібліотек Qt»	154
РОЗДІЛ 4.	ОФОРМЛЕННЯ ЗВІТУ ЛАБОРАТОРНОЇ РОБОТИ ТА ЙОГО ЗАХИСТУ	194
	СПИСОК РЕКОМЕНДОВАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ	196
	ДОДАТКИ	199

ВСТУП

Навчальний посібник містить методичні рекомендації щодо виконання досліджень та завдань при проведенні лабораторних робіт, які передбачені в рамках вивчення дисципліни «Радіолокаційні системи». Завдання, що представлені в посібнику, орієнтовані на виконання студентами, які навчаються за освітньою програмою «Радіотехнічні комп'ютеризовані системи» спеціальності 172 «Електронні комунікації та радіотехніка», а також може бути використаний для інших освітніх програм, які передбачають опанування технологій, що пов'язані із оптимальним обробленням сигналів.

Метою виконання завдань лабораторних робіт є:

- практичне закріплення матеріалу, що вивчається в рамках теоретичного лекційного курсу дисципліни;
- поглиблене вивчення окремих явищ та процесів, які є базовими для роботи радіолокаційних систем;
- практичне засвоєння задач оптимальної обробки радіолокаційних сигналів різних типів на спеціальних пристроях та персональних електронно-обчислювальних машинах (ЕОМ);
- набуття навиків роботи по реалізації відповідних методів обробки сигналів
- дослідження особливостей роботи радіолокаційних систем різного функціонального призначення.

Технічне забезпечення занять передбачає використання спеціальний лабораторних стендів, лабораторних апаратних моделей радіолокаційних систем, сумісних персональних ЕОМ та використання пакету прикладних програм для інженерних обчислень MATLAB.

Теми занять охоплюють основні розділи лекційного курсу, а саме:

- теоретичні основи радіолокаційних систем;
- методи виявлення відбитих від цілі радіолокаційних сигналів;
- розрізнення сигналів, прості та складні радіолокаційні сигнали;

- основи теорії оптимального прийому радіолокаційних сигналів;
- підходи до розробки радіолокаційних систем спеціального функціонального призначення на основі різних фізичних явищах.

Кожна лабораторна робота містить необхідний теоретичний матеріал для проведення наукових та інженерних розрахунків, зміст визначених завдань передбачає, що при їх виконанні, студенти самостійно отримає необхідні знання, що підтверджують положення теоретичних основ побудови радіолокаційних систем. По завершенню виконання лабораторної роботи необхідно оформити звіт із представленими в ньому результатами. Кожен студент повинен оформити індивідуальний звіт, в якому необхідно відмітити мету лабораторної роботи, привести отримані результати досліджень, надати їх пояснення та подати ґрунтовні висновки. Оформивши звіт, необхідно захистити лабораторну роботу викладачу. За результатами захисту за кожную лабораторну роботу нараховуються рейтингові бали відповідно до рейтингової системи оцінювання.

Тематика різних лабораторних робіт взаємопов'язана, тому для успішного опанування дисципліни необхідно в повному обсязі виконувати кожную лабораторну роботу, тим самим здобуваючи відповідні практичні знання та навички по темі лабораторної роботи. До наступного лабораторного заняття доречно допускати лише тих студентів, які виконали всі попередні лабораторні роботи, оформили звіт та захистили результати виконання лабораторної роботи, тим самим підтвердивши достатній рівень засвоєння навчального матеріалу.

Під час виконання лабораторних робіт обов'язково потрібно дотримуватися загальних правил безпеки при роботі із лабораторними стендами і макетами, вимірною апаратурою, та персональними ЕОМ. При виконанні лабораторних робіт на базі навчальної лабораторії, студентам категорично забороняється самостійно (без узгодження із викладачем) виконувати будь-які перемикання апаратури, а також забороняється порушувати встановлені правила безпеки.

Посібни виконаний у співавторстві, а саме:

розділ 1, у розділі 2 підрозділи: 2.2, 2.4, 2.5, у розділі 3 підрозділи: 3.1, 3.2, 3.3, 3.4 – виконав В.О.Чмельов;

у розділі 3 підрозділ 3.5 та додатки – виконав П.Ю. Катін;

у розділі 2 підрозділи 2.1, 2.3, 2.4 – виконані сумісно В.О. Чмельов, П.Ю. Катін.

РОЗДІЛ 1. ДОСЛІДЖЕННЯ ТЕОРЕТИЧНИХ ОСНОВ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИСТЕМ

1. Універсальна ультразвукова установка моделювання роботи радіолокаційної системи

Фізичні основи ультразвукового моделювання

Технічна складність, великі габарити і висока вартість сучасних радіолокаційних систем не дає можливості мати їх в лабораторіях. Можливості дослідження фізичних процесів, які відбуваються в системі в цілому і в окремих її елементах з допомогою фізичного моделювання.

Широке розповсюдження отримав метод ультразвукового моделювання, оснований на використанні ультразвукових хвиль.

До ультразвукових коливань відносять пружні коливання в середовищах з частотою від $2 \cdot 10^4$ до 10^9 Гц. Ультразвукові коливання в повітрі займають діапазон в довжинах хвиль від 1.65 см до $3.5 \cdot 10^{-5}$ (швидкість звуку в повітрі $v \approx 330 \text{ м/с}$), в рідинах – від 6 см до $1.2 \cdot 10^{-4}$ см ($v \approx 1200 \text{ м/с}$), а також в твердих тілах від 20 см до $4 \cdot 10^{-4}$ см ($v \approx 4000 \text{ м/с}$).

В залежності від типу рідини швидкість розповсюдження ультразвуку в воді з невеликою похибкою можна прийняти рівною 1500 м/с , що відповідає масштабу 1:200 000, так як:

$$K_M = \frac{r_{\max}}{\rho_{\max}} = \frac{c}{v} \quad (1.1)$$

де c - швидкість світла; v - швидкість ультразвуку у воді; ρ_{\max} - максимальна довжина ультразвукового полігону; r_{\max} - максимальна віддаль у вільному просторі, змодельована за допомогою ультразвукового полігону.

При поширенні звукових коливань у середовищі має місце відбиття, переломлення, дифракція, інтерференція, які є характерними для всіх

хвильових процесів. Завдяки опору тертя й інших ефектів ультразвукові коливання поглинаються в середовищі. Це визначається виразом [1]

$$A_x = A_0 \cdot e^{-\alpha\rho} \quad (1.2)$$

де A_x - амплітуда пружних коливань на відстані ρ від джерела коливань; A_0 - амплітуда пружних коливань у точці вимірювання; α - коефіцієнт поглинання.

Значення α для рідин і газів визначається з формули

$$\alpha = \alpha' \cdot f^2 \quad (1.3)$$

де α' - коефіцієнт, який визначається по таблицях; f - частота ультразвукових коливань.

Для води $\alpha' = 8.5 \times 10^{-17} \text{ с}^2 / \text{м}$.

Загасання ультразвукових коливань у воді потрібно враховувати особливо при розробці ультразвукових моделей, сполучених з апаратурою обробки складних сигналів, наприклад, модульованих по частоті.

Таким чином, єдність законів поширення хвильових процесів електромагнітних і ультразвукових хвиль дозволяє розглядати ультразвук як аналог електромагнітних хвиль. Виключення складає ефект поляризації: ультразвукові коливання в рідинах є поздовжніми, що не дає можливості моделювати роботу антен із круговою (еліптичною) поляризацією електромагнітних коливань.

Різниця у швидкостях поширення електромагнітних і ультразвукових коливань дозволяє при моделюванні скоротити об'єм досліджуваного простору моделі в 10^{15} – 10^{16} разів у порівнянні з простором, що реально спостерігається.

Ультразвукове моделювання можна розглядати як змішане моделювання, при якому частина елементів радіолокаційної системи (у тому числі елементи реальних РЛС) використовується в штатному режимі, а інша частина замінюється ультразвуковими моделями - імітаторами.

Простір поширення електромагнітних хвиль моделюється рідинним середовищем, поміщеним в спеціальну ванну.

Антенні пристрої РЛС, а також антени передавачів перешкод радіолокаційних цілей (літак, пластини і т.д.) моделюються за допомогою ультразвукових перетворювачів. Пристрій і принцип дії ультразвукового полігону пояснюються за допомогою рис. 1.1.

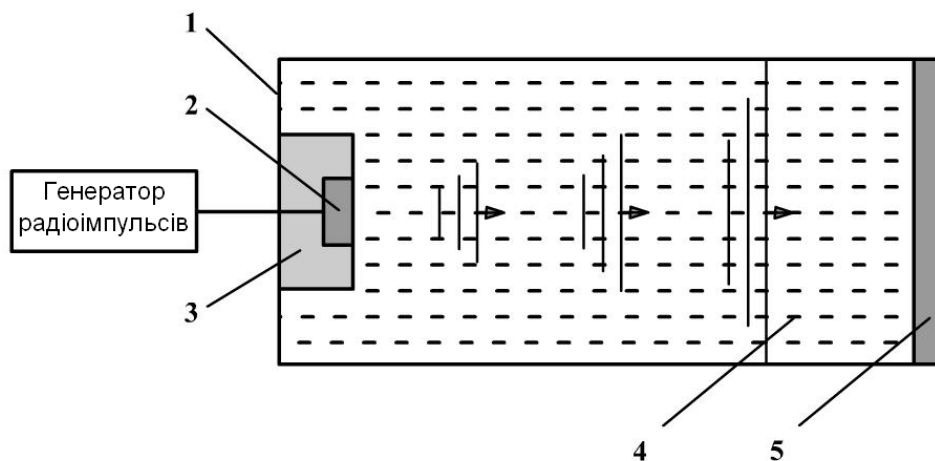


Рис. 1.1 Пристрій ультразвукового полігону: 1 – ванна; 2 - ультразвуковий перетворювач; 3 - корпус тримача на пінопласті; 4 - вода; 5 – поглинач.

У якості ультразвукових перетворювачів використовуються п'єзокристали, що перетворюють електричні коливання в подовжні пружні коливання рідинного середовища (останні на рис. 1.1 схематично показані суцільними лініями). Широко застосовуються п'єзокристали типу ЦТС (цикронат - титанат свинцю). Необхідні характеристики спрямованості ультразвукових антен забезпечуються вибором перетину і геометричних розмірів кристала.

При поширенні ультразвукових хвиль у рідинах виникає заважаючі відбиття від стін ванни. Для зменшення впливу цього відбиття застосовують ряд конструктивних заходів (вибір спеціальної форми ванни, застосування різного роду поглиначів і т.д.)

В якості імітаторів радіолокаційних цілей використовуються пустотілі металеві моделі літальних апаратів, виконані з урахуванням коефіцієнта

електродинамічної подоби. Для виключення взаємного впливу декількох цілей в умовах ультразвукового моделювання застосовується їхній просторовий рознос.

Технічний опис ультразвукової моделюючої установки (УЗМУ)

Ультразвукова моделююча установка дозволяє проводити дослідження і демонстрацію по наступним розділам дисципліни:

дослідження методів одержання радіолокаційної інформації.
(лабораторна робота № 1);

дослідження характеристик ефективної поверхні розсіювання радіолокаційних цілей (лабораторна робота №1);

дослідження способів оптимальної обробки радіолокаційних сигналів
(лабораторна робота № 2);

дослідження амплітудного і фазового методів виміру кутових координат цілей (лабораторні роботи № 3, 4).

До складу ультразвукової моделюючої установки входять субблоки Б1...Б5, конструктивно розміщені в двох блоках (рис. 1.2), ультразвуковий полігон і осцилограф, що використовується як індикаторний пристрій.



Рис. 1.2. Склад ультразвукової моделюючої установки:

За допомогою ультразвукового полігона моделюються антенні системи РЛС, простір поширення електромагнітних хвиль і радіолокаційні цілі.

Структурна схема УЗМУ показана на (рис. 1.3).

Передавальний пристрій Б-2 складається з наступних каскадів: синхронізації, задавального генератора, модулятора, підсилювача потужності.

У передавальному пристрої на виході блоку синхронізації формуються одиночні відеоімпульси з тривалістю $t_u = 20 \text{ мкс}$ і періодом повторення $T_u = 1 \text{ мс}$. Ці імпульси керують модулятором і через роз'єм «ВИХІД ІС» подаються для синхронізації на осцилограф.

Неперервні коливання задавального генератора, з частотою $f_0 = 1 \text{ МГц}$ за допомогою модулятора перетворюються в радіоімпульси тієї ж тривалості і періодичності. З виходу підсилювача потужності (роз'єм «ВИХІД РІ»), радіоімпульси потужністю $P_{\text{и}} > 10 \text{ мВт}$ надходять на передавальну ультразвукову антену А1 (роз'єм Ф1) чи на передавальні ультразвукові антени А8, А9 (роз'єм Ф3).

Ультразвуковий полігон складається з ванни розміром 670 x 380 x 180 мм, набору ультразвукових антен А1...А9 і набору моделей цілей Ц1...Ц4.

В ультразвуковому локаторі для прийому і передачі використовується одна антена.

З метою спрощення (щоб не створювати складний антенний перемикач) в УЗМУ для прийому і передачі застосовані окремі антени.

На рис. 1.4 показані ультразвукові антени різного призначення:

передавальна (А1) і приймальна (А2) антени - рис. 1.4.а;

антени А3 і А4, використані в якості антенної системи амплітудного моноімпульсного пеленгатора - рис. 1.4.б;

антени А5, А6 і А7, використані в якості антенної системи фазового моноімпульсного пеленгатора - рис. 1.4.в;

антени А8 і А9, використані як антени передавачів перешкод - рис. 1.4.г,д.

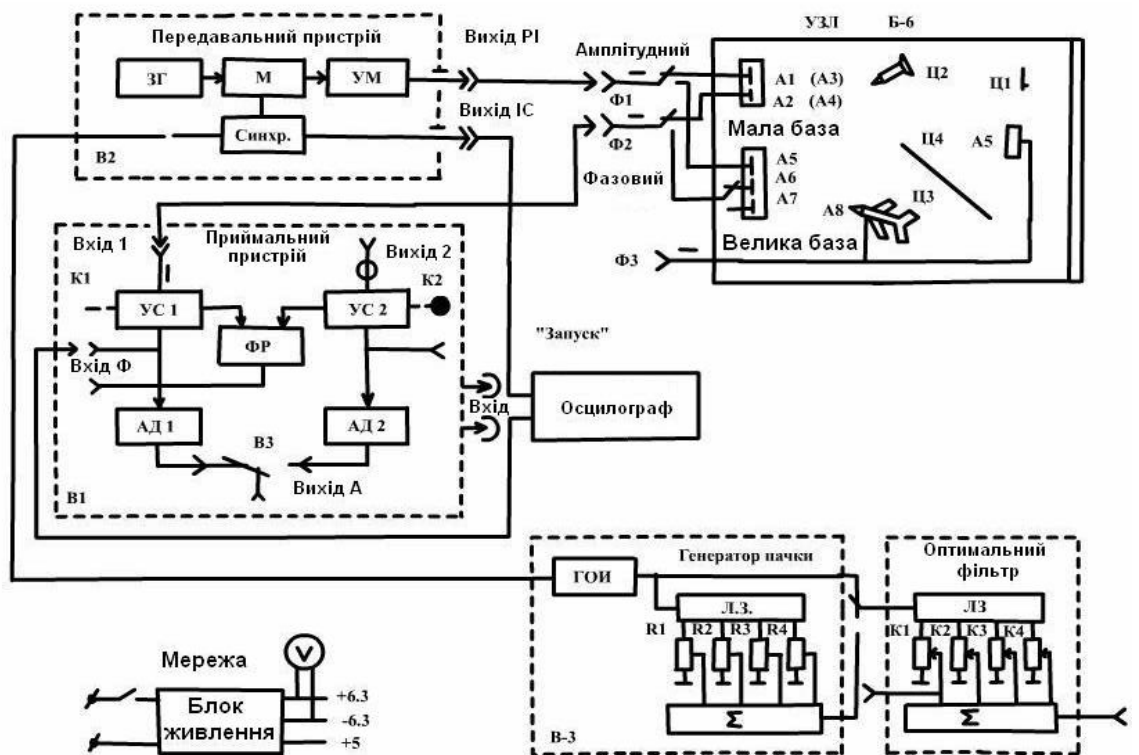


Рис. 1.3. Структурна схема ультразвукової модулюючої установки

Діаграми спрямованості відповідних антен у горизонтальній площині приведені на рис. 1.5. Розташування антен А1...А9 і моделей цілей Ц1...Ц4 показано на рис. 1.6.

До складу моделей радіолокаційних цілей входять:

Ц1 - прямокутна пластина; Ц2 - модель бойової головки; Ц3 - модель літака з передавачем перешкод на борті; Ц4 - пустотіла куля.

Ультразвукові антени і моделі цілей укомплектовані поворотними ручками, лімбами і відліковими рисками для виміру азимута цілі і кутового положення осі цілі відносно лінії візування. При цьому умовний напрямок на північ збігається з подовжньою віссю ультразвукового полігона.

Закріплений на задній стінці ванни поглинач типу "щітка" зменшує рівень "заважаючого" відбиття від стін ванни.

Приймальний пристрій Б-1 служить для підсилення і детектування прийнятих сигналів. Б-1 являє собою двоканальний приймач прямого підсилення (див. рис. 1.3). Він включає:

ПС1, ПС2 - каскади підсилення;

АД1, АД2 - амплітудні детектори;

ФД - фазовий детектор.

Чутливість приймального пристрою порядку 10 мкв.

Сигнали з виходів АД1, АД2 через перемикач ВЗ подаються на вхід осцилографа. Підсилення в каналах регулюється ручками К1 і К2.

Сформовані пачки пристроєм формування Б-3 складаються з чотирьох відеоімпулсів позитивної полярності, амплітуди яких плавно змінюються регуляторами К1...К4.

Оптимальний фільтр здійснює оптимальне некогерентне накопичення пачки відео імпульсів. Вибір оптимальної імпульсної характеристики здійснюється регулюваннями К1...К4.

Блок живлення Б5 виробляє стабілізовані напруги +6,3 В, -6,3 В, + 5 В для живлення блоків Б1, Б2, Б3, В4. Ввімкнення Б5 виконується тумблером "МЕРЕЖА".

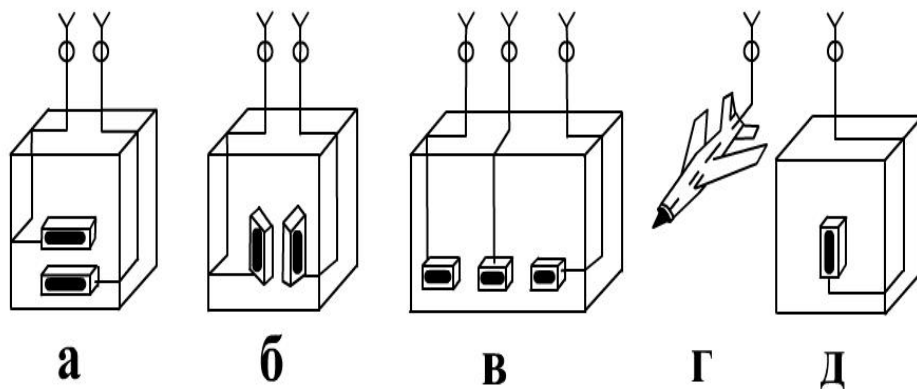


Рис. 1.4. Конструкції ультразвукових антен

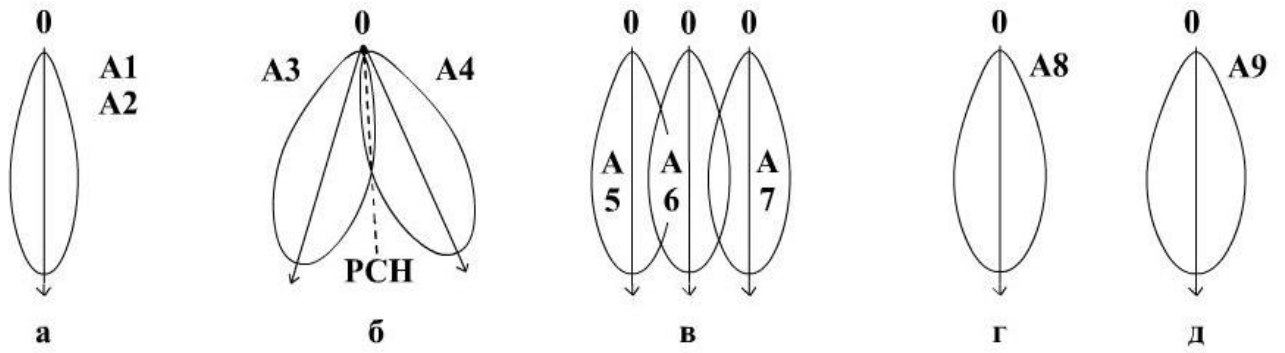


Рис. 1.5. Діаграми спрямованості ультразвукових антен

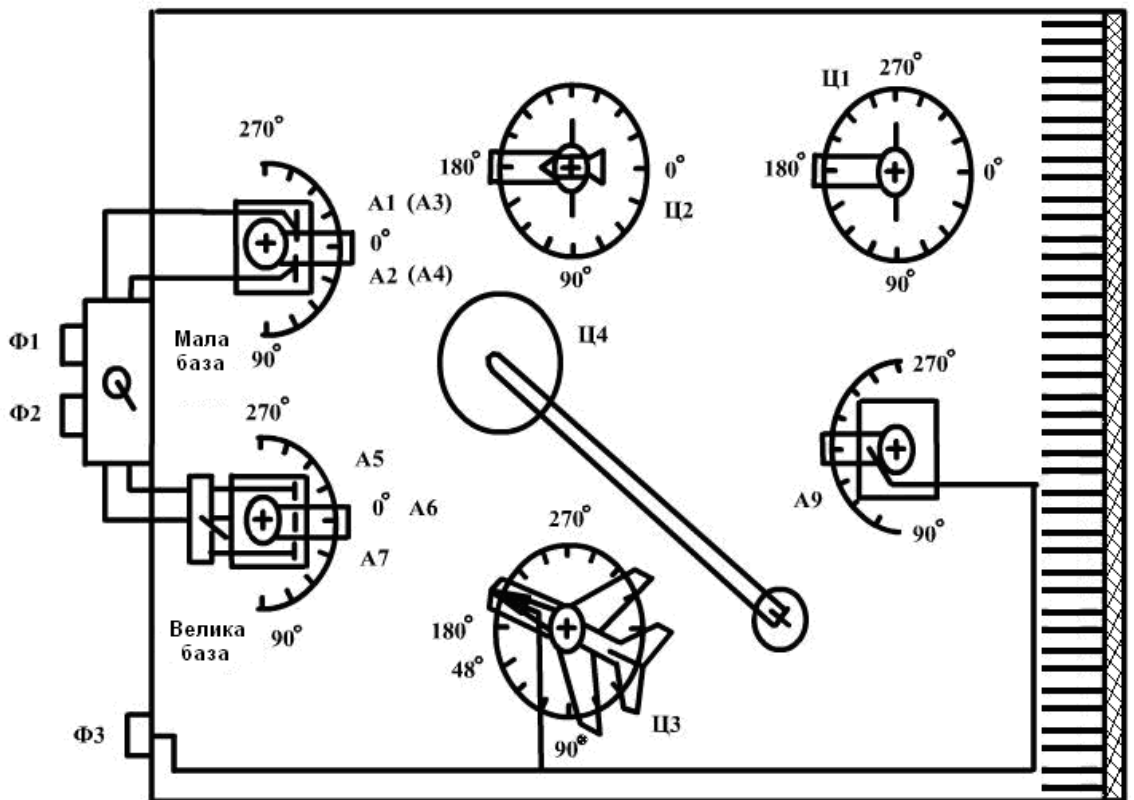


Рис. 1.6. Розташування моделей антен і цілей на «полігоні».

1.1. Лабораторна робота «Дослідження методів одержання радіолокаційної інформації. Дослідження характеристик ефективної поверхні розсіювання радіолокаційних цілей»

Мета. Закріпити і поглибити знання основних принципів одержання радіолокаційної інформації (фізичні основи радіолокації, характеристики радіолокаційних станцій, методи виміру дальності і кутових координат радіолокаційних цілей).

Завдання лабораторної роботи :

1. Вивчити принцип моделювання характеристик вторинного випромінювання цілі.
2. Дослідити залежність ефективної поверхні розсіювання від розмірів і конфігурації цілей.
3. Одержати практичні навички в дослідженні методів виміру координат і в роботі з вимірювальними приладами.

Основні теоретичні відомості

Радіолокація ґрунтується на наступних фізичних властивостях радіохвиль [2]:

вторинне випромінювання радіохвиль;

сталість швидкості і прямолінійність поширення радіохвиль у вільному просторі;

інтерференція радіохвиль;

зміна частоти прийнятих електромагнітних коливань, обумовлена рухом цілі (ефект Доплера).

Явище вторинного випромінювання полягає у відбитті радіохвиль, що виникає на межі поділу двох середовищ з різними електричними і магнітними властивостями.

Сталість швидкості ($c = 3 \cdot 10^8 \text{ м/с}$) і прямолінійність поширення радіохвиль дозволяють визначити віддаль до цілі r . Для цього необхідно виміряти час, за який радіохвиля поширюється до цілі і назад. Цей інтервал часу називають часом запізнювання відбитого сигналу і позначають t_3 . Так як за час t_3 радіохвиля проходить відстань, рівну подвоєній віддалі до цілі [1], то

$$r = \frac{c \cdot t_3}{2} \quad (1.4)$$

При ультразвуковому моделюванні відстань до моделі визначається як

$$\rho = \frac{v \cdot t_3}{2}$$

де v - швидкість ультразвуку у воді, рівна 1500 м/с.

Дальність до цілі у вільному просторі r і на ультразвуковому полігоні ρ зв'язані співвідношенням

$$\frac{r}{\rho} = 2 \times 10^5 \quad (1.5)$$

Використання явища інтерференції радіохвиль дозволяє фокусувати за допомогою антен основну частину енергії хвиль у вузькі спрямовані промені. Завдяки цьому антена РЛС випромінює або приймає основну частину енергії в невеликому тілесному куті, що визначається характеристикою (діаграмою) спрямованості антени. Якщо ціль знаходиться в цьому ж тілесному куті, то відбитий сигнал приймається антеною РЛС. Таким чином, спрямувавши вісь антени на ціль, можна за положенням цієї осі визначити кутові координати цілі - кут місця ε і азимут β .

Точність визначення координат істотно залежить від роздільної здатності РЛС. Чим краще роздільна здатність, тим вища точність виміру.

Роздільною здатністю по дальності δ_r називається мінімальна відстань між двома цілями, що мають однакові кутові координати, при якій

ці цілі спостерігаються окремо. Для РЛС, що випромінює радіоімпульси без внутріімпульсної модуляції, справедливе співвідношення [2]

$$\delta \varepsilon = \frac{c \cdot \tau_u}{2} = 3 \times 10^8 \cdot 20 \times 10^{-6} \quad (1.6)$$

де τ_u - тривалість зондуючого імпульсу.

При ультразвуковому моделюванні

$$\delta_P = \frac{v \cdot \tau_u}{2} \quad (1.7)$$

Роздільною здатністю по кутових координатах $\delta_\varepsilon, \delta_\beta$ називається.
мінімальний кут між напрямками на дві цілі, які знаходяться на однаковій
відстані, при цьому цілі мають спостерігатися окремо.

$$\delta_{\varepsilon, \beta} = \theta_{0.5 P_{\varepsilon, \beta}} \quad (1.8)$$

де $\theta_{0.5 \varepsilon \beta}$ - ширина діаграми спрямованості антени в азимутальній площині.

Роздільні здатності по дальності і кутових координатах визначають розміри об'єму, який може розрізнити РЛС (рис. 1.7).

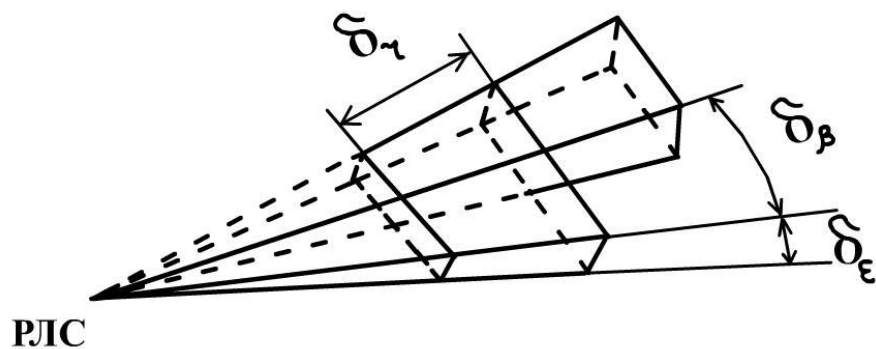


Рис. 1.7 Характерні розміри імпульсного об'єму розрізнення РЛС

Найважливішою характеристикою радіолокаційної цілі є відбиваюча здатність, тобто властивість цілі перевипромінювати падаючу на неї електромагнітну енергію.

Відбиваюча здатність цілі полягає у явищі вторинного випромінювання радіохвиль. Падаюча електромагнітна хвиля наводить на металевій поверхні струми провідності, а якщо ціль виконана з діелектрика - струми зміщення. Ці струми є джерелами вторинного випромінювання (розсіювання) радіохвиль у різних напрямках. Розсіюється лише частина падаючої енергії, інша перетворюється в тепло.

Відбиваючі властивості цілі, залежать від її відносних розмірів у довжинах $\frac{l}{\lambda}$ хвиль, матеріалу, конфігурації і напрямків опромінення і прийому. Для характеристики відбиваючих властивостей цілей з урахуванням всіх цих факторів користуються узагальненою розрахунковою величиною, що називається ефективною відбиваючою поверхнею (ЕВП) або ефективною поверхнею розсіювання (ЕПР).

ЕПР - це така фіктивна (умовна) поверхня, яка є ненаправленим і не поглинаючим перевипромінювачем, що, будучи поміщена в точку розташування цілі, створює в антені РЛС таку ж щільність потоку потужності відбитого сигналу, як і реальна ціль.

По визначенню [4]

$$S_{\text{Ц}} = 4 \cdot \pi \cdot r^2 \cdot \frac{S_{\text{ПР}}}{S_{\text{Ц}}} = 4 \cdot \pi \cdot r^2 \cdot \frac{E_{\text{ПР}}^2}{E_{\text{Ц}}^2} = 4 \cdot \pi \cdot r^2 \cdot \frac{H_{\text{ПР}}^2}{H_{\text{Ц}}^2} \quad (1.9)$$

де $S_{\text{Ц}}$ - ЕПР цілі; $S_{\text{Ц}}^i$ $S_{\text{ПР}}$, - щільність потоків потужності первинної хвилі біля цілі, і вторинної хвилі в точці прийому відповідно; $E_{\text{Ц}}$, $H_{\text{Ц}}$ - амплітуди електричного і магнітного полів відповідно, створених радіолокатором біля цілі; $E_{\text{ПР}}$, $H_{\text{ПР}}$ - амплітуди відповідних полів вторинного випромінювання в точці прийому; r - відстань між ціллю і прийомною антеною РЛС.

ЕПР є функцією кутів повороту відносно напрямків опромінення і прийому. Для суміщеної РЛС ця залежність називається діаграмою зворотного вторинного випромінювання (ДЗВВ), а для рознесеної РЛС - діаграмою спрямованості вторинного випромінювання (ДСВВ). ДЗВВ і ДСВВ будують у прямокутній чи полярній системах координат.

У залежності від співвідношення лінійних розмірів цілі (l) і довжини хвилі λ розрізняють релеєвську ($\frac{l}{\lambda} < 1$), резонансну ($\frac{l}{\lambda} \approx 1$) і оптичну області розсіювання ($\frac{l}{\lambda} \gg 1$).

Вид області розсіювання істотно позначається на ступені нерівномірності ДЗВВ і ДСВВ. Складність залежностей і достаток факторів, що визначають значення ЕПР, приводять до необхідності розглядати ЕПР як випадкову величину й оцінювати її статистичними методами. Часто ЕПР цілі характеризують її математичним очікуванням (середнім значенням) [5]

$$\bar{S} = \frac{1}{\theta_2 - \theta_1} \cdot \int_{\theta_1}^{\theta_2} S(\theta) \quad (1.10)$$

де θ - кут між подовжньою віссю цілі і напрямком на РЛС; $\theta_2 - \theta_1$ - сектор, у якому виконується усереднення.

Для тіл найпростішої геометричної форми залежність може бути визначена аналітичним шляхом. Наприклад, для ідеально провідної пластини прямокутної форми вона виражається відомим співвідношенням [2].

$$S(\theta) = \frac{4 \cdot \pi}{\lambda^2} \cdot a^2 \cdot b^2 \cdot \cos^2 \theta \cdot \left| \frac{\sin \left(\frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot b \cdot \sin \theta \right)}{\frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot b \cdot \sin \theta} \right|^2 \quad (1.11)$$

де a, b - розміри пластини; θ - кут між нормаллю до пластини і напрямком на РЛС.

Для реальних цілей через складність їхньої конфігурації одержання точного аналітичного виразу ДЗВВ сполучено з великими труднощами обчислювального характеру. Експериментальне одержання залежностей $S(\theta)$ не завжди можливо і вимагає організації і проведення коштовних натурних експериментів із залученням великих сил і засобів. Тому на практиці широке застосування знайшов метод визначення ЕПР реальних цілей за допомогою моделей і еталонного відбивача, ЕПР якого заздалегідь відома.

У лабораторній роботі як еталон застосовується прямокутна пластина [4], для якої

$$S_{\max} = \frac{4 \cdot \pi}{\lambda^2} \cdot a^2 \cdot b^2 \quad (1.12)$$

Тоді ЕПР моделі реальної цілі визначається як [5]

$$S_M = S_{\text{ет}} \cdot \frac{E_{\text{ПР.М}}^2}{E_{\text{ПР.ет}}^2} = S_{\text{ет}} \cdot \frac{U_M^2}{U_{\text{ет}}^2} \quad (1.13)$$

де U_M , $U_{\text{ет}}$ - амплітуди сигналів на виході квадратичного детектора, відбитих відповідно моделлю й еталоном.

Розміри моделі в довжинах ультразвукової хвилі повинні збігатися з розмірами цілі в довжинах електромагнітної хвилі. При цьому справедливе співвідношення [3]

$$K_{\text{ЭП}} = \frac{l_{\text{Ц}}}{l_M} = \frac{\lambda_{\text{РЛС}}}{\lambda_{\text{УЗ}}} \quad (1.14)$$

де $l_{\text{Ц}}, l_M$ - лінійні розміри цілі і її моделі; $\lambda_{\text{РЛС}}, \lambda_{\text{УЗ}}$ - довжини хвиль електромагнітних (випромінюваних РЛС) і ультразвукових коливань; $K_{\text{ЭП}}$ - коефіцієнт електродинамічної подоби.

Оскільки в процесі перетворення радіоколиваний в ультразвукові, зміни частоти не відбувається, тому частота ультразвуку $f_{\text{УЗ}} = f_0 = 1 \text{ МГц}$.

Швидкість поширення ультразвукових коливань у воді $v \approx 1500 \text{ м/с}$. Отже, довжина хвилі ультразвуку

$$\lambda_{\text{УЗ}} = \frac{v}{f_{\text{УЗ}}} \approx 0.15 \text{ см}$$

Таким чином, з урахуванням співвідношень (1.13) ЕПР реальної цілі визначається за формулою:

$$S_{\text{Ц}} = K_{\text{ЭП}}^2 \cdot S_{\text{М}} \quad (1.15)$$

Поряд із забезпеченням необхідного коефіцієнта електродинамічної подоби при ультразвуковому моделюванні необхідно забезпечити подобу межових умов.

Відомо, що металеві тіла практично цілком відбивають падаючу радіохвилю, енергія усередину тіла не проникає. Створити такі умови на звукових хвилях неможливо через відсутність речовин, у яких би ультразвук не поширювався. Більше всього ультразвук загасає в газах. Тому розсіювання радіохвиль металевими цілями в даній лабораторній установці моделюється розсіюванням ультразвукових хвиль металевими пустотілими оболонками, наповненими повітрям.

При розв'язанні багатьох практичних задач статистичні характеристики радіолокаційних цілей не можуть бути визначені теоретичним шляхом. У таких випадках використовують отриману експериментальним шляхом залежність ЕПР цілі від напрямку опромінення, що при належній обробці дозволяє визначити з відомим ступенем точності вид функції розподілу (щільності ймовірностей) і оцінити її числові характеристики.

Якщо весь діапазон можливих значень реалізацій ЕПР цілі в залежності від кута опромінення розбити на N інтервалів із границями, рівними $S_j (j = 0, 1, 2, \dots, N)$ і підрахувати значення $\sum_j \Delta \theta_j$, що не перевищують

верхню границю кожного інтервалу, то можна побудувати східчасту функцію $F^*(S)_j$ визначену по формулі

$$F^*(S_j) = \frac{\sum_j \Delta\theta_j}{\theta_{\max}} \quad (1.16)$$

Приклад побудови східчастої функції показаний на рисунках 1.8 і 1.9.

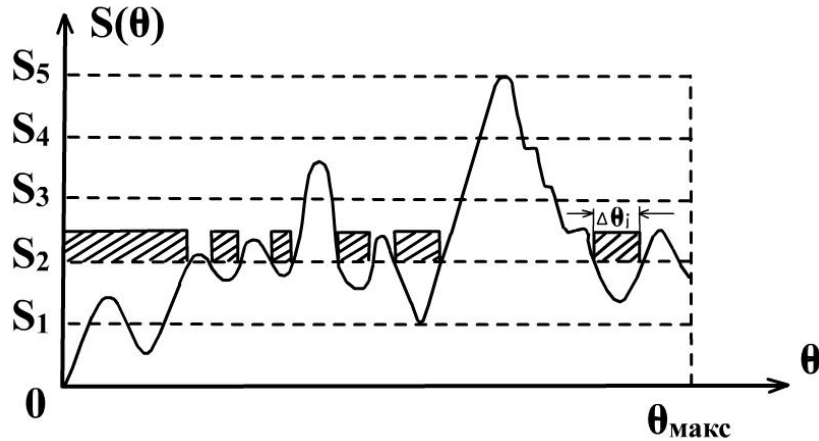


Рис. 1.8 Залежність ЕПР цілі від напрямку її опромінення

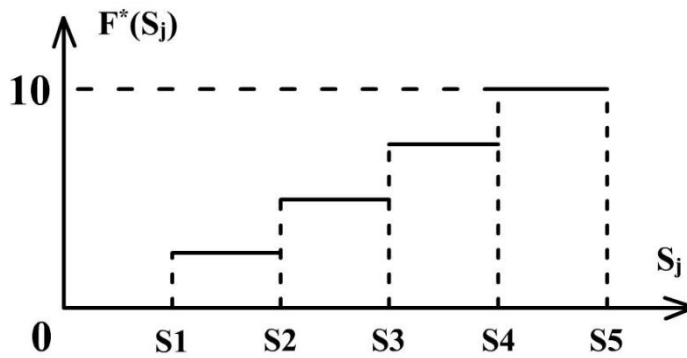


Рис. 1.9 Ступінчаста функція $F^*(S_j)$

При $N \rightarrow \infty$ функція $F^*(S_j)$ наближається по імовірності до інтегральної функції розподілу $F(S)$ (рис. 1.10)

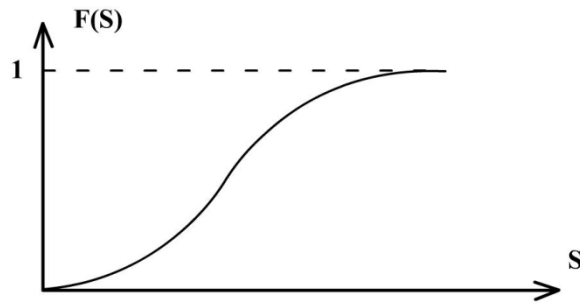


Рис. 1.10 Інтегральний закон розподілу випадкової величини S

Для одержання диференціального закону чи щільності розподілу $P(S)$ необхідно продиференціювати інтегральний закон $F(S)$ у точках S_j . При цьому можна одержати східчасту функцію

$$P^*(S_j) = \frac{F(S_j) - F(S_{j-1})}{S_j - S_{j-1}} = \frac{\Delta F_j}{\Delta S_j} \quad (1.17)$$

Приклад побудови функції $P^*(S_j)$ показаний на рис. 1.11 і 1.12.

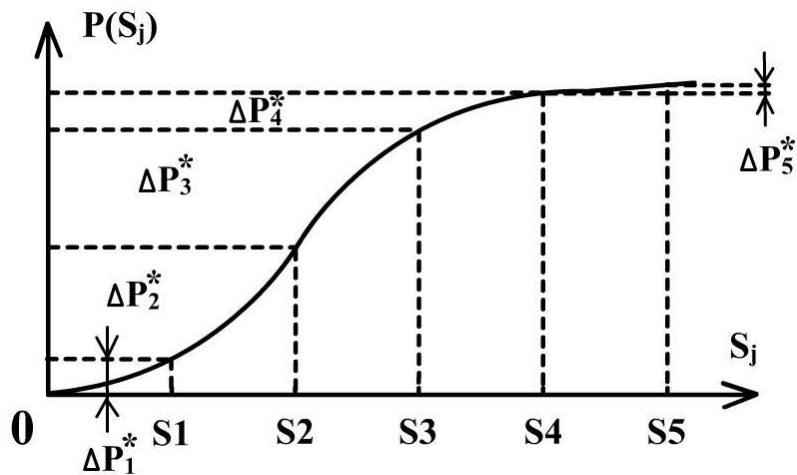


Рис. 1.11 Інтегральний закон розподілу випадкової величини S_j

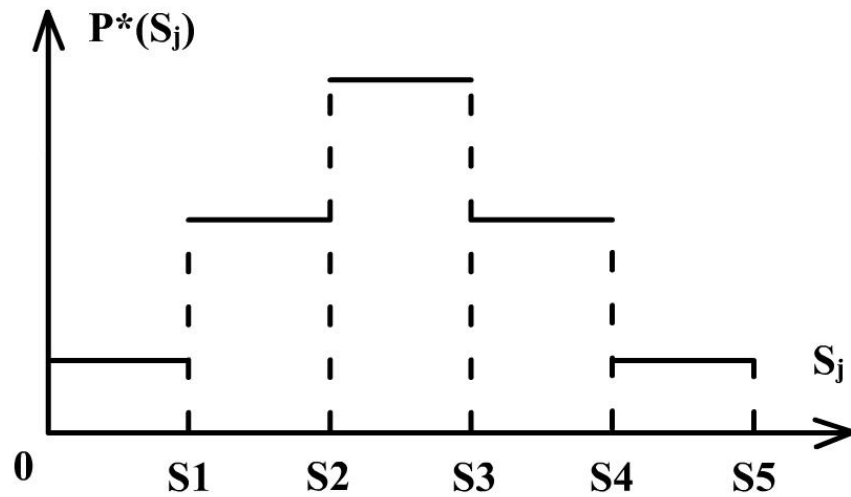


Рис. 1.12 Ступінчаста функція $P^*(S_{E_j})$

При $N \rightarrow \infty$ функція $P^*(S_j)$ сходиться по імовірності до диференціальної функції розподілу $P(S)$ (рис. 1.13), тобто до закону розподілу ЕПР радіолокаційної цілі.

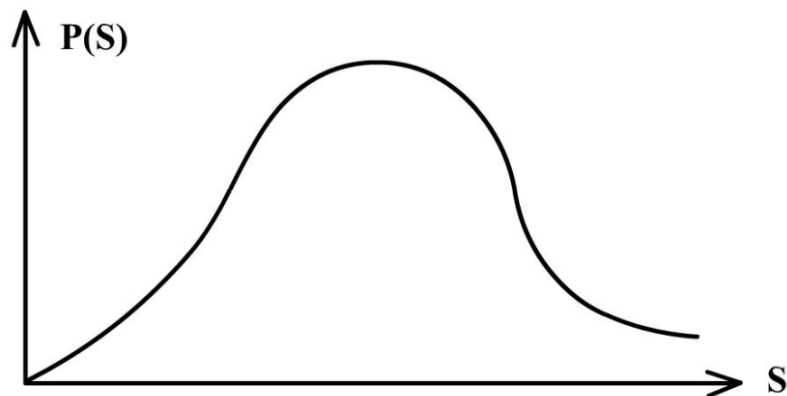


Рис. 1.3 Диференційний закон розподілу випадкової величини S

Таким чином, якщо експериментальним шляхом визначити залежність ЕПР цілі від напрямку опромінення, використовуючи вищевикладену методику, тоді можливо визначити статистичні характеристики радіолокаційних цілей.

Завдання і порядок його виконання

Завдання на самостійну підготовку до роботи:

Мета: вивчити опис ультразвукової моделюючої установки (див. підрозділ 1.1).

Примітка. Для моделювання використовувати субблоки Б1, Б2, Б6, антени А1, А2, моделі цілей Ц1...Ц4, осцилограф С1-65;

а) використовуючи вираз

$$r = \frac{c \cdot t_3}{2} \quad \rho = \frac{v \cdot t_3}{2} \quad (1.16)$$

розрахувати діапазон зміни дальності у вільному просторі

(r_{\min} і r_{\max} , якщо $\rho_{\max} = 0.67\text{м}$, $\tau_u = 20\text{мкс}$, $v = 1500\text{м/с}$,
 $c = 3 \times 10^8\text{м/с}$);

б) відповідно до виразу

$$\delta_r = \frac{c \cdot \tau_u}{2} \quad \delta_p = \frac{v \cdot \tau_u}{2} \quad (1.17)$$

розрахувати роздільну здатність РЛС по дальності у вільному просторі δ_r і її ультразвуковій моделі у воді δ_p ;

в) використовуючи вираз

$$K_M = \frac{r}{\rho} \quad (1.18)$$

визначити коефіцієнт моделювання (K_M);

г) використовуючи вираз

$$K_{ЭП} = \frac{l_{Ц}}{l_M} = \frac{\lambda_{РЛС}}{\lambda_M} \quad (1.19)$$

визначити коефіцієнт електродинамічної подоби $K_{ЭП}$, якщо $l_{M_2} = 15\text{мм}$,
 $l_{Ц_2} = 3\text{м}$.

д) визначити моделюючу довжину хвилі $\lambda_{РЛС}$, якщо довжина хвилі ультразвукових коливань $\lambda_M = 0.15\text{см}$.

Розрахунок ефективної поверхні розсіювання

Розрахувати ефективну поверхню розсіювання прямокутної пластини.

Для цього:

а) використовуючи вираз [2]

$$S(\theta) = \frac{4 \cdot \pi}{\lambda_M^2} \cdot (a \cdot b \cdot \cos \theta)^2 \cdot \left| \frac{\sin \left(\frac{2 \cdot \pi}{\lambda_M} \cdot b \cdot \sin \theta \right)}{\frac{2 \cdot \pi}{\lambda_M} \cdot b \cdot \sin \theta} \right|^2 \quad (1.20)$$

розрахувати і занести в табл. 1.1 звіту залежність $\frac{S(\theta)}{S_{\max}}$ прямокутної пластини в горизонтальній площині при $a = b = 2\text{см}$. Діапазон зміни кута θ складає $0 \dots 60^\circ$;

б) за даними табл. 1.1 побудувати на рис. 1.2 звіту графік залежності

$\frac{S(\theta)}{S_{\max}}$ прямокутної пластини в горизонтальній площині.

Порядок виконання лабораторного завдання

Використовуючи структурну схему УЗМУ (див. рис. 1.3), зібрати і включити модель імпульсної РЛС.

Порядок включення:

вихід передавального пристрою Б2 (роз'єм «ВИХІД РІ») підключити на вхід передавальної антени А1 (роз'єм Ф1);

вихід прийомної антени А2 (роз'єм Ф2) підключити до входу прийомного пристрою Б1 (роз'єм «ВХІД 1»);

вхід осцилографа підключити до виходу прийомного пристрою Б1 (гніздо «ВИХІД 1»);

вхід осцилографа підключити до виходу передавального пристрою Б2 (гніздо «ВИХІД ІС»);

ввімкнути блок живлення Б5 і осцилограф С1-65 тумблером «МЕРЕЖА»;

установити ручкою осцилографа «ЧАС/ДІЛ» тривалість розгортки не менш однієї мілісекунди.

Порядок виконання завдання:

1. Визначення координат цілей і роздільної здатності, РЛС

Визначити координати цілей і роздільну здатність РЛС. Для цього:

а) зробити вимір дальності й азимута цілі Ц1. Для цього навести передавальну (А1) і приймальну (А2) антени на ціль Ц1 і їх повільним поворотом досягти максимуму прийнятого сигналу. Виміряти на екрані осцилографа час запізнювання прийнятого сигналу і занести його значення в таблицю звіту. Відповідно до виразу

$$\rho_{изм} = \frac{v \cdot t_3}{2} \quad (1.21)$$

обчислити дальність до цілі Ц1 $\rho_{изм}$ і занести її значення в таблицю звіту. За допомогою лінійки вимірити відстань ρ між ціллю Ц1 і передавальної (А1) і приймальної (А2) антенами і занести її значення в таблицю звіту. По лімбу, що характеризує положення приймально-передавальної антени, зробити відлік і записати в таблицю звіту значення азимутального напрямку на ціль $\beta_{изм}$;

б) використовуючи коефіцієнт моделювання K_M зробити перерахування дальності на ультразвуковому полігоні $\rho_{изм}$ в дальність у вільному просторі $r_{изи}$, отримані значення занести до таблицю звіту;

в) зробити аналогічні виміри по пунктах 1 а, б для моделей цілей Ц2 і Ц3;

г) зробити виміри роздільної здатності моделі РЛС по дальності δ_p . Для цього передавальну (А1) і приймальну (А2) антени навести на ціль Ц1.

Підвести ціль Ц4 до цілі Ц1 до одержання на екрані осцилографа одного сигналу (суміші з двох). Повільно розводячи цілі по дальності визначити по екрану осцилографа мінімальний інтервал дальності між часом запізнення до цілей Ц1 і Ц4 і перерахувати його в інтервал дальності, при якому цілі Ц1 і Ц4 спостерігаються окремо. Виміряти цей інтервал. Використовуючи коефіцієнт моделювання K_M перерахувати δ_p і δ_r . Отримані результати порівняти з результатами пункту 1 б;

д) визначити роздільну здатність моделі РЛС по азимуту δ_p . Для цього необхідно переконатися, що при скануванні діаграми спрямованості передавальної (А1) і приймальної (А2) антен цілі Ц2 і Ц4 спостерігаються на екрані осцилографа на різних азимутах. Повільно зміщуючи цілі, зафіксувати по лімбу положення осі антени, при яких відбиті сигнали від цілей перекривалися б на половинному рівні від максимального значення. Кутовий рознос між цими двома положеннями осі антени визначає роздільну здатність моделі РЛС по азимуту;

е) вимірити ширину діаграми спрямованості ($\Delta\beta$) приймальної антени (А2) в азимутальній площині. Для цього вихід передавального пристрою Б2 (роз'єм «ВИХІД РІ») від'єднати від роз'єму Ф1 і підключити до роз'єму Ф3. При цьому випромінюваний сигнал підводиться до антени А8 (на цілі Ц3) і А9. Прийомну антену А2 навести на ціль Ц3 і поворотом її домогтися максимуму прийнятого сигналу на екрані осцилографа. Повільно

повертаючи приймальну антену А2 вліво і вправо від напрямку на ціль ЦЗ, по лімбі прийомної антени А2 визначити напрямки β_1 і β_2 , на яких амплітуда прийнятого сигналу зменшується до 0,7 у порівнянні з її максимальним значенням. Ширину діаграми спрямованості визначити за формулою

$$\Delta\beta = |\beta_2 - \beta_1| \quad (1.22)$$

порівняти з результатом $(\delta\beta)$, отриманим при виконанні пункту 1 д., і зробити висновки.

2. Дослідження залежності амплітуди прийнятого сигналу від дальності до цілі

Для цього вихід передавального пристрою Б2 (роз'єм «ВИХІД РІ») від'єднайте від роз'єму ФЗ і підключіть до роз'єму Ф1. Наблизити ціль Ц4 (пустотіла куля) на мінімально можливу відстань до передавальної (А1) і приймальної (А2) антен. Обертанням антен домогтися максимуму прийнятого сигналу на екрані осцилографа, вимірити амплітуду сигналу (A_c) і дальність до цілі $\rho_{изм}$, як це описано в пункті 1 а. Отримані при цьому значення дальності й амплітуди прийнятого сигналу занести в таблицю звіту. Зробити аналогічні виміри для декількох значень дальностей до цілі Ц4, заносючи при цьому отримані значення амплітуди прийнятого сигналу і дальності до цілі в таблицю звіту. За даними таблиці побудувати на графік залежності амплітуди прийнятого сигналу від дальності до цілі. Зробити висновки.

3. Дослідження діаграм зворотного вторинного випромінювання цілей

Досліджувати залежність діаграм зворотного вторинного випромінювання цілей. Для цього:

а) експериментальним шляхом зняти залежність $\frac{S(\theta)}{S_{\max}}$ для прямокутної пластини (ціль Ц1). Для цього передавальну (А1) і приймальну (А2) антени навести на ціль Ц1 і їх повільним поворотом домогтися максимуму прийнятого сигналу. Вимірити положення пластини θ_{\max} і максимальне значення амплітуди прийнятого сигналу на екрані осцилографа $A_{\max}(\theta)$, що відповідає розрахунковому значенню $S_{\max} = S(\theta = 0)$. Визначити ціну розподілу вертикальної розгортки осцилографа

$$\alpha = \frac{S_{\max}}{A_{\max}} \left[\frac{M^2}{B} \right] \quad (1.23)$$

де S_{\max} - максимальне значення ЕПР пластини, розраховане в пункті 2

Повертаючи пластину в межах від 0° до ± 6 , зняти залежність $A(\theta)$, дані занести до таблиці звіту. Використовуючи вираз

$$S(\theta) = \alpha \cdot A(\theta) \quad (1.24)$$

перерахувати залежність $A(\theta)$ у $S(\theta)$, дані занести в табл.1,4 звіту. Побудувати за даними таблиці графік залежності $\frac{S(\theta)}{S_{\max}}$. Порівняти із результатом, отриманим при виконанні пункту 2, зробити висновки;

б) використовуючи дані таблиці звіту і вираз

$$S_{Ц} = K_{ЭП}^2 \cdot S_M \quad (1.25)$$

визначити максимальну ЕПР пластини;

в) не змінюючи підсилення прийомного пристрою Б1, зняти залежність $A(\theta)$ для моделі бойової головки (ціль Ц2) і моделі літака (ціль Ц3). Для цього, повертаючи досліджувану ціль в межах від 0° до 360° , визначити її положення θ_{\max} , при якому спостерігається найбільше значення прийнятого сигналу A_{\max} . Це положення прийняти за вихідне. Потім, повільно обертаючи ціль від початкового положення в межах 180° ,

зафіксувати значення всіх максимумів і мінімумів прийнятого сигналу і кути $|\theta - \theta_{\max}|$, що відповідають цим екстремальним значенням. Дані занести в таблицю (для цілі Ц2) і (для цілі Ц3) звіту. Перерахувати і занести в таблиці звіту залежність $A(\theta)$ і $S(\theta)$ по формулі

$$S(\theta) = \alpha \left(\frac{\rho_{Ц}}{\rho_{ПЛ}} \right)^4 \cdot A(\theta) \quad (1.26)$$

де $\rho_{Ц}$ - дальність до досліджуваної цілі; $\rho_{ПЛ}$ - дальність до пластини;

г) використовуючи дані таблиць, побудувати графіки залежностей $S(\theta)/S_{\max}$. Порівняти отримані результати і зробити висновки;

д) використовуючи дані таблиць звіту і вираження (1.26), визначити максимальну ЕПР Ц2 і Ц3.

4. Побудова інтегрального закону розподілу ефективної поверхні розсіювання радіолокаційних цілей

Побудувати інтегральні закони розподілу. Для цього:

а) використовуючи дані таблиці звіту, побудувати графік залежності $S(\theta)$. Розбити максимальне значення, на K ($K = 8 \dots 10$) рівних інтервалів і для кожного інтервалу S_K визначити значення θ_K по вираженню

$$\theta_K = \sum_j \Delta\theta_j \quad (1.27)$$

де $\Delta\theta_j$ - інтервали кутів θ , при яких $S < S_K$, дані занести в таблицю звіту;

б) використовуючи дані таблиці звіту, розрахувати значення $P_1(S_K)$ по формулі

$$P_1(S_K) = \frac{\theta_K}{\theta_{\max}} = \frac{\sum_j \Delta\theta_j}{\theta_{\max}} \quad (1.28)$$

де θ_{\max} - максимальний діапазон зміни кута θ ; $P_1(S_K)$ - імовірність того, що величина $S_{\mathcal{O}}$ не перевищить значення S_K , дані занести в таблицю звіту; в) використовуючи дані таблиці звіту, побудувати графік залежності $P_1(S_K)$; г) використовуючи дані таблиці звіту, побудувати графік залежності $S(\theta)$. Визначити значення $P_1(S_K)$, як це описано в пунктах 4а, б, дані занести в таблицю звіту; д) використовуючи дані таблиці звіту, побудувати графік залежності $P_1(S_K)$.

5. Побудова диференціального закону розподілу ефективної поверхні розсіяння радіолокаційних цілей

Побудувати диференціальні закони розподілу. Для цього:

а) використовуючи рисинок звіту, розбити максимальне значення S на K ($K = 8 \dots 10$) інтервалів і для кожного інтервалу визначити імовірність по формулі [3]

$$P_2(S_K) = \frac{P_1(S_K) - P_1(S_{K-1})}{S_K - S_{K-1}} = \frac{\Delta P_1(S_K)}{\Delta S_K} \quad (1.29)$$

дані занести в таблицю звіту;

б) використовуючи дані таблиці звіту, побудувати графік залежності $P_2(S_k)$;

в) використовуючи графік, визначити імовірність $P_2(S_k)$, як це описано в пункті 5, дані занести в таблицю звіту;

г) використовуючи дані таблиці звіту, побудувати графік залежності $P_2(S_k)$. Зробити висновки.

Зміст звіту

Звіт по лабораторній роботі повинен містити:

1. Результати розрахунків

2. Таблицю розрахованих значень і графік залежності по пунктам *a, б*.
3. Таблицю виміряних і обчислених значень по пунктах 1: *a, б, в*.
4. Таблицю виміряних значень і графік залежності по пункту 2.
5. Таблиці виміряних і розрахованих значень і графіки залежностей по пунктах 3: *a, в, г*.
6. Таблиці розрахованих значень по пунктах 4: *a, б, г*.
7. Графіки залежностей по пунктах 4: *a, в, г, д*.
8. Таблиці розрахованих значень по пунктах 5: *a, в*.
9. Графіки залежностей по пунктах 5: *б, г*.

Контрольні питання

1. Перерахувати і охарактеризувати фізичні явища, на яких ґрунтується радіолокація.
2. Перерахувати і охарактеризувати методи отримання радіолокаційної інформації про цілі.
3. Перерахувати і дати визначення основних тактичних характеристик РЛС.
4. Пояснити принцип функціонування простої імпульсної РЛС.
5. Пояснити методи вимірювання дальності цілей в РЛС.
6. Пояснити методи вимірювання кутових координат цілей в РЛС.
7. Яким дальностям цілей відповідає час запізнювання прийнятих сигналів 1 мкс і 1 мс?
8. Що називається ефективною поверхнею розсіяння радіолокаційної цілі?
9. Від яких чинників залежить величина ЕПР цілі?
10. Для чого застосовується ультразвукове моделювання?
11. Що називається коефіцієнтом електродинамічної подібності?
12. Пояснити методику експериментального визначення ЕПР реальних цілей.
13. Дати визначення діаграми зворотного вторинного випромінювання

і пояснити методику її визначення.

14. Дати визначення діаграми вторинного випромінювання і пояснити методику її визначення.

15. Пояснити необхідність застосування статистичних методів для характеристики ЕПР радіолокаційних цілей.

16. Пояснити закон розподілу ЕПР цілей.

1.2. Лабораторна робота «Дослідження способів оптимальної обробки радіолокаційних сигналів»

Мета. Закріпити і поглибити фізичні уявлення про метод фільтрової обробки сигналів у вигляді пачки.

Завдання лабораторної роботи.

1. Навчитися синтезувати структурні схеми узгоджених фільтрів для сигналів у вигляді некогерентної пачки з огинаючою за даної форми.

2. Одержати практичні навички в дослідженні фільтрів і в роботі з вимірювальними приладами.

Основні теоретичні відомості

Істотною задачею теорії оптимального виявлення є відшукування закономірного правила рішення про наявність або відсутність цілі залежно від прийнятої реалізації $y(t)$, тобто відшукування дискретного функціонала

$$A_{\text{ОПТ}}^* = A_{\text{ОПТ}}^* [y(t)] \quad (1.30)$$

Критерієм оптимальності виявлення може служити критерій мінімуму середнього ризику або витікаючий з нього зручніший ваговий критерій, що не вимагає безпосереднього використання апріорних даних про наявність або відсутність цілі,

$$D - l_0 \cdot F = \max \quad (1.31)$$

Відповідно до цього критерію оптимальне правило ухвалення рішення про наявність або відсутність цілі можна записати у вигляді

$$A_{\text{ОПТ}}^* [y(t)] = \begin{cases} 1, & \text{якщо } l[y(t)] \geq l_0 \\ 0 & \text{якщо } l[y(t)] < l_0 \end{cases} \quad (1.32)$$

де $l[y(t)]$ - відношення правдоподібності, відповідне прийнятій реалізації $y(t)$.

Задача виявлення сигналів з повністю відомими параметрами - одна з найважливіших задач в теорії обробки сигналів радіолокації.

Абстрагування від реальних випадкових параметрів сигналу дозволяє одержувати результати в наочній формі, які з деякими змінами розповсюджуються на ситуації наявності випадкових параметрів сигналу [4].

Відношення правдоподібності для сигналу з повністю відомими параметрами має вигляд

$$l[y(t)] = \exp\left(-\frac{\mathcal{E}}{N_0}\right) \cdot \exp\left(\frac{2 \cdot Z}{N_0}\right) \quad (1.33)$$

Воно є монотонною функцією кореляційного інтеграла Z . Отже, оптимальний виявляч повинен обчислювати кореляційний інтеграл вигляду

$$Z = \int_{-\infty}^{+\infty} y(t) \cdot x(t) dt \quad (1.34)$$

і порівнювати його з пороговим значенням Z_0 .

Для сигналу з випадковою початковою фазою [1] відношення правдоподібності має вигляд [4]

$$l[y(t)] = \exp\left(-\frac{\mathcal{E}}{N_0}\right) \cdot I_0\left(\frac{2 \cdot Z}{N_0}\right) \quad (1.35)$$

де Z - модульне значення кореляційного інтеграла;

$I_0(\bullet)$ - функція Бесселя першого роду нульового порядку.

Для сигналу з випадковими амплітудою і початковою фазою відношення правдоподібності має вигляд [4]

$$l[y(t)] = \frac{N_0}{\mathcal{E} + N_0} \cdot \exp\left[\frac{1}{N_0} \left(\frac{Z^2}{\mathcal{E} + N_0}\right)\right] \quad (1.36)$$

Таким чином, для сигналів із випадковою початковою фазою, випадковими амплітудою і початковою фазою відношення правдоподібності є монотонною функцією модульного значення кореляційного інтеграла Z .

Операцію обчислення кореляційного інтеграла виконують корелятори і оптимальні фільтри (ОФ). Для отримання модульного значення кореляційного інтеграла Z на виході ОФ застосовується

амплітудний детектор.

Властивості фільтру визначаються його імпульсною і частотною характеристиками.

Імпульсна характеристика ОФ з точністю до константи C є дзеркально поверненим в часі зображенням очікуваного корисного сигналу $x(t)$.

Частотна характеристика ОФ з точністю до константи C і множника запізнювання $\exp(-j2\pi ft_0)$ виражається комплексно зв'язаною спектральною густиною $g^*(f)$ очікуваного сигналу [2]

$$K_{OFT}(f) = C \cdot g^*(f) \cdot \exp(-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot t_0) \quad (1.37)$$

Сигнал, що приймається, може мати вид когерентної пачки радіоімпульсів, в якій відсутні випадкові зміни амплітуди і фази від імпульсу до імпульсу в межах тривалості пачки [1]

$$x(t) = \sum_{K=1}^M A_K(t) \cdot \cos[\omega_0 t + \phi_K(t) + \beta] \quad (1.38)$$

Тут початкова фаза β є однаковою для кожного імпульсу пачки.

Процес обробки такої пачки здійснюється в два етапи. На першому етапі виконується оптимальна фільтрація одиночних радіоімпульсів (міжперіодна обробка). На другому етапі здійснюється накопичення радіоімпульсів (міжперіодна обробка). Внаслідок того, що початкові фази імпульсів пачки не змінюються, підсумовування називають когерентним [2].

Некогерентними називаються сигнали, фазову структуру яких не можна вважати закономірною. Прикладом некогерентного сигналу є пачка радіоімпульсів, початкові фази яких випадкові. Сигнали подібного вигляду часто зустрічаються в оглядових станціях радіолокації. Форма огинаючої і число імпульсів в пачці залежать від вигляду і ширини діаграм спрямованості передаючої і приймальної антен і швидкості огляду простору. Через

випадковість початкових фаз когерентне накопичення можливе лише в межах кожного з радіоімпульсів пачки. Накопичення ж від імпульсу до імпульсу може бути тільки післядетекторним - некогерентним. Схема оптимального приймача для некогерентної пачки повинна містити наступні елементи: ОФ одиночних радіоімпульсів, амплітудний детектор і некогерентний накопичувач. Така схема реалізована в даній лабораторній установці.

Завдання і порядок його виконання

Завдання на самостійну підготовку до роботи:

а) вивчити ультразвукову моделюючу установку (див. підрозділ 1).

Примітка. Для моделювання використовувати субблоки Б2, Б3, Б4, осцилограф СІ-65;

б) зобразити графічно у звіті імпульсні характеристики узгоджених фільтрів обробки відеоімпульсів на рис 1.3;

в) відповідно до одержаних імпульсних характеристик зобразити на рисунку у звіті схеми узгоджених фільтрів;

г) зобразити графічно на рисунку у звіті процес проходження пачок відеоімпульсів через відповідні узгоджені фільтри і результат фільтрації.

Порядок виконання лабораторного завдання

Використовуючи структурну схему УЗМУ (див. рис. 1.3), зібрати і включити лабораторну установку.

Порядок включення:

вхід - осцилографа підключити до виходу І оптимального фільтру;

вхід - Х осцилографа з'єднати з ВИХІД ІС передаючого пристрою Б2;

включити блок живлення Б5, осцилограф С1-65 (тумблер «МЕРЕЖА»).

Порядок виконання завдання:

а) перевірити за допомогою лабораторної установки відповідність

експериментальних результатів фільтрації пачок відеоімпульсів розрахунковим. Для цього вхід - осцилографа підключити до гнізда ВИХІД І блоку Б4. Перемикач В1 встановити в положення "пачка". Потенціометрами К1...К4 блоку генератора пачки Б3 встановити необхідну форму пачки відеоімпульсів. Потім ВХІД - осцилографа підключити до ВИХІД 2 блоку Б4 і перемикач встановити в положення "4/х", Потенціометрами К1...К4 блоку Б4 домогтися дзеркального в часі виду пачки в порівнянні з формою пачки на виході генератора відеопачки. Перемикач В1 встановити в положення "пачка". Замалювати на рисунку у звіті епюри напруги на виході генератора пачки, на виході узгодженого фільтру (при подачі на вхід одиночного імпульсу і при подачі на вхід пачки відеоімпульсів). Порівняти одержані результати з очікуваними, і зробити висновки;

б) прослідити деформацію пачки відеоімпульсів при оптимальній фільтрації і визначити тривалість пачки на виході узгодженого фільтру на половинному рівні ($\tau_{\text{вих } 0,5}$), кількість імпульсів у вихідній пачці (n), час затримки сигналу в узгодженому фільтрі (t_0) в порівнянні з вхідним сигналом (відлік виробляти між початком вхідної пачки і максимумом вихідної пачки);

в) досліджувати форму вихідних сигналів фільтру, що "розузгодить". Для цього сформувати пачку вигляду 2, а імпульсну характеристику для сигналу - вигляду 3, як описано в пункті а. Накреслити на рисунку у звіті епюри напруги вхідного сигналу, епюри імпульсної характеристики фільтру, що "розузгодить", і результат фільтрації.

Виконати ті ж операції для пачки вигляду 3, а імпульсної характеристики – для сигналу вигляду 2.

Зміст звіту

Звіт по лабораторній роботі повинен містити:

1. Графіки імпульсних характеристик узгодженого фільтру для пачок

відеоімпульсів по пункту б.

2. Структурні схеми узгоджених фільтрів.

3. Графічна побудова процесів узгодженої фільтрації пачок відеоімпульсів по пункту з.

4. Осцилограми напруги по пунктах а, в.

5. Результати вимірювань по пунктах. б, з і таблицю вимірних значень по пункту д.

Контрольні питання

1. Записати вираз, що характеризує відношення правдоподібності для когерентної

пачки, і пояснити алгоритми оптимального виявлення даної пачки.

2. Записати вираз, що характеризує відношення правдоподібності для некогерентної пачки, і пояснити алгоритм оптимального виявлення даної пачки.

3. Чим відрізняються схеми узгоджених фільтрів для когерентної і некогерентної

пачок радіоімпульсів?

4. Перерахувати і охарактеризувати можливі варіанти схем накопичувачів сигналів.

5. Зобразити схеми узгоджених фільтрів для пачки з чотирьох ЛЧМ сигналів і

пачки з чотирьох ФКМ сигналів.

6. Чим визначається відношення сигнал/шум на виході узгодженого фільтру для

пачки сигналів?

7. Що характеризує час кореляції випадкового процесу?

8. Чому дорівнює час кореляції "білого" шуму?

9. Як пов'язані між собою час кореляції і ширина спектру перешкоди?

1.3 Лабораторна робота «Дослідження амплітудного методу вимірювання кутових координат цілей»

Мета. Дослідити принцип роботи амплітудного моноімпульсного пеленгатора.

Завдання лабораторної роботи.

1. Вивчити структуру одноканального амплітудного моноімпульсного пеленгатора.
2. Побудувати пеленгаційну характеристику системи.
3. Визначити параметри і показники ефективності роботи амплітудного моноімпульсного пеленгатора.

Основні теоретичні відомості

Одноканальні методи пеленгації, що набули широке поширення, відрізняючись порівняльною простотою, не завжди забезпечують достатню точність вимірювання [3]. Основною причиною цього є модуляційні спотворення огинаючої пачки відображених імпульсів за рахунок флуктуацій вторинного випромінювання. Вказаний недолік одноканальних методів усувається при переході до багатоканальних методів, в яких здійснюється одночасне порівняння амплітуд прийнятого сигналу на виходах різних каналів. Для вимірювання однієї кутової координати цілі найчастіше використовується два самостійні канали прийому. Оскільки багатоканальні методи дозволяють вимірювати кутову координату по одному прийнятому імпульсу, їх називають моно імпульсними методами пеленгації [2].

Оптимальна оцінка кутової координати цілі в багатоканальних системах визначається в результаті рішення рівняння

$$\left. \frac{\partial Z(\theta)}{\partial \theta} \right|_{\theta = \theta_{ОПТ}^*} = 0 \quad (1.39)$$

Тут $Z(\theta)$ - модульне значення кореляційного інтеграла як функція

вимірюваної кутової координати θ .

Значення $Z(\theta)$ прямо пропорційне характеристиці спрямованості антенної системи $F(\theta)$. Тому від рівняння (1.39) можна перейти до рівняння

$$\left. \frac{\partial F(\theta)}{\partial \theta} \right|_{\theta=\theta_{ОПТ}^*} = 0 \quad (1.40)$$

яке, використовуючи теорему про кінцевий приріст, запишемо у вигляді

$$F(\theta + \Delta\theta) - F(\theta - \Delta\theta) = 0 \quad \text{при } \theta = \theta_{ОПТ}^* \quad (1.41)$$

де $\Delta\theta$ - малий приріст вимірюваного параметра.

Рівняння (1.41) визначає структуру амплітудної моноімпульсної системи вимірювання кутових координат, схема якої зображена на рис. 1.14.

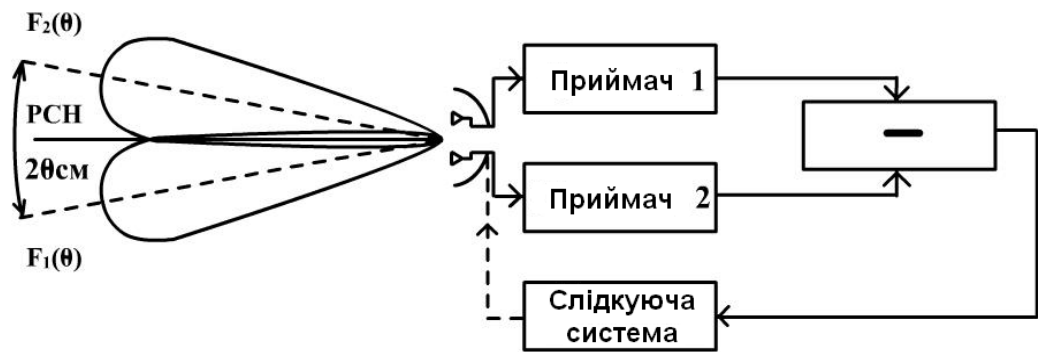


Рис. 1.14 Структурна схема амплітудного моноімпульсного пеленгатора

Амплітуди сигналів на виходах прийомних каналів рівні між собою (за умови рівності коефіцієнтів посилення приймачів), якщо вісь антенної системи направлена на ціль. Інакше амплітуди сигналів відрізнятимуться один від одного.

Антенна система, приймачі 1,2 і схема віднімання утворюють в сукупності кутовий дискримінатор. Приймальні канали розстроєні по кутовій координаті θ симетрично щодо очікуваного значення, в якості якого вибрано рівно сигнальний напрям $\theta_{РСН}$. Принцип формування

дискримінаційної характеристики пояснюється з допомогою рис. 1.15.

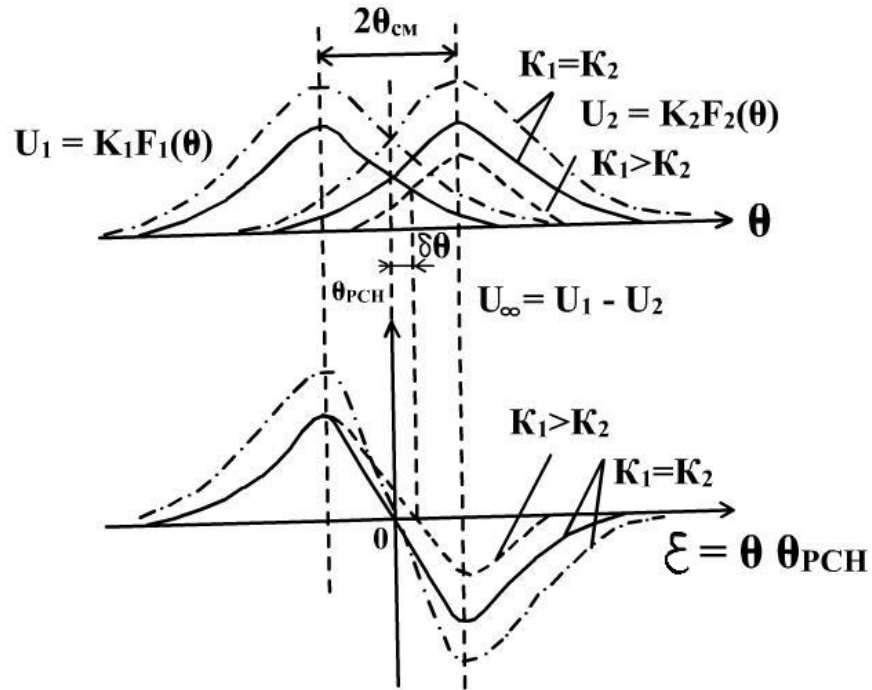


Рис. 1.15 Пояснення принципу формування дискримінаційної характеристики амплітудного моноімпульсного пеленгатора

У приведенному на рис. 1.14 вигляді система звичайно не використовується, оскільки при нерівності коефіцієнтів посилення приймальних трактів ($K_1 \neq K_2$) виникає помилка пеленгації. З рис. 1.15 видно, що при $K_1 > K_2$, наприклад, нуль дискримінаційної характеристики зміщується вправо. Це відповідає зсуву РСН, що еквівалентне появі помилки $\delta\theta$.

Для усунення помилки пеленгації, обумовленої амплітудними не ідентичностями трактів, переходять до сумарно-різничевої обробки коливань, що приймаються, безпосередньо на виході антенної системи (на високій частоті). У таких системах для отримання інформації про кутове положення цілі формується сума і різниця СВЧ сигналів, прийнятих різними антенами.

Точність вимірювання кутових координат залежить від крутизни дискримінаційної характеристики

$$K_{\partial} = \left. \frac{\partial U_{co}(\varepsilon)}{\partial \varepsilon} \right|_{\varepsilon=0} \quad (1.42)$$

У амплітудному моноімпульсному пеленгаторі з сумарно-різницевою обробкою ця крутизна може змінюватися при зміні або амплітуди сигналу, що приймається, або коефіцієнтів посилення приймальних каналів. Зменшення впливу цих чинників на точність пеленгації досягається включенням схеми автоматичного регулювання підсилення (АРП).

У даній лабораторній установці для дослідження амплітудного моноімпульсного методу застосована антенна система, виконана у вигляді двох п'єзоелектричних перетворювачів, діаграми спрямованості яких зміщені щодо РСН. Сигнали, що приймаються від випромінюючої цілі (модель літака), посилюються в двох приймальних каналах і подаються на вхід осцилографа для порівняння.

Завдання і порядок його виконання

Завдання на самостійну підготовку до роботи

Вивчити опис ультразвукової моделюючої установки (див. пірозділ 1.1).

Примітка. Для моделювання використовувати субблоки Б5, Б1...Б3.Б6, антени А3, А4, А8, А9, осцилограф G1-65.

Порядок виконання лабораторного завдання

Використовуючи структурну схему УЗМУ (див. рис. 1.3) зібрати і включити модель моноімпульсної РЛС.

Порядок включення:

підключити виходи антен А3 і А4 (роз'єм Ф1 і Ф2) до входу приймального пристрою Б1 (роз'єм ВХІД 1 і ВХІД 2);

вхід - х осцилографа підключити до виходу передаючого пристрою Б2 (роз'єм ВИХІД ІС);

вихід передаючого пристрою Б2 (роз'єм ВИХІД РІ) з'єднати зі входами антен А8 і А9 (роз'єм Ф3);

включити блок живлення Б5 і осцилограф С1-65 (тумблер МЕРЕЖА);

тумблер В3 поставити в положення "амплітудний".

Порядок виконання завдання:

а) встановити рівність коефіцієнтів посилення обох приймальних каналів ($K_1 = K_2$). Для цього на вхід - осцилографа подати сигнал з гнізда ВИХІД А приймального пристрою Б1, а його тумблер В2 встановити у верхнє положення. Навести антени А3, А4 на модель літака (ЦЗ) і повільним поворотом ЦЗ добитися максимального значення приймального сигналу. Зафіксувати це значення ($U_{1\text{макс}}$). Потім тумблер В2 встановити в нижнє положення, і повільним поворотом ЦЗ, а також антен А3, А4 знову добитися максимального значення сигналу, що приймається ($U_{2\text{макс}}$). Регулюванням коефіцієнта посилення другого приймального каналу K_2 встановити рівність $U_{1\text{макс}} = U_{2\text{макс}}$, при цьому $K_1 = K_2 = K$;

б) не змінюючи посилення каналів прийому, зняти залежність діаграми спрямованості антен пеленгатора $K_1 F_1(\theta)$ і $K_2 F_2(\theta)$ від кута повороту антен θ , дані занести в таблицю звіту. Для цього тумблер В2 приймального пристрою Б1 поставити у верхнє положення, повільним обертанням приймальних антен А3, А4 і цілі добитися максимального значення сигналу, що приймається. Зміряти його амплітуду і по лімбу зняти положення антени по кутовій координаті θ . Змінюючи кутове положення осі антенної системи через $1-2^\circ$ в одну і в іншу сторону від напрямку максимального прийому, виміряти амплітуду прийнятих сигналів $U_1(\theta) = K_1 F_1(\theta)$ і відповідні їм значення кутової координати θ , заносючи одержані дані в таблицю звіту. Потім тумблер В2 приймального пристрою Б1 поставити в нижнє положення. Повільним обертанням антен А3, А4 і ЦЗ

добитися максимуму сигналу, що приймається, зафіксувати його амплітуду і кутове положення антен А3, А4. Тумблер В2 приймального пристрою поставити в нижнє положення і аналогічним чином виміряти амплітуди сигналів, що приймаються $U_2(\theta)=K_2F_2(\theta)$ і відповідні до них значення кутової координати θ і, заносючи одержані дані в таблицю звіту. Визначити рівно-сигнальний напрям $\theta_{рсн}$. Побудувати за даними таблиці графіки залежностей $U_1(\theta)$ і $U_2(\theta)$, вважаючи $K_1=K_2=K$. При цьому вісь ординат розташувати в точці

$$\theta = \theta_{рсн}.$$

в) одержати дискримінаційну характеристику амплітудного моноімпульсного пеленгатора. Для цього використовувати експериментальні дані таблиці звіту і вираз

$$U_{CO}(\varepsilon) = U_1(\theta) - U_2(\theta) = K_1 \cdot F_1(\theta) - K_2 \cdot F_2(\theta) \quad (1.43)$$

$$\text{де } \varepsilon = \theta - \theta_{рсн}$$

Результати обчислень занести в таблицю звіту. Побудувати за даними таблиці графік дискримінаційної характеристики;

г) перевірити правильність побудови дискримінаційної характеристики. Для цього встановити антенну систему в довільному кутовому положенні (в межах лінійної ділянки дискримінаційної характеристики). Зміряти амплітуди прийнятих сигналів з виходів першого і другого каналів прийому і обчислити їх різницю (U_1-U_2). З урахуванням цієї різниці, по графіку дискримінаційної характеристики знайти кутовий зсув осі антени пеленгатора (РСН) щодо напрямку на ціль. Потім порівняти його з істинним відхиленням антени, знятим по лімбу;

д) досліджувати вплив не ідентичності коефіцієнта посилення каналів прийому ($K_1; K_2$) на точність визначення кутових координат. Для цього тумблер В2 приймального пристрою БІ поставити в нижнє положення і повільним поворотом антен А3, А4 і цілі ЦЗ добитися максимуму сигналу, що приймається (U_{2max}). Регулюванням коефіцієнта посилення другого

приймального каналу "К2" зменшити амплітуду сигналу в 1,5 - 2 рази, При цьому $K'_2=K_1/(1.5-2)$. По аналогії з пунктом б зняти залежність $U'_2(\theta)=K'_2F_2(\theta)$,

експериментальні дані занести в таблицю звіту. Побудувати за даними таблиці графік залежності $U'_2(\theta)=K'_2F_2(\theta)$.

Одержати нову дискримінаційну характеристику відповідно до виразу

$$U'_{co}(\varepsilon) = U_1(\theta) - U'_2(\theta) \quad (1.44)$$

Результати обчислень представити в таблицю звіту. Побудувати за даними таблиці графік залежності $U'_{co}(\varepsilon)$. Визначити новий рівносигнальний напрям $\theta_{рсн}$ і оцінити виникаючу помилку вимірювання кутової координати $\Delta\theta$.

Зміст звіту

1. Таблиця вимірних даних $U_1(\theta)$, $U_2(\theta)$, $U'_2(\theta)$ по пунктах б,д.
2. Графіки залежності $U_1(\theta)$, $U_2(\theta)$, $U'_2(\theta)$ по пунктах б,д.
3. Таблиця обчислених значень $U_{co}(\varepsilon)$, $U'_{co}(\varepsilon)$ по пунктах в,д. .
4. Характеристики кутового дискримінатора $U_{co}(\varepsilon)$, $U'_{co}(\varepsilon)$ по пунктах в,д.
5. Значення вимірних рівносигнальних напрямів $\theta_{рсн}$, $\theta'_{рсн}$ і помилки пеленгації $\Delta\theta$ по пунктах б,д .
6. Аналіз одержаних результатів і висновки по роботі.

Контрольні питання

1. У чому полягає принцип одноканального вимірювання кутових координат? Які недоліки одноканальних систем вимірювання кутових координат?
2. Які моноімпульсні методи вимірювання кутових координат ви знаєте? У чому суть і достоїнства цих методів?
3. Які особливості побудови антенної системи при амплітудній

моноімпульсній пеленгації?

4. Які основні вимоги до характеристик каналів прийому амплітудного моноімпульсного пеленгатора?

5. Як впливає на точність вимірювання кутових координат неідентичність амплітудних характеристик каналів прийому моноімпульсного амплітудного пеленгатора?

6. Як усунути вплив неідентичності приймальних каналів на дискримінаційну характеристику амплітудного моноімпульсного пеленгатора?

7. Від яких чинників залежить крутизна дискримінаційної характеристики при амплітудному методі вимірювання кутових координат?

8. Які пристрої використовуються для стабілізації крутизни дискримінаційної характеристики амплітудного пеленгатора?

9. Які недоліки багатоканальних амплітудних систем вимірювання кутових координат?

1.4. Лабораторна робота «Дослідження фазового методу вимірювання кутових координат цілей»

Мета. Дослідити фазовий метод вимірювання кутових координат радіолокаційної цілі

Завдання лабораторної роботи.

1. Вивчити принципи роботи фазового моноімпульсного пеленгатора.
2. Дослідити особливості визначення пеленгу цілі фазовим методом вимірювання кутових координат.

Основні теоретичні відомості

У ряді випадків відбитий від цілі сигнал істотно змінюється по амплітуді. У приймальних пристроях РЛС такі сигнали можуть досягти порогу обмеження, що при амплітудному методі пеленгації зумовить втрату інформації про кутове положення цілі. Для усунення цього недоліку можуть бути використані фазові методи пеленгації.

Принцип вимірюванні кутової координати цілі θ фазовим двоканальним моноімпульсним пеленгатором полягає в порівнянні фаз сигналів, що приймаються двома антенами, електричні осі яких паралельні, а фазові центри рознесуть на відстань B , зване базою (рис. 1.16).

У дальній зоні діаграми спрямованості обох антен співпадають, тобто

$$F_1(\theta) = F_2(\theta) = F(\theta)$$

В результаті цього сигнали, відбиті від точкової цілі, мають на входах приймальних каналів однакову амплітуду, але розрізняються по фазі. Зрушення сигналів по фазі обумовлене різницею ходу $\Delta\tau$. Якщо $\Delta\tau = 0$, то це означає, що ціль знаходиться на рівнофазному напрямі (РФН) - фази прийнятих сигналів однакові.

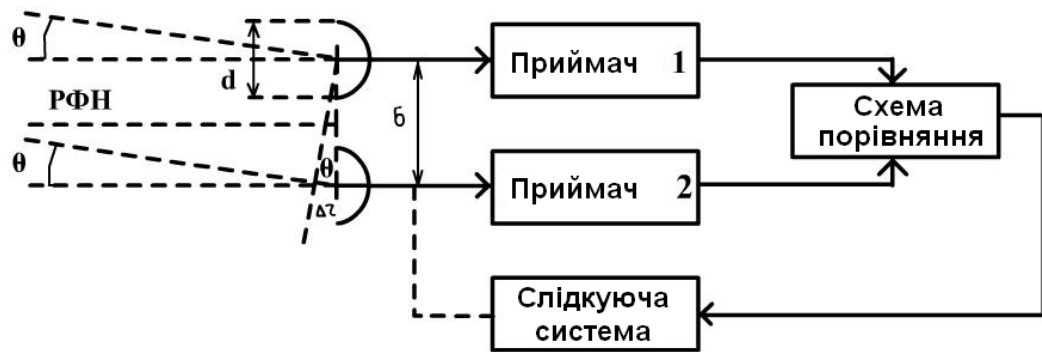


Рис. 1.16 Структурна схема фазового моноімпульсного пеленгатора

Якщо РФН не співпадає з напрямом на ціль (як показано на рис 1.16), то зрушення фаз сигналів, що приймаються, не рівне нулю і визначається відповідно до виразу [4]

$$\Delta\phi = \phi_1 - \phi_2 = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot \Delta r = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot B \cdot \sin \theta \quad (1.45)$$

Позначимо через d лінійний розмір апертури антени одного з каналів. Ширина діаграми спрямованості кожної антени визначається співвідношенням

$$\theta_A \approx \frac{\lambda}{d} \quad (1.46)$$

де λ - довжина хвилі випромінюваних коливань.

Тоді при $\lambda \ll d$ в межах ширини головної пелюстки діаграми спрямованості ($\sin \theta \approx \theta$) різницю фаз $\Delta\phi$ можна представити у вигляді

$$\Delta\phi \approx 2 \cdot n \cdot \pi \cdot \frac{\theta}{\theta_A} \quad (1.47)$$

де $n = B/d$

Сигнали з виходів обох приймальних каналів порівнюються по фазі внаслідок чого формується напруга сигналу помилки, величина і полярність якої визначається зрушенням фаз (вираз (1.45)).

Ця напруга через стежачу систему впливає на антену так, щоб сумістити РФН з напрямом на ціль.

Моноімпульсна фазова система пеленгації, так само як і амплітудна, не чутлива до модуляційних спотворень огинаючої послідовності радіоімпульсів, що приймаються, оскільки вимірювання здійснюється по кожному імпульсу. Проте не ідентичність фазових характеристик приймальних каналів робить істотним вплив на кутове положення РФН і точність пеленгації. Для ослаблення цього впливу використовується сумарно-різницева обробка коливань, що приймаються, безпосередньо на виході антенної системи.

Для виділення сигналу, пропорційного різниці фаз $\Delta\varphi$, застосовується фазовий детектор, що порівнює сигнали сумарного і різницевого каналів прийому.

При цьому з урахуванням (1.45...1.47) дискримінатора характеристика фазового моноімпульсного пеленгатора при $n > 1$ описується виразом

$$U_{\PhiД}(\theta) = U_0^2 \cdot F^2(\theta) \cdot \sin 2 \cdot n \cdot \pi \cdot \frac{\theta}{\theta_A} \quad (1.48)$$

де U_0 - амплітуда вхідного сигналу пеленгатора.

Недоліком фазових моноімпульсних систем є те, що в них може мати місце неоднозначність вимірювання кутових координат. На рис. 1.16 відповідно до (1.48) зображена одна з можливих дискримінаторних характеристик для дзвонової апроксимації $F(\theta)$ При $n=B/d=2$

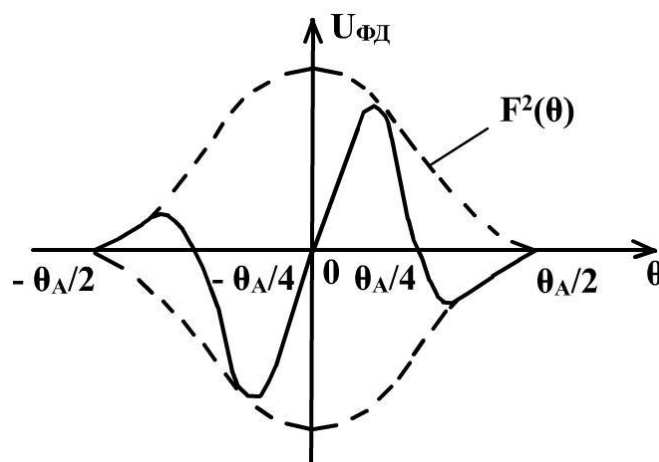


Рис. 1.17 Дискримінаторна характеристика фазового пеленгатора

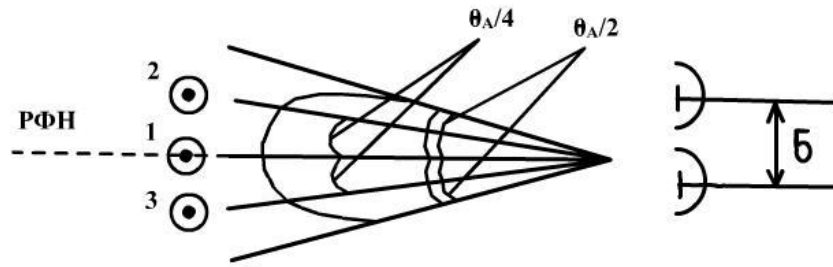


Рис. 1.18 Пояснення неоднозначності вимірювання координат у фазовому пеленгаторі

Завдання і порядок його виконання

Завдання на самостійну підготовку до роботи

Вивчити опис ультразвукової моделюючої установки (див. підрозділ 1.1).

Примітка. Для моделювання використовувати субблоки Б1, Б2, Б5, Бб, антени А5...А9, осцилограф С1-65.

Порядок виконання лабораторного завдання

Використовуючи структурну схему УЗМУ (див. рис.1.3), зібрати і включити модель моноімпульсної РЛС.

Порядок включення:

вхід -Х осцилографа підключити до виходу ВИХІД ІС передаючого пристрою Б2;

роз'єм ВИХІД РІ передаючого пристрою Б2 з'єднати з роз'ємом ФЗ;

підключити вихід антен А5, А6 (А7) до входу приймального пристрою Б1 (роз'єм ВХІД І і ВХІД 2);

тумблер В4 ВЕЛИКА БАЗА - МАЛА БАЗА ультразвукового полігону а Бб поставити в положення ВЕЛИКА БАЗА;

включити блок живлення Б5 і осцилограф С1-65 (тумблер МЕРЕЖА)

тумблер В3 встановити в положення "фазовий".

Порядок виконання завдання:

а) встановити рівність коефіцієнтів посилення обох приймальних каналів ($K_1 = K_2$). Для цього подати на вхід " - " осцилографа сигнал з гнізда ВИХІД А приймального пристрою Б1, а його тумблер В2 встановити у верхнє положення. Навести антени А5, А6 і А7 на модель літака (ціль ЦЗ) і повільним поворотом ЦЗ добитися максимального значення сигналу, що приймається. Зафіксувати це значення ($U_{1\text{макс}}$). Потім тумблер В2 встановити в нижнє положення і повільним поворотом ЦЗ і антен А5, А6 і А7 знову добитися максимального значення приймального сигналу ($U_{2\text{макс}}$). Регулюванням коефіцієнта посилення другого приймального каналу "К2" встановити рівність $U_{2\text{макс}} = U_{1\text{макс}}$, при цьому $K_1 = K_2 = K_0$;

б) досліджувати фазовий моно імпульсний метод вимірювання кутових координат цілі. А саме, не змінюючи посилення каналів прийому побудувати діаграми спрямованості приймальних антен фазового пеленгатора $K_1 F_1(\theta)$ і $K_2 F_2(\theta)$.

Для цього тумблер В2 приймального пристрою Б1 поставити у верхнє положення, повільним обертанням антен А5, А6 і А7 і ціль ЦЗ добитися максимуму сигналу, який приймається. Виміряти його амплітуду і по лімбу зняти положення антени по кутовій координаті θ . Змінюючи кутове положення приймальної антени через $1 - 2^\circ$ в одну і іншу сторону від напрямку максимального прийому, зміряти амплітуди прийнятих сигналів $U_1(\theta) = K_1 F_1(\theta) = K * F_1(\theta)$ і кутове положення антени θ . Дані занести в таблицю звіту. Потім тумблер В2 приймального пристрою Б3 поставити в нижнє положення. Повільним обертанням антен А5, А6 і А7 добитися максимуму сигналу, що приймається, зафіксувати його амплітуду і кутове положення антен А5, А6 і А7. Змінюючи аналогічно попередньому випадку кутові положення антен, виміряти амплітуди прийнятих сигналів.

$U_2(\theta) = K_2 F_2(\theta) = K * F_2(\theta)$. Визначити рівнофазний напрям $\theta_{\text{пфн}}$. За даними таблиці побудувати графіки залежності $K * F_1(\theta)$, $K * F_2(\theta)$. При цьому вісь

ординат розташувати в точці $\theta = \theta_{\text{пфн}}$;

в) розрахувати добуток функцій $U_1(\theta)U_2(\theta) = K^2 F_1(\theta) * F_2(\theta)$ і нормовані значення результуючої діаграми спрямованості антени по формулі

$$F_{\text{Н.РЕЗ}}(\theta) = \frac{U_1(\theta) \cdot U_2(\theta)}{\left[U_1(\theta) \cdot U_2(\theta) \right]_{\text{max}}} \quad (1.49)$$

Дані занести в таблицю звіту. Використовуючи дані таблиці побудувати графік функції $F_{\text{Н РЕЗ}}(\theta)$ (форма одержаної кривої характеризує результуючу діаграму спрямованості фазового пеленгатора);

г) зняти і побудувати дискримінаційну характеристику великобазового фазового пеленгатора $U_{\text{ФД}}(\theta)$. Для цього тумблер В2 приймального пристрою В1 поставити в середнє положення, а вхід - осцилографа підключити до гнізда ВИХІД Ф приймального пристрою. Повільним поворотом приймальних антен А5, А6 і А7 щодо напрямку на ціль ЦЗ визначити положення антени $\theta_{\text{МИН}} = \theta_{\text{РФН}}$, при якому спостерігається якнайменше значення сигналу $U_{\text{ФД}}$ на виході фазового детектора. Це положення прийняти за початкове, потім поволі обертаючи антени А5, А6 і А7 від початкового положення в одну і іншу сторону (по черзі), зафіксувати значення всіх максимумів і мінімумів сигналу і кута θ , відповідно цим екстремальним значенням. Результати вимірювань занести в таблицю звіту. Використовуючи дані таблиці побудувати дискримінаційну характеристику великобазового фазового пеленгатора $U_{\text{ФД}}(\theta)$ з'єднавши плавної кривою точки, відповідні максимальним і мінімальним значенням напруги на виході фазового детектора. Відзначити на дискримінаційній характеристиці помилкові пеленги;

д) зняти і побудувати дискримінаційну характеристику малобазового пеленгатора $U_{\text{ФД}}(\theta)$. Для цього тумблер ВЕЛИКА БАЗА - МАЛА БАЗА ультразвукового полігону поставити в положення МАЛА БАЗА і виробити

вимірювання в тому ж порядку, як і в пункті г. Одержані результати занести в таблицю звіту. Використовуючи дані таблиці, побудувати дискримінаційну характеристику малобазового фазового пеленгатора $U_{\text{фд}}(\theta)$. Порівняти одержані результати і зробити висновки.

Зміст звіту

Звіт по лабораторній роботі повинен містити:

1. Таблицю виміряних даних $U_1(\theta)$, $U_2(\theta)$ і результатів обчислення $F_{\text{Н РЕЗ}}(\theta)$ по пунктах б, в.
2. Графіки залежності $K_1F_1(\theta)$, $K_2F_2(\theta)$ по пункту б і $F_{\text{Н РЕЗ}}(\theta)$ по пункту в.
3. Таблицю виміряних даних $U_{\text{фд}}(\theta)$ при великій і малій базах фазового пеленгатора по пунктах г, д.
4. Характеристики кутових дискримінацій при великій і малій базах $U_{\text{фд}}(\theta)$ по пунктах г, д.
5. Значення зміряного рівнофазного напрямку $\theta_{\text{РФН}}$ по пункту б.
6. Аналіз одержаних результатів і висновки по роботі.

Контрольні питання

1. У чому полягають достоїнства фазового методу пеленгації?
2. У чому полягає відмінність антенної системи при фазовому моноімпульсному методі вимірювання кутової координати від антенної системи при амплітудному методі?
3. Які основні вимоги до характеристик каналів прийому фазового моноімпульсного пеленгатора?
4. Як впливає на точність вимірювання кутових координат не ідентичність характеристик приймальних каналів фазового пеленгатора?
5. Чому в моноімпульсних системах застосовується сумарно-різницева обробка сигналів?
6. Чому в моноімпульсних системах вимірювання кутових координат

необхідно використовувати автоматичне регулювання посилення?

7. У чому полягають недоліки фазових моноімпульсних пеленгаторів?

8. Як можна усунути неоднозначність вимірювання кутових координат у фазових системах?

1.5 Лабораторна робота «Дослідження залежності порогового сигналу від кількості імпульсів при лінійному та експоненціальному накопиченні сигналів»

Мета: закріпити теоретичні знання по методам оптимальної обробки імпульсних радіолокаційних сигналів.

Завдання лабораторної роботи:

1. Дослідити роботу лінійного накопичувача імпульсних сигналів
2. Дослідити роботу експоненціального накопичення імпульсних сигналів.
3. Провести порівняльний аналіз методів накопичування сигналів та визначити їх ефективність у підвищенні імовірності виявлення сигналів від цілі.

Основні теоретичні відомості

При обробці радіолокаційних сигналів використовується синхронне накопичення сигналу, тобто складних сигналів, що приходять з однієї і тієї ж дальності (тобто від одної цілі) в різні періоди повторення.

Ефективність накопичення залежить від кількості імпульсів у прийнятому «пакеті», так і від можливостей накопичувача.

В роботі досліджуються накопичувачі лінійного та експоненціального типів.

Варіантом лінійного накопичувача може бути лінія затримки з відводами. Як експоненціальний накопичувач може бути використаний підсилювач з затриманим позитивним зворотним зв'язком (рис. 1.19).

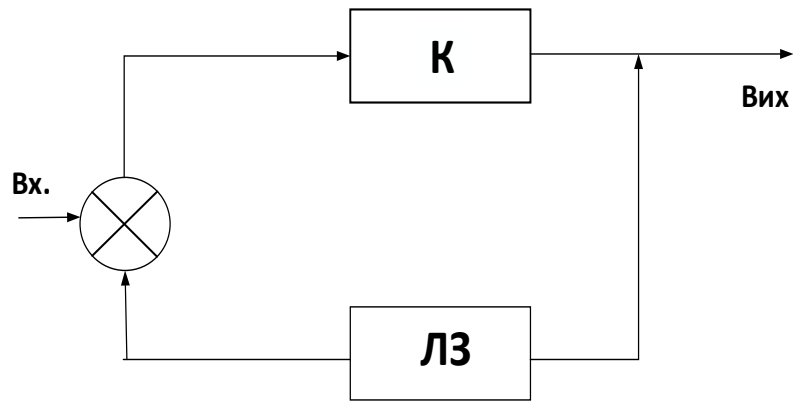


Рис. 1.19 Структурна схема накопичувача сигналів

Величина затримки повинна дорівнювати періоду повторення імпульсів.. (Характеристики накопичувачів експоненціального типу мають також екрани електронно-променевих трубок та око людини).

При використанні накопичувачів одержуємо вигаш у відношенні сигнал/шум, що визначається наступним чином [5]:

$$G = \frac{\left(\frac{P_c}{P_{ш}}\right)_{вих}}{\left(\frac{P_c}{P_{ш}}\right)_{вх}} = \frac{P_{с.вих} \cdot P_{ш.вх}}{P_{с.вх} \cdot P_{ш.вих}}$$

Для лінійного накопичувача вигаш дорівнює n , для експоненційного–

$$G = \frac{[1 - (\beta_k)^n]^2}{1 - \beta_k} \cdot (1 + \beta_k),$$

де: n - кількість імпульсів, що накопичуються;

β_k - коефіцієнт передачі сигналу в замкнутій петлі зворотного зв'язку.

Описання лабораторної установки

Імітатор сигналу (рис 1.20) дозволяє генерувати пакет імпульсів зі змінним числом імпульсів у пакеті. Для зручності одночасного спостереження всіх імпульсів пакету на екрані осцилографа період повторення імпульсів значно скорочено порівняно з періодом реальних систем.

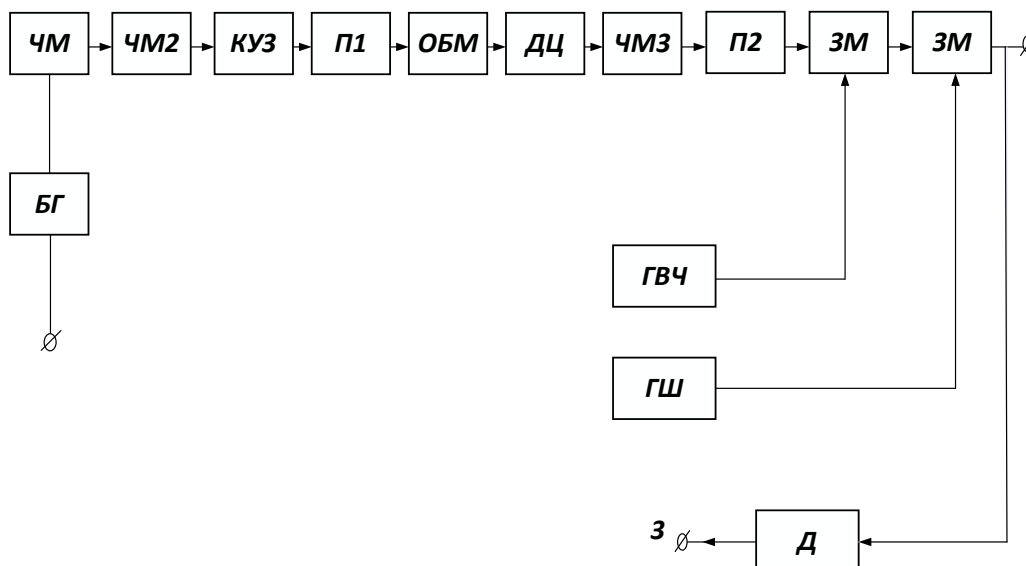


Рис. 1.20 Структурна схема лабораторної установки

Період повторення імпульсів у імітаторі становить 20 мкс (у реальних системах 500...2000мкс), тривалість імпульсів 1 мкс. Зменшення періоду повторення імпульсів не змінює характеристик накопичення сигналу.

Блокінг-генератор (БГ) забезпечує синхронний запуск мультівібратора М1 та розгортки осцилографа. Один такт роботи БГ імітує один оберт антени РЛС. Заднім фронтом імпульсу М1 запускається мультівібратор М2. З виходу М2 знімається імпульс від'ємної полярності, тривалість якого визначає тривалість пакету. Цей імпульс подається на схему з контуром ударного збудження (КУЗ). Сигнал з КУЗ підсилюється, двостороннє обмежується та диференціюється. Часовий інтервал між диференційованими імпульсами імітує частоту повторення імпульсів РЛС. Диференційовані імпульси від'ємної полярності запускають мультівібратор М3, який видає імпульси тривалістю 1...2 мкс.

Ці імпульси моделюють сигнал генератора високої частоти ГВЧ. Таким чином на виході модулятора маємо пакет високочастотних імпульсів, який змішується з шумом у наступному каскаді (ЗМ). Високочастотний сигнал знімається з клеми 2. Відеосигнал знімається після детектора Д з клеми 3.

Порядок проведення роботи

1. Зняти імпульсні характеристики лінійного та експоненціального накопичувачів.
2. Зняти частотні характеристики обох накопичувачів.
3. Дослідити вплив кількості імпульсів, що накопичуються, на величину порогового сигналу при лінійному та експоненціальному накопиченні імпульсів.

Для зняття імпульсних характеристик накопичувачів збирається схема у відповідності з рис.1.21 на вхід накопичувача подається імпульсний сигнал тривалістю приблизно 1 мкс. Амплітуда цього сигналу повинна бути в межах 1В, щоб накопичувач працював у лінійному режимі.

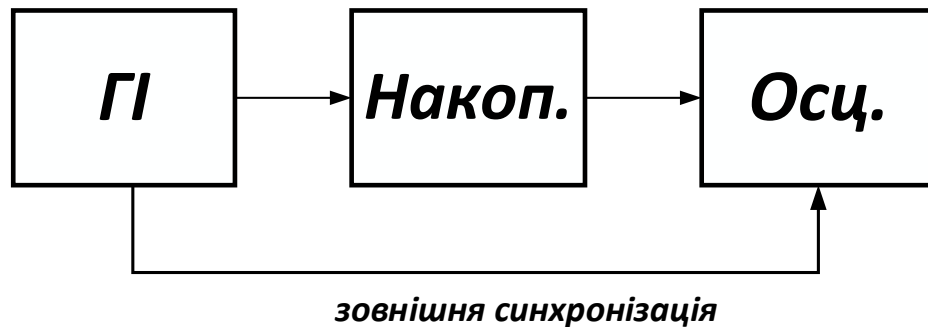


Рис. 1.21 Схема проведення вимірювань результатів накопичення імпульсів

Для експоненціального накопичувача визначаються величини β_k в залежності від положення потенціометра, що регулює величину підсилення у ланцюжку зворотного зв'язку.

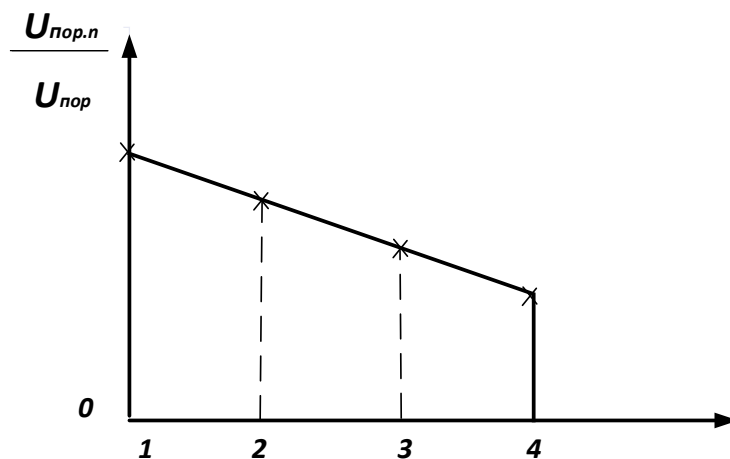


Рис. 1.22 Зміна амплітуди сигналу зворотного зв'язку

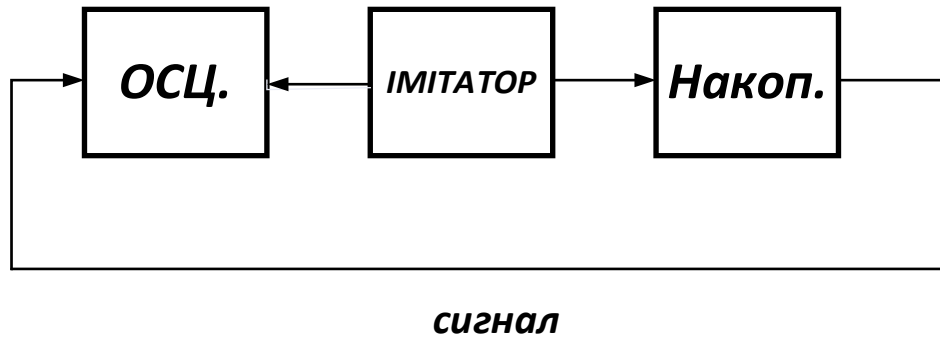


Рис. 1.23

Амплітуди наступних імпульсів дорівнюють амплітудам попередніх, помноженим на β_k , тобто

$$U_{n+1} = U_n \cdot \beta_k, \text{ звідки } \beta_k = \frac{U_{n+1}}{U_n}.$$

Для зняття залежності порогової величини вхідного сигналу від кількості імпульсів, що інтегруються (накопичуються), збирається схема рис. 1.23 залежності знімаються при фіксованій величині шумового сигналу. Кількість імпульсів змінювати від 1 до 10. Для експоненціального накопичувача зняти 3 залежності при різних величинах β_k :

1 - $\beta_{\text{мін}}$ - мінімальна величина, при якій ще спостерігається ефект накопичення.

2 - $\beta_{\text{макс}}$ - максимальна величина на порозі самозбудження накопичувача.

3 - $\beta_{\text{сер}}$ - середня величина між $\beta_{\text{мін}}$ та $\beta_{\text{сер}}$.

Порогова величина вхідного сигналу визначається відносно одиничного імпульсу, коли накопичення нема, тобто будується залежність, орієнтовно показана на рис. 1.22.

Всі 4 залежності (3 для експоненціального та 1 для лінійного накопичувачів) будуються в одних координатах для зручності порівняння.

Порівняти отримані результати з теорією.

Порівняти між собою обидва типи накопичувачів з точки зору доцільності застосування.

Зміст звіту

1. Блок-схема експериментальної установки.
2. Імпульсні характеристики накопичувачів.
3. Частотні характеристики накопичувачів.
4. Залежності, зняті по п.3. завдання.
5. Висновки.

Контрольні запитання

1. Як повинен змінюватися сигнал на виході лінійного та експоненціального накопичувачів при збільшенні числа імпульсів у пакеті?
2. Як повинен змінюватися сигнал на виході експоненціального накопичувача при збільшенні числа імпульсів у пакеті при різних величинах β K ? Порівняйте з результатами експерименту.
3. Якими повинні бути частотні та імпульсні характеристики лінійного та експоненціального накопичувачів? Порівняйте з результатами експерименту.
4. Порівняйте між собою обидва типи накопичувачів. Від чого залежить доцільність застосування того чи іншого типу в РЛС?

РОЗДІЛ 2 ДОСЛІДЖЕННЯ СКЛАДНИХ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИГНАЛІВ

2.1 Лабораторна робота «Вивчення властивостей сигналу з лінійною частотною модуляцією на віртуальній моделі системи»

Мета: Дослідити питання формування і оптимальної обробки радіолокаційних сигналів з лінійною частотною модуляцією (ЛЧМ).

Завдання лабораторної роботи.

1. В середовищі спеціального програмного забезпечення Matlab побудувати математичну модель ЛЧМ сигналу.
2. Розглянути параметри сигналу, та його спектральні характеристики.
3. Дослідити роботу математичної моделі оптимальної обробки ЛЧМ сигналу.

Основні теоретичні відомості

Складні сигнали, який частіше всього застосовують в радіолокаційних системах, є сигнали з прямокутною огинаючою тривалістю T_C , несуча частота яких змінюється неперервно по лінійному закону (ЛЧМ) [1]:

$$f(t) = f_0 - \left[\frac{(F_m)}{T_c} \right] \cdot t \quad (2.1)$$

де F_m – максимальна частотна девіації за час T_C .

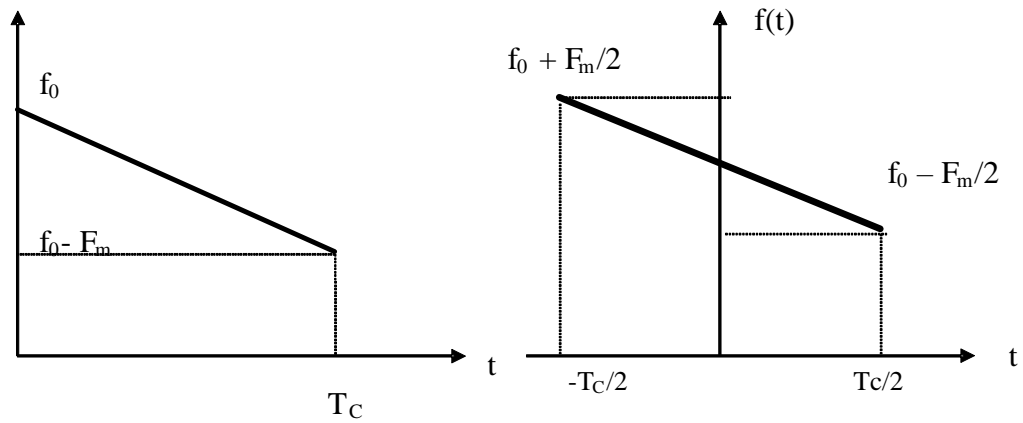


Рис.2.1 Закон зміни частоти в ЛЧМ сигналі

При проходженні ЛЧМ сигналу через оптимальний пристрій обробки (узгоджений фільтр або корелятор) його тривалість зменшується (стискається) в B разів, а амплітуда зростає в \sqrt{B} разів, де B – база сигналу, яка визначається, як множення ширини полоси сигналу (Δf) на його тривалість: $B = \Delta f T_c$.

Аналітично ЛЧМ сигнал записується наступним чином [2]:

$$s(t) = A \cdot \cos \left[2\pi \left[f_0 t - \left[\frac{(F_m)}{T_c} \right] \cdot t^2 \right] \right] \quad (2.2)$$

при $0 \leq t \leq T_c$.

Формування ЛЧМ сигналу можна здійснити декількома методами. Активний метод проявляється в тому, що частота генератора передавача перелаштовується на інтервалі часу, який дорівнює тривалості імпульсу. Наприклад, це може бути впроваджено за допомогою реактивності (індуктивність або ємність), характеристика якої змінюється в процесі модуляції сигналу. При пасивному методі використовується такий же оптимальний фільтр, що використовується при обробці ЛЧМ сигналу, але відмінність роботи є в тому, що вхід і вихід цього фільтру міняються місцями. Таким чином на «новий» вхід подають короткий немодульований сигнал, а на «новому» виході оптимального фільтру отримують ЛЧМ сигнал.

Спектральні властивості сигналу

Спектральну щільність ЛЧМ сигналу можна представити наступною аналітичною формулою [3]:

$$S(j\omega) = \left(\frac{A}{2}\right) \cdot \int_{-\frac{T_c}{2}}^{\frac{T_c}{2}} \exp j \left[[(\omega_0 - \omega) \cdot t] + \frac{(F_m) \cdot t^2}{(2T)_c} \right] dt \quad (2.3)$$

Визначити модуль спектральної щільності в загальному вигляді неможливо, тому усі обчислення здійснюють числовими методами. Для значення бази сигналів $B > 50$ спектральна щільність ЛЧМ сигналу достатньо точно описується виразом.

$$S(j\omega) = \left(\frac{T_c}{B}\right) \cdot \exp \left[-j\pi B \cdot \frac{[(f - f_0)^2]}{(F_m)^2} \right] \quad (2.4)$$

для $|f - f_0| \leq F_m/2$.

На рис.2.2 приведені амплітудно-частотні спектри ЛЧМ сигналів з різною базою [2].

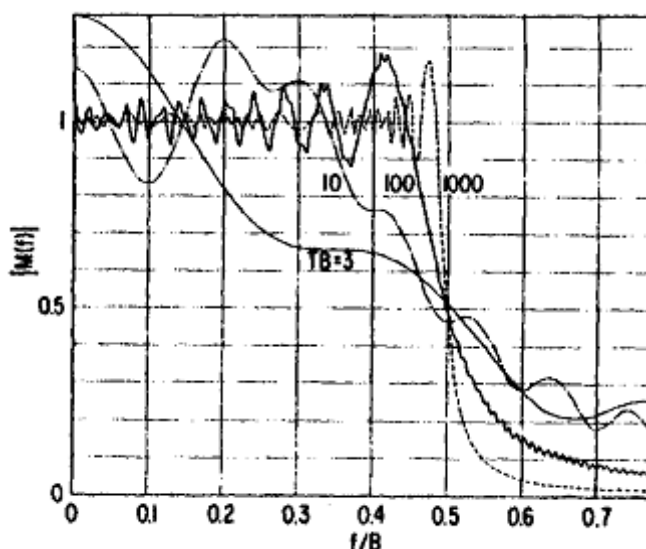


Рис. 2.2 Нормований амплітудно-частотний спектр ЛЧМ сигналу для різних значень В.

Функція невизначеності ЛЧМ сигналу.

Функція невизначеності ЛЧМ сигналу записується наступним чином [5]:

$$\chi(\tau, f_d) = \left| \frac{\left[\sin \left[\pi \left[\left[\frac{F_m \tau}{T_c} \right] + f_d \right] (T_c - |\tau|) \right] \right]}{\left[\pi \left[\frac{F_m \tau}{T_c} \right] + f_d \right] \cdot T_c} \right| \quad (2.5)$$

при $-T_c \leq \tau \leq T_c$.

У випадку, коли девіація частоти $F_m = 0$ (частотна модуляція відсутня), вищезазначений вираз повністю співпадає з виразом функції невизначеності (ФН) прямокутного імпульсу. Це свідчить про те, що роздільна здатність по частоті, а саме по радіальній швидкості, визначається тільки тривалістю сигналу і законом зміни його амплітуди. Здатність системи розрізнити два сигналу визначається тривалістю часу для аналізу цих сигналів, який не може бути більшим, ніж тривалість цих сигналів. Чим більша тривалість сигналів що аналізують, тим більші відмінності їхніх вихідних ефектів у вигляді різного набігу фази. Тому, роздільна здатність по частоті визначається тривалістю сигналів, що використовують. Особливу увагу заслуговує аналіз ФН при $f_d = 0$. В цього випадку вираз ФН можна записати у вигляді:

$$\chi(\tau, 0) = \frac{|\sin \pi F_m \tau|}{|\pi F_m \tau|} \quad (2.6)$$

тому, перетин нормованої кореляційної функції площиною $f_d = 0$ представляє собою функцію $\sin x/x$, ширина центрального максимуму якої залежить від частоти девіації F_m .

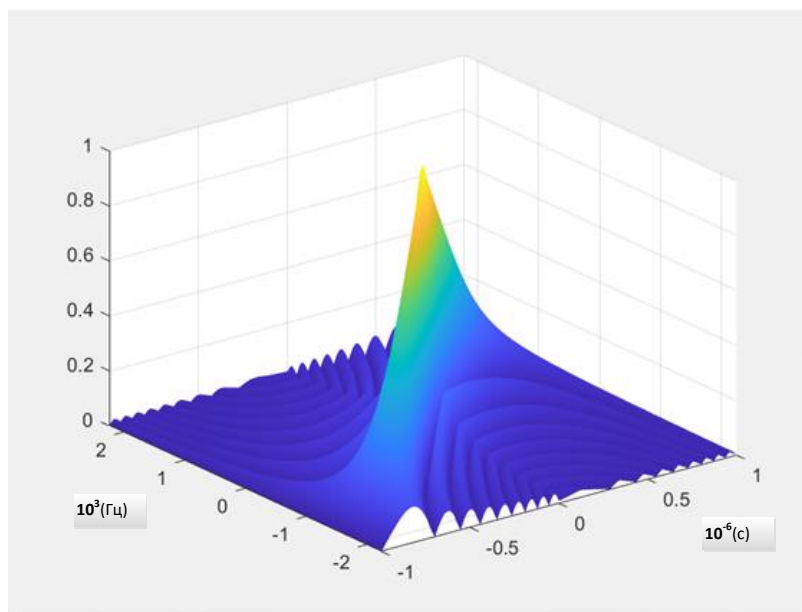


Рис. 2.3 Функція невизначеності ЛЧМ сигналу.

Розширенням спектру сигналу, шляхом збільшення девіації частоти, можна отримати скільки потрібно високу роздільну здатність по часу (дальності).

Розмір топографічного перетину функції невизначеності ЛЧМ сигналу (рис. 2.4) вздовж ліній максимумів визначається [2]:

$$\text{вздовж осі } \tau - |\tau| = 0.5 \cdot T_c$$

$$\text{вздовж осі } f_{\delta} - |f_{\delta}| = 0.5 \cdot F_m$$

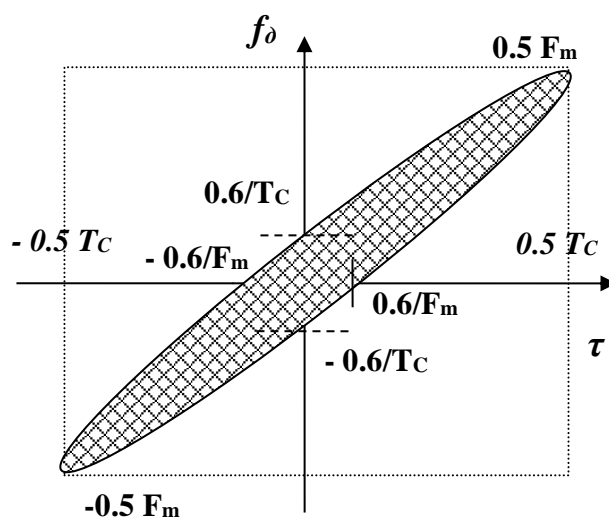


Рис. 2.4 Перетин функції невизначеності по рівню 0,5

Область високої кореляції ЛЧМ радіоімпульсу (рис. 2.4) сильно витягнута в напрямлені осі частот, і має ширину $1/2 F_m$. Таким чином, застосування ЛЧМ для радіоімпульсу, дозволяє отримати високу роздільну здатність як в часі (за рахунок збільшення девіації частоти), так і по частоті (за рахунок збільшення тривалості сигналу).

Переваги такого сигналу в тому, що його тривалість і девіацію частоти, які визначають ширину спектра сигналу, можуть задаватися незалежно одна від другої, при цьому їх множення (база ЛЧМ сигналу) може досягати великих значень.

Оптимальна фільтрація ЛЧМ сингала

Коефіцієнт передачі оптимального фільтру, призначеного для обробки ЛЧМ сигналу можна представити у вигляді [5]:

$$K_{onm}(j\omega) = CS^*(j\omega)\exp(-j\omega t_0), \quad (2.7)$$

при $t_0 \geq T_c$

Імпульсна характеристика оптимального фільтру представляє собою дзеркальне відображення сигналу, який затримано на час t_0 .

$$Q_{onm}(t) = Cs(t_0 - t), \quad (2.8)$$

при $t_0 \geq T_c$

Якщо у цей вираз підставити значення спектральної щільності ЛЧМ сигналу, то отримаємо формулу коефіцієнта передачі оптимального фільтру ЛЧМ сигналу [5].

$$K_{onm}(j\omega) = (T_c)/B \cdot \exp(j(\pi B(f - f_0)^2)/F_m^2) \cdot \exp(-j\omega T_c) \quad (2.9)$$

при $t_0 = T_c, |f - f_0| \leq F_m$.

З формули 2.9 можна зробити висновок, що оптимальний фільтр для ЛЧМ сигналу, при постійному коефіцієнті $C=1$, можна реалізувати у вигляді двох послідовно поєднаних фільтрів $K_1(j\omega)$ і $K_2(j\omega)$.

$$K_1(j\omega) = (CT_c)/B \cdot \exp(-j\omega T_c) \text{ при } |f - f_0| \leq F_m;$$

$$K_1(j\omega) = 0 \text{ для усіх других значень } f$$

$$K_2(j\omega) = \exp(j(\pi B(f - f_0)^2)/F_m^2)$$

Лінійну систему з коефіцієнтом передачі $K_1(j\omega)$ можна реалізувати за допомогою смугового підсилювача, налаштованого на частоту f_0 зі смугою пропуску F_m .

Лінійну систему з коефіцієнтом передачі $K_2(j\omega)$ можна реалізувати за допомогою фазозсувної системи з фазочастотною характеристикою

$$\pi B(f - f_0)^2 / F_m^2,$$

і з постійним у смузі частот $|f - f_0| \leq F_m$ модулем коефіцієнта передачі.

Фазозсувну систему можна реалізувати на основі ультразвукової дисперсійної лінії затримки, або на основі фільтрів з зосередженими параметрами.

Дисперсійна лінія затримки є особливий пристрій, в якому час затримки сигналу залежить від частоти. Якщо допустити, що в перший момент часу ЛЧМ сигнал містить складові з високою частотою, а в наступний моменти часу складові з низькою частотою, то в момент заповнення фільтру усім сигналом, дисперсійна лінія затримки забезпечить синфазне додавання усіх складових ЛЧМ сигналу. В результаті, на виході відбувається стиснення сигналу.



Смуговий фільтр підсилювача відсікає спектральні складові шуму, які знаходяться за межами смуги пропускання, і підсилює спектральні складові, в яких зосереджена енергія ЛЧМ сигналу.

Опис спеціального програмного забезпечення для виконання лабораторної роботи

Програмне забезпечення для дослідження ЛЧМ сигналів розроблено в середовищі Matlab. Програма розміщена на сервері кафедри. Запуск програми відбувається з командної строки Matlab вікна Command Window.

Програма, при заданій тривалості сигналу, заданій основній частоті, і девіації частоти сигналу дозволяє дослідити:

- Амплітудно-частотний спектр сигналу, фазо-частотний спектр сигналу;
- Розрізнення сигналів при їх суміщенні у часі сигналів при різних співвідношеннях сигнал – шум на вході пристрою обробки;
- Значення кореляційних характеристик сигналів.

В програмі передбачено дослідження ЛЧМ сигналів для трьох різних типів модуляції: лінійне збільшення частоти, лінійне зменшення частоти, і «V» - подібна зміна частоти.

Порядок виконання роботи

Під час виконання лабораторної роботи необхідно уважно вивчити теоретичний матеріал, і відповісти на контрольні питання в кінці роботи.

При роботі в середовищі Matlab:

1. Виконати побудову ЛЧМ сигналу для трьох типів модуляції. Для цього включити команду «Сигнал на основній частоті», попередньо вказати параметри сигналу в полі вводу параметрів : Тривлість, Основна частота, Девіація частоти.
2. Побудувати АЧС і ФЧС сигналу для різних типів модуляції і параметрів сигналів.
3. Вказати затримку сигналів в імітаторі відбитих сигналів для першого і другого відбитого сигналу, а також вказати відношення сигнал-шум на вході пристрою обробки. Провести оцінку роздільної здатності сигналів в залежності від їх складності.

4. Побудувати перетин ФН при різних значеннях швидкості цілі. Дослідження провести для різних значень швидкості цілі, так і при різних співвідношеннях сигнал-шум на вході пристрою обробки сигналів.

5. Для різних параметрів сигналів побудувати 3-х вимірні ФН. Оцінити зміни ФН в залежності від зміни параметрів сигналів.

6. Побудувати Діаграму невизначеності (ізокорелянти перетину на рівні 0.5) ФН сигналів з різними типами модуляції. Визначити на графіках характеристики роздільної здатності сигналів.

7. Для ЛЧМ сигналів з лінійно збільшенням частоти виконати придушення бокових викидів кореляційної функції. Провести якісну та кількісну оцінку ступеня системи придушення бокових викидів.

Зміст звіту

1. Параметри ЛЧМ сигналів, що досліджувалися.
2. Форми сигналів, що досліджуються по всіх пунктах, що виконувалися в лабораторній роботі.
3. Функція невизначеності і Діаграма невизначеності сигналів
4. Розрахунок роздільної здатності сигналів по швидкості і дальності.
5. Висновки по всіх пунктах.

Контрольні питання:

1. Які сигнали називають складними??
2. Як зміниться тривалість та амплітуда складного сигналу після його оптимальної обробки?
3. Які з основних характеристик РЛС можна поліпшити за рахунок використання складних сигналів?

2.2 Лабораторна робота «Дослідження на лабораторній установці властивостей сигналу з лінійною частотною модуляцією»

Мета: експериментально дослідити питання формування та оптимальної обробки сигналів з лінійною частотною модуляцією

Завдання лабораторної роботи:

Дослідити роботу узгодженого фільтру ЛЧМ сигналу, які побудований на основі дисперсійної лінії затримки.

Визначити коефіцієнт стиснення ЛЧМ сигналу.

Проаналізувати зміну відношення сигнал\шум на виході узгодженого фільтру.

Основні теоретичні відомості

Від параметрів зондуючого сигналу залежать основні характеристики РЛС: максимальна дальність дії, точність визначення координат та швидкості об'єкта, розрізнявальна здатність по дальності та швидкості. Істотне покращання вказаних характеристик досягається при застосуванні складних сигналів.

Складними звать сигнали, у яких база сигналу m , тобто добуток ширини спектру на тривалість сигналу значно більше одиниці ($m = \Delta f \cdot \tau \gg 1$). Складні сигнали при оптимальній обробці стискаються (тобто зменшується їх тривалість) в m разів, а їх амплітуда зростає в \sqrt{m} разів. Як один із засобів розширення спектру радіоімпульсів може використовуватись лінійна частотна модуляція (ЛЧМ).

Існує два методи формування імпульсів з ЛЧМ: активний та пасивний. Активний метод полягає в тому, що частоту передавача змінюють під час тривалості імпульсу (наприклад, за допомогою реактивності, що перестроюється). При пасивному методі в передавачі використовують той же оптимальний фільтр, що й при обробці сигналу (дисперсійну лінію

затримки), тільки в зворотному порядку, тобто вхід і вихід міняють місцями: тепер на новий вхід подають короткий немодульований радіоімпульс, а на новому виході отримують частотно-модульований сигнал більшої тривалості.

Недоліком активного методу є те, що будь-які відхилення закону зміни частоти передавача або характеристик обробляючого фільтра призводять до порушення погодження фільтра з сигналом. Ефективність обробки зменшується. При пасивному методі цей недолік автоматично відпадає. Але при цьому методі передавач повинен будуватися по певній схемі: задаючий генератор – формувач сигналу – підсилювач потужності.

Застосування сигналів з ЛЧМ є наочною ілюстрацією того теоретичного положення, що потенційна точність виміру дальності та розрізнявальна здатність по дальності в загальному випадку визначаються не тривалістю сигналу, а шириною його спектру.

Припустимо, що несуща частота імпульсу тривалістю τ_1 (рис. 2.5) промодельована за лінійним законом в межах тривалості імпульсу, тобто що

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f = \omega_0 + a \cdot t \text{ при } t \leq \frac{\tau_1}{2}, \quad (2.10)$$

де: a - швидкість зміни частоти при модуляції.

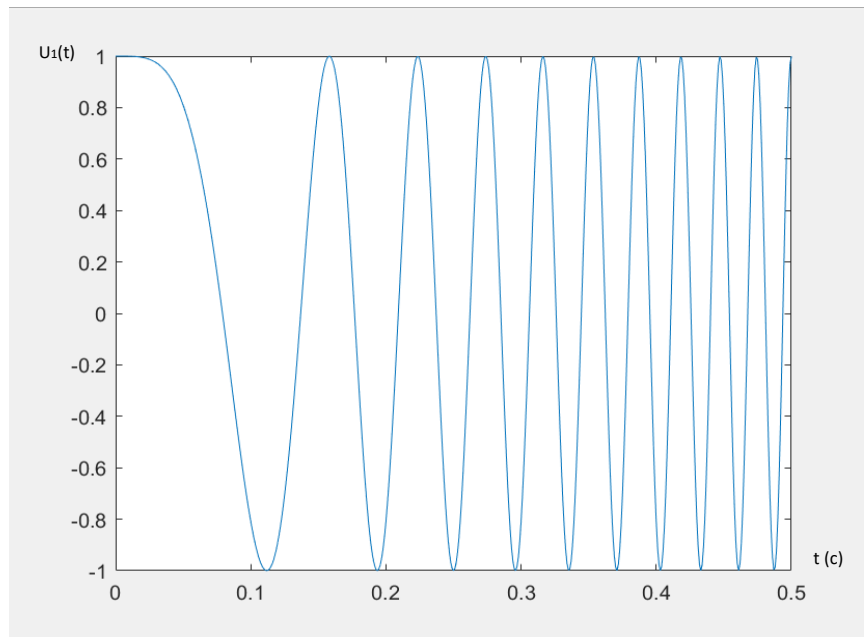
Знайдемо форму імпульсу при виході узгодженого фільтра та зв'язок його тривалості τ_2 з девіацією частоти $\Delta f \leq \frac{a \cdot \tau_1}{2 \cdot \pi}$.

Напрягу сигналу на вході фільтра при амплітуді $U_0 = 1$ можна записати у вигляді $U_1(t) = \exp\left[j \cdot (\omega_0 \cdot t + a \cdot t^2 / 2)\right]$, а його спектр можна представити виразом [5]:

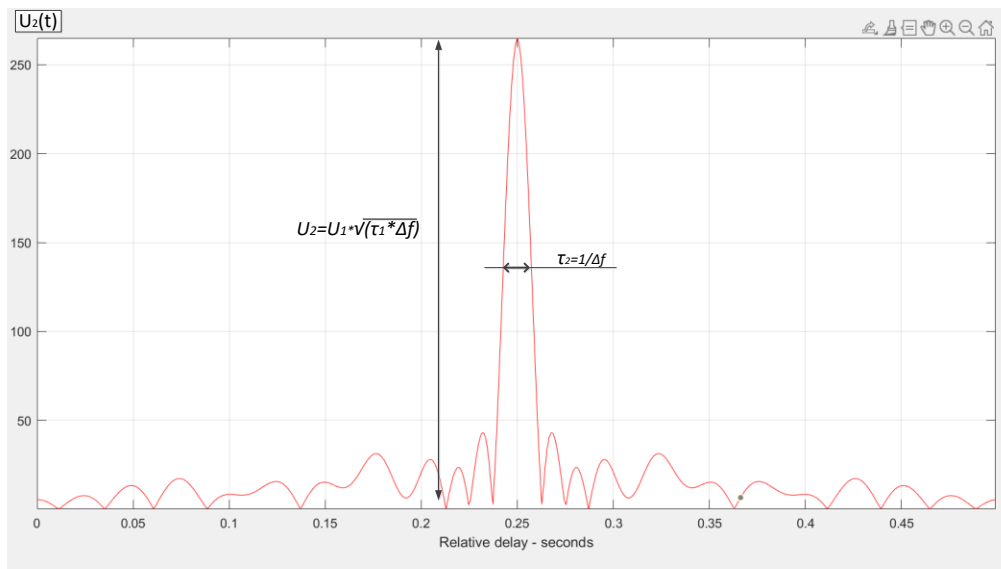
$$G_1(\varpi) = \int_{-\infty}^{\infty} U_1(t) \cdot \exp(j \cdot \varpi \cdot t) dt = \int_{-\tau/2}^{\tau/2} \exp\left\{j \cdot [(\varpi_0 - \varpi) \cdot t + a \cdot t^2 / 2]\right\} dt \quad (2.11)$$

Таким чином, імпульс на виході фільтра має частоту ω_0 , форму обвідної, яка описується функцією типу $\sin(x)/x$, а його тривалість на рівні половинної потужності $\tau_2 = 1/\Delta f$. Отже, коефіцієнт стиснення імпульсу в результаті оптимальної фільтрації дорівнює

$$K_{C.T} = \frac{\tau_1}{\tau_2} = \tau_1 \cdot \Delta f .$$



а)



б)

Рис. 2.5 Вигляд ЛЧМ сигналу: а) до оптимальної обробки, б) після стиснення на виході узгодженого фільтру.

Якщо час затримки фільтра τ_3 є лінійною функцією частоти, але з нахилом, протилежним нахилу зміни частоти, то коефіцієнт передачі фільтра дорівнює $K_\phi(\omega) = \exp\left[j \cdot (\omega_0 - \omega)^2 / 2 \cdot a\right]$ і спектр сигналу на виході фільтра

можна представити виразом $G_2(\omega) = G_1(\omega) \cdot K_\phi(\omega)$, який після підстановки $G_2(\omega)$ та перетворень приводиться до вигляду:

$$\begin{aligned}
 U_2(t) &= \sqrt{\tau_1 \cdot \Delta f} \cdot \frac{\sin(a \cdot \tau_1 \cdot t / 2)}{a \cdot \tau_1 \cdot t / 2} \cdot \exp(j \cdot \omega_0 \cdot t) = \\
 &= \sqrt{\tau_1 \cdot \Delta f} \cdot \frac{\sin(\pi \cdot \Delta f \cdot t)}{\pi \cdot \Delta f \cdot t} \cdot \exp(j \cdot \omega_0 \cdot t)
 \end{aligned}
 \tag{2.12}$$

Амплітуда імпульсу з ЛЧМ на виході оптимального фільтра $U_2 = U_1 \cdot \sqrt{\tau_1 \cdot \Delta f}$, тобто збільшиться в $\sqrt{\tau_1 \cdot \Delta f}$ разів.

Описання лабораторної установки

Спрощена структурна схема лабораторної установки показана на рис. 2.6. Вона складається з таких елементів:

Щ – імітатор цілей;

ГШ – генератор шуму;

С – суматор;

ДЛЗ – дисперсійна лінія затримки;

СП – смуговий підсилювач;

СКБП – схема корекції бокових пелюсток.

Більш повна схема – рис. 2.7.

Імітатори 1-ої та 2-ої цілей служать для імітації сигналів з ЛЧМ, відбитих від цілей.

Параметри сигналів:

$$\tau_1 = 21 \text{ мкс}; f_0 = 10,2 \text{ МГц}; \Delta f = 1,4 \text{ МГц}.$$

Положення сигналу цілі 1 фіксоване в часі, а положення сигналу цілі 2 можна міняти відносно сигналу цілі 1. В імітаторах застосовано активний спосіб формування сигналу з ЛЧМ. Основним елементом імітатора є задаючий генератор, частота якого змінюється за лінійним законом. Частотою генератора керує реактивний елемент, на який подається керуюча

пилкоподібна напруга, що виробляється ГПН. Безперервне синусоїдальне коливання з ЧМ підсилюється і поступає в стробуючий каскад, де з допомогою строб-імпульсу вирізається радіоімпульс потрібної тривалості, який через емітерний повторювач поступає в суматор. Роботу перелічених вище каскадів та осцилографа синхронізує система, що складається з блокінг-генератора, мультівібраторів затримки пилки, строб-імпульсу, мультівібратора запуску пилки та строб-імпульсу та мультівібратора синхроімпульсу.

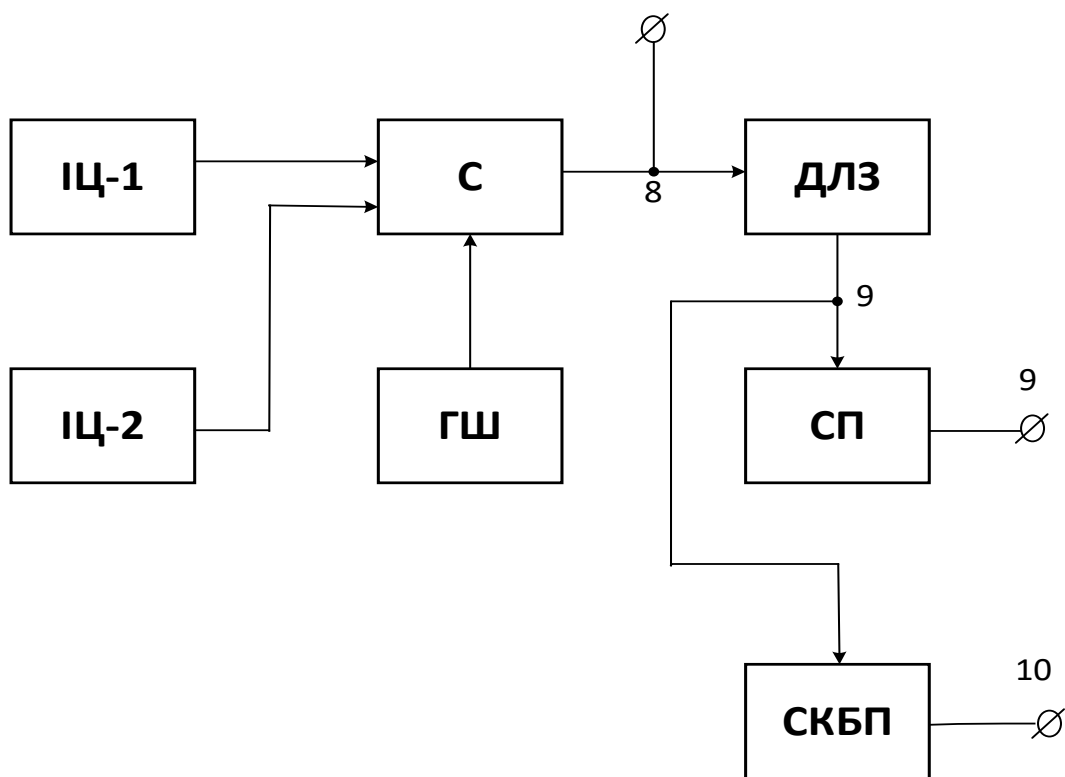


Рис. 2.6 Спрощена структурна схема лабораторної установки.

У генераторі шуму використаний стабілітрон Д808. Сигнал, що генерується має дуже малий рівень, тому він підсилюється 4-каскадним смуговим підсилювачем з половою підсилення 9,5...10,9 МГц. Сигнали 1 та 2 цілей, а також шумовий сигнал поступають на суматор, де відбувається їх лінійне складання та підсилення. Сумарний сигнал поступає на ДЛЗ, де відбувається

його обробка. Амплітуди сигналів обох цілей та рівень шуму можна змінювати. ДЛЗ має затухання 56 дБ, тому після неї стоїть підсилювач з смугою 9,5...10,9 МГц. Бокові пелюстки у стиснутого сигналу є результатом прямокутності спектру сигналу. Щоб від них позбавитись, треба застосувати підсилювач з частотною характеристикою не прямокутної форми, а з більш повільно спадаючими краями, наприклад, дзвоноподібної.

В лабораторному макеті використовується шестикаскадний резонансний підсилювач, у якого характеристика майже відрізняється від дзвоноподібної.

На рис. 2.8. показані епюри напруги, що пояснюють роботу лабораторної установки (сигнали цілі 2 та шуму дорівнюють нулю).

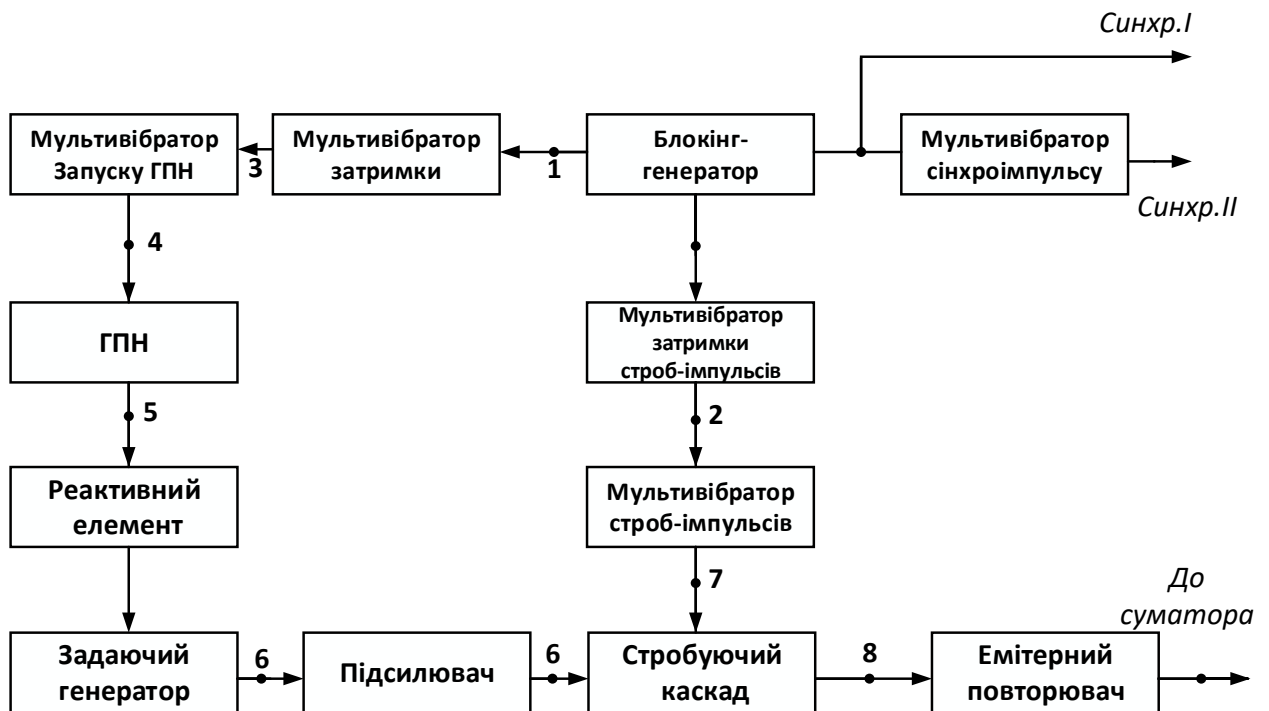


Рис. 2.7. Повна структурна схема лабораторної установки

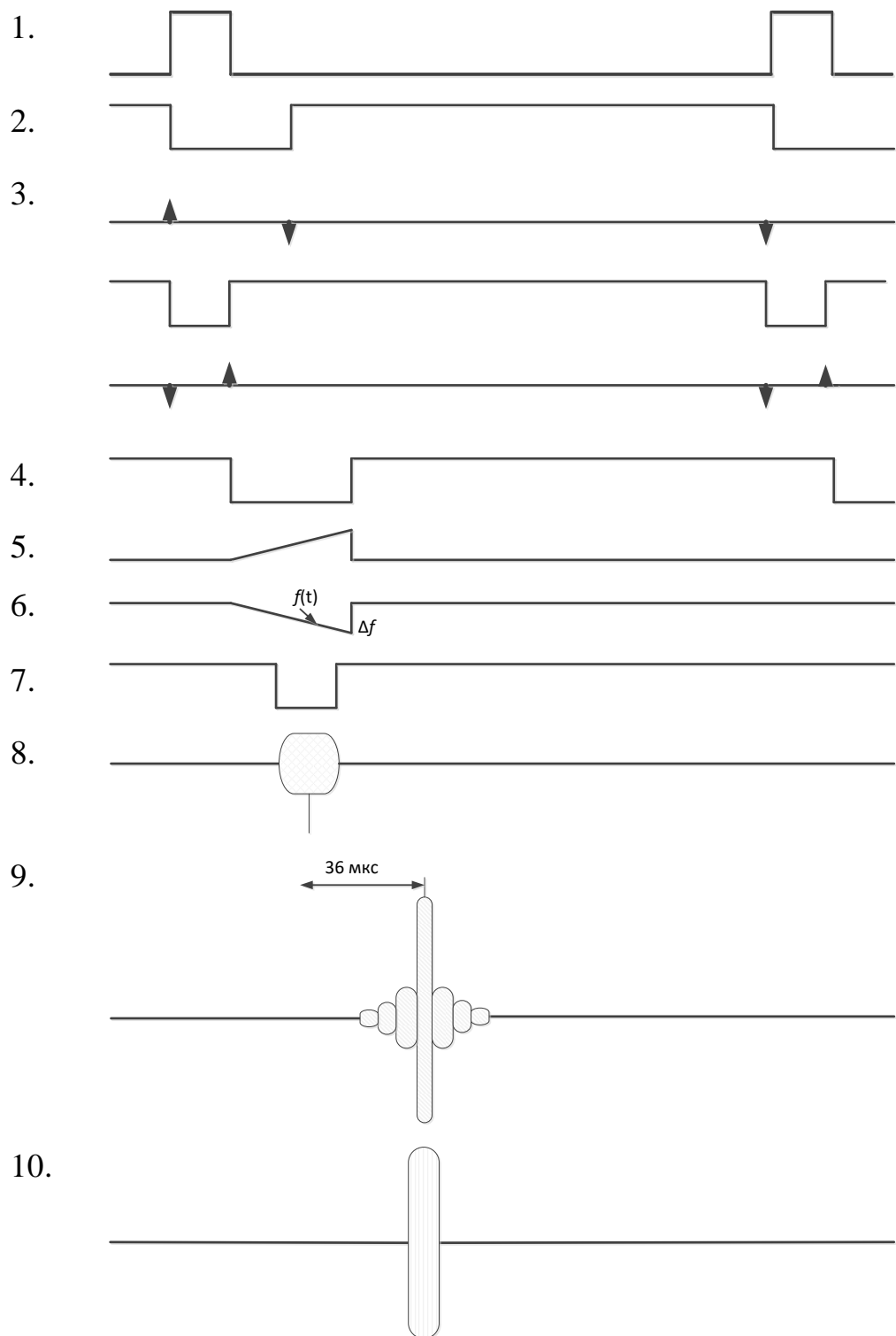


Рис. 2.8 Епюри напруги, на виходах лабораторної установки, що пояснюють її роботу: 1) Основний синхроімпульс; 2) Імпульс затримки стробу; 3) Імпульс затримки пилкоподібного сигналу; 4) Імпульс затримки ГПН; 5) Управляюча пилкоподібна напруга; 6) Зміна частоти на виході ЧМ генератора; 7) Строб-імпульс визначає тривалість ЛЧМ сигналу; 8) Імпульс ЛЧМ; 9) Імпульс після ДЛЗ; 10) Сигнал на виході СКБП.

Порядок виконання роботи та методичні вказівки

В лабораторній роботі досліджуються:

- а) дисперсійні властивості лінії затримки (ДЛЗ);
- б) стиснення сигналу;
- в) корекція бокових пелюсток;
- г) розрізнявальна здатність по дальності;
- д) виділення сигналу на фоні шуму;
- е) вплив параметрів сигналу з ЛЧМ на форму стисненого імпульсу.

1. Поставити перемикач 2 в положення 1. При цьому на вхід ДЛЗ подається радіоімпульс тривалістю 5 мкс без частотної модуляції. Змінюючи частоту імпульсу від 9,5 до 10,9 МГц (ручка «Початкова частота»), можна оцінити дисперсійні властивості ДЛЗ. При цьому частота в імпульсі корелюється частотоміром з гнізда «Контроль частоти», положення вхідного імпульсу – «Вхід ДЛЗ», положення імпульсу після ДЛЗ – з гнізда «Вихід смугового підсилювача». Синхронізація осцилографа – від гнізда «синхр.2», розгортка – 5 мкс.

2. Вхід осцилографа підключається до гнізда «Вхід ДЛЗ» і фіксується положення вхідного імпульсу. Після цього осцилограф підключається до гнізда «Вихід смугового підсилювача» і фіксується положення вихідного імпульсу. Частоту змінювати від 9,5 до 10,9 МГц. По результатам вимірів будується залежність $\tau_3 = \varphi(f)$.

3. Поставити перемикач 2 в положення 2. При цьому на вхід ДЛЗ поступають імпульси з ЛЧМ. Частотомір відключити. Осцилограф підключити до гнізда «Вихід смугового підсилювача», синхронізація – з гнізда «синхр.2», розгортка 5 мкс.

4. Ручками «Початкова частота» та «Тривалість імпульсу» добитися найкращої форми вихідного імпульсу. Визначити тривалість цього імпульсу на рівні 0,707, оцінити рівень бокових пелюсток.

Визначити тривалість вхідного імпульсу (гніздо «вхід ДЛЗ», синхронізація – «синхр.1»).

По одержаним результатам визначити коефіцієнт стиснення.

Підключити осцилограф до гнізда «Вихід СКБП» і подивитись форму імпульсу. Оцінити рівень бокових пелюсток та визначити тривалість імпульсу. Порівняти результати спостережень та вимірів з аналогічними результатами до корекції.

5. Поставити перемикач 2 в положення 2 і дослідити вплив параметрів сигналу з ЛЧМ на форму та положення стиснутого сигналу

а) Осцилограф підключити до гнізда «Вихід смугового підсилювача», синхронізація – «синхр.2», розгортка 5 мкс. Ручками «Початкова частота» та «Тривалість імпульсу» добитися оптимальної форми стиснутого сигналу. Потім, змінюючи середню частоту в імпульсі з ЛЧМ ручкою «Початкова частота», спостерігати форму вихідного сигналу.

б) Ручку «Початкова частота» встановити в оптимальне положення, а ручкою «Тривалість імпульсу» змінювати тривалість імпульсу з ЛЧМ. Спостерігати, як це впливає на вихідний сигнал.

в) Ручки «Початкова частота» та «Тривалість імпульсу» встановити в оптимальні положення. Викруткою змінювати положення повзунка потенціометра «Девіація частоти» і спостерігати, як це впливає на вихідний сигнал.

6. Поставити перемикач 2 в положення 3. При цьому на вхід ДЛЗ подається сигнали цілей 1 та 2. Ручками «Амплітуда 1 цілі» та «Амплітуда 2 цілі» добитися, щоб амплітуди сигналів обох цілей були однакові. При цьому ручкою «Затримка цілей» встановити таку затримку, щоб цілі можна було спостерігати роздільно (синхр. – 1, розгортка 10 мкс).

Після цього, змішуючи затримку, зафіксувати мінімальну затримку, при якій сигнали ще не зіляються (тобто коли ще можливе їх спостереження).

Після цього підключити осцилограф до гнізда «Вихід смугового підсилювача» - сигнали обох цілей буде видно роздільно. Знову зменшуючи затримку, зафіксувати мінімальну її величину, при якій сигнали ще спостерігаються роздільно.

Зробити висновок, якісний та кількісний, відносно впливу застосування сигналу з ЛЧМ з оптимальною його обробкою на розрізнявальну здатність РЛС по дальності.

7. Поставити перемикач 2 в положення 4. При цьому на вхід ДЛЗ поступають сигнали з двох цілей та шумова перешкода. Осцилограф підключити до гнізда «Вхід ДЛЗ». Ручкою «Амплітуда шуму», встановити такий рівень шумів, при якому сигнали цілей на вході ДЛЗ вже не спостерігаються. Підключити осцилограф до гнізда «Вихід смугового підсилювача». Сигнали цілей тепер стають видимими. Зробити висновок відносно збільшення дальності дії РЛС.

Зміст звіту

1. Функціональна схема лабораторної установки.
2. Форми сигналів, що досліджуються по всіх пунктах завдання на роботу.
3. Висновки по всіх пунктах завдання.

Контрольні запитання

1. Які сигнали зветься складними?
2. Як з простого сигналу отримати складний? Приведіть приклади.
3. Як змінюється тривалість та амплітуда складного сигналу після його оптимальної обробки?
4. Які з основних характеристик РЛС можна покращити завдяки застосуванню складних сигналів?

2.3 Лабораторна робота «Фазоманіпульовані сигнали. Дослідження властивостей псевдовипадкових послідовностей.

М – послідовності на віртуальній моделі системи»

Мета: вивчити властивості псевдовипадкових послідовностей, та формування фазокодоманіпульованих сигналів.

Завдання лабораторної роботи:

1. Дослідити властивості фазокодоманіпульованого сигналу М-послідовність.
2. Вивчити роботу зсувного регістру при формуванні М –послідовності.
3. Визначити основні параметри автокореляційної функції фазокодоманіпульованого сигналу М-послідовність.

Основні теоретичні відомості.

Будемо розглядати сигнали, які представлені у наступній формі:

$$u(t) = A(t)\cos(\omega_0 t + \theta(t)); \quad (2.13)$$

де $A(t)$ – огибаюча, ω_0 – частота переносу сигналу, $\theta(t)$ – фаза сигналу.

Аналітичному виразу (1) відповідає радіосигнал, якій у своєму складі містить змінну у часі амплітуду сигналу $A(t)$, та гармонійний сигнал з високою частотою ω_0 . При теоретичному вивченні сигналів, для спрощення аналізу, із розгляду самого сигналу та його спектру вилучають частоту переносу сигналу ω_0 . Технічно це виконується детектором, який виділяє і пропускає далі тільки огибаючу сигналу. Для опису огибаючої сигналу застосовується її комплексне представлення:

$$U(t) = |U(t)|\exp(i\theta(t)), \quad (2.14)$$

де модуль $|U(t)| = A(t)$ є огибаючою сигналу $u(t)$. Перехід від комплексної огибаючої знову до сигналу здійснюється за формулою:

$$u(t) = \operatorname{Re}U(t)\exp(i\omega_0 t) , \quad (2.15)$$

Фазоманіпульовані (ФМ) сигнали представляють собою послідовність радіоімпульсів, початкові фази яких змінюються по заданому закону (рис. 2.9). Як правило, ФМ сигнал складається з радіоімпульсів з двома значеннями початкових фаз: 0 та π . Комплексна огибаюча таких сигналів представляє собою послідовність позитивних і негативних відеоімпульсів. Як зазначалося раніше, при аналізі розглядають тільки комплексну огибаючу, тому її теж будемо називати ФМ сигналом. На (рис. 2.9, в) зображено ФМ сигнал, який складається з 16 прямокутних імпульсів. Прямокутний імпульс $u_0(t)$ з одиничною амплітудою і тривалістю τ_0 записується наступним чином:

$$u_0(t) = 1 \text{ при } 0 \leq t \leq \tau_0 \quad (2.16)$$

Він дорівнює нулю поза межі відрізка $[0, \tau_0]$. Амплітуда n -го імпульса в ФМ відеосигналі a_n дорівнює $+1$ або -1 , що відповідає початковим фазам 0 та π в ФМ радіосигналі. При такому визначенні, комплексна огибаюча ФМ радіосигналу записується наступним чином:

$$U(t) = \sum_{n=1}^N a_n u_0[t - (n-1)\tau_0] \quad (2.17)$$

де, N - кількість, імпульсів в кодовій послідовності.

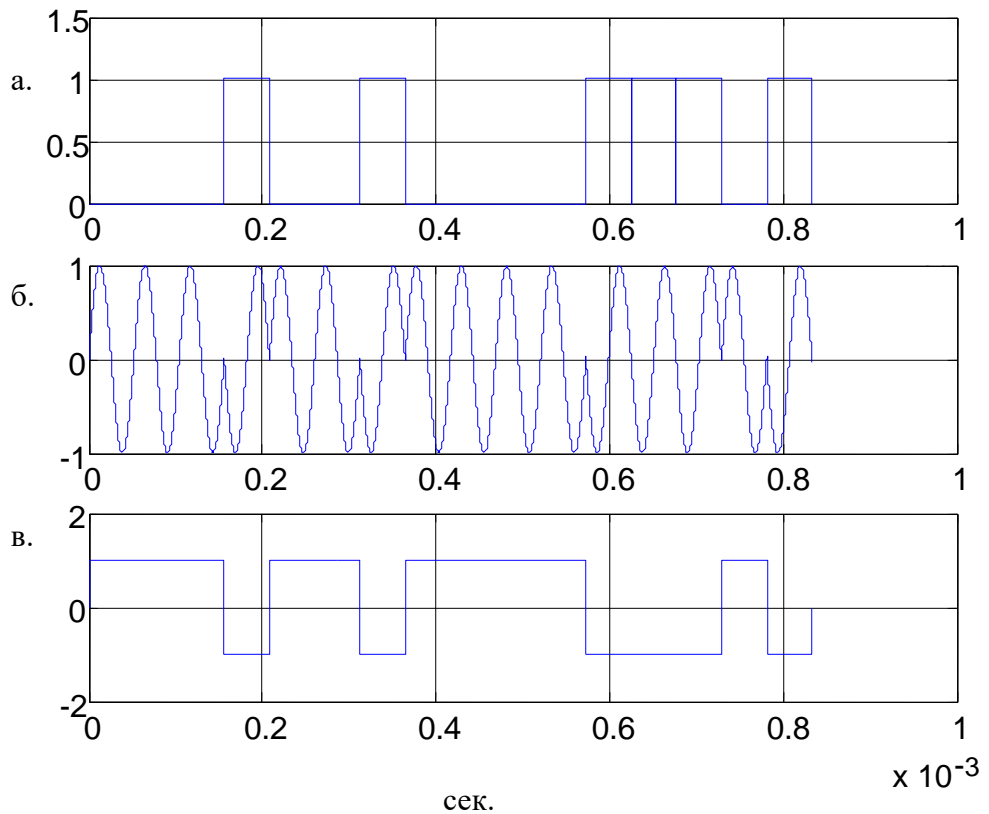


Рис. 2.9 Зображення ФМ сигналу: а) в кодi використовують символи 0 та 1, б) послiдовнiсть радіоiмпульсiв, початковi фази яких змiнюються по заданому закону, в) ФМ сигнал, який складається з 16 прямокутних iмпульсiв. .

ФМ сигнал складається з N прямокутних iмпульсiв $u_0(t)$, при цьому n -й iмпульс має амплiтуду a_n та здвинутий вiдносно початку координати часу на iнтервал $(n-1)\tau_0$, який дорiвнює сумi довжинi усiх попереднiх iмпульсiв. Загальна тривалiсть ФМ сигналу визначається наступним чином:

$$T = N\tau_0,$$

Вiдносне значення полоси спектру сигналу визначається:

$$\Delta f = 1/\tau_0$$

Послiдовнiсть символiв (амплiтуд iмпульсiв) $A=(a_1, a_2 \dots a_n \dots a_N)$ називається кодовою послiдовнiстю. На приклад, для сигналу, що зображений на рисунку 1, кодова послiдовнiсть має вид: $A = \{1, 1, 1, -1, 1, 1, -$

1,1,1,1,1,-1,-1,-1,1,-1}. В цифровій техніці використовують символи 0 та 1 (рис. 2.9, а).

Таблиця 2.1 показує відповідність між початковими фазами ФМ радіосигналу θ_n , амплітудами імпульсів a_n (символами кодової послідовності), символами кодової послідовності у цифровій техніці, і комплексною огибаючою, яка може бути представлена у формі:

$$a_n = \exp(i d_n \pi) \quad (2.18)$$

де $d_n \in \{0,1\}$.

Відповідність між початковими фазами радіосигналу, амплітудами імпульсів, і символами кодової послідовності

Таблиця 2.1.

Початкова фаза θ_n	Символ кодової послідовності a_n	Символ кодової послідовності d_n
0	1	0
π	-1	1

Спектральні властивості сигналу

Спектр ФМ сигналу можна визначити через перетворення Фур'є комплексної огибаючої [5]:

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} U(t) e^{-i\omega t} dt \quad (2.19)$$

Відповідно, можемо записати спектральну щільність комплексної огибаючої ФМ сигналу:

$$S(if) = S_o(if) \cdot \sum_{n=1}^N a_n e^{(-i2\pi f(n-1)\tau_0)} \quad (2.20)$$

де $S_o(if)$ – комплексна спектральна щільність одного радіоімпульсу тривалістю τ_0 з прямокутною огибаючою:

$$S_o(if) = U_m \tau_o \text{sinc} \left[\pi (f - f_H) \tau_o \right] \quad (2.21)$$

Перший множник в (2.20) визначає тенденцію зміни амплітуди спектру таких сигналів, а саме, нулі спектральної щільності, на частотах: $f_H \pm n/\tau_0$; $n = 1, 2 \dots$ Характер нерівності спектральної щільності суттєво залежить від другого множника в (2.20), від псевдовипадкового коду та величини N .

З наведеного співвідношень можна побачити, що смуга частот зазначеного сигналу, з достатньою точністю визначається співвідношенням:

$$2\Delta f = [f_H + 1/\tau_0] - [f_H - 1/\tau_0] = 2/\tau_0 \quad (2.22)$$

Також, можна відмітити, що:

$$2\Delta f T = (N\tau_0)(2/\tau_0) = 2N \quad (2.23)$$

Дане співвідношення є вірним і для інших законів кодування фази для ФМ сигналів.

Кореляційна функція ФМ сигналів

Взаємна функція невизначеності двох ФМ сигналів з номерами j та k запишемо наступним чином [2]:

$$R_{jk}(\mu\tau_0, \Omega) = \left[\frac{R_0(\Omega)}{N} \right] \sum_{n=n_1}^{n_2} a_{jn} a_{k, n-\mu} \exp(i(n-1)\Omega\tau_0) \quad (2.24)$$

де, a_{jn}, a_{km} – символи кодових послідовностей A_j, A_k . $R_0(\Omega)$ – функція невизначеності одного прямокутного радіоімпульсу, яка залежить тільки від двох параметрів частоти Ω та тривалістю τ_0 .

$$R_0(\Omega) = \left(\frac{\sin(0.5 \Omega\tau_0)}{0.5 \Omega\tau_0} \right) \exp(i \cdot 0.5 \Omega\tau_0) \quad (2.25)$$

межі операції додавання визначаються наступним рівнянням:

$$n_1 = \mu + 1, n_2 = N \text{ при } \mu > 0;$$

$$n_1 = 1, n_2 = N - |\mu| \text{ при } \mu < 0;$$

наведений вище вираз визначає розтин функції невизначеності вздовж осі частот Доплера, при змінах параметра $\mu = \tau/\tau_0$ от $-(N-1)$ до $(N-1)$.

Таким чином, взаємнокореляційна функція визначається своїми відліками значення $R_{jk}(\mu)$. Ці значення, відкладені по осі часу τ через інтервали τ_0 , створюють решітчасту функцію. По відомій решітчастій функції можна побудувати ВКФ або АКФ, якщо біля кожного значення $R_{jk}(\mu)$ побудувати АКФ $R_0(\tau)$ одиничного імпульсу з амплітудою, яка дорівнює $R_{jk}(\mu)$.

Аналіз сигналів з фазовою маніпуляцією показав, що вони ефективні для застосування в радіолокації, тому що їх кореляційна функція має потрібну голкоподібну форму: відносно мала тривалість центрального піку, і порівняно велике перевищення центрального піку над боковими викидами кореляційної функції.

Кодові послідовності

Для створення широкополосного шумоподібного сигналу (ШПС) необхідно здійснити модуляцію високочастотної несучої *шумоподібним відеосигналом*. Тому, тривалість сигналу, його ширина спектру і кореляційні властивості визначаються параметрами моделюючого відеосигналу.

Моделюючий відеосигнал будується шляхом перетворення кодової псевдовипадкової послідовності (ПВП). Це спосіб формування ШПС найбільш поширений завдяки великому різноманіттю ПВП. Розглянемо даний спосіб більш детально.

Вся сукупність кодових послідовностей (КП), яка використовується для формування ШПС, поділяється на два класу: ортогональні

(квазіортогональні), та ПВП з низьким рівнем взаємної кореляції [2]. В оптимальному приймачі сигнали, які представляють собою адитивний білий шум, завжди обробляються за допомогою кореляційних методів. Тому, процедура виявлення сигналу зводиться до пошуку сигналу, який має максимальне значення кореляції з сигналом, який нам відомий, і ми його випромінювали у простір.

Для того, щоб отримати підвищення ефективності при використанні кореляційної обробки сигналів, необхідно щоб сигнал мав задані кореляційні властивості. А саме, найкращій для використання в радіолокації сигнал повинен мати таку структуру кодових послідовностей, в яких центральний пік взаємнокореляційної (ВКФ) має найбільший рівень у порівнянні з рівнем бокових викидів, це забезпечить збільшення імовірності виявлення сигналів на фоні шумів, та зменшення рівня хибної тривоги.

У якості моделюючої послідовності найбільш поширення отримали M -послідовності, або послідовності максимального періоду регістра здвигу.

Розглянемо основні властивості M -послідовностей:

M -послідовність є періодичною, з періодом, що складається з N -імпульсів (символів).

Бокові викиди періодичної КФ дорівнюють $-1/N$.

Бокові викиди неперіодичної КФ, урізаної M -послідовності до одного сигналу довжиною коду N , дорівнюють $-1/\sqrt{N}$. Таким чином, з ростом N величина бокових викидів зменшується.

Кодові імпульси різного виду зустрічаються в періоді однакове число раз, таким чином вони розподілені рівномірно.

Формування M -послідовностей відбувається за допомогою лінійних схем перемикавання, на основі регістрів здвигу. При цьому, якщо використовується регістр с m розрядами – пам'ять дорівнює m , і p різних видів імпульсів (що відрізняється фазами) період послідовності дорівнюється [2]:

$$N = p^m - 1$$

де p - число розрядів регістра (ступінь послідовності):

$$m = \frac{\log(N + 1)}{\log(p)}$$

Лінійні рекурентні послідовності в яких основа p дорівнює 2 – утворюють бінарні послідовності Хаффмена. Фазоманіпульований (ФМ) сигнали, сформовані за допомогою цих послідовностей приймають два значення фази 0 та π .

Правило утворення сигналів Хаффмена представляє собою наступне: значення кожного символу d_j залежить від значення m попередніх символів і визначається правилом [5]:

$$d_j = \sum_{i=1}^m c_i \cdot d_{j-i} = c_1 \cdot d_{j-1} \oplus \dots \oplus c_m d_{j-m} \quad (2.26)$$

де множення здійснюється по модулю 2, а d_j дорівнює 1 або 0.

Були знайдені прості двійкові багаточлени, по яким можуть бути побудовані М-послідовності. Значення c_j задається коефіцієнтами при членах відповідних ступенів багаточленів. Ці значення були знайдені і табульовані для $m \leq 11$ і $m = 12, m = 13$, що дозволяє отримати найбільш прості пристрої генерації коду. Кожному правилу кодоутворення М-послідовності відповідає свій спосіб приєднання ланцюгів зворотного зв'язку у регістрі здвигу, якій формує М-послідовність. Зворотні зв'язки визначаються відповідними коефіцієнтами c_j .

Розглянемо приклад формування М-послідовності.

$m = 4$; з таблиці 2.1 [3] беремо коефіцієнти $c_0 = 1$; $c_1 = 1$; $c_2 = 0$; $c_3 = 0$; $c_4 = 1$.

Значення кожного символу визначаємо у виразі (2.26). Виберемо вільний навчальний блок 1 0 0 0, і находимо коефіцієнтами М-послідовності. Початкові коефіцієнти d_1, d_2, d_3, d_4 попередньо визначені стартовим блоком. Таким чином отримуємо [5]:

$$d_5 = c_1 d_4 \oplus c_2 d_3 \oplus c_3 d_2 \oplus c_4 d_1 = 0 \oplus 1 = 1$$

$$d_6 = c_1 d_5 \oplus c_4 d_2 = 1 \oplus 0 = 1$$

$$d_7 = c_1 d_6 \oplus c_4 d_3 = 1 \oplus 0 = 1$$

$$d_8 = c_1 d_7 \oplus c_4 d_4 = 1 \oplus 0 = 1$$

$$d_9 = c_1 d_8 \oplus c_4 d_5 = 1 \oplus 1 = 0$$

$$d_{10} = c_1 d_9 \oplus c_4 d_6 = 0 \oplus 1 = 1$$

$$d_{11} = c_1 d_{10} \oplus c_4 d_7 = 1 \oplus 1 = 0$$

$$d_{12} = c_1 d_{11} \oplus c_4 d_8 = 0 \oplus 1 = 1$$

$$d_{13} = c_1 d_{12} \oplus c_4 d_9 = 1 \oplus 0 = 1$$

$$d_{14} = c_1 d_{13} \oplus c_4 d_{10} = 1 \oplus 1 = 0$$

$$d_{15} = c_1 d_{14} \oplus c_4 d_{11} = 0 \oplus 0 = 0$$

і так далі, тому що послідовність періоду. Період отримання послідовності дорівнює $N_e=2^4-1=15$, це означає, що через 15 символів М-послідовність повторюється. В послідовності існують усі можливі комбінації з чотирьох символів: окрім (0000),

0001 ; 0010 ; 0011 ; 0100 ; 0101 ; 0110 ; 0111 ; 1000 ; 1001 ; 1010 ; 1011 ;
1100 ; 1101 ; 1110 ; 1111.

Таким чином всього п'ятнадцять можливих комбінацій чисел. Таким чином, отримали максимальний період послідовності.

Розглянемо схематичний спосіб формування аналогічної послідовності за допомогою регістра здвигу. Зворотній зв'язки тригерних елементів визначається коефіцієнтами при ступенях многочлена, коефіцієнти c . $c_0 = 1$;
 $c_1 = 1$; $c_2 = 0$; $c_3 = 0$; $c_4 = 1$;

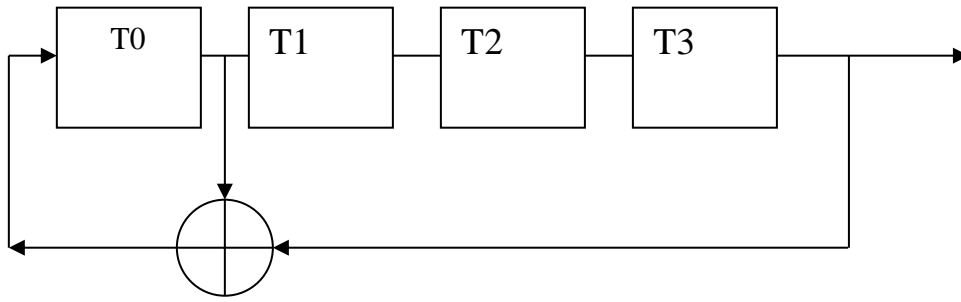


Рис. 2.10 Структурна функціональна схема формування кодової послідовності

Число тригерних елементів дорівнює $m = 4$; T_0, T_1, T_2, T_3 . На кожний з тригерів поступають тактові синхроімпульси з періодом τ_0 . Кожний тактовий імпульс визиває зміни стану тригера на виході. Стан любого тригера на виході дорівнює стану цього тригера на вході для попереднього такту.

Структурна функціональна схема формування послідовності приведена на рис. 2.10. Начальний стан складових тригера 1001.

Стани регістрів здвигу

Таблиця 2.2

Такт	Вхід T0	Вихід T0	Вихід T1	Вихід T2	Вихід T3
1	0	1	0	0	1
2	0	0	1	0	0
3	0	0	0	1	0
4	1	0	0	0	1
5	1	1	0	0	0
6	1	1	1	0	0
7	1	1	1	1	0
8	0	1	1	1	1
9	1	0	1	1	1
10	0	1	0	1	1
11	1	0	1	0	1
12	1	1	0	1	0
13	0	1	1	0	1
14	0	0	1	1	0

Такт	Вхід T0	Вихід T0	Вихід T1	Вихід T2	Вихід T3
15	1	0	0	1	1
16	0	1	0	0	1
17	0	0	1	0	0
18	0	0	0	1	0
19	1	0	0	0	1
20	1	1	0	0	0
21	1	1	1	0	0
22	1	1	1	1	0

З таблиці 2.2 – станів регістра здвигу, можна побачити, що стан (символи на виході T1) різні для тактів з 1 по 15, а для цих наступних тактів вони повторюються. Так як, число розрядів регістра $m=4$, $p=2$ то кількість можливих станів регістра $p^m=16$. Але комбінація 0000 може привести до порушенню роботи системи, тому загальна довжина послідовності $N=15$.

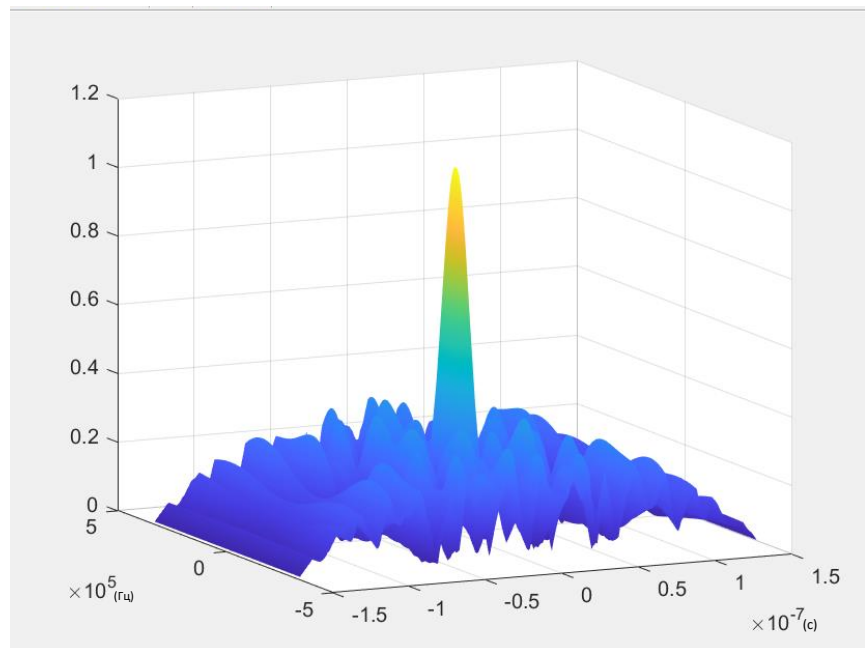
Після п'ятнадцяти тактів стани регістрів повторюються. Якщо символи неперервно зчитуються з виходу тригера T0, то отримуємо періодичну послідовність, яка змінюється з періодом τ_0 , виду :

1000111101011001000111101011001000.....

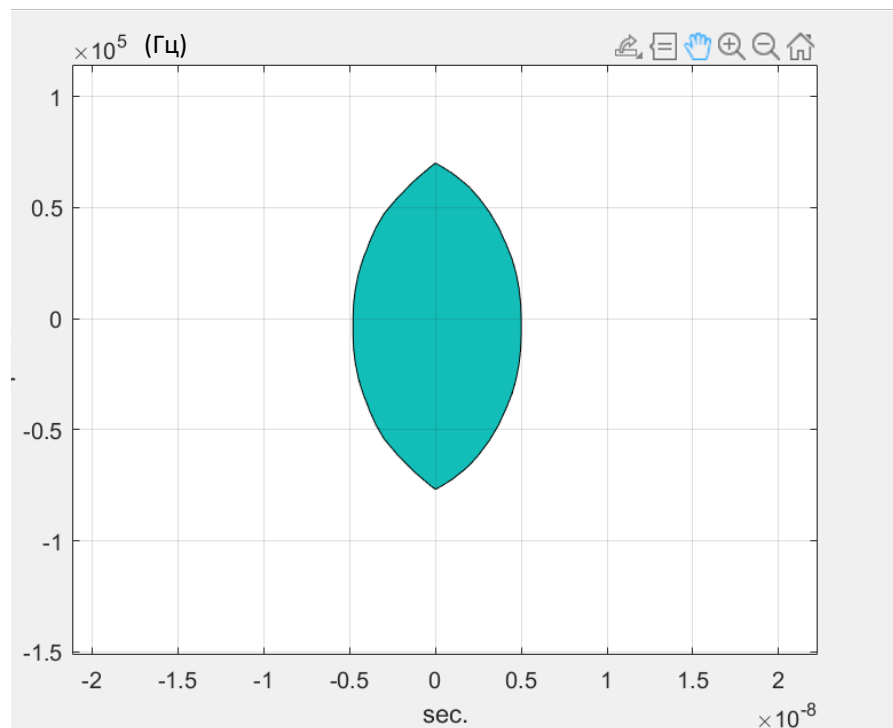
сумарно $N=15$. Головне, символи коду можна зчитувати з любого виходу регістру здвигу. Також, я якості начального стану, можна взяти любий стан тригерів (в даному випадку 1001), це приведе тільки лиш до здвигу послідовності в часі.

Послідовність Хаффмена має властивість, яка дозволяє складати дві M-послідовності які, по відношенню один до одного, здвинути у часі, і отримати M-послідовність, яка збільшує ансамбль ПВП. Це є наслідок того, що здвинуті M-послідовності можна отримати з одної системи.

Для аналізу кореляційних властивостей M-послідовності будемо розглядати Двовимірну функцію невизначеності (ФН), Діаграму невизначеності (ДН), та Автокореляційну функцію (АКФ) сигналу.

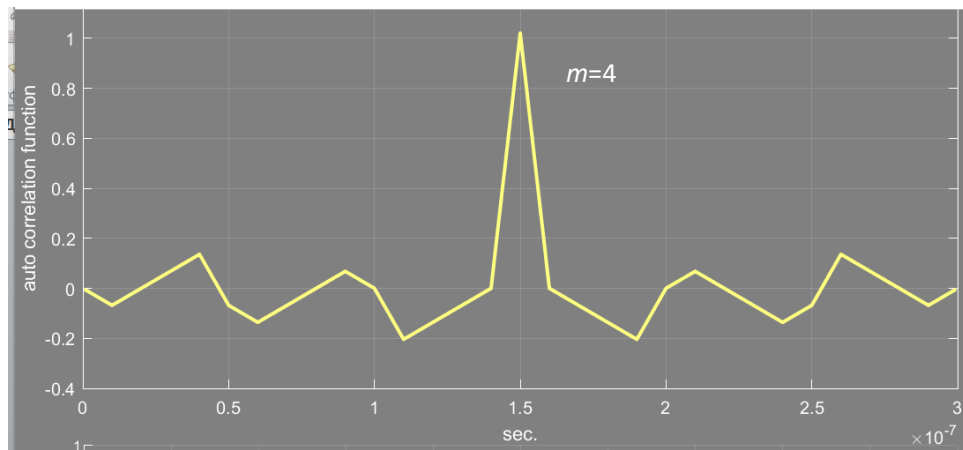


а)

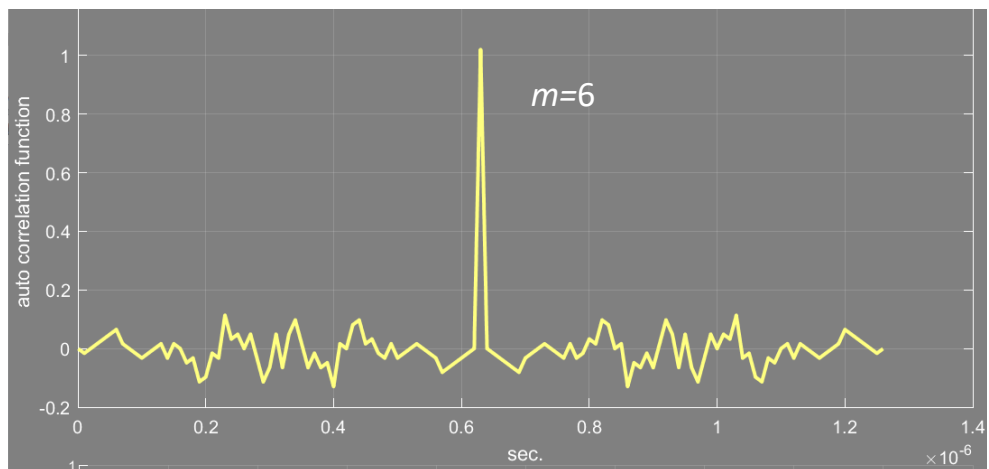


б)

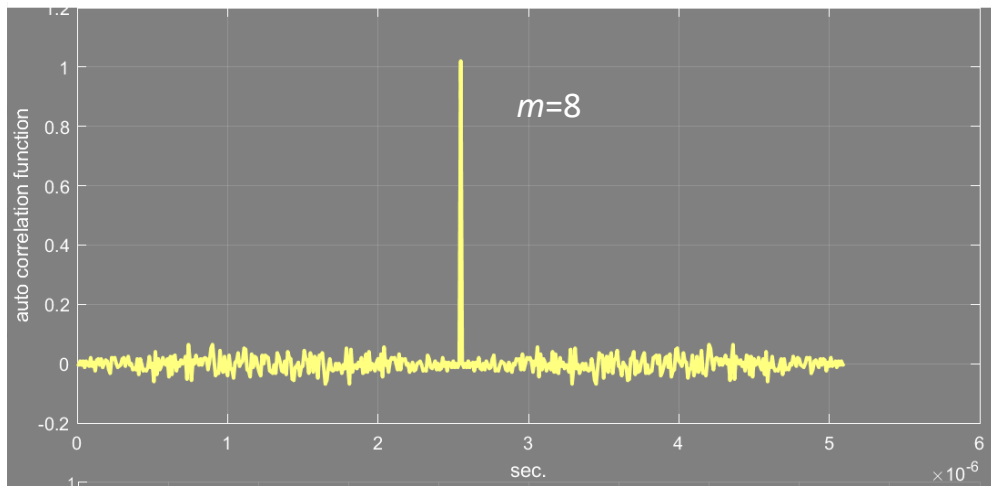
Рис. 2.11 Кореляційні властивості ФМ сигналу, коли ширина спектру сигналу складає 100 МГц, а число розрядів регістра $m=4$: а) зображення двовимірної Функції невизначеності М-послідовність; б) Діаграма невизначеності М-послідовність (перетин ФН по рівню 0,5).



a)



б)



в)

Рис. 2.12 Автокореляційні функції ФМ сигналу, коли ширина спектру сигналу складає 100 МГц, а число розрядів регістра: а) $m=4$; б) $m=6$; в) $m=8$.

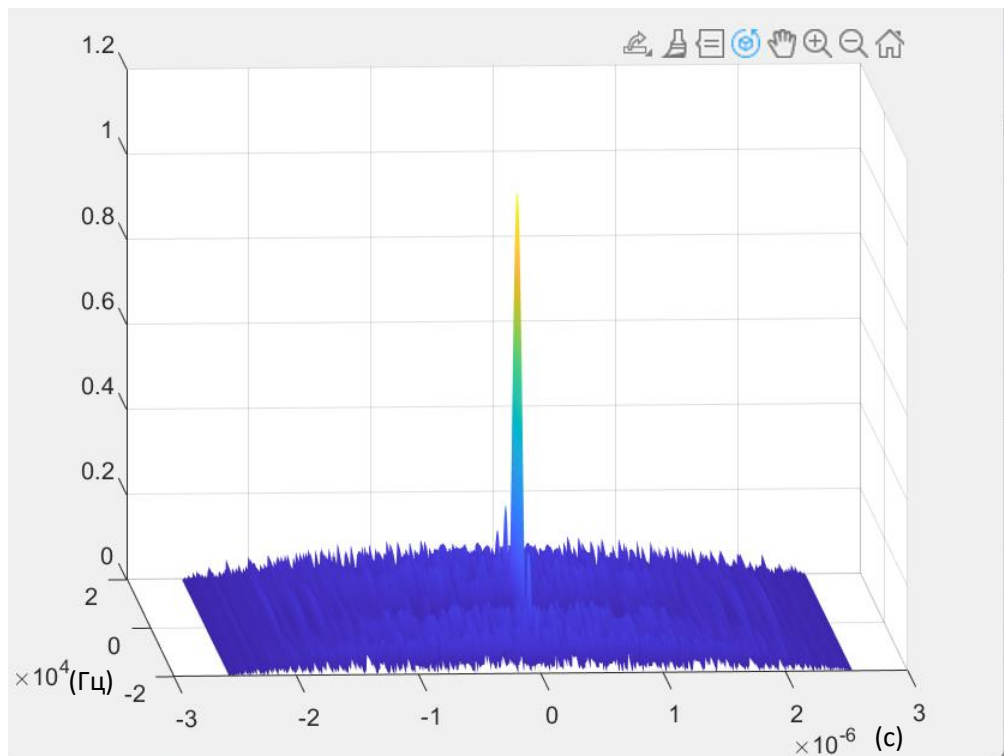


Рис. 2.13 Двовимірна ФН ФМ сигналу М-послідовності, коли ширина спектру сигналу складає 100 МГц, а число розрядів регістра $m=8$.

Результат аналізу кореляційних властивостей ФМ сигналів на основі М-послідовностей показав, що, зі збільшенням числа регістрів в системі формування ПВП, вигляд АКФ сигналу наближається до голкоподібної форми з малим рівнем бокових викідів.

Спеціальний програмний продукт для лабораторного дослідження сигналів

Програма по вивчення властивостей псевдошумових сигналів написана в середовищі Matlab, яка встановлена в лабораторії на ПК.

Виклик програми здійснюється набором команди: *lab_1* в командній рядку Matlab вікна *Command Window*.

Програма, при заданій складності сигналу і заданій полосі, дозволяє досліджувати:

- процес формування і побудови псевдовипадкових послідовностей і ФКМ сигналу;

- при заданою співвідношенні сигналу\шум на вході когерентного пристрою обробки, спектральні і кореляційні характеристики сигналів.

Порядок виконання лабораторної роботи

Перед виконанням роботи потрібно вивчити теоретичний матеріал. На початку лабораторної роботи кожен студент отримує від викладача свій варіант завдання, до якого включені наступні вихідні данні:

- число розрядів регістра (ступінь послідовності) m .
- Ширина спектру сигналу $2\Delta f$ (Гц.)
- коефіцієнт при ступенях характеристичного полінома
- початковий базис (початковий стан елементів регістру здвигу)

На основі вихідних даних, та теоретичного матеріалу, кожному необхідно виконати наступні розрахунки:

1. Визначить довжину послідовності.
2. Визначити тривалість псевдошумового сигналу (ПШС).
3. Побудувати комплексну огибаючу ФМ сигналу.
4. Побудувати АКФ сигналу.
5. При заданій ширині спектру сигналу, та розрахованій тривалості складного радіолокаційного сигналу, визначити потенційні характеристики роздільності здатності сигналу по швидкості і дальності), При цьому прийняти, що несуща частота радіолокаційного сигналу: $f_{\text{нес}} = 8,8$ ГГц.

При виконанні лабораторної роботи в середовищу Matlab:

1. Визначити тривалість сигналу, виходячи з ступеню послідовності – m і полоси сигналу.

Вказати в полі вводапрограми: число розрядів регістру, ширина спектра сигналу. Натиснути кнопку: Сигнал на несучей. В полі: Тривалість сигналу появиться значення, яке необхідно порівняти з тим, яке було отримано під час розрахунків.

2. Вказати значення відношення сигнал\шум на вході оптимального пристрою обробки, дослідити:

- сигнал на відеочастоті;
- амплітудно-частотний спектр сигналу (АЧС);
- фазочастотний спектр сигналу (ФЧС).

Дослідити зміни АЧС і ФЧС для різних значень спектру сигналу і складності сигналу - (задається викладачем).

3. Виконати побудову АКФ сигналу та порівняти з результатом, які отримані при самостійних розрахунках.

4. Виконати побудову функції невизначеності (ФН) сигналу для заданих раніше значень. Виконати дослідження ФН сигналу для різних значень m і полоси сигналу.

5. В звіті виконання лабораторної роботи побудувати графік залежності відношення сигнал\шум на виході пристрою обробки, від відношення сигнал\шум на вході, в залежності від різних значень бази сигналу.

6. Для різних значень швидкості цілі, а також співвідношення сигнал\шум на вході оптимального пристрою обробки, дослідити перетин ФН сигналу.

7. Побудувати ізокорелянт ФН ФКМ сигналу. По графіку визначити характеристики роздільної здатності сигналу, і порівняти їх з розрахованими теоретично.

8. Вказати число періодів M – послідовності, та дослідити періодичні властивості M – послідовності.

Зміст звіту

1. Графіки Сигналів на відеочастоті.
2. АЧХ, ФЧХ сигналів.
3. ФН сигналів.
4. Ізокорелянт ФН сигналів.
5. Розрахунки роздільної здатності сигналів по швидкості і дальності.
6. Загальні висновки.

Контрольні запитання

1. Чим відрізняється складний сигнал від простого?
2. Чому дорівнює ступінь стиснення М-послідовності?
3. Які значення бокових викидів у М-послідовності?

2.4 Лабораторна робота «Фазоманіпульовані сигнали. Дослідження властивостей псевдовипадкових послідовностей. Код Баркера на віртуальній моделі системи»

Мета: дослідити властивості псевдовипадкових послідовностей Баркера.

Завдання лабораторної роботи:

1. Вивчити процес формування фазоманіпульованих (фазокодоманіпульованих) сигналів, вимірювання їх параметрів.
2. Дослідити властивості автокореляційної функції кода Баркера.
3. Розглянути параметри, які визначають ефективність застосування кода Баркера в радіолокації.

Основні теоретичні відомості

Загальна теоретична інформація щодо фазокодоманіпульованих сигналів викладені у попередньому підрозділі, а саме в лабораторній роботі «Фазоманіпульовані сигнали. Дослідження властивостей псевдовипадкових послідовностей. М – послідовності». Тут звернемо увагу на особливості формування нової форми псевдовипадкових послідовностей - коду Баркера.

Кодові послідовності Баркера

Кодова послідовність сигналу Баркера складається з символів $a_n = \pm 1$ і характеризується нормованою АКФ виду [1]:

$$\begin{aligned} R(\mu) &= 1 \text{ для } \mu = 0 \\ R(\mu) &= 0 \text{ для } \mu = 2l + 1, \\ R(\mu) &= \pm 1/N \text{ для } \mu = 2l, \end{aligned} \tag{2.27}$$

де $l = 0, 1, \dots, (N-1)/2$.

Знак в останній формулі (2.27.) залежить від величини N .

В таблиці 2.3 приведені відомі кодові послідовності Баркера

	a_n -СИМВОЛ КОДОВОЇ ПОСЛІДОВНОСТІ													R_m
	$n=1$	$n=2$	$n=3$	$n=4$	$n=5$	$n=6$	$n=7$	$n=8$	$n=9$	$n=10$	$n=11$	$n=12$	$n=13$	
3	1	1	-1											-1/3
4	1	1	-1	1										-1/4
5	1	1	1	-1	1									1/5
7	1	1	1	-1	-1	1	-1							-1/7
11	1	1	1	-1	-1	-1	1	-1	-1	1	-1			-1/11
13	1	1	1	1	1	-1	-1	1	1	-1	1	-1	1	1/13

В таблиці 2.3 не приведені значення кодової послідовності $\{1,-1\}$, що також іноді відносять до послідовності Баркера. Для окремих N існує також дві послідовності. Наприклад, для $N=3$ є послідовності $\{1,-1,1\}, \{1,1,-1\}$, для $N=4$ $\{1,1,1,-1\}, \{1,1,-1,1\}$. Кодові послідовності, які мають властивості за формулою (2.27), для $N > 13$ не знайдені.

Приклад коду Баркера зображений на рис. 2.14

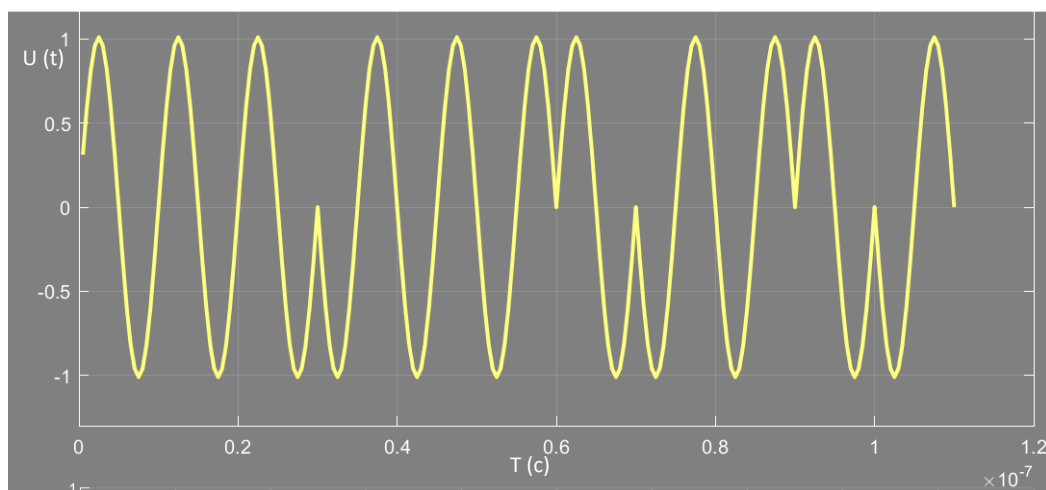
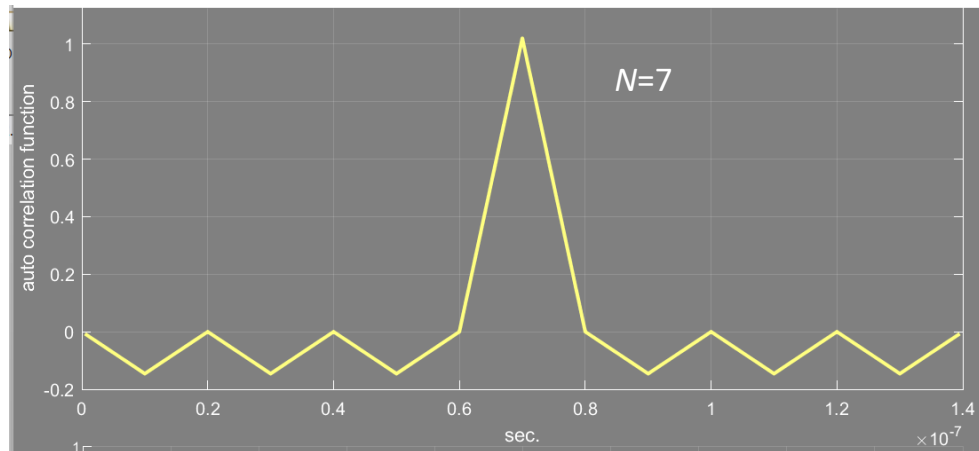
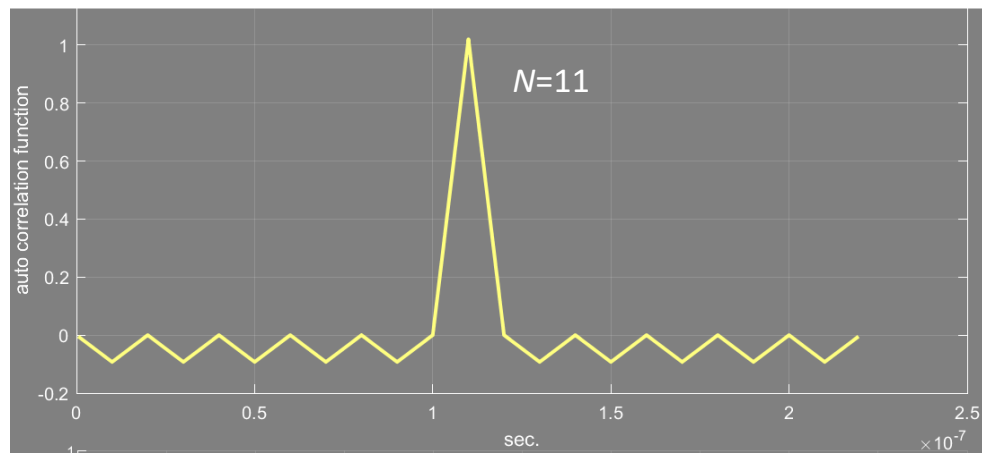


Рис. 2.14 Фазоманіпульований сигнал кодом Баркера $N = 11$, ширина спектру сигналу 100 МГц.

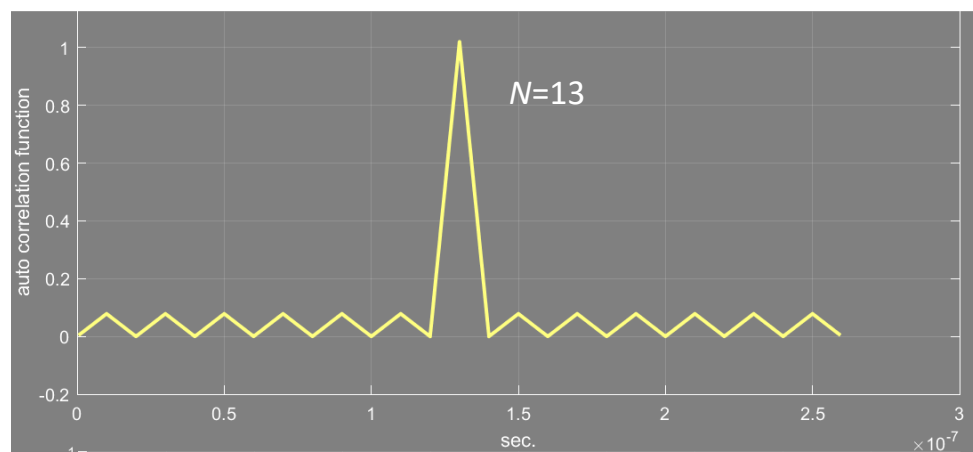
Дослідження потенційних можливостей ФМ сигналів побудованих на основі коду Баркера проведено за допомогою форми АКФ. Розглянемо на рис. 2.15 АКФ для сигналів з різними кодами Баркера



а)



б)



в)

Рис. 2.15 АКФ сигналу з кодом Баркера: а) $N = 7$; б) $N = 11$; в) $N = 13$, ширина спектру сигналу 100 МГц.

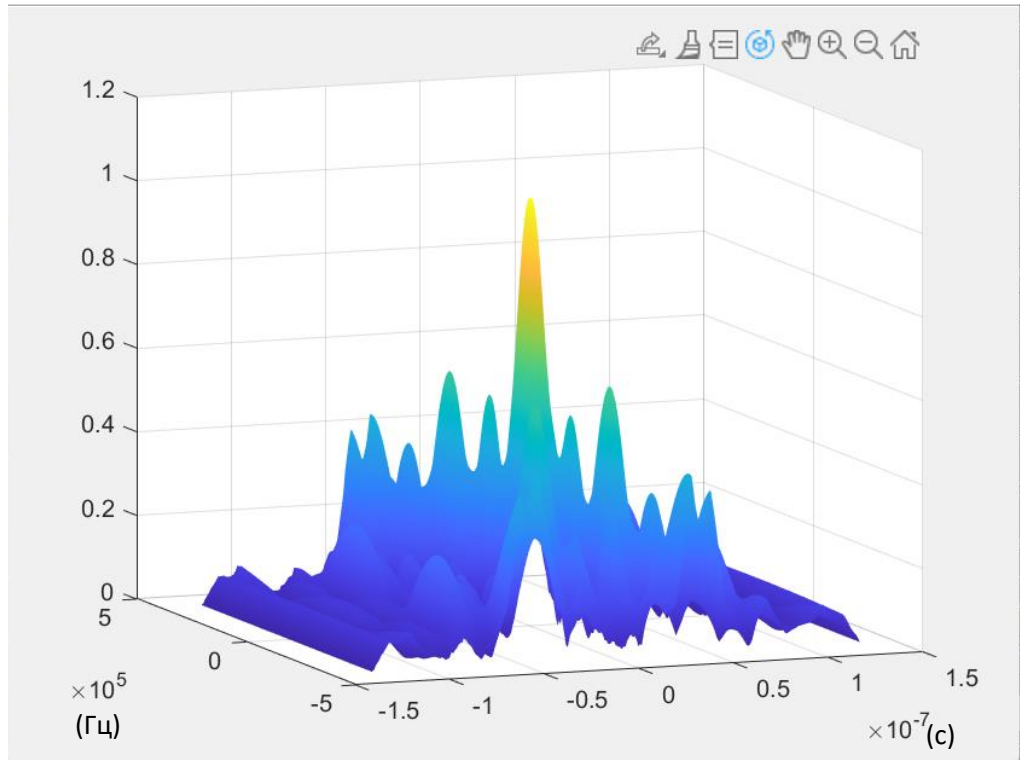


Рис. 2.16 Двовимірна ФН сигналу з кодом Баркера $N = 13$, ширина спектру сигналу 100 МГц.

На рис. 2.16 зображена функція невизначеності $|R(\tau, \Omega)|$ для $N = 13$, яка побудовані за формулою (2.24) для кодової послідовності, що приведена в таблиці 2.3.

Спеціальний програмний продукт для лабораторного дослідження сигналів

Програма для вивчення властивостей сигналів Баркера написана в середовищі Matlab, яка інсталується в лабораторії на ПК [9].

Запуск програми здійснюється набором команді: *lab_2* в командному рядку Matlab вікна *Command Window*.

Програма дозволяє дослідити:

- процес формування і побудови псевдовипадкової послідовності Баркера ФКМ сигналу;

- при заданому співвідношенні сигнал\шум на вході когерентного пристрою обробки – кореляційні і спектральні характеристики сигналу.

Порядок виконання роботи

Перед виконанням роботи необхідно уважно вивчити теоретичний матеріал.

На початку лабораторної роботи кожен студент отримує від викладача варіант завдання, який в себе включає:

- тип послідовності Баркера;
- Ширину спектра сигналу $2\Delta f$ (Гц).

На основі отриманих вихідних даних, та теоретичних матеріалів необхідно виконати:

Розрахувати тривалість псевдовипадкового сигналу.

Побудувати комплексну огинаючу ФКМ сигналу.

Побудувати АКФ сигналу.

При заданій ширині спектру сигналу і розрахованій довжини складного радіолокаційного сигналу, визначити потенційну роздільну здатність сигналу по швидкості і дальності. При цьому врахувати, що несуща частота радіолокаційного сигналу $f_{\text{нес}} = 8,8$ ГГц.

Під час роботи програми в середовищі Matlab:

Визначити тривалість сигналу, виходячі з типу послідовності Баркера і ширини спектру сигналу.

Вказати в полі програми *lab_2*: тип сигналу, ширину спектра сигналу. Натиснути на кнопку: Сигнал на несущій. В полі: Тривалість сигналу буде відображене значення, яке необхідно порівняти з тим, яке було отримано під час розрахунків.

Вказати значення співвідношення сигнал\шумна вході оптимального пристрою обробки, і дослідити:

сигнал на відеочастоті,
амплітудно-частотний спектр сигналу (АЧС)
фазо-частотний спектр сигналу (ФЧС)

Дослідити зміни АЧС и ФЧС для різних значень ширини спектру і типу сигналів (задається викладачем).

Побудувати АКФ сигналу, і порівняти з результати розрахунків.

Побудувати функцію невизначеності (ФН) сигналу для заданих параметрів.

Дослідити зміни ФН для різних типів сигналів Баркера і ширини спектру сигналу.

Для різних значень швидкості цілі, та співвідношення сигнала\шум на вході оптимального пристрою обробки, дослідити розтин ФН сигналу.

Побудувати ізокорелянт, на рівні 0.5, ФН ФКМ сигналу.

Визначити по Діаграмі невизначеності (ізокорелянт, на рівні 0.5) характеристики роздільної здатності сигналу і порівняти їх з розрахованими теоретично.

Зміст звіту

1. Графіки Сигналів на відеочастоті.
2. АЧХ, ФЧХ сигналів.
3. ФН сигналів.
4. Ізокорелянт ФН сигналів.
5. Розрахунки роздільної здатності сигналів по швидкості і дальності.
6. Загальні висновки.

Контрольні запитання

1. Чим відрізняється складний сигнал від простого?
2. Чому дорівнює ступінь стиснення сигналу, та збільшення його амплітуди при оптимальній обробці?
3. Які з основних характеристик радіолокатора можна поліпшити, застосувавши в ньому складний сигнал замість простого?

2.5 Лабораторна робота «Дослідження на лабораторній установці властивостей фазоманіпульованого сигналу – код Баркера»

Мета: експериментально дослідити питання формування та оптимальної обробки фазоманіпульованого сигналу.

Завдання лабораторної роботи:

1. Вивчити питання щодо формування послідовності знаків коду Баркера.
2. Побудувати імпульсну характеристику оптимального фільтру обробки коду Баркера з різною кількістю дискретних складових фазоманіпульованого сигналу.

Стислі теоретичні відомості

Фазоманіпульований сигнал є складним сигналом. Складними сигналами прийнято називати сигнали, для яких $B = \Delta f \cdot \tau \gg 1$, де $B = \Delta f \cdot \tau$ – база сигналу, Δf та τ – ширина спектру та тривалість сигналу відповідно.

При оптимальній обробці складного сигналу, на виході пристрою обробки тривалість зменшується (стискається), при чому тим більше, чим більша величина бази $B = \Delta f \cdot \tau$.

Оптимальна обробка простих сигналів, для яких $\Delta f \cdot \tau \approx 1$, практично не змінює тривалість сигналу.

При проходженні сигналу через оптимальний фільтр, який є лінійним чотириполюсником, енергія сигналу не змінюється, тобто $W_1 = W_2$

і, отже,

$$U_1^2 \cdot \tau_1 = U_2^2 \cdot \tau_2, \quad (2.28)$$

де індекси «1» відповідають вхідному сигналу, а «2» вихідному.

Якщо в результаті оптимальної обробки сигнал «стискається» в m разів по тривалості, тобто

$$\tau_2 = \frac{\tau_1}{m}, \quad (2.29)$$

то для збереження енергії сигналу повинна збільшуватись його амплітуда. Збільшення можна знайти з (2.28), якщо підставити туди значення τ_2 з (2.29)

$$U_2 = U_1 \cdot \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} = U_1 \cdot \sqrt{m},$$

де $m = \frac{\tau_1}{\tau_2}$ - коефіцієнт стиснення сигналу.

Тобто, при оптимальній обробці сигналу одночасно із «стисненням» сигналу по тривалості в m разів відбувається збільшення його амплітуди в \sqrt{m} разів.

Якщо збільшення бази сигналу досягається за рахунок розширення його спектру (при тій же тривалості сигналу), то $m = \frac{\Delta f}{\Delta f_0}$, де Δf_0 - ширина спектру сигналу до розширення.

Один з методів розширення спектру – внутрішньоімпульсна фазова маніпуляція. При цьому можна вважати, що, якщо сигнал розбити на N квантів, то його спектр розширюється до величини $\Delta f \approx N \cdot \Delta f_0$ і, отже, $m = N$.

У макеті використовується відеосигнал, тому внутрішньоімпульсна фазова маніпуляція (кодування) здійснюється шляхом зміни полярності квантів.

Кодова послідовність може бути, в принципі, будь-якою. Але бажано, щоб на виході оптимального фільтра крім основного імпульсу були якомога менші бокові пелюстки. Розроблені спеціальні кодові послідовності, які дають малі бокові пелюстки. Одною з таких послідовностей є так звані коди Баркера, які, крім основного імпульсу амплітудою в умовну одиницю, дають бокові пелюстки амплітудою не більше $1/N$ тільки від'ємної полярності. Але кодів Баркера з $N > 13$ не існує, а це дуже мало для їх практичного застосування. Коди Баркера, які моделюються на лабораторній установці

приведені в табл. 2.4. Для практичного застосування розроблені коди, як при будь-якому значенні N дають бокові пелюстки амплітудою не більше $\pm 1/N$.

Коди Баркера, які моделюються на лабораторній установці Таблиця 2.4

Кількість сигналів в коді	Зміна фази на кодових інтервалах											
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	
3	1	1	-1									
7	1	1	1	-1	-1	1	-1					
11	1	1	1	-1	-1	-1	1	-1	-1	1	-1	

Описання лабораторної установки

Лабораторна установка, що дозволяє дослідити на процес оптимальної обробки сигналу у вигляді коду Баркера, зображена на рис. 2.17.

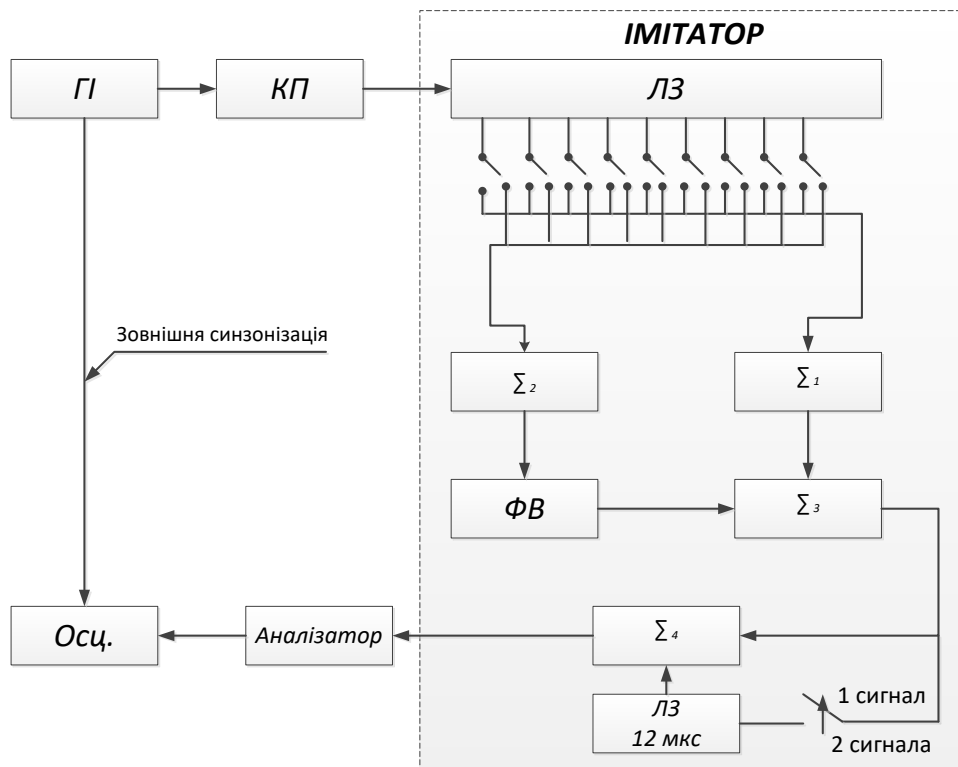


Рис. 2.17 Функціональна схема установки

Імпульс тривалістю τ_1 , що приблизно дорівнює затримці між сусідніми відводами ліній затримки ЛЗ (4...4,2мкс), подається від генератора імпульсів

на вхід імітатора через катодний повторювач КП. Цей імпульс з'являється послідовно на відводах ЛЗ. В залежності від положення перемикачів на виходах суматорів Σ_1 та Σ_2 з'являються відповідні послідовності імпульсів одної полярності. Ці послідовності подаються на Σ_3 , але з Σ_1 - безпосередньо, а з Σ_2 - через фазообертач. Таким чином, на виході Σ_3 утворюється послідовність різнополярних імпульсів, в якій зміна $+1$ та -1 встановлюється за допомогою перемикачів. Якщо на Σ_3 подати шумовий сигнал, то на виході буде суміш сигналу з шумом.

Якщо всі перемикачі стоять в одному положенні, то на виході імітатора отримуємо сигнал у вигляді однополярного імпульсу з тривалістю приблизно $9\tau_1$. Останніх 2 відводи ЛЗ можна відключити за допомогою тумблера з надписом 9 та 7 на передній панелі імітатора.

Аналізатор має приблизно таку ж побудову, як і імітатор рис. 2.18.

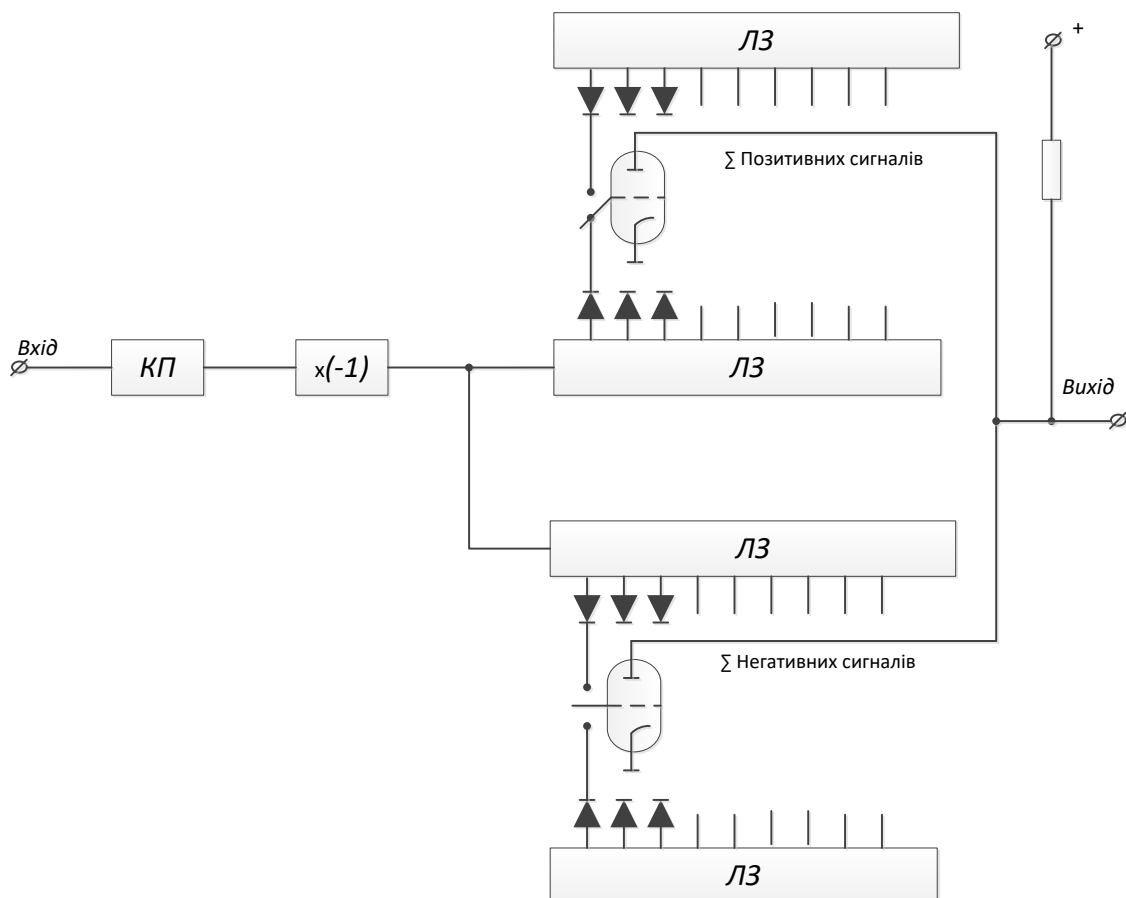


Рис. 2.18 Функціональна схема аналізатора

Перемикачі (1...9) визначають код сигналу. Якщо коди в імітаторі та в аналізаторі дзеркально співпадають, то відбувається оптимальна обробка сигналу.

В імітаторі тумблером з надписом «1 сигнал» та «2 сигнали» можна включити другий сигнал, початок якого затримується відносно першого на 12 мкс.

Без оптимальної обробки (тобто до аналізатора) ці два сигнали складуться один до одного, і роздільно спостерігати їх неможливо. Після оптимальної обробки (тобто після пропускання їх через аналізатор) сигнали можна спостерігати роздільно.

Порядок виконання роботи

1. Зібрати установку згідно рис. 2.17.
2. Встановити на імітаторі та аналізаторі перемикачі в положення, які відповідають семизначному коду Баркера.
3. Зняти імпульсну характеристику аналізатора та порівняти її з сигналом імітатора.
4. Зняти спектр сигналу. Зняти частотну характеристику аналізатора та порівняти її зі спектром сигналу.
5. Пропустити сигнал імітатора через оптимальний фільтр (аналізатор). Визначення стиснення сигналу та збільшення його амплітуди. Порівняти одержані результати з розрахунковими.
6. Порівняти ширину бокових пелюсток при використанні коду Баркера та інших кодів.
7. Оцінити на основі експерименту можливе збільшення дальності дії радіолокатора та покращання роздільної здатності по дальності в наслідок оптимальної обробки складного сигналу.
8. Пересвідчитися в покращанні роздільної здатності по дальності, спостерігаючи два сигнали: до та після аналізатора.

9. Для зняття імпульсної характеристики аналізатора треба подати на його вхід імпульс тривалістю 4,2 мкс, а вихідний сигнал подати на осцилограф. Спектр сигналу знімається з допомогою аналізатора спектру. Частотна аналізатора знімається за допомогою звукового генератора. Вихід контролюється по осцилографу.
10. Зімітувати неоптимальну обробку сигналу. Для цього залишити той же оптимальний для 7-значного коду Баркера фільтр, а на імітаторі будь-який один з тумблерів поставити в неправильне положення (це імітує спотворення одного з елементів прийнято РЛС сигналу в наслідок впливу шумових перешкод). Замалювати осцилограми сигналів на виході імітатора та аналізатора для 2-3 варіантів такої імітації.
11. Зімітувати випадок, коли фільтр погоджений із сигналом, але сам сигнал не оптимальний. Для цього на імітаторі будь-який з тумблерів поставити в положення, що не відповідає коду Баркера при $N=7$, а аналізатор погодити з сигналом, що видається імітатором. Замалювати осцилограми сигналів на виході імітатора та аналізатора для 2-3 варіантів імітації.
12. Порівняти якісно одержані результати для оптимальної обробки коду Баркера, та для двох імітованих випадків.

Зміст звіту

1. Блок-схема лабораторної установки.
2. Імпульсна характеристика аналізатора.
3. Частотна характеристика аналізатора.
4. Спектр сигналу.
5. Осцилограми сигналів на вході та виході аналізатора для всіх вказаних в завданні випадків. Висновки щодо ступеня стиснення та збільшення амплітуди для кожного з випадків.
6. Загальні висновки.

Контрольні запитання

1. Чим відрізняється складний сигнал від простого?
2. Чому дорівнює ступінь стиснення сигналу та збільшення його амплітуди при оптимальній обробці?
3. Які з основних характеристик радіолокатора можна поліпшити, застосувавши в ньому складний сигнал замість простого?

РОЗДІЛ 3. ДОСЛІДЖЕННЯ ЛАБОРАТОРНИХ МОДЕЛЕЙ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИСТЕМ

3.1 Лабораторна робота « Дослідження Радіопеленгатора. Амплітудні методи визначення напрямку на джерело електромагнітного випромінювання»

Мета. Вивчити та провести порівняльний аналіз методів амплітудної пеленгації джерел електромагнітного випромінювання.

Завдання лабораторної роботи.

1. Вивчити засади пеленгування джерел електромагнітного випромінювання (ЕМВ) методом максимуму.
2. Дослідити пеленгування джерела ЕМВ методом порівняння.
3. Розглянути методи пеленгування «максимум» та «мінімум».

Стислі теоретичні відомості

Визначення напрямку на ціль зветься пеленгацією цілі. Існують різні методи амплітудної пеленгації. Основні з них: метод максимуму; метод порівняння, якій іноді називають метод рівносигнального напрямку (РСН).

При використанні методу максимуму для пеленгації цілі переміщується діаграма спрямованості антени і вимірюється величина сигналу, прийнятого від цілі (рис. 3.1). В момент максимального значення сигналу, при $\Delta\beta=0$ ($\Delta\beta$ - кут між електричною віссю антени та напрямом на ціль), визначається величина кута β . Ця величина й визначає напрям на ціль – пеленг.

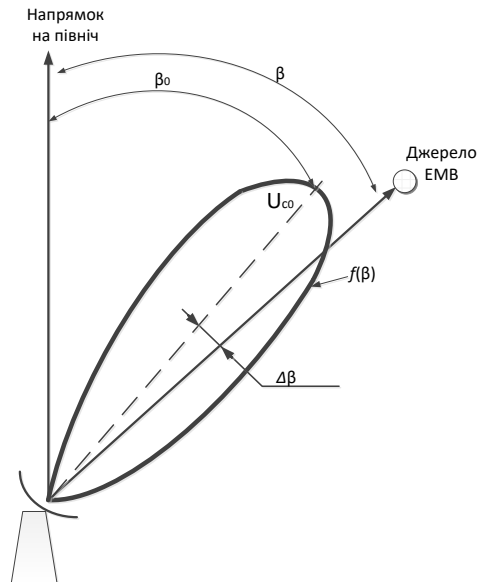


Рис. 3.1 Пеленгація джерела ЕМВ за методом максимуму.

Залежність вихідного сигналу пеленгатора від кута між електричною віссю антени та напрямом на ціль $U_c = f(\Delta\beta)$ зветься пеленгаційною характеристикою. Похідна від пеленгаційної характеристики по куту, що вимірюється [1]

$$S = \frac{dU_c}{d\Delta\beta}, \quad (3.1)$$

при $\Delta\beta = 0$, зветься пеленгаційною чутливістю.

Характеристики методу максимуму:

1. Напрямок на ціль може визначатися в процесі огляду простору, без зупинки руху діаграми спрямованості антени.
2. Пеленгація цілі робиться при максимальному відношенні сигнал/шум.
3. Метод простий в реалізації.
4. Точність пеленгації визначається відношенням сигнал/шум та шириною діаграми спрямованості антени. При великому відношенні сигнал/шум

$$\sigma_\beta = (0,2 \dots 0,3) \cdot \Theta_{0,5}$$

де σ_β - середня помилка вимірювання кута β ; $\Theta_{0,5}$ - ширина діаграми спрямованості антени радіопеленгатора на рівні 0,5 від максимуму.

При використанні для пеленгації методу порівняння, прийом сигналів здійснюється антенною системою з двома однаковими діаграмами спрямованості, зміщеними між собою на кут 2α (рис. 3.2). Сигнали, які прийняті однією та другою антенами, порівнюються між собою.

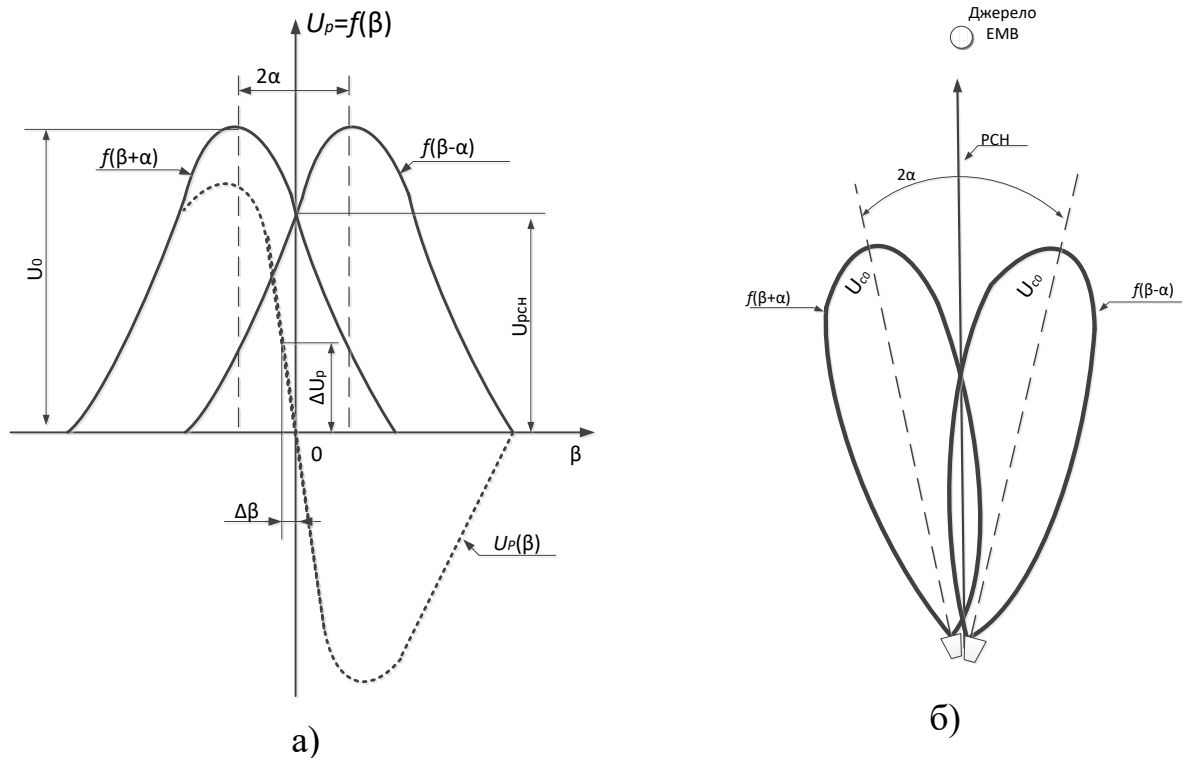


Рис. 3.2 Принцип роботи методу порівняння: а) пеленгаційна характеристика; б) зсув діаграм спрямованості антен відносно РСН.

Пеленг визначається в момент, коли сигнали стають однаковими. В цей момент електрична вісь антенної системи, яка в даному випадку співпадає з рівносигнальним напрямом (РСН), співпадає з напрямом на ціль $\Delta\beta = 0$.

Пеленгаційна характеристика методу визначається [2]:

$$U_p(\beta) = U_{c0} \cdot [f(\beta + \alpha) - f(\beta - \alpha)], \quad (3.2)$$

де U_{c0} - максимальна величина сигналу;

α - кут зміщення діаграми відносно РСН.

Пеленгаційна чутливість в даному випадку визначається виразом:

$$S = \left. \frac{dU_p}{d\Delta\beta} \right|_{\beta=0} = U_{c0} [f'(\alpha) - f'(-\alpha)] = 2U_{c0}f'(\alpha) \quad (3.3)$$

З формули (3.3) видно, що пеленгаційна чутливість залежить від крутизни діаграми спрямованості в точці їх перетину.

Важливим питанням реалізації методу порівняння є вибір кута α зміщення діаграми спрямованості антен відносно РСН. Із збільшенням цього кута, зменшується дальність дії радіопеленгатора відносно дальності, яка могла бути у разі приймання сигналу в напрямку максимуму діаграми спрямованості одної антени.

У випадку збільшення кута α , до таких значень, коли діаграми спрямованості антен перетинаються на нульовому значенні, метод РСН перетворюється на метод мінімуму. В методі мінімуму, напрямок на джерело ЕМВ визначається за мінімальним значенням сигналу U_c в секторі простору $\pm\alpha$ відносно РСН. Пеленгаційна характеристика має V-подібну форму.

Необхідно звернути увагу, що при малих значеннях кута зміщення антен α , крутизна пеленгаційної характеристики S зменшується ($S=0$ при $\alpha=0$). Отже, буде недостатня точність визначення пеленгу. Зі збільшенням кута α крутизна зростає до деякого максимуму, а потім зменшується.

Вибір кута зміщення при застосуванні методу порівняння, робиться на основі компромісу. Так, для діаграми спрямованості, що апроксимується виразом [3]

$$f(\beta) = e^{\left[k \cdot \frac{\beta}{\Theta_{0,5}} \right]^2}, \quad (3.4)$$

Найбільша пеленгаційна чутливість буде при $\frac{2\alpha}{\Theta_{0,5}} = 0,83$. При цьому, дальність дії радіопеленгатора зменшується на 23% (рис. 3.3). Тому, доцільно встановити такий кут α , при якому одночасне зменшення дальності дії та пеленгаційна чутливість (точність визначення пеленгу) були найменші. Найкраще значення α можна визначити по графікам на рис. 3.3 за виразом $\frac{2\alpha}{\Theta_{0,5}} = 0,56$, коли дальність дії D , і чутливість S радіопеленгатора одночасно зменшуються на 12%.

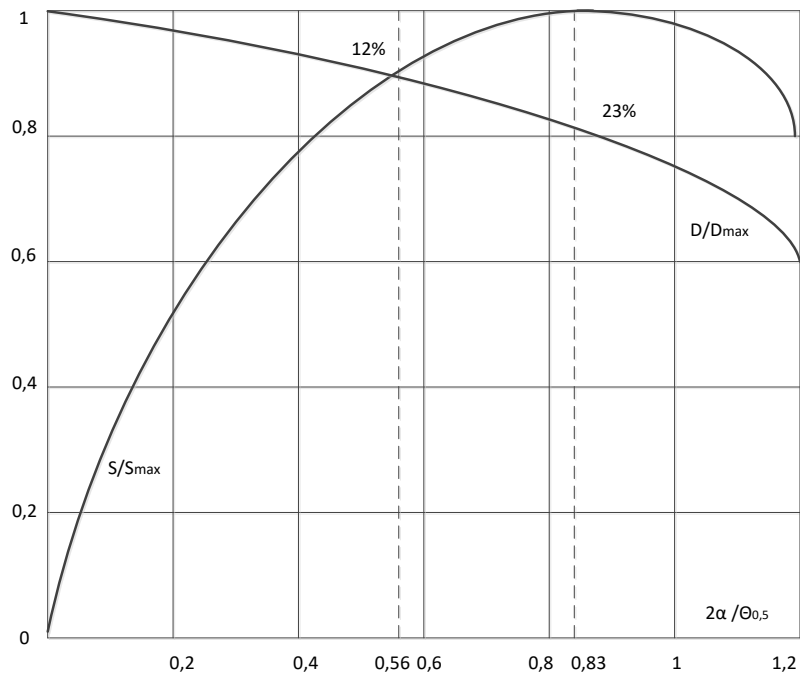


Рис. 3.3 Графіки залежності дальності (D) та чутливості (S) радіопеленгатора від характеристик антенної системи.

Характеристики методу порівняння.

1. Висока точність визначення напрямку на ціль. Практично, помилка виміру пеленгу не перевищує 2..3% ширині діаграми спрямованості.
2. Величина та знак вихідної напруги визначають відповідно величину та напрям відхилення цілі від РСН. Це дозволяє використовувати цей метод в системах автоматичного супроводження радіолокаційної цілі за напрямком.
3. Дальність дії РЛС дещо менша, ніж при використанні методу максимуму.
4. Відношення сигнал/шум при пеленгації за методом порівняння менше, ніж за методом максимуму.
5. Більша складність пеленгаційної апаратури, ніж при використанні методу максимуму.

Особливості роботи радіопеленгатора під час дії активних шумових завад при застосуванні різних методів пеленгації. Застосування методу максимуму забезпечує гарне співвідношення сигнал/шум при виявленні сигналу від джерела ЕМВ, але головна пелюстка діаграми спрямованості антени має пологий характер біля точки максимуму, тому формується зона нечутливості $\pm\Delta\beta$. У цих межах зміни кута сигнал на виході радіопеленгатора майже не змінюється.

Описання лабораторної роботи установки

Структура схема лабораторної установки показана на рис. 3.4. Як імітатор цілі використовується генератор радіоімпульсів з несучою частотою 10 ГГц. Антена генератора встановлена на візочку, який за допомогою електродвигуна перемінюється по рейках, імітуючи переміщення цілі в горизонтальній площині. Включення двигуна здійснюється дистанційно з пульта керування. Шкала, що вказує положення візка, знаходиться на пульта керування.

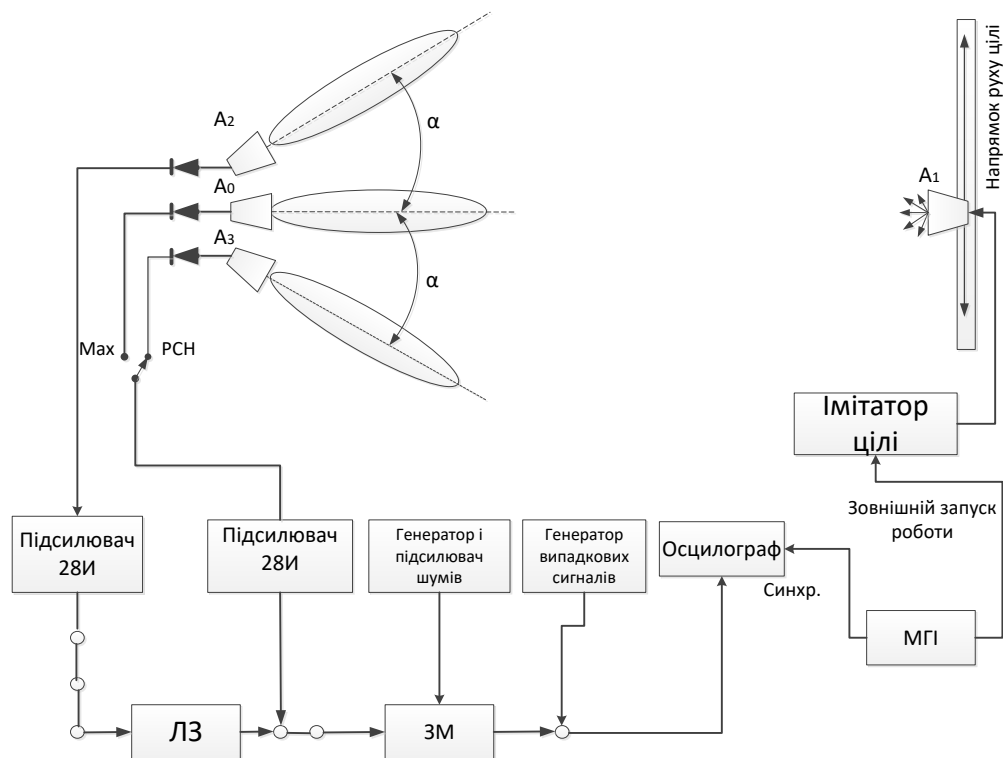


Рис. 3.4 Структурна схема лабораторної установки

Антенна система установки складається з трьох рупорних антен. Одна з них (центральна), що служить для пеленгації по максимуму сигналу, спрямована на випромінювач (імітатор цілі). Дві інші, призначені для пеленгації за методом порівняння, встановлені таким чином, що максимумами їх діаграми спрямованості зміщені на $2\alpha=30^0$ відносно РСН рис. 3.2.

На виходах кожного рупорів встановлені детектори, тому з виходу антенної системи приходить сигнал на відеочастоті. Антенна система має можливість повертатися в азимутальній площині за допомогою електродвигуна. Кут повороту визначається по шкалі на пульті керування. Для підсилення продетектованих імпульсів в установці використовується спеціальний підсилювач.

На пульті керування намальовані: генератор шуму, генератор випадкового сигналу, змішувач сигналу та шуму, лінія затримки.

Для визначені пеленгу на джерело ЕМВ проводиться спостереження за зміною сигналів на екрані осцилографа.

Порядок проведення роботи

1. Включити тумблер «Мережа» на пульті керування. Через 10 хв. лабораторна установка буде готова до роботи.
2. Зняти діаграму спрямованості центрального рупора. Для цього підключити кабель від рупора на вхід підсилювача, вихід якого підключений до клеми №2. Зняти параметри сигналів радіопеленгатора по екрану осцилографа.
3. Визначити пеленг на джерело ЕМВ методом максимуму, чого:
 - а) підключити центральний рупор так, як вказано у п.2;
 - б) переміщувати імітатор цілі через 20 позначок шкали від – 100 до +100, кожного разу корегуючи направлення рупора імітатора так, щоб його вісь була спрямована на приймальний рупор;
 - в) повертати приймальний рупор і по максимуму сигналу на осцилографі визначати напрямна ціль – пеленгу;

г) ввімкнути шуми та випадковий сигнал і повторити весь цикл вимірів.

4. Визначити пеленг цілі методом порівняння, для чого:

а) підключити бокові рупори: один до клеми №4 (до лінії затримки) і другий до клеми №2 (після лінії затримки). Осцилографи підключити до клеми №1;

б) встановити рупори на «0» по шкалі «азимут цілі»;

в) ручками «Підсилення» на підсилювачах встановити однакові значення огинючої сигналів на екрані осцилографа;

г) провести цикл вимірів, аналогічних п.3. Азимут цілі в даному випадку визначається в момент рівності сигналів.

Примітка: а) рівень шуму та рівень випадкового сигналу треба встановити та, щоб при вимірах пеленга виникали помилки;

б) порівняння методів пеленгації треба виконувати при однаковому відношенні сигнал/шум.

5. За результатами вимірів провести аналіз помилок пеленгації методом максимуму та методом порівняння.

Зміст звіту

1. Структурна схема лабораторної установки.
2. Результати досліджень (таблиці та графіки).
3. Висновки.

Контрольні запитання

1. Яка пеленгаційна чутливість у пеленгатора, що використовує метод максимуму?
2. Чи можливе застосування методу порівняння для визначення пеленга цілі в процесі простору?
3. Які переваги й недоліки методу порівняння відносно методу максимуму?
4. Для чого потрібно корегувати положення рупора імітатора?

3.2 Лабораторна робота « Дослідження Радіометра. Методи пасивної радіолокації виявлення джерела електромагнітного випромінювання нагрітого тіла»

Мета. Дослідити пасивну радіолокаційну систему виявлення електромагнітного випромінювання (ЕМВ) від нагрітого тіла.

Завдання лабораторної роботи.

1. Розглянути теоретичні засади випромінювання теплового шуму зосередженими об'єктами.
2. Вивчення роботи пасивної РЛС виявлення нагрітого радіолокаційного об'єкту.
3. Визначення параметрів і характеристик радіометру.
4. Дослідити можливість виявлення нагрітого тіла замаскованого тепловим екраном.

Стислі теоретичні відомості

Кожен фізичний зосередженні об'єкти випромінює електромагнітні хвилі з різними характеристиками, в залежності від навколишнього та власної температури, і фізичних властивостей цих об'єктів. По мірі зростання температури збільшується потужність електромагнітного випромінювання. У цьому випадку, власна спектральна щільність потужності випромінювання абсолютного чорного тіла, може бути описана відповідною формулою Планка [4]

$$P_f = \frac{2hf^3}{c^2} \cdot \frac{1}{e^{\frac{hf}{kT}} - 1} \quad (3.5)$$

де f – частота ЕМВ, k - стала Больцмана, T – абсолютна температура об'єкту, h – стала Планка, c – швидкість світла.

Безпосередньо, при дослідженні ЕМВ нагрітого тіла в радіодіапазоні, на практиці застосовують спрощений запис (3.5) у вигляді формули Релея-Джинса [6]

$$P_f = \frac{2kT}{\lambda^2} \quad (3.6)$$

де λ - довжина хвилі випромінювання.

З аналізу формули (3.6) видно, що потужність ЕМВ на певній частоті прямо пропорційна температурі тіла T , цей параметр називається температурою яскравості об'єкта.

Таким чином, технічно радіометр є дуже чутливий приймач ЕМВ, який вимірює температуру яскравості об'єкту шляхом вимірювання потужності прийнятого шуму, який локалізований у визначеному діапазоні частот радіоспектру. Через шумовий характер прийнятого сигналу, достовірність даних про нього може бути суттєво покращена за допомогою збільшення часу спостереження та інтегрування результатів вимірювання.

Основною проблемою побудови радіометрів є виявлення шумового сигналу від нагрітого об'єкту на фоні шумів антени, та апаратури самого приймача. Для розв'язання зазначеної задачі існує декілька схем побудови радіометрів:

- 1) Радіометр повної потужності;
- 2) Радіометр Дайка;
- 3) Радіометр з інжекттованим шумом;
- 4) Кореляційний радіометр.

В лабораторній роботі досліджується радіометр Р.Дайка. Він перший застосував радіометр для дослідження власного ЕМВ атмосфери Землі ще у 1946 році.

Об'єкт дослідження, що має температуру яскравості T , і кожна його точка випромінює у радіодіапазоні потужність, рівень якої може бути розрахований за співвідношенням Релея-Джинса (3.6).

Приймемо, що об'єкт має узагальнену форму у вигляді круга, з відомою ефективною площею розсіювання $S_{\text{эф}}$, і орієнтований перпендикулярно до осі діаграми спрямованості антенної системи радіометра. Потужність випромінювання близьких частот у вузькій смузі має практично одне і теж значення, і для розрахунку можна взяти потужність P_f для середньої частоти смуги шумового сигналу. Тоді, загальна потужність випромінювання об'єкту буде визначатися [1]:

$$P_o(T) = P_f S_{\text{эф}} \Delta f .$$

Частина цієї потужності приймається антеною радіометра. Потужність шуму на її вході буде пропорційною P_o , і відповідно пропорційною T . Крім того антена, як фізичний об'єкт, сама генерує шумовий сигнал, потужність якого є пропорційною до її температури T_a , називається шумовою температурою антени. Для простоти дослідження, при відомій схемі експерименту та умов вимірювання (дальність до об'єкту, втрати сингала у просторі, а антена вважається «ідеальною», і не вносить додаткові шуми, або потужність цього шуму відома і віднімається під час вимірюванні), дає можливість оцінити значення T .

Потужність шумового сигналу саме антени, як фізичного об'єкта, визначається формулою:

$$P_a(T_a) = kT_a \Delta f \quad (3.7)$$

де k – стала Больцмана, T_a – шумова температура антени (як правило, приймаємо 293 К), Δf - ширина полоси частот антено-фідерного тракту.

Потужність шуму в приймальному тракті радіометра визначається за формулою (3.7)

$$P_{\text{БШ}}(T_u) = kT_u \Delta f$$

де $T_{ш}$ – шумова температура елементів приймача, Δf - ширина полоси частот сигналу, на який настроєний приймач радіометру.

В лабораторній установці основні параметри мають наступне значення: середня частота спектру вимірюваного сигналу 36 ГГц, ширина діапазону частот Δf смугового фільтру радіометричного приймача до 3 ГГц, еквівалентна шумова температура радіометричного приймача $T_{ш} = 600$ К, для доступної елементної бази, яка використовується у конструкції радіометричного приймача.

Потужність сигналу на виході радіометра (рис. 3.5) залежить від коефіцієнта підсилення антени - K_a , коефіцієнта підсилення приймального тракту $K_{п}$, та ширина частот Δf смугового фільтру.

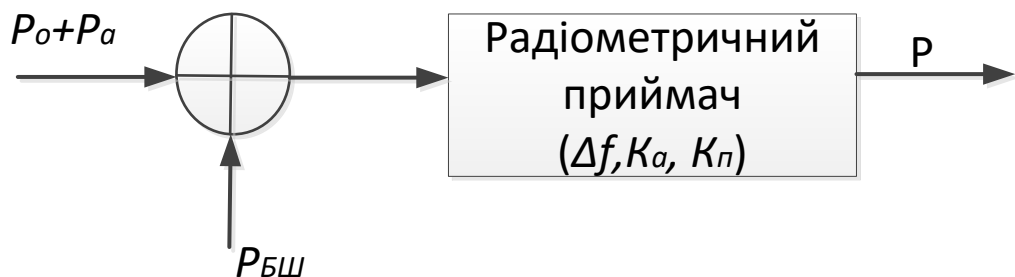


Рис. 3.5 Принцип вимірювання шумового сигналу від нагрітого об'єкта

Для виявлення сигналу, який несе інформацію про об'єкт дослідження $P_o(T)$, на основі вимірювання потужності сигналу на виході приймача, необхідно забезпечити стабільні значення відомих параметрів приймального тракту K_a , $K_{п}$, Δf , та врахувати вплив T_a , $T_{ш}$. Параметр прийомного тракту Δf визначається пасивними елементами, тому можна вважати цю величину сталою. Коефіцієнт підсилення антени K_a визначається пасивними елементами антенної системи, тому його теж можна вважати сталою величиною. Залишається вирішити задачу компенсації впливу еквівалентної шумової температури радіометричного приймача $T_{ш}$ на параметри активних елементів підсилення приймального тракту, і врешті, на результат виявлення

і вимірювання параметрів об'єкту дослідження. Значення параметру T_a , $T_{ш}$ постійно змінюється, і залежить від багатьох факторів, найвагомішим серед яких є температура оточуючого середовища навколо радіометра, і тепло що виділяють елементи приймача.

Радіометр Дайка вирішує проблему дрейфу параметрів підсилювача тракту радіометричного приймача наступним чином. Радіометром вимірюється не сама повна потужність шумового сигналу від антени P_2 , а різниця між нею та деякою відомою опорною шумовою потужністю сигналу P_1 , який проходить через той же самий прийомний тракт. Опорне джерело шуму, яке виконано у вигляді узгодженого навантаження, знаходиться у контакті з корпусом приймача, і відображає усі теплові характеристики його роботи.

Потужність опорного шумового сигналу по формулі (3.7) буде записана

$$P_{on}(T_{on}) = kT_{on}\Delta f$$

де T_{on} - еквівалентна шумова температура опорного об'єкту шуму .

Таким чином, принцип вимірювання опишемо формулами:

$$P_1 = P_{on} + P_{БШ}, \quad P_2 = P_o + P_A + P_{БШ},$$

$$\Delta P = P_2 - P_1 = (P_o + P_A + P_{БШ}) - (P_{on} + P_{БШ}) = P_o + P_A - P_{on}$$

при умові, що $P_A \approx P_{on}$ отримуємо

$$\Delta P \approx P_o \tag{3.8}$$

В наслідок чого, вплив T_a , $T_{ш}$ компенсується, нестабільність параметрів менше впливає на вимірювання, і відповідно зростає точність радіометрії.

При скануванні простору, коли тепловий об'єкт відсутній $P_o=0$, відповідно $\Delta P=0$, сигналу на виході радіометру немає. У випадку, коли тепловий об'єкт потрапляє у головну пелюстку діаграми спрямованості антени радіометру $P_o \neq 0$, відповідно $\Delta P \neq 0$, радіометр виявить об'єкт, а при

подальшому скануванні простору, проведе оцінку параметрів об'єкта. Робота радіометра за цим принципом зображена на рис. 3.6.

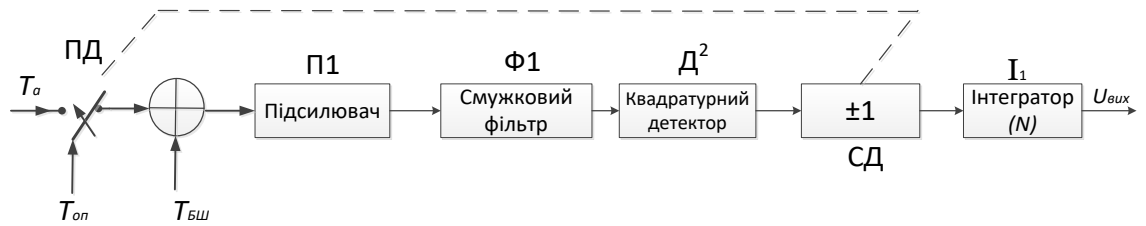


Рис. 3.6 Блок-схема радіометра Дайка

Аналіз рис. 3.6 показує, що вхід радіометра швидко перемикається між антеною і опорним джерелом шуму. Частота перемикання f_k зазвичай складає 1 кГц і більше. Вихідний сигнал квадратичного детектора множиться послідовно на +1 та -1 синхронно зі змінами положення перемикача Дайка (ПД). Вихід напруги квадратичного детектора в двох положеннях ПД визначається формулами:

$$\begin{aligned} U_{dem1} &= \alpha(T_{on} + T_{БШ})K_{\Sigma} \\ U_{dem2} &= \alpha(T + T_a + T_{БШ})K_{\Sigma} \end{aligned} \quad (3.9)$$

де α – коефіцієнт передачі детектора, K_{Σ} .- загальний коефіцієнт підсилення радіометра .

На виході синхронного детектора, з урахуванням формули (3.8) напруга буде визначатися наступним чином:

$$\begin{aligned} U_{cd} &= U_{dem1} - U_{dem2} = \alpha(T + T_a + T_{БШ})K_{\Sigma} - \alpha(T_{on} + T_{БШ})K_{\Sigma} = \alpha K_{\Sigma}(T + T_a - T_{on}) \\ &\text{при } T_a = T_{on} \\ U_{cd} &= \alpha K_{\Sigma}(T) \end{aligned} \quad (3.10)$$

Інколи, у якості генератором опорного шумового сигналу можуть використовувати стабілізований генератор шуму, тоді $T_{on} \gg T_a$.

На практиці, для спрощення аналізу процесів, значення шумової температури антени T_a під час прийому сигналу від об'єкта дослідження приймаємо $T_a = T + 293$ К.

В такому випадку, сигнал на виході синхронного детектора, буде пропорційний різниці температур ΔT :

$$U_{cd} = U_{dem1} - U_{dem2} = \alpha K_{\Sigma} (T_a - T_{on}), \quad (3.11)$$

але абсолютне значення вихідного сигналу все рівно визначається за формулою (3.10). Такий підхід дозволяє виявляти не тільки нагріті об'єкти, але й об'єкти, температура яких менша температури оточуючого середовища.

З формули (3.10) видно, що еквівалентна шумова температура радіометричного приймача вже не впливає на результати радіометричних вимірювань. При цьому необхідно зауважити, що період комутації ПД $T_k=1/f_k$ має настільки мале значення, що за цей проміжок часу параметри K_{Σ} , $T_{БШ}$, T_a , T_{on} не змінюються.

Чутливість радіометру – це мінімальна різниця температури ΔT нагрітого тіла по відношенню до температури оточуючого середовища, при якій приймається рішення про виявлення теплового об'єкту з заданою імовірністю.

$$q = \frac{P_o}{P_{БШ}} = \frac{k\Delta T \Delta f K_{\Sigma}}{kT_o \Delta f} = \frac{\Delta T K_{\Sigma}}{T}, \quad \Delta T = T_o \frac{q}{K_{\Sigma}},$$

При накопиченні результатів радіометричних вимірювань, чутливість визначається

$$\Delta T = T_o \cdot \frac{q}{K_{\Sigma}} \cdot \frac{N}{N} \quad (3.12)$$

де q – відношення сигнал/шум, при якому приймається рішення, T_o – температура оточуючого середовища 293 К, $N=\tau/t_k$ – кількість накопичених результатів радіометричних вимірювань, τ - час інтегрування сигналів радіометричного вимірювання, $t_k=1/f_k$ - інтервал комутації перемикача, f_k – частота комутації перемикача Дайка (ПД).

Безпосередню обробку сигналів, після синхронного детектора доцільно здійснити цифровими методами, та подальшу вторинну обробку радіометричної інформації на комп'ютері рис. 3.7

Описання лабораторної роботи установки.

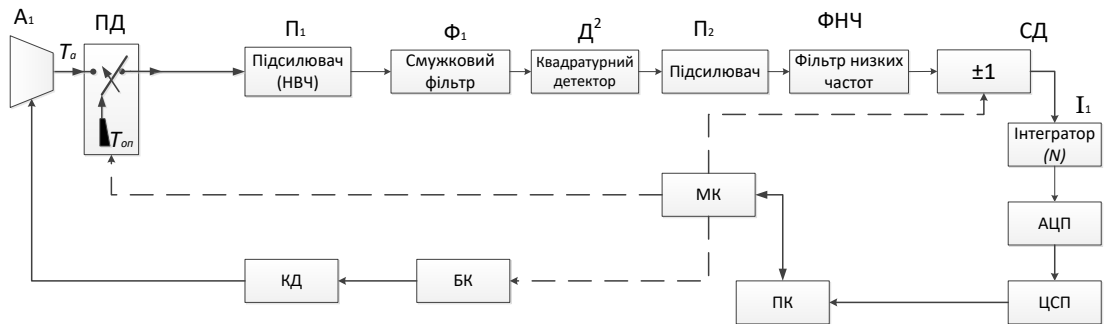


Рис. 3.7 Структурна схема лабораторної установки радіометра

Як видно зі структурної схеми (рис 3.7) сигнал від об'єкта дослідження потрапляють до антенної системи радіометра A_1 . Параметри антенної системи характеризуються коефіцієнт підсилення $K_a=38$ дБ, та шириною діаграми спрямованості - 2^0 в Е - та Н - площині. Перемикач Дайка (ПД) забезпечує почергово прийом сигналу від об'єкта дослідження, та від опорного джерела шуму. Частота комутації перемикача Дайка складає 1кГц, час інтегрування результатів вимірювання $\tau=10$ мс. Трап підсилення НВЧ сигналу (P_1) побудований за каскадною схемою підсилювачів, і має загальний коефіцієнт передачі потужності $K_{n1}=65$ дБ. Смушковий фільтр (Φ_1) визначає основну ширину спектра роботи приймача 3 ГГц, відносно середньої частоти 36 ГГц. Підсилювач (P_1) забезпечує рівень сигналу, достатній для роботи детектора (D^2) в режимі, де його характеристика є квадратичною, так щоб напруга на виході (D^2) була пропорційна потужності теплового шуму, на виході антени (A_1).

Загальний коефіцієнт підсилення усього приймального тракту визначається $K_{\Sigma} [дБ] = K_a + K_{n1} + K_{n2}$, але для розрахунків застосовується формула

$$K_{\Sigma} = (K_a + K_{n1} + K_{n2}) - L \quad (3.13)$$

де L - загальні втрати приймального тракту, що з'являються за рахунок недосконалості пристроїв радіометра [дБ].

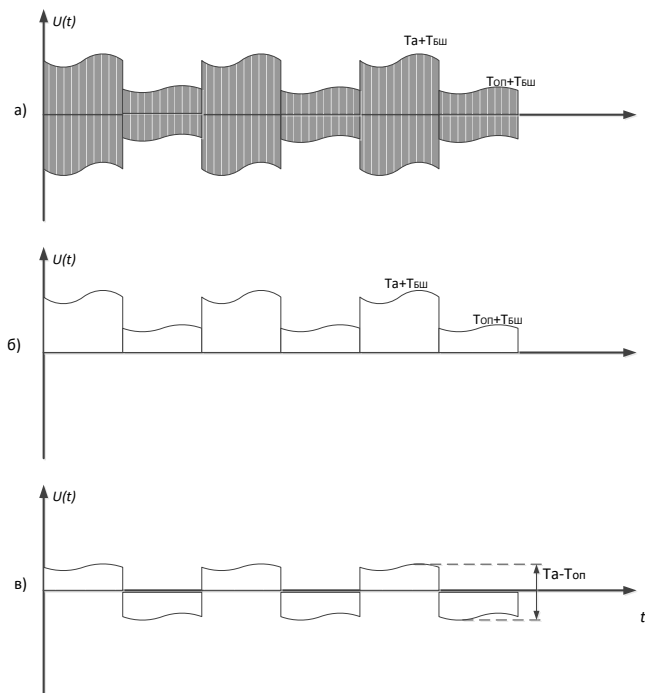


Рис. 3.8 Епюри сигналів на квадратичному детекторі: а) до детектора, б) після детектора, в) після фільтрації постійної складової.

Сигнал з квадратичного детектора подається на підсилювач Π_2 та фільтр низьких частот ФНЧ, які забезпечують підсилення сигналу на видеочастоті $K_{n2}=32$ дБ, що забезпечує нормальний режим роботи синхронного детектора та АЦП.

Синхронний детектор СД працює разом з перемикачем Дайка (ПД), і забезпечує на виході сигнал за формулою (3.10). Інтегратор (I_1), який виконаний на основі RC – ланки з часом інтегрування τ , після синхронного детектора здійснює накопичення сигналу, і таким чином підвищує відношення сигнал/шум для виявлення теплового об'єкту дослідження, та підвищує точність вимірювання.

Особливу увагу необхідно переділити конструкції та принципу роботи синхронному детектора (СД) рис. 3.10.

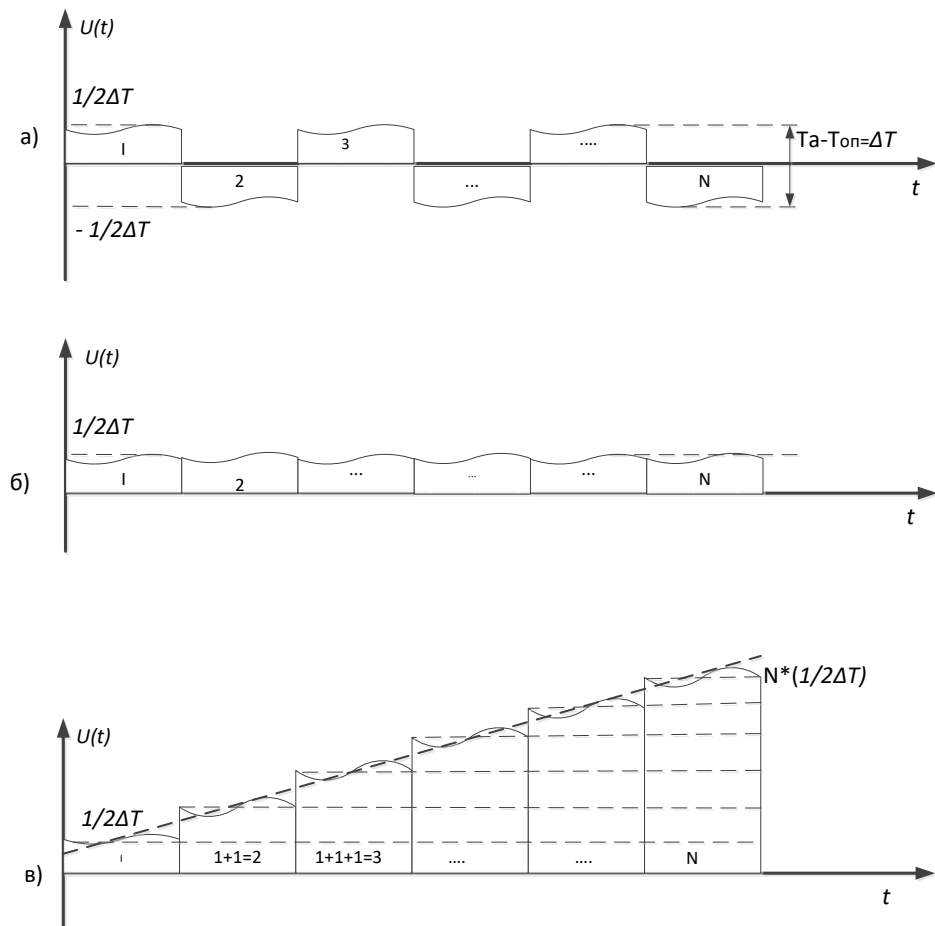


Рис. 3.9 Епюри сигналів на синхронному детекторі (СД): а) сигнал на вході СД, б) сигнал на виході СД, в) сигнал після інтегрування результатів вимірювання.

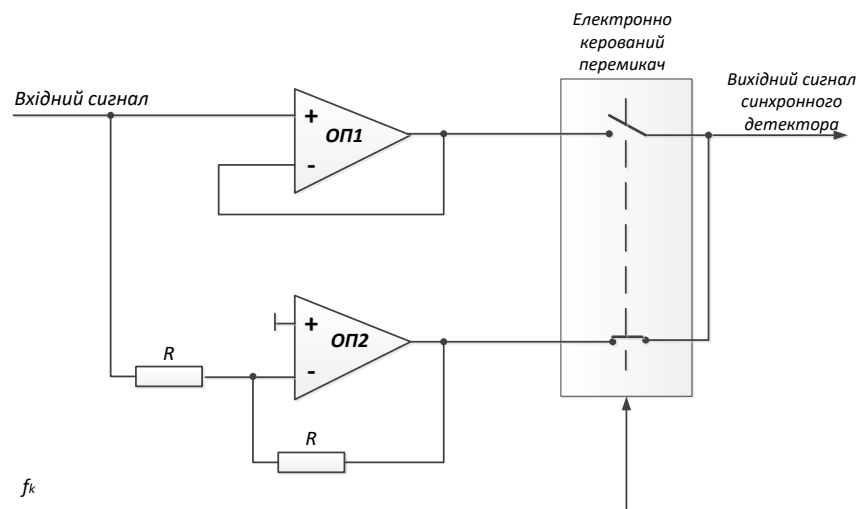


Рис. 3.10. Функціональна схема синхронного детектора

Аналіз рис. 3.10 показує, що основними елементами синхронного детектора є операційні підсилювачі, один з яких включений по схемі

повторювача сигналу, а другий включений як інвертуючий підсилювач з коефіцієнтом передачі «-1». Виходи обох операційних підсилювачів підключені до перемикача, який перемикається синхронно з перемикачем Дайка з одною і тією же частотою f_k . У якості операційних підсилювачів можна застосувати будь-які підсилювачі з малим коефіцієнтом шуму.

В синхронному детекторі відбувається лінійне перетворення сигналу за рахунок множення його на +1 або -1, як це відображено на рис. 3.9 (епюри а, б). На виході синхронного детектору сигнал є функцією температури нагрітого тіла, і описується формулою (3.10). Така форма сигналу дозволяє реалізувати інтегрування результатів вимірювання (рис. 3.9, епюра в) на простому RC-ланцюгу. Параметри RC-ланцюга визначають параметр τ - час інтегрування результатів радіометричних вимірювань.

Цифрова обробка забезпечується АЦП, цифровим сигнальним процесором (ЦСП) і комп'ютером (ПК). Синхронізації роботи усіх вузлів та елементів радіометру здійснює мікроконтролер (МК). Огляд простору здійснюється механічним переміщенням радіометричного приймача по двом координатам, за допомогою крокових двигунів (КД) та блоку керування (БК).

Порядок проведення лабораторної роботи

1. Ознайомитися з теоретичним матеріалом щодо принципів роботи радіометра.
2. Розрахувати чутливість радіометра на основі зазначених його параметрів, та виявлення сигналу від теплового об'єкту при співвідношенні сигнал/шум $q=10$ дБ, та з загальними втратами приймального тракту $L=2$ дБ.
3. На основі основного рівняння радіолокації розрахувати дальність виявлення теплового об'єкту, при мати на увазі, що коефіцієнт розсіювання сигналу в атмосфері дорівнює одиниці, температура об'єкту 80°C .
4. Визначити роздільну здатність радіометра в горизонтальній площині за вказаними параметрами антенної системи, відстань між антеною і об'єктом дослідження складає 1,9 м.

5. За допомогою тепловізору переконатися, що нагріте тіло має достатньо велике значення температури яскравості T для забезпечення чіткого контрастного відеозображення в інфрачервоному діапазоні.
6. Закрити об'єкт дослідження тепловим екраном, і через тепловізор переконатися, що об'єкт неможливо виявити та визначити його параметри в інфрачервоному діапазоні.
7. Виявити замаскований тепловий об'єкт за допомогою радіометру.

Порядок проведення радіометричних вимірювань

1. Включити лабораторну установку радіометра.
2. Запустити на комп'ютері спеціалізовану програму керування радіометром.
3. Закрити тепловим екраном нагрітий об'єкт.
4. Відповідно до органів управління на інтерфейсі включити сканування визначеної площі.
5. За результатами вимірювання визначити роздільну здатність радіометра.

Зміст звіту

1. Структурна схема лабораторної установки.
2. Розрахунки основних параметрів радіометричних вимірювань
3. Результати досліджень (таблиці та графіки).
4. Висновки.

Контрольні запитання

1. Що таке пасивні радіолокаційні системи?
2. Яка ширина спектру радіовипромінювання нагрітого тіла?
3. Яке функціональне призначення радіометра?
4. Вкажіть два основних принципу, на яких заснований процес радіометричних вимірювань?

3.3 Лабораторна робота «Дослідження роботи радіолокаційної системи на основі ефекту Доплера. Дистанційний радіовимірювач радіальної швидкості рухомого об'єкту»

Мета. Вивчити принципи роботи радіолокаційних систем на основі ефекту Доплера.

Завдання лабораторної роботи:

1. Розглянути, та вивчити структуру доплерівські РЛС.
2. Провести дистанційне вимірювання радіальної швидкості рухомого об'єкту.
3. Дослідити доплерівські сигнатури сигналу, відбитого від об'єкту, у якого присутні внутрішні резонансні коливання.

Стислі теоретичні відомості

Принцип роботи пристрою базується на ефекті Доплера. Сутність ефекту Доплера полягає в тому, що при переміщенні об'єкта відносно нерухомого приймально-передавального пристрою частота випромінених f_0 та прийнятих f_{np} коливань відрізняється на деяку величину, що залежить від швидкості переміщення об'єкта. Різниця частот коливань, що випромінюються та приймаються зветься доплерівським приростом частоти

$$F_{don} = |f_0 - f_{np}| \quad (3.14)$$

Структурна схема пристрою наведена у рис. 3.11. Коливання, які генеруються генератором (4), що живиться від блоку живлення (5) надходять в трійник двійної (3) та випромінюються через антену (1) у напрямку об'єкта. Поляризація випромінення – еліптична. Відбитий сигнал надходить на змішувач (2). При відповідному налаштуванні трійника двійного (3) на змішувач приходить частина потужності коливань генератора (4). У результаті взаємодії цих частот на виході змішувача (2) створюється напруга різницевої (доплерівської) частоти, згідно формулі [1,2]:

$$|f_0 - f_{np}| = F_{\text{доп}} = \frac{2V}{\lambda} \cdot \cos \gamma \quad (3.15)$$

де f_0 - частота випромінених коливань; f_{np} - частота прийнятих коливань; V - швидкість об'єкта; λ - довжина хвилі генератора; γ - кут між напрямом руху об'єкта та напрямом на випромінювач.

Якщо оператор при вимірюванні знаходиться на прямій до об'єкта виміру, то кут γ незначний і $\cos \gamma = 1$, тоді

$$F_{\text{доп}} = \frac{2V}{\lambda} \cdot \quad (3.16)$$

З формули (3.16) видно, що $F_{\text{доп}}$ при незмінній довжині хвилі передавача, пропорційна тільки швидкості об'єкта.

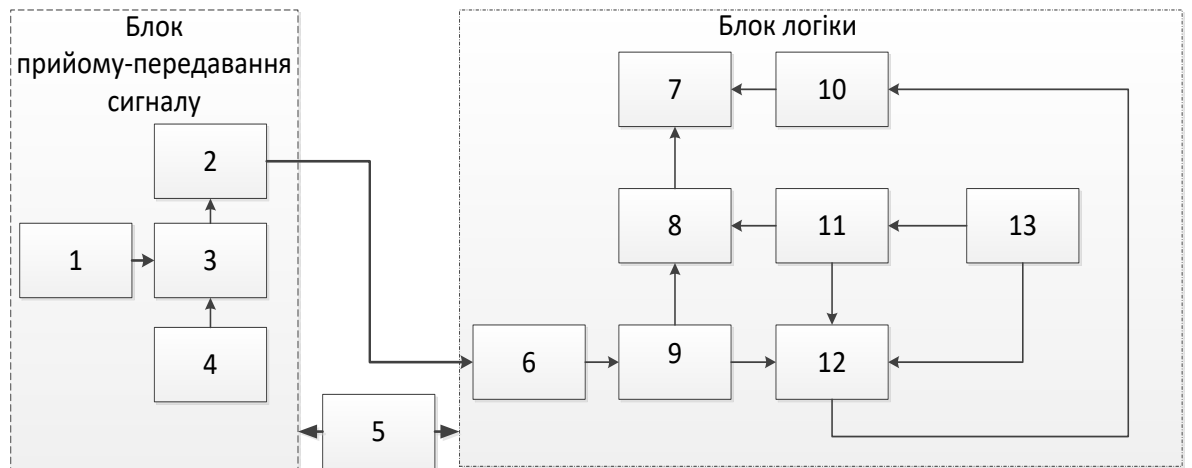


Рис. 3.11 Структурна схема дистанційного радіовимірювача радіальної швидкості рухомого об'єкту

Прилад призначений для визначення швидкості руху автомобіля, незалежно від інших транспортних засобів. Застосування приладу дозволяє точно та об'єктивно визначати швидкість транспортних засобів всіх типів.

Пристрій вироблено у вигляді жезла регулювання руху автотранспорту, який використовують працівники поліції. Передній торець є апертурою антени, позаду розміщено дворозрядне індикаторне табло. При перевищенні швидкості 99 км/год в нижній його частині засвічується реперний знак. Для забезпечення гарного огляду табло нахилено на кут 30° до продольної вісі

виробу. До нижньої частини корпусу прикріплений стабілізатор живлення, який має індикатор ввімкнення та запобіжник. Довжина кабелю живлення – 3,0 метри.

Технічні характеристики:

Дальність дії з блендою не менше 300 м.

Діапазон вимірюваних швидкостей – 10...160 км/год.

Робоча частота передавача $24,1 \pm 0,2$ ГГц.

Похибка вимірювання швидкості не більша $\pm (1 \text{ км/год} + 1 \text{ од.сч.})$.

Напруга живлення $12 \pm 1,5$ В.

Струм споживання:

- в режимі індикації – не більше 1,1 А;
- в режимі виміру швидкості – не більше 204 А.

Максимальна потужність не більше 33 Вт.

Щільність потужності у задній полусфері не перевищує 10 мкВт/см^2 .

Ширина діаграми спрямованості за рівнем половинної потужності:

З блендою – не більше 8^0 .

Вага з кабелем живлення 3м не більша 1,5 кг.

Габарити: 578 x 105 x 85 мм.

Час неперервної роботи в робочих умовах – не більше 8 год.

Час переходу у робочий режим після включення – не більше 1 хв.

Принцип роботи пристрою

Виріб конструктивно розміщений у циліндричному корпусі. Один торець є апертурою антени пристрою. Антена має ребра, що відводять тепло генератора Ганна. Щоб виключити попадання в середину НВЧ-блока вологи та пилу, антену закрито радіопрозорою заглушкою з пінопласту.

Індикаторне табло розміщено на другому торці корпусу виробу. Табло має нахил біля 30^0 до подовжньої вісі, що забезпечує його достатній огляд.

Блок живлення із запобіжником та лампою ввімкнення живлення прикріплений до корпусу виробу.

На відстані 100 мм від індикаторного табло під гумовим чехлом розміщується кнопка ввімкнення вимірювання.

Бокові поверхні блока живлення виконані у вигляді радіатора для відводу тепла, що виділяється.

При транспортуванні пристрій розміщується у футлярі.

Пристрій може працювати в двох режимах: режим виміру швидкості (натиснута кнопка виміру швидкості) та режиму індикації (відпущена кнопка виміру швидкості).

В режимі виміру швидкості індикація відбувається через кожні 1,75 с. Запам'ятовування результатів виміру відбувається переводом пристрою в режим індикації.

Сингал доплерівської частоти, виділений на змішувачі (2) блоку приймально-передавального, надходить до блоку логічної обробки, де посилюється і формується підсилювачем (6), частота його ділиться на 2 тригером (9) і надходить до схеми виміру швидкості, яка складається з основного лічильника (8), індикатора (7), формувача стробу (11) та контрольного лічильника (12).

Вимір швидкості відбувається шляхом підрахунку кількості імпульсів частоти $\frac{F_{\text{дон}}}{2}$ на основному лічильнику (8) за час тривалості строб-імпульсу, що виробляється формувачем строба (11). Тривалість строб-імпульса стабілізована кварцом і обрана такою, що підрахунок кількості імпульсів частоти $\frac{F_{\text{дон}}}{2}$ відповідає швидкості об'єкту км/год.

Маючи на увазі порізаність діаграми відбиття об'єкта та інших факторів, відбитий від цілі сигнал, за час рівний тривалості строб-імпульса, може зникати, і кількість імпульсів, що підраховані лічильником (8), не буде відповідати справжній швидкості об'єкта. Для виключення таких вимірів

застосовується контрольний лічильник (12). На нього приходять імпульси $\frac{F_{\text{дон}}}{2}$ з триггера (9), імпульси кварцового генератора (13) та імпульси формувача строба (11). Контрольний лічильник рахує кількість імпульсів кварцового генератора, котрими заповнені імпульси частоти $\frac{F_{\text{дон}}}{2}$ за час тривалості строб-імпульса.

Якщо імпульси частоти $F_{\text{дон}}$, і, відповідно, $\frac{F_{\text{дон}}}{2}$ приходять на основний лічильник (8) під час тривалості строб-імпульса без втрат, то їх кількість дорівнює

$$N = \frac{\tau_c}{2} f_{\text{кв}} + K \frac{T_{\text{д}}}{2} f_{\text{кв}} \quad (3.17)$$

де τ_c - тривалість строб-імпульса;

$f_{\text{кв}}$ - частота кварцового генератора;

$T_{\text{д}}$ - період частоти Допплера;

K - коефіцієнт, що має випадковий характер, який приймає значення в межах від мінус 1 до плюс 1.

У формулі (3.17) величина $K \frac{T_{\text{д}}}{2} f_{\text{кв}}$ обумовлена відсутністю синхронізації початку строб-імпульса та імпульсів частоти $F_{\text{дон}}$, а також не кратністю тривалості строб-імпульса періоду частоти $F_{\text{дон}}$.

Кількість імпульсів N , підрахованих контрольним лічильником, не залежить від частоти $F_{\text{дон}}$ і є постійним з точністю до доданку

$$K \frac{T_{\text{д}}}{2} f_{\text{кв}} \quad (3.18)$$

що визначає допустимий інтервал контрольного лічильника.

Із збільшенням $F_{\text{дон}}$, допустимий інтервал контрольного лічильника, відповідно формулі (3.18) зменшується. Однак, для зменшення похибки виміру встановлений лише мінімальний інтервал, відповідний високим частотам $F_{\text{дон}}$ (22165 – 22568 імп.). Тому, зникнення хоч би одного імпульсу

частоти $F_{дон}$, який йде на основний лічильник, призведе до запису на контрольний лічильник такої кількості імпульсів, що буде відрізнятися від контрольної кількості імпульсів, і схема аналізу кількості імпульсів на контрольному лічильнику буде подавати сигнал про повторний вимір.

Якщо під час тривалості строб-імпульса імпульси $F_{дон}$ приходять на основний лічильник (8) без втрат, то контрольний лічильник (12) подає сигнал дозволу індикації на стабілізатор індикатора. (10).

Принцип роботи складових частин пристрою

Блок приймально-передавальний призначений для генерування, випромінювання, приймання, перетворення коливань високої частоти, виділення та підсилення корисного доплерівського сигналу.

Генератор НВЧ коливань виконано на діоді Ганна, частота генерації – 24,1 ГГц.

Трійник призначений для розв'язки приймального і передавального трактів. Він являє собою подвійний хвилевідний T-міст, плечом Е котрого являється антена. Регулювання розв'язки між трактами робиться гвинтом.

Змішувач призначений для виділення доплерівських частот. Змішувач виконано на діоді. Для забезпечення оптимального режиму роботи змішувального діода на нього з блоку логіки подається пряме зміщення порядку 0,7 В.

Блок логіки призначений для підсилення, формування та оброблення сигналу, що надходить від змішувача, із послідовним поданням інформації на індикатор у цифровому вигляді. Структурна схема блока логіки приведена на рис. 3.12.

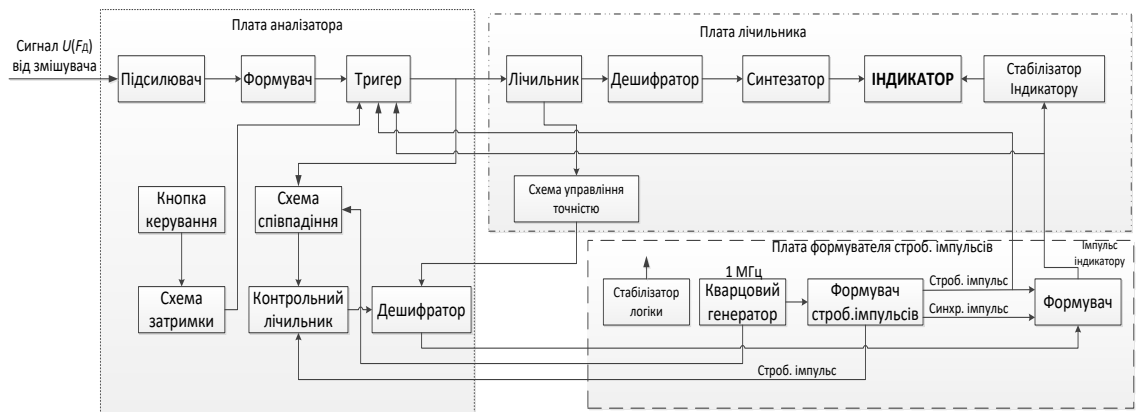


Рис. 3.12 Структурна схема блока логіки

Сигнал з виходу змішувача надходить на підсилювач доплерівської частоти. З виходу підсилювача сигнал йде на формувач, котрий формує прямокутні імпульси з частотою вхідного сигналу за умови, що сигнал, який надходить на вхід формувача, вищий за поріг його чутливості.

Сформовані імпульси надходять на керований тригер. Через 1,5-2 с після натиснення кнопки керування тригер встановлюється в одиночний стан строб-імпульсом. На лічильник за час тривалості строб-імпульса надходить певна кількість імпульсів, сформованих з вхідного сигналу.

Одночасно, імпульси доплерівської частоти з виходу тригера надходять на схему співпадіння, на яку приходять також імпульси кварцового генератора з частотою 1 МГц.

Таким чином, на контрольний лічильник надходить доплерівська частота, заповнена імпульсами кварцового генератора. Якщо число імпульсів, що надходять у контрольний лічильник знаходяться в допустимому інтервалі, то на цифровому табло за час 1,75 с висвітлюється швидкість рухомого об'єкта.

Показники індикатора можуть бути зафіксовані відпущенням кнопки керування. При цьому керований тригер встановлюється у нульовий стан і у лічильнику зберігається інформація про швидкість об'єкта.

Якщо число імпульсів, що надійшли у контрольний лічильник, не входить у допустимий інтервал, то інформація, записана в основному і

контрольному лічильниках, стирається імпульсом скидання. Із приходом наступного строб-імпульсу вимірювання повторюється.

Величина допустимого інтервалу обирається такою, що вимірювання не буде ініційовано при страті хоч би одного доплерівського імпульсу за час вимірювання на всьому інтервалі вимірюваних швидкостей.

Епюри напруги, що пояснюють роботу блока логіки, приведені на рис. 3.13.

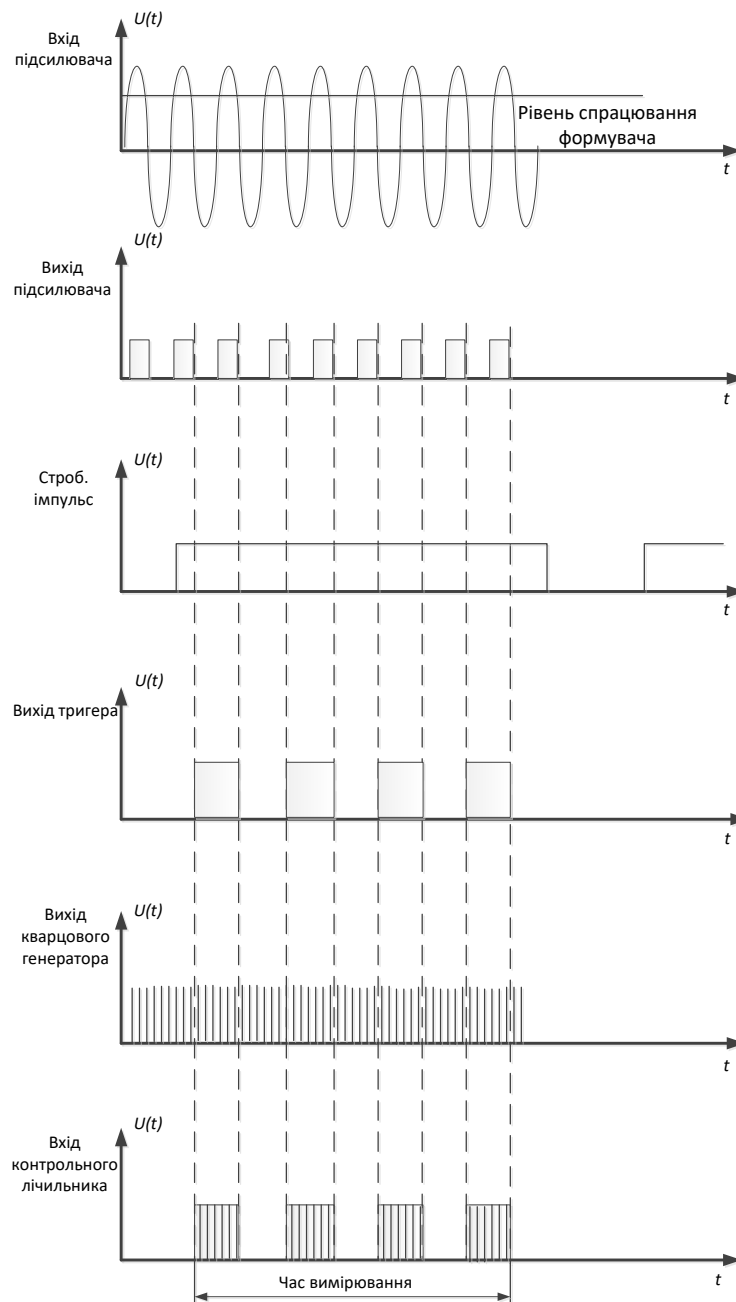


Рис. 3.13 Епюри напруги сигналів в блоку логіки

Формувач імпульсу індикації виконаний працює наступним чином.

Після надходження з плати аналізатора позитивного імпульсу розрішення індикації, лічильники імпульсом синхронізаціх встановлюються у положення логічного «0».

Після чого тригер встановлюється в положення «0» негативним фронтом строб-імпульса, і на цьому формування строб-імпульса закінчується.

При відпусканні кнопки контролю блока логіки, під час тривалості імпульса індикації на вхід триггера подається рівень логічного «0». Цей сигнал встановлює тригер у положення логічної «1», що забезпечує запам'ятовування та індикацію результату до наступного натиснення кнопки.

Стабілізатор напруги для блока логіки являє собою параметричний стабілізатор напруги.

Плата лічильника призначена для рахунку імпульсів доплерівської частоти, індикації результатів виміру та управлінням точності контрольного лічильника плати аналізатора.

Плата лічильника складається з:

- лічильника доплерівських імпульсів;
- схеми управління точністю контрольного лічильника;
- дешифратора;
- синтезатора;
- стабілізатора індикатора.

Лічильник доплерівських імпульсів являє собою послідовно ввімкнені двійково-десяткові лічильники і тригер. З поданням живлення лічильники встановлюються у положення логічного «0».

Схема управління точністю контрольного лічильника має одну межу, що відповідає швидкості 80-160 км/год. Ця межа встановлена штучно, і не змінюється.

Дешифратор призначений для перетворення стану лічильника доплерівських імпульсів з двійкового коду в десятковий.

Синтезатор призначений для перетворення десятинного коду дешифратора в семеричний код семисегментних індикаторів. Контур цифр на індикаторах отримується за рахунок гасіння зайвих сегментів.

Плата аналізатора призначена для підсилення і формування доплерівського сигналу, а також контролю за його рівнем під час стробуючого імпульса.

До складу плати аналізатора входять:

- підсилювач доплерівської частоти;
- формувач доплерівських імпульсів;
- триггер;
- схема відповідностей;
- контрольний лічильник;
- дешифратор контрольного лічильника;
- схема затримки.

Триггер, котрий знижує доплерівську частоту у два рази, керується строб-імпульсом і імпульсом індикації, що приходять з плати формувачів, та імпульсом схеми затримки. У процесі вимірювання на виході триггера за час строб-імпульса формуються пачки доплерівських імпульсів.

Порядок проведення лабораторної роботи.

Підготовчий етап

1. Ознайомитися з теоретичним матеріалом щодо принципів роботи радіовимірювача швидкості.
2. Провести калібрування апаратури радіовимірювач радіальної швидкості за допомогою еталонного камертону. Встановити значення системної помилки.
3. Побудувати таблицю відповідності швидкості руху [км/год] та [м/с].

Порядок проведення досліджень

1. Включити лабораторну установку радіовимірювача радіальної швидкості.
2. Провести вимірювання швидкості рухомого об'єкту.
3. За допомогою осцилографа провести вимірювання безпосередньо частоти Доплера.
4. Зафіксувати результати вимірювання в таблиці.
5. Запустити генератор звукових коливань для збудження резонансних коливань дослідного об'єкту.
6. Провести вимірювання і зафіксувати показання пристрою для п'яти значень частот звукових коливань.
7. Провести розрахунки, і встановити відповідність показників пристрою і частоти коливань звукового генератора.

Зміст звіту

1. Структурна схема лабораторної установки.
2. Результати досліджень (таблиці та графіки) вимірювання швидкості рухомого об'єкту.
3. Результати вимірювання доплеровських сигнатур відбитого радіосигналу від об'єкту, який здійснює резонансні внутрішні коливання.
5. Висновки: щодо ефективності вимірювання швидкості на основі ефекту Доплера; точність вимірювання швидкості, від чого вона залежить; можливість ідентифікації радіолокаційних об'єктів за доплеровськими сигнатурами сигналу.

Контрольні запитання

5. Що таке ефект Доплера?

6. В яких умовах можна визначити швидкість руху об'єкту з найбільшою точністю?
7. Від чого залежить точність роботи радіовимірювача радіальної швидкості?
8. Які характерні ознаки об'єкту можна визначити на основі ефекту Доплера?

3.4. Лабораторна робота «Дослідження радіолокаційної системи з частотно-модульованим сигналом неперервного випромінювання»

Мета. Дослідити принципи роботи та побудови радіолокаційної системи з частотно-модульованим сигналом неперервного випромінювання (ЧМНПВ).

Завдання лабораторної роботи.

1. Розглянути узагальнену структурну схему радіолокаційної системи.
2. Вивчити параметри радіолокаційного сигналу з частотно-модульованим сигналом неперервного випромінювання.
3. Провести лабораторні дослідження роботи радіолокаційної системи з частотно-модульованим сигналом неперервного випромінювання.

Стислі теоретичні відомості

Радіолокаційні систем з частотно-модульованим сигналом неперервного випромінювання набули широкого використання у зв'язку з простотою їх конструкції, високою точністю вимірювання відстані до декілька цілей одночасно, та високою роздільною здатністю по відстані між двома сусідніми цілями. Такі РЛС стали широко застосовуватися на автомобільному транспорті для оцінки обстановки на дорозі, для інформування водія, та попередження зіткнення автомобіля з іншими транспортними засобами і нерухомими об'єктами навколо дороги.

Вимірювання відстані в радіолокаційній системі з ЧМНПВ сигналом оснований на визначенні різниці частот між сигналом що був випромінений, та сигналом, що був відбитий від цілі. Відповідно до принципу роботи будується структурна схема РЛС з ЧМНПВ, представлена на рис. 3.14.

В РЛС, процес формування ЧМНПВ сигнал, можна описується наступними чином.

Частота сигналу збільшується по лінійному закону з плином часу за формулою [10]:

$$f(t) = f_0 + kt \quad (3.19)$$

де f_0 – початкове значення частоти, $k = \frac{F}{T_m}$ – коефіцієнт модуляції, в

якому F - ширина діапазону частот, T_m – період модуляції сигналу.

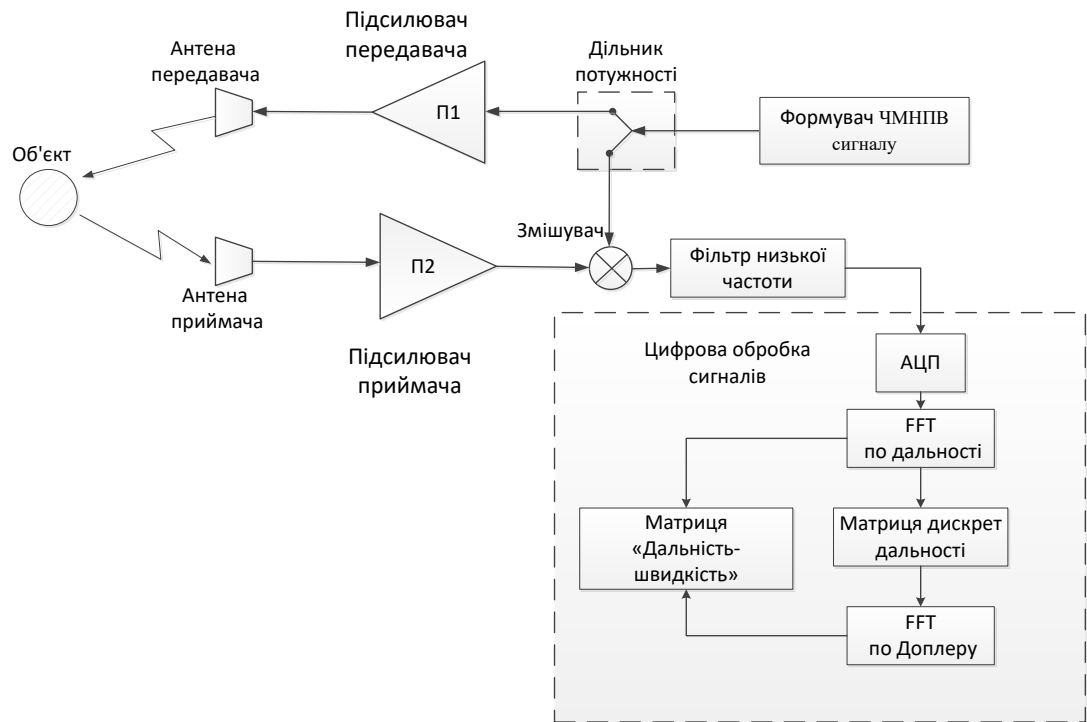


Рис. 3.14 Структурна схема радіолокаційної системи з частотно-модульованим сигналом неперервного випромінювання

Сигнал на виході передавача ЧМНПВ сигналу визначається формулою [10]:

$$S(t) = \sqrt{P_n} \cos(\Phi(t)) = \sqrt{P_n} \cos(2\pi f_0 t + \pi k t^2 + \phi_0) \quad (3.20)$$

$$\text{при } 0 \leq t \leq T_m$$

де P_n – потужність передавача, ϕ_0 - початкова фаза формування сигналу.

Зондуючий сигнал, які випромінює антена передавача, проходить відстань до нерухої цілі, відбивається від неї, і потрапляє в антenu

приймача рис. 3.14. Загальний час затримки – τ , між випромінюванням сигналу та його прийомом складає:

$$\tau = \frac{2R}{C} \quad (3.21)$$

де R – відстань між РЛС та ціллю, C – швидкість світла $3 \cdot 10^8$ м/с.

Сформулюємо аналітичний вираз для сигналу на вході приймача РЛС, при цьому будемо вважати, що втрати енергії сигналу у просторі відсутні, тоді

$$y(t) = \sqrt{P_{np}} \cos(\Phi(t)) = \sqrt{P_{np}} \cos(2\pi f_0(t + \tau) + \pi k(t + \tau)^2 + \phi_0) + n(t) \quad (3.22)$$

де, P_{np} - потужність сигналу на вході приймальної антени, $n(t)$ – адитивний шум, якій має закон розподілу Гауса.

Отриманий сигнал, за схемою РЛС на рис. 3.14, підсилюється антенною системою, обробляється у змішувачу, фільтр низьких частот виділяє необхідний сигнал, який записується наступним чином:

$$x(t) = \sqrt{K_{np} P_{np}} \cos(\Phi(t)) = \sqrt{K_{np} P_{np}} \cos(2\pi k\tau t + 2\pi f_0\tau + \pi k\tau^2) + n(t) \quad (3.23)$$

де K_{np} – узагальнений коефіцієнт підсилення приймального тракту РЛС, з урахування втрат сигналу в змішувачі, фільтрі низьких частот, в аналогово-цифровому перетворювачу (АЦП).

Аналіз формули (3.23) показує, що сигнал містить в собі інформацію про відстань до цілі, яка визначена через час затримки – τ , і вимірювання якої проводиться через значення різницевої частоти f_p між частотою випроміненого і прийнятого сигналів [11].

$$f_p = k\tau \quad (3.24)$$

Цей принцип пояснює графіка частот на рис. 3.15

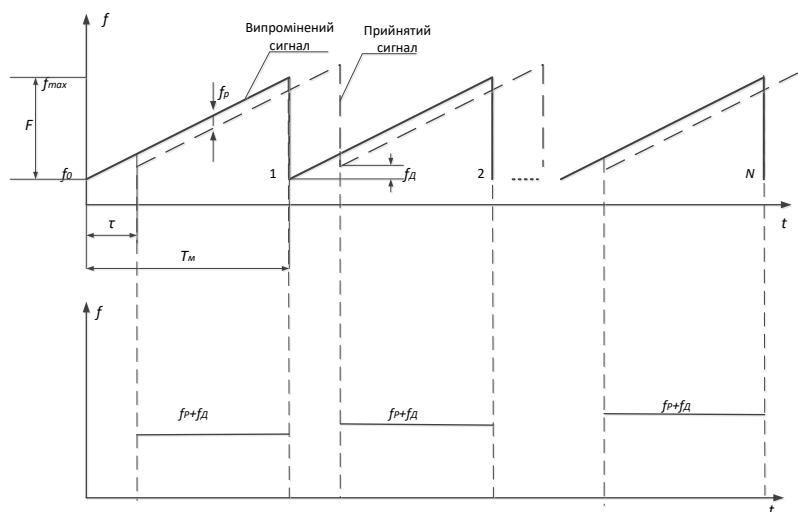


Рис. 3.15 Графіки зміни частот сигналів в РЛС з ЧМНПВ сигналом.

Дистанція до цілі через різницеву частоту визначається за формулами:

$$f_p = k\tau = \frac{2FR}{CT_m} \quad (3.25)$$

$$R = \frac{f_p CT_m}{2F} \text{ [м]} \quad (3.26)$$

В різних типах РЛС різницеву частоту сигналу визначають у різні способи [12]. Перший спосіб, це формування банку вузькосмугових фільтрів, і рішення про значення різницевої частоти приймалося за характеристикою фільтру, на виході якого з'являвся сигнал. Другий спосіб, застосовується в сучасних РЛС, в яких значення різницевої частоти визначається на основі перетворення Фур'є.

$$X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)e^{-j2\pi ft} dt$$

Одним із основних параметрів РЛС є її роздільна здатність по дальності ΔR , щодо розрізнення дві окремі цілі, які знаходяться на близькій відстані одна від одної. Залежність роздільної здатності від параметрів РЛС визначається формулою [10]:

$$\Delta\tau = \frac{T_m \Delta f_p}{F}$$

$$\Delta R = \frac{C \Delta\tau}{2} = \frac{C \Delta f_p T_m}{2F} = \frac{C \frac{1}{T_m} T_m}{2F} = \frac{C}{2F} \quad (3.27)$$

Аналіз формули (3.27) показує, що збільшення ширини діапазону F зміни частоти ЧМНПВ сигналу, підвищує роздільну здатність РЛС по дальності у два рази.

Наступний важливий параметр, це максимальна дальність дії радіолокаційної системи - R_{max} . Для визначення цього параметру врахуємо формулу (3.26), тоді:

$$R_{max} = \frac{f_s C}{2k} = \frac{f_s C T_m}{2F} \text{ [м]} \quad (3.28)$$

де f_s - частота дискретизації АЦП, у разі цифрової обробки сигналів.

Формула (3.28) показує, що максимальна дальність дії РЛС залежить від трьох параметрів, вибір яких, та взаємне узгодження визначають тактико-технічні характеристики РЛС в цілому.

Зазначені вище питання показують принципові визначення дальності до нерухомої цілі, але у разі руху цілі, проявляється ефект Доплера, і усі частотні складові відбитого від цілі сигналу отримують «доплерівський зсув» частот, дивися рис. 3.15. Значення частоти Доплера визначається формулою [11]

$$f_D = \frac{2V_u}{\lambda} = \frac{2V_u f_c}{C} \quad (3.29)$$

де V_u – швидкість цілі відносно РЛС [м/с], λ – довжина хвилі [м], f_c - частота сигналу [Гц].

Інформацію про швидкість цілі теж присутня в сигналі $x(t)$, на виході фільтра низьких частот після змішувача, формула (3.23). Опишемо процес оцінки швидкості цілі.

В процесі вимірювання відстані до рухомої цілі, значення τ , що визначається за формулою (3.21), буде змінюватися.

$$\frac{\partial \tau}{\partial t} = \frac{2}{C} \cdot \frac{\partial R}{\partial t} = \frac{2}{C} \cdot V_u$$

Відповідно [10], буде змінюватися у часі фаза сигналу $x(t)$ з формули (3.23)

$$\Phi(t) = 2\pi k\tau t + 2\pi f_0 \tau + \pi k\tau^2 \quad (3.30)$$

Формула (3.30) показує залежність зміни фази сигналу від швидкості руху цілі.

Постає завдання, щоб визначити швидкість цілі, необхідно визначити зміну фази сигналу. Відомо, що частота сигналу пов'язана з його фазою, і це перша похідна від фази, тому [10]:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{\partial \Phi(t)}{\partial t} = \frac{1}{2\pi} \frac{\partial}{\partial t} (2\pi k\tau t + 2\pi f_0 \tau + \pi k\tau^2) = k\tau \frac{\partial \tau}{\partial t} + k\tau + f_0 \frac{\partial \tau}{\partial t} + k\tau \frac{\partial \tau}{\partial t}$$

Після групування змінних, отримаємо:

$$\begin{aligned} f(t) &= k\tau + (f_0 + kt + k\tau) \frac{\partial \tau}{\partial t} = k\tau + (f_0 + kt + k\tau) \frac{2V_u}{C} = \\ &= k\tau + (f_0 + kt) \frac{2V_u}{C} + \frac{F}{T_m} \cdot \tau \cdot \frac{2V_u}{C} \end{aligned} \quad (3.31)$$

Проаналізуємо складові формули (3.31). Перша складова відповідно формули (3.24) $f_p = k\tau$, є різницева частота, яка несе інформацію про дальність до цілі. Друга складова, за формулою (3.29)

$(f_0 + kt) \frac{2V_u}{C} = f_c \frac{2V_u}{C} = f_D$ є частотою Доплера. Третя складова, теж є

додатковою частотою Доплера, але її значення залежить від відстані до цілі

$f_{D1} = \tau \frac{F}{T_m} \frac{2V_u}{C}$, тому у двох цілей з однаковою швидкістю, але на різних

відстанях частота Доплера буде відрізнятися. На практиці, додаткова частота

Доплера має дуже мале значення, тому при вимірюванні швидкості цілі її ігнорують, або відносять до статистичної помилки.

Роздільна здатність по швидкості цілі визначається формулою [11]:

$$\Delta V_u = \frac{C}{2f_c N T_m} \quad (3.32)$$

де N - кількість ЧМНПВ сигналів, які були випромінені для проведення вимірювань.

В сучасних РЛС для визначення дальності до цілі, і її швидкості використовують двомірне перетворення Фур'є. Для визначення дальності використовують швидке перетворення Фур'є з частотою дискретизації за теоремою Найквіста, а для визначення швидкості повільне перетворення Фур'є, коли інформація обробляється відповідно до періоду модуляції T_m ЧМНПВ сигналу РЛС.

На основі основного рівняння радіолокації [1], визначимо співвідношення сигнал/шум – q :

$$q = \frac{P_n K_{An} K_{Anp} \lambda^2 \sigma_u}{(4\pi)^3 R^4 k_B F T_0 K_{ш} L_c} \quad (3.33)$$

де P_n - потужність передавача, K_{An} – коефіцієнт підсилення антени передавача, K_{Anp} – коефіцієнт підсилення антени приймача, λ – довжина хвилі на середній частоті діапазону модуляції сигналу, σ_u – ефективна площа розсіювання цілі, R – відстань до цілі, k_B – стала Больцмана, F - ширина смуги шуму, у разі цифрової обробки вона дорівнює ширині діапазону, яку визначає дискретне перетворення Фур'є, T_0 – температура навколишнього середовища 290 К, $K_{ш}$ – коефіцієнт шуму апаратури, L_c – коефіцієнт втрат сигналу в пристроях приймального тракту.

Для підвищення відношення сигнал/шум, в РЛС з ЧМНПВ сигналом формується оптимальний фільтр на основі змішувача, якій викону. Операцію множення сигналу, що прийнятий, з сигналом, який був випромінений. Операцію інтегрування виконую процедура швидкого перетворення Фур'є,

коли сигнал зі змішувача у часовій площині стискається до одного піку на відповідній частоті в частотній площині.

Параметри лабораторної установки радіолокаційної системи з ЧМНПВ сигналом.

Лабораторна установка зібрана відповідно до структурної схеми рис. 3.14. Частотно-модульований сигнал з неперервним випромінюванням має параметри: середня частота $f = 36$ ГГц; Ширина діапазону частот $F=500$ МГц, період модуляції сигналу $T_m=50$ мкс; вихідна потужність передавача $P_n= 10$ мВт; частота вибірок сигналу в АЦП $f_s=8$ Мсмп/с; коефіцієнт підсилення антени передавача та приймача 29 дБ.

Порядок проведення лабораторної роботи

Підготовчий етап

1. Ознайомитися з теоретичним матеріалом щодо принципів роботи РЛС.
2. Провести розрахунки, та визначити максимальну дальність дії РЛС, роздільну здатність по дальності.

Порядок проведення досліджень

1. Включити лабораторну установку РЛС з ЧМНПВ сигналом.
2. Дослідити можливість вимірювання різницевої частоти за допомогою осцилографа, та спектроаналізатора.
3. Провести декілька вимірювань відстані до цілі за допомогою РЛС та лінійкою. Зафіксувати результати вимірювання в таблиці. Оцінити точність визначення дальності.
4. Провести вимірювання роздільної здатності РЛС між двома цілями. Перевіри показання РЛС та безпосередніх вимірювань лінійкою.

Зміст звіту

1. Структурна схема лабораторної установки.

2. Результати досліджень (таблиці та графікі) вимірювання дальності до об'єкту.
3. Висновки: щодо ефективності вимірювання дальності РЛС, від чого вона залежить;
4. Можливі шляхи підвищення ефективності РЛС.

Контрольні запитання

1. Що таке ЧМНПВ сигнал?
2. В яких умовах можна визначити дальність об'єкту з найбільшою точністю?
3. Від чого залежить точність роботи РЛС з ЧМНПВ сигналом?
4. Які переваги РЛС з ЧМНПВ сигналом ?

3.5 Лабораторна робота «Графічний інтерфейс цифрової радіолокаційної системи на базі технологій бібліотек Qt»

Мета: Дослідити вплив характеристик цифрової радіолокаційної системи на характеристики елементів графічного інтерфейсу оператора.

Розрахувати параметри та характеристики графічного інтерфейсу. На основі розрахунків і досліджень *розробити прототип програмного застосунку* графічного інтерфейсу оператора цифрової радіолокаційної системи на базі технологій бібліотеки Qt. Довідкова інформація щодо Qt та інших технологій представлена в [14-17].

За вибором студента і по узгодженню з викладачем можна обрати одну з технологій розробки на основі .NET. У навчальному посібнику наведений короткий опис технології Windows Presentation Foundation (WPF), що може стати основою графічного інтерфейсу оператора. Довідкова інформація щодо WPF представлена в [18-19].

Завдання лабораторної роботи

1. Обрати варіанти виконання лабораторної роботи, що наведені у програмі проведення експерименту. Узагальнити результати попередніх лабораторних робіт для подальшого їх використання у якості вихідних значень для програмного застосунку графічного інтерфейсу оператора цифрової радіолокаційної системи. Для цього потрібні наступні характеристики:

- максимальне значення дальності цифрової радіолокаційної системи (r_{max}), має бути отримано за результатами розрахунків основних параметрів радіолокаційної системи на основі основного рівняння радіолокації (або визначається викладачем у завданні на виконання лабораторної роботи);

- роздільна здатність цифрової радіолокаційної системи по дальності, (Δr), визначається на основі параметрів зонduючого сигналу, тривалості імпульсу, ширини спектру і закону модуляції;

- роздільна здатність цифрової радіолокаційної системи по азимуту ($\Delta\beta_{0,5p}$), визначається шириною діаграми спрямованості антенної системи по половині потужності ($\beta_{0,5p}$) від максимального значення;

- швидкість обертання антени цифрової радіолокаційної системи, обумовлюється вимогою до інтенсивності збору радіолокаційної інформації про виявлений радіолокаційний об'єкт, та частотою повторення зондуючого сигналу і шириною діаграми спрямованості ($\beta_{0,5p}$).

Вищеперелічені характеристики отримуються з попередніх лабораторних робіт, розрахунково-графічної роботи і узагальнюються у таблицю.

2. На основі характеристик цифрової радіолокаційної системи потрібно:

- визначити перелік необхідної інформації для забезпечення ефективної роботи оператора цифрової радіолокаційної системи;

- побудувати ескіз графічного інтерфейсу оператора для відображення радіолокаційної інформації;

- дослідити і описати, як впливають характеристики цифрової радіолокаційної системи на основні параметри графічного інтерфейсу оператора цифрової радіолокаційної системи.

3. На основі ескізу *розробити програмний застосунок*, що реалізує графічний інтерфейс оператора відображення цифрової радіолокаційної системи на базі програмних технологій бібліотек Qt.

По узгодженню з викладачем дозволяється використовувати *інші програмні технології і фреймворки для розробки графічного інтерфейсу оператора*, наприклад технологію WPF, яка частково описана у посібнику.

Основні теоретичні відомості

На теперішній час доступно багато технологій реалізації графічних інтерфейсів користувача, що можуть стати основою інтерфейсу оператора цифрової радіолокаційної системи.

У якості прототипу можна розглядати наступні технології: WPF (Windows Presentation Foundation), що побудовані на базі платформи .NET; пакети класів мови програмування Java Abstract Window Toolkit (AWT) та Swing; графічні інтерфейси мови програмування Python та інші подібні рішення. Всі вищеперелічені варіанти дуже добре відпрацьовані, надійні, забезпечені необхідною документацією і мають багато прототипів у реалізації.

Не дивлячись на це, кожний з них має базовий недолік, що полягає у необхідності використовувати відповідні фреймворки або інтерпретатори. Це призводить до сповільнення програмної системи інтерфейсу користувача і цифрової програмно-апаратної радіолокаційної системи у цілому. Для цифрової радіолокаційної системи, що є системою реального часу, це не завжди бажано.

Для усунення цього недоліку пропонується застосувати бібліотеку Qt, що використовує Application Programming Interface (API) у контексті виклику системних функції і значно пришвидшує відображення інформації. Це потенційно прискорює процес виконання програми і забезпечує універсальність отриманого рішення. Такий підхід особливо корисний для інтеграції графічного інтерфейсу радіолокаційної системи з POSIX (Portable Operating System Interface) сумісними (сертифікованими) операційними системами. Дані операційні системи найбільш часто використовуються як програмна платформа для побудови складних вбудованих систем, якою є сучасна цифрова радіолокаційна система у цілому. До POSIX сумісних операційних систем, що можуть стати програмною основою радіолокаційної системи відносяться:

- більшість дистрибутивів Linux, які працюють у режимі реального часу або Linux, що побудований як операційна система реального часу;
- операційна система реального часу Nucleus;
- операційна система жорсткого реального часу QNX Neutrino, що на теперішній час є сертифікованою за стандартом POSIX 1003.1-2004. Для всіх

вищеперелічених варіантів радіолокаційної системи передбачається використовувати бібліотеки Qt.

Основою будь якого графічного інтерфейсу, що побудований на базі бібліотек Qt, є базовий модуль ядра Qt (QtCore). Він призначений для побудови загальної архітектури програмного рішення і містить наступні елементи:

- набір контейнерних класів, що організують загальну структуру і взаємодію елементів програмного рішення;
- класи для забезпечення процесів введення і виведення даних для управління їх потоками;
- класи для роботи управління часом та інші, за виключенням безпосередньо класів, що належать до елементів інтерфейсу користувача.

Наступним шаром для утворення програмної архітектури графічного інтерфейсу користувача є набір класів бібліотеки QtGui. Ця бібліотека містить класи, що не реалізують безпосередньо зовнішній вигляд інтерфейсу користувача, а містять програмний код, для базового і універсального функціоналу кожного елементу графічного інтерфейсу. Прикладом є реалізація циклу подій (функціональності), що характерна для більшості складових графічного інтерфейсу.

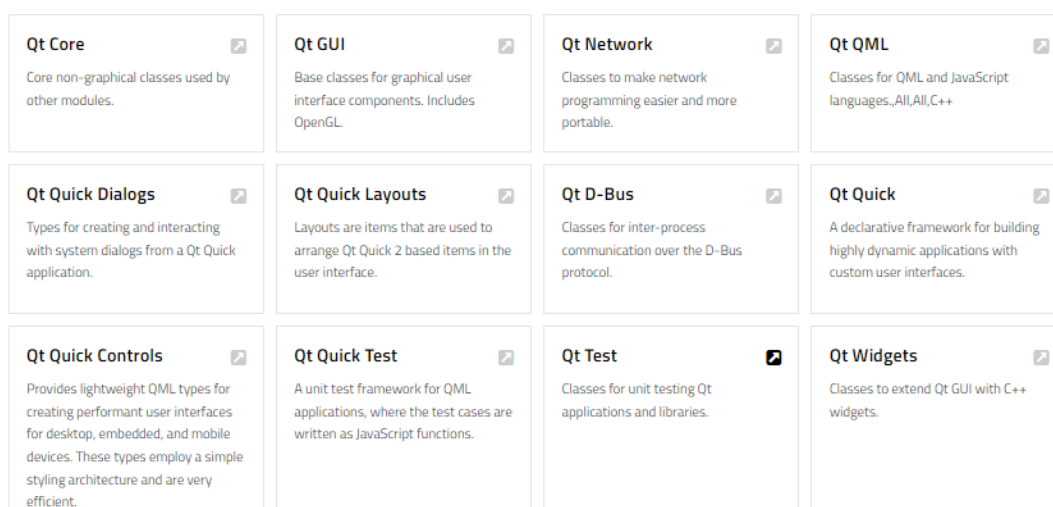


Рис. 3.16 Основа бібліотек Qt [17]

До бібліотеки QtGui також належать класи, що реалізують функціональність буферу обміну і універсальні елементи відображення. Класи, що безпосередньо визначають зовнішній вигляд елементів графічного інтерфейсу та власний функціонал елементів графічного інтерфейсу містяться у модулі QtWidgets. і називаються віджетами. Крім вищеперелічених базових класів (QtCore, QtGui, QtWidgets) існує ціла система класів Qt, що містить десятки бібліотек, призначених для вирішення завдань різного роду і показані на рис. 3.16 [17].

Загальний сайт технологій Qt визначається доменами [14-17]. Базовий проект знаходиться у репозиторіях Qt Project Git Repository. При використанні бібліотек Qt загально прийнято відокремлювати заголовні файли, що містять прототип класу *.h і файли реалізації з розширенням *.cpp. Це є нормальною практикою програмування мовою C++. Основою графічного інтерфейсу оператора цифрової радіолокаційної системи є елементи для побудови графічного інтерфейсу фреймворку Qt. Перед початком роботи потрібно виконати наступні задачі:

- встановити та налаштувати Qt Creator для роботи у обраній операційній системі;

- обрати варіанти реалізації графічного інтерфейсу, оскільки бібліотеки Qt дозволяють різні варіанти створення графічних інтерфейсів. Можна реалізувати графічний інтерфейс з використанням стандартних програмних бібліотек Qt Widgets або Qt Quick. На теперішній час активно розвивається технологія Qt QML, що належить до бібліотеки Qt Quick.

Важливо обрати зручне інтегроване середовище розробки для роботи з бібліотеками Qt. Найбільш зручним і доступним середовищем розробки є Qt Creator. Він містить потрібні інструменти розробки, надає доступ до системи бібліотек, інструменти для налагодження програмного забезпечення. Отримати даний інструмент можна за адресою [14]: <https://www.qt.io/download>.

Також доступним є дистрибутив, що дозволяє установити Qt Creator не знаходячися у мережі [15]: <https://www.qt.io/offline-installers>. Офлайн інсталятор дозволяє встановити Qt Creator без реєстрації. Для цього під час інсталяції потрібно бути поза мережею. У цьому випадку інсталятор пропускає етап авторизації. Доступні версії для різних операційних систем, на час написання даного навчального посібника актуальною на сайті Qt Creator була версія Qt Creator 9.0.1 для Windows 64-bit (276 MB), Linux 64-bit (184 MB), macOS (251 MB). Звичайно, що для професійної розробки існує комерційна версія з великим набором бібліотек. Приклад коду, що наданий у методичних рекомендаціях, розроблений з використанням безкоштовної версії. Отримати постійну безкоштовну версію можна на сайті Qt, користуючись вкладками «Go open source», «Downloads for open source users», «Looking for Qt binaries?», далі натиснути посилання «Download the Qt Online Installer». На поточний момент у цьому варіанті доступним є тільки онлайн інсталятор.

Для отримання безкоштовної версії також можна пройти реєстрацію на сайті. Як показує практика, реєстрація не приводить до небажаних наслідків у вигляді спаму, тощо. Для реєстрації потрібно зробити перехід на наступну сторінку [16]: <https://login.qt.io/register>. Це дозволяє отримати доступ для роботи з безкоштовними версіями.

Для операційної системи Windows потрібно встановити версію компілятора C++ MinGW. Однією з причин непрацездатності Qt Creator може бути відсутність узгодження з компілятором MinGW. У випадку, коли Qt Creator не був налаштований автоматично, потрібне ручне налаштування. Для цього на вкладках «Комплекти», «Профілі Qt» та «Компілятори» необхідно самостійно вказати шляхи до компіляторів. У разі відсутності певних компонентів потрібно інсталювати їх у ручному режимі. Для запобігання таких випадків бажано користуватися онлайн інсталятором.

Після підготовки Qt Creator до роботи, потрібно створити проект - майбутню основу графічного інтерфейсу оператора цифрової

радіолокаційної системи. У ході створення проекту потрібно обрати технологію розробки. Для створення графічних інтерфейсів доступні дві технології створення проекту.

Перша технологія передбачає використання системи бібліотек Qt Widgets, інша технологія доступна з системи Qt Quick. У вихідному кодї, що наведений у методичних рекомендаціях, обраний варіант Qt Widgets. У цьому варіанті доступними є два шляхи створення проекту. Один дає можливість створити графічний інтерфейс з використанням редактора форм. Інший шлях передбачає роботу виключно з вихідним кодом C++. У даному посібнику розглядається варіант створення макету графічного інтерфейсу оператора цифрової радіолокаційної системи з використанням чистого вихідного коду бібліотеки Qt Widgets. Студенту дозволяється використовувати різні бібліотеки, у тому числі бібліотеку Qt Quick. Цей варіант передбачає створення графічного інтерфейсу оператора радару за допомогою QML.

В тому випадку, коли лабораторна робота буде виконуватися без використання форм потрібно:

- при створенні проекту обрати варіант Qt Widgets;
- під час створення прибрати галочку, що підключає форму, як це показано на рис.3.25.

Таким чином буде створений проект без файлу форми .ui, саме так як реалізовано у шаблоні графічного інтерфейсу оператора радару. Для проекту має бути створений окремий каталог. У проекті, що створений з використанням Qt Widgets без форми по умовчання у робочому каталозі будуть знаходитися первинні файли проекту, а саме:

- файл проекту з розширенням .pro;
- файл з точкою входу main.cpp;
- два файли для головного вікна, що створюється по умовчання Qt Creator. У бібліотеках прийнято відокремлювати заголовний та файл з вихідним кодом. У разі правильного налаштування Qt Creator, після процесу

збірки і запуску, відкриється пусте вікно, що створено по умовчанням. Як варіант розглянемо вихідний код програми, що представлений далі:

```
#include <QApplication>
#include <QWidget>

int main(int argc, char *argv[]) {
    QApplication app(argc, argv); // 1
    // Вікно, що відображається
    QWidget testWindow; // 2

    testWindow.resize(50, 50); // 3
    testWindow.setWindowTitle("Simple example"); //4
    testWindow.show(); // 5

    return app.exec();
}
```

Цей приклад не містить головного вікна програми і побудований на основі одиничного віджету. При розміщенні елементів на вікні треба знати, що координати нових віджетів вказуються відносно верхнього лівого кута батьківського об'єкту. Вихідний код віджету простого проекту може міститися у одному файлі main.cpp. Вихідний код складного застосунку розподіляється на декілько файлів. Розглянемо приклад, що представлений вище і у якому пронумеровані найбільш важливі рядки коду у вигляді коментарів.

У першому пронумерованому рядку, створюється екземпляр класу QApplication, що включає базові механізми управління застосунком.

У другому пронумерованому рядку, створюється екземпляр testWindow класу QWidget, що має відповідні методи для управлінням зовнішнім виглядом вікна і функціональністю. Саме цей клас дає можливість відображати вікно під час роботи застосунку.

У третьому пронумерованому рядку, викликається метод класу testWindow, який змінює розмір вікна. У якості параметрів до методу передаються константи з новим розміром вікна.

У четвертому пронумерованому рядку, викликається метод класу `testWindow`, який визначає надпис, що буде відображатися на заголовку вікна. У якості параметрів до методу передається рядок символів, що буде відображатися у заголовку.

У п'ятому пронумерованому рядку, викликається метод класу `testWindow`, який дає дозвіл на відображення вікна. Якщо цей метод не викликати, програма підготує відповідні елементи, але вони не будуть відображені на екрані.

Крайній рядок коду `return app.exec()` належить до методів класу застосунку і остаточно запускає у роботу потоки подій, що керують функціональністю.

Доволі часто в якості базового вікна програмного застосунку використовується клас `MainWindow`. Цей клас є нащадком `QMainWindow`, що має найбільш багатий функціонал у віджетах Qt. Всі класи віджетів докладно описані у документації що знаходиться за адресою <https://doc.qt.io> [17].

На вікні, що утворено через екземпляр класу `MainWindow`, можна розміщувати інші віджети. До них відносяться: однорядкове текстове поле (`QLineEdit`), багаторядкове текстове поле (`QTextEdit`), кнопка (`QPushButton`) та багато інших віджетів. Приклад коду, що демонструє віджет на головному вікні показаний нижче.

```
#include "mainwindow.h"
#include <QLineEdit>
MainWindow::MainWindow(QWidget *parent)
    : QMainWindow(parent)
{
    setWindowTitle("Test");
    QLineEdit *testField = new QLineEdit(this);
    testField->setGeometry(10, 170, 140, 20);
}

MainWindow::~MainWindow()
{
}
```

Технологія Qt має багато переваг для реалізації цифрових систем у режимі реального часу, якими є радіолокаційні системи. Проте основним недоліком цієї технології є реалізація з використанням великої кількості вихідного коду мови програмування C++, а у розглянутому випадку виключно з використанням вихідного коду C++. Для отримання красивого дизайну інтерфейсу радара, а це може бути важливим, наприклад, для локаторів яхт і катерів, завдання розробки може бути важким. Професійні розробники C++ не мають дизайнерської підготовки. А професійні дизайнери не зобов'язані знати C++.

У цьому випадку доцільно розглянути альтернативну технологію створення графічного інтерфейсу оператора. Варіантом може стати одна з технологій .NET. На теперішній час для створення графічних інтерфейсів активно розвивається технологія Windows Presentation Foundation (WPF). На відміну від попередньої технології програмних інтерфейсів Microsoft, WPF використовує файли XAML, що дуже схожий за структурою з файлами html. Ця технологія може бути легко засвоєна професійним дизайнером. Для підтвердження далі наводиться типовий файл XAML з прикладу [18, 19].

```
<Window x:Class="Dock_Panel.MainWindow"
    xmlns="http://schemas.microsoft.com/winfx/2006/xaml/presentation"
    xmlns:x="http://schemas.microsoft.com/winfx/2006/xaml"
    xmlns:d="http://schemas.microsoft.com/expression/blend/2008"
    xmlns:mc="http://schemas.openxmlformats.org/markup-compatibility/2006"
    xmlns:local="clr-namespace:Dock_Panel"
    mc:Ignorable="d"
    Title="MainWindow" Height="350" Width="525">
    <Grid>
        <DockPanel LastChildFill="True">
            <Button Content="Top" DockPanel.Dock="Top" Click="Click_Me"/>
            <Button Content="Bottom" DockPanel.Dock="Bottom" Click="Click_Me"/>
            <Button Content="Left" Click="Click_Me"/>
            <Button Content="Right" DockPanel.Dock="Right" Click="Click_Me"/>
            <Button Content="Center" Click="Click_Me"/>
        </DockPanel>
    </Grid>
</Window>
```

Цей варіант природно представляє структуру графічного інтерфейсу у зручній для верстальників формі. Він має можливості щодо зовнішнього програмного управління, зручну архітектуру, багатий функціонал у плані створення двовимірних графічних елементів.

Для реалізації функціональності, зв'язку з потоками даних, з базами даних, у WPF використовуються спеціальні залежності у вигляді властивостей мови C#. Саме вони дають можливість реалізації широкого функціоналу разом з ідеальним графічним дизайном. У даній лабораторній роботі дозволяється виконати один з варіантів з використанням технології WPF.

Загальний опис індикатора кругового огляду (інтерфейсу оператора)

Даний пристрій призначений для відображення інформації про повітряні об'єкти, що отримана з цифрової радіолокаційної системи. Крім того на інтерфейсі оператора відбувається відображення додаткової інформації (азимутальних відміток, відміток дальності, формуляри повітряних об'єктів, місцевих предметів, тощо). У цифрових системах інформація поступає на вхід програмного застосунку, що реалізує відображення, у вигляді певного цифрового коду. Швидкість сучасних апаратних і програмних засобів дозволяє представити інформацію у будь-якому зручному варіанті для відображення на інтерфейсі оператора.

Індикатори мають різні варіанти відображення інформації, різний вигляд. У даній лабораторній роботі буде розглядатися інтерфейс оператора у вигляді кругового індикатора, що видає інформацію про повітряний об'єкт у полярних координатах. В цьому варіанті графічного інтерфейсу оператора цифрової стаціонарної радіолокаційної системи на базі технологій бібліотек Qt інформація про повітряний об'єкт видається у двох координатах:

азимут (β),

дальність (r).

Під час розгортання радіолокаційної системи на місцевості завжди проводять її первинну прив'язку до топографічних координат і визначають напрям на північ. У якості прикладу розглянемо рис. 3.17, на якому показаний приклад інтерфейсу оператора цифрової радіолокаційної системи на базі технологій бібліотек Qt. Цей інтерфейс реалізований у вигляді комп'ютерної програми, що пропонується як шаблон для виконання лабораторної роботи і емулює роботу радіолокаційної системи. Ця програма запропонована у якості прототипу для дослідження.

Червоними цифрами 1-3 (рис. 3.17) показані відмітки від повітряних об'єктів, що рухаються по різним напрямкам і з різною швидкістю. Цифрою 1 (рис. 3.17) показані 5 повітряних об'єктів, що рухаються у одному напрямку з однаковою швидкістю. Аналогічно показані декілька повітряних об'єктів, що позначені цифрою 3 (рис. 3.17). Цифрою 2 (рис. 3.17) позначений одиничний повітряний об'єкт, що рухається у напрямку умовного місця розташування локатору.

На екрані присутня лінія розгортки, що відображена світлим зеленим кольором. На рис. 3.17 вона розташована відразу після повітряних об'єктів, позначених цифрою 1. Лінія розгортки починається у центрі екрану, він відповідає нульовій дальності і розташуванню радіолокаційної системи. У аналогових радіолокаційних системах лінія розгортки, у наслідок конструктивних особливостей аналогової системи, співпадає з азимутальним напрямком антени.

У аналогових радарів вимірювання дальності і азимуту здійснювалося оператором у неавтоматизованому режимі. Для вимірювання координат повітряного об'єкту на екрані індикатору кругового огляду або інтерфейсі оператора цифрової радіолокаційної системи (рис. 3.17) нанесені відмітки дальності, що показані цифрами 4. Для вимірювання азимуту оператором на екрані індикатора нанесені азимутальні відмітки. У прикладі (рис. 3.17) вони

відмічені цифрами 5 і відокремлюються через 30 градусів. Таким чином на індикаторах кругового огляду локатора формується відповідна масштабна сітка для вимірювання положення цілі відносно локатора у полярних координатах.

Для обробки і узагальнення інформації, координати цілей у полярних координатах, що вимірювалися радіолокаційною системою, перетворюються у координати, що прийняті на топографічних картах місцевості.

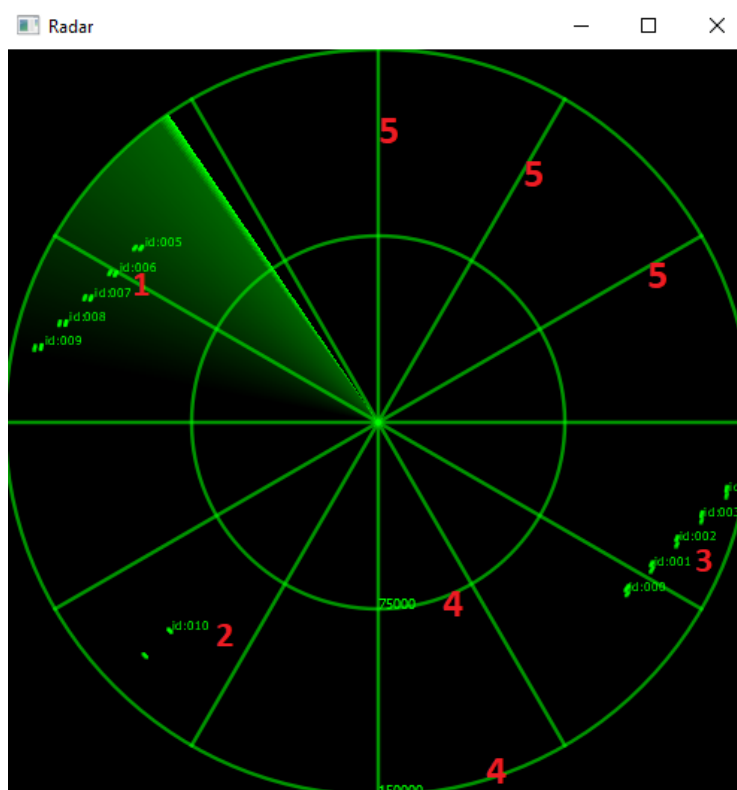


Рис. 3.17 Вигляд макету індикатора кругового огляду радіолокаційної системи

Цей процес може здійснюватися у автоматичному і неавтоматичному варіанті. Сучасні цифрові радіолокаційні системи працюють у автоматичному варіанті і можуть перетворювати (перераховувати) полярні координати з урахуванням координат локатора у відповідні координати місцевості. Також цифрові радіолокаційні системи можуть виконувати багато задач, що були недоступними у аналогових системах. Узагальнимо завдання

індикатору кутового огляду цифрової радіолокаційної системи. Вона має виконувати наступні завдання:

- відображати розгортку у вигляді полярних координат на умовному екрані індикатора;

- забезпечувати синхронізацію лінії розгортки на інтерфейсі з положенням антени;

- відображати загальну повітряну обстановку на інтерфейсі оператора цифрової радіолокаційної системи (наприклад для диспетчера управління повітряним рухом);

- вимірювати координати окремого повітряного об'єкту у ручному режимі з використанням координатної сітки, крім того сучасні цифрові радіолокаційні системи дозволяють вимірювати координати у автоматизованому режимі, результатом вимірювань для кожного повітряного об'єкту є формуляр, що відображається на екрані і містить стислу інформацію про нього (номер, координати, швидкість, тощо);

- давати можливість управляти повітряним рухом, для цього диспетчер управління повітряним рухом має зв'язок з пілотом повітряного об'єкту і може керувати повітряними об'єктами, користуючись загальною інформацією, що отримана з індикатору кругового огляду (інтерфейсу оператора);

- сучасні інтерфейси оператора цифрової радіолокаційної системи дозволяють виконувати допоміжні функції, наприклад відображати інформацію про працездатність систем радара, характеристики випромінювання.

Для радіолокаційної системи морського судна перелік завдань може відрізнитися, до вищеперелічених додаються наступні: індикація місця розташування і координат, відображення електронної навігаційної карти, відображення власного положення на навігаційній карті, визначення погодних умов. Звичайно, характеристики інтерфейсу оператора цифрової радіолокаційної системи пов'язані з характеристиками самого радара.

Найбільш просто зрозуміти зв'язок максимального значення дальності цифрової радіолокаційної системи (r_{max}), з такою характеристикою інтерфейсу, як максимальна дальність відображення на індикаторі. Вона показана стрілкою на рис. 3.18.

Можливості сучасного програмного забезпечення дозволяють відобразити на індикаторі довільний масштаб дальності. Проте, необґрунтовано збільшувати дальність на індикаторі (інтерфейсі) не доцільно. У практичних випадках максимальна дальність цифрової радіолокаційної системи (r_{max}) співпадає з максимальною дальністю, що відображається на інтерфейсі. Оператор аналогових і цифрових радіолокаційних систем може збільшувати або зменшувати масштаб по дальності за потребою.

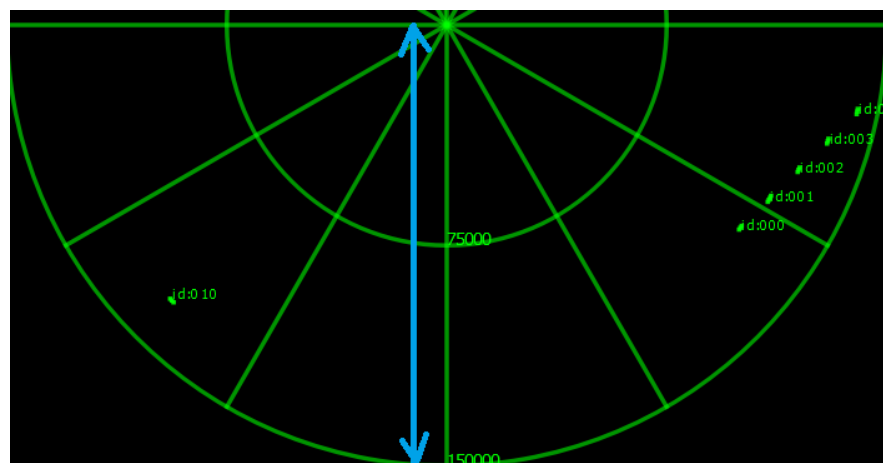


Рис. 3.18 Максимальне значення дальності індикатору

Звичайно цифрові інтерфейси сучасних локаторів мають більше можливостей щодо управління масштабом по дальності.

Важливою характеристикою інтерфейсу оператора, що зв'язана з характеристикою цифрового радара є роздільна здатність по азимуту ($\Delta\beta_{0,5p}$). У цифровій радіолокаційній системі вона визначається шириною діаграми спрямованості антенної системи ($\beta_{0,5p}$). Під час проектування інтерфейсу оператора потрібно урахувати фактичне значення $\Delta\beta_{0,5p}$. На

рис. 3.19 лініями показаний кут між повітряними об'єктами під номером 001 і 002.

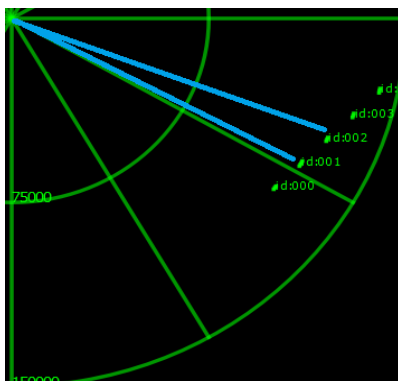


Рис. 3.19 Значення кута між повітряними об'єктами

Для урахування потрібно підібрати найбільш прийнятний спосіб відображення відмітки від цілі по куту місця, що відповідає значенню $\Delta\beta_{0,sp}$.

Аналогічно має бути урахована роздільна здатність цифрової радіолокаційної системи по дальності (Δr) під час проектування інтерфейсу оператора. Для її урахування потрібно визначити відповідні масштаби і розмір відмітки від цілі по дальності.

Швидкість обертання антени цифрової радіолокаційної системи має співпадати з максимальною можливою швидкістю оновлення відображення повітряних об'єктів на інтерфейсі оператора.

Опис прототипу лабораторної роботи

Загальна архітектура прототипу програмного коду з використанням бібліотек Qt, що наведений у додатку1, складається з 4 заголовних файлів і 4 файлів реалізації. Програма реалізує прототип графічного інтерфейсу оператора цифрової радіолокаційної системи, що показаний на рис.3.17. Перелік заголовних файлів, що містять прототипи базових класів наступний:

- devrwindow.h,
- cont1.h,
- radarraster.h,

textreader.h,

Кожному заголовному файлу відповідає файл реалізації: devrwindow.cpp, cont1.cpp, radarraster.cpp, textreader.cpp.

Крім того присутній файл, що містить точку входу main. На інтерфейсі оператора відображаються умовні повітряні об'єкти, що показані на рис.3.17 і відмічені цифрами 1-3. Інформація про повітряні цілі зберігається у текстовому файлі. У реальних програмах, що реалізують графічний інтерфейс радара інформація про повітряні об'єкти має надходити у іншому варіанті.

Особливість файлу з точкою входу main є можливість визначати до файлу з інформацією про повітряні об'єкти. Для демонстрації цього розглянемо фрагмент файлу, що представлений далі.

```
#include <QApplication>
#include "devrwindow.h"

int main(int argc, char **argv)
{
    QApplication app(argc, argv);
    std::string filepath;
    filepath = "data.txt";

    IRadarInterfase w(filepath);
    w.show();
    return app.exec();
}
```

Як можна побачити з цього фрагменту, програма може запускатися з командного рядка консолі (терміналу) операційної систем. Змінивши вихідний код, є можливість вказати в якості параметру шлях до текстового файлу (data.txt), що містить інформацію про повітряні об'єкти. У тому випадку, коли шлях до файлу не вказується, управління програмою

переходить до рядка `filepath = "./data.txt"`. У цьому варіанті відбувається пошук файлу у поточному каталозі програми. Фрагмент файлу `data.txt` показаний далі.

```
2820 143032 1000 0.25 4
2830 143032 1000 0.25 4
2840 143031 1000 0.25 4
2960 135799 1000 0.25 3
2970 135798 1000 0.25 3
2980 135797 1000 0.25 3
3110 129703 1000 0.25 2
3120 129702 1000 0.25 2
3130 129701 1000 0.25 2
3270 124910 1000 0.25 1
3280 124909 1000 0.25 1
3290 124908 1000 0.25 1
3300 124907 1000 0.25 1
3450 121573 1000 0.25 0
3460 121572 1000 0.25 0
3470 121570 1000 0.25 0
```

Фрагмент демонструє умовну модель інформації про повітряні об'єкти. Треба відмітити, що у реальних цифрових радіолокаційних системах інформація до індикатора надходить у іншій формі і ураховує час, кут місцевості, дальність тощо. Це виключно демонстративний приклад, що містить п'ять елементів, які реалізують емуляцію цілі, а саме:

дві перші групи цифр, що відокремлені синім кольором, містять інформацію про координати цілі;

третє число, що відокремлено червоним кольором, це умовна висота цілі;

четверте число - умовна швидкість;

п'яте число це номер цілі для відображення. Інформація текстового файлу зчитується і обробляється у файлі `textreader.cpp`. Опишемо структуру програми, що реалізує зчитування інформації з файлу. Для цього передбачений клас, прототип якого у файлі `textreader.h` (реалізація у `textreader.cpp`). Зміст файлів приведений у додатку 1. Клас містить

конструктор у якому відбувається відкриття текстового файлу і створюється потік `infile`, що зв'язується з відкритим файлом, який містить інформацію про цілі. Текстовий файл зберігає інформацію про окремий повітряний об'єкт у кожний умовний момент часу у рядках. Кожний рядок містить 5 елементів (чисел). Інформація з файлу передається до потоку, далі зчитується по рядкам і записується до вектора, у якому вона зберігається для поточної обробки. Вектор містить 5 елементів для кожного числа текстового файлу у одному рядку. Кожний рядок зберігається у екземплярі класу `AObjectContent`, що приведений нижче.

```
class AObjectContent
{
public:
    AObjectContent();
    ~AObjectContent();
    long long timeMs;
    double radius;
    double height;
    double velocity;
    int index;
};
```

Цей клас призначений для тимчасового збереження інформації про певний об'єкт у поточний момент часу. Інформація, що зчитана з файлу, зберігається у `AObjectContent` і далі використовується у класі `IRadarInterface` для відображення відповідного повітряного об'єкту на екрані графічного інтерфейсу оператора цифрової радіолокаційної системи.

Важливою складовою програмного застосунку інтерфейсу оператора є клас, що забезпечує зчитування інформації. У прикладі додатку 1 зчитування відбувається з текстового файлу, структура якого описана вище.

Розглянемо більш докладно структуру і вихідний код класу `TextFileReader`, що описаний файлами `textreader.cpp`, `textreader.h`. Для цього потрібно визначитися з технологіями і бібліотеками, що працюють з потоками і файлами. У системі бібліотек Qt існують декілька варіантів роботи з файлами (потоками).

Звичайно, що C++ і Qt підтримує технологію роботи з файлами у процедурному стилі з використанням бібліотек мови програмування C і у ООП стилі. Змішування процедурного і ООП стилів не бажано, хоча іноді доцільно використовувати саме бібліотеки мови C. Розглянемо коротко ці бібліотеки, що реалізовані у вигляді функцій. Для відкриття потоків до файлу або до пристрою, що актуально у вбудованих системах, у процедурному стилі використовується функція, що має прототип:

```
FILE* fopen ( const char* filename, const char* mode );
```

Дана функція відкриває файл із заданим ім'ям і повертає вказівник на потік або ж повертає NULL, якщо спроба відкриття виявилася невдалою.

Обмеження на довжину імені файлу задається константою FILENAME_MAX. Константа FOPEN_MAX обмежує число одночасно відкритих файлів. Більш докладно режими відкриття файлів розкриті у [20].

Функція

```
int fprintf ( FILE* stream, const char* format, ... );
```

перетворює та записує дані в потік stream під управлінням. Повертає значення – кількість записаних символів або, а у разі помилки, повертає негативне значення.

Функція

```
int fscanf ( FILE* stream, const char* format, ... );
```

зчитує дані з вхідного файлу. Функція має невизначену кількість аргументів. Приклад використання *fscanf*, наведений далі:

```
if ((source_arg1 = fopen("test_file.txt", "r"))!=0) {  
    while (fscanf(source_arg1, "%d", &numdest1[i]) != EOF) {  
        k++;  
    }  
    fclose(source_arg1);  
} else {
```

```

        printf("Cannot opened 2 ");
        return 0;
    }

```

Читання файлу здійснюється по рядках, що передбачені у файлі. Після читання одного рядка робиться збільшення змінної *k*. Запис відбувається до масиву *numdest1*. У файлі, кожний новий елемент іде з нового рядка. Більш детально з роботою з файлами і потокам у процедурному варіанті з використанням мови програмування С можна ознайомитися у [20].

Наступний варіант роботи з файлами і потоками визначений стандартною бібліотекою мови С++. Для роботи з потоками і файлами у мові програмування С++ використовуються класи *ifstream* та *ofstream*. Ці бібліотеки також можуть бути використані у системі Qt. Розглянемо цей спосіб на прикладі фрагменту вихідного коду у стилі ООП.

```

#include "mainwindow.h"
#include <QPushButton>
#include <fstream>

void MainWindow::myButton()
{
    std::ifstream testFile;
    std::string testPath = inputField->text().toLocal8Bit().constData();

    testFile.open(testPath);//==1 Відкриття файлу
    if (testFile.is_open()) //==2 Перевірка відкриття
    {
        std::string line;
        std::string myAllText;
        while (getline (testFile, line)) //==3 Робота з файлом
        {
            myAllText.append(line);
            myAllText.push_back('\n');
        }
        outputField->setText(QString::fromStdString(myAllText));
        testFile.close();//==4 Закриття файлу
    }
    else // Хід програми у випадку неправильного відкриття
    {
        outputField->setText("Error!");
    }
    inputField->clear();
}

```

У кодї, що наведений вище, використовується стандартна бібліотека C++. Наведений фрагмент коду представляє частину програми на основі Qt у вигляді відокремленого метода, що відкриває файл і робить певні маніпуляції з його даними. Для відкриття файлу створюється екземпляр класу `ifstream`, що показаний синім кольором (`std::ifstream testFile;`). Далі у рядку коду, який відмічений у коментарі номером 1, викликається метод відкриття файлу, у який передається в якості параметру назва файлу.

У рядку коду, що відмічений у коментарі номером 2, відбувається перевірка, чи успішно був відкритий файл. У тому випадку, якщо він не був відкритий (це може статися внаслідок відсутності файлу, зміни його розташування, перейменування, відсутності прав доступу) управління передається на червоні рядки коду і на консоль видається повідомлення про помилку. У цьому випадку метод завершує роботу.

Якщо файл успішно відкритий, виконується робота з його змістом, що відмічено у коментарі з номером 3. Після завершення роботи потік зачиняється, що показано у коментарі з номером 4. Метод завершує роботу.

У Qt розроблений спеціалізований клас `QFile` для роботи з потоками вводу-виводу і файлами. Цей клас простіше інтегрувати у бібліотеки Qt, він має багато методів. Для роботи з потоками і файлами у Qt доцільно використовувати саме `QFile`. Розглянемо програму на прикладі фрагменту вихідного коду з використанням класу `QFile`, що наведена далі.

```
#include "mainwindow.h"
```

```
#include <QFile>
```

```
#include <QTextStream>
```

```
void MainWindow::handleButton()
```

```
{
```

```
    QString in_path = inputField->text();
```

```
    QFile testFile(in_path); // 1 Створення сутності для відкриття файлу
```

```
    if (testFile.open(QIODevice::ReadOnly | QIODevice::Text)) // 2 Відкриття файлу
```

```
    {
```

```
        QTextStream in(&testFile); // 3 Робота з файлом
```

```

QString 1allText;
while (!in.atEnd())
{
    QString my_line = in.readLine();
    1allText.append(my_line);
    1allText.push_back('\n');
}
outputField->setText(1allText);
testFile.close();// 4 Закриття файлу
}
else // Аварійний вихід у випадку помилки відкриття
{
    outputField->setText("Error!");
}
inputField->clear();
}

```

У кодї, що наведений вище, присутній фрагмент відокремленого метода, що відкриває файл і обробляє дані. Для відкриття файлу виконується рядок коду, що показаний синім кольором і відмічений у коментарі номером 1.

Далі у рядку, відміченому у коментарі номером 2, викликається метод відкриття файлу, у який передається в якості параметрів режим відкриття файлу і `QIODevice::Text`. У цьому ж рядку коду відбувається перевірка, чи успішно був відкритий файл. У тому випадку, якщо він не був відкритий (це може статися з причин, що описані вище, для стандартної бібліотеки C++) управління передається на червоні рядки коду і на консоль видається повідомлення про помилку. У цьому випадку метод завершує роботу.

Якщо файл успішно відкритий, виконується робота з його змістом, що відмічено у коментарі з номером 3. Після завершення роботи файл зачиняється, що показано у коментарі з номером 4. Метод завершує роботу.

Користуючись Додатком 1, розглянемо більш докладно роботу класу `TextFileReader`, що зчитує інформацію з файлу, і пакує її до контейнеру. Для цього у вихідному кодї, що наведений нижче представлені фрагменти змісту файлу реалізації `textreader.cpp`. У змісті коду присутні фрагменти методів класу `TextFileReader`, що відкривають файл і обробляють дані.

На першому етапі розглянемо конструктор класу `TextFileReader`. У конструкторі відбувається відкриття файлу, створюється потік, що відмічено у коментарі номером 1.

Далі у рядку, позначеному у коментарі номером 2, викликається метод `MoveNext()` класу `TextFileReader`. У цьому методі виконується основний функціонал роботи з файлом, зчитування з нього інформації по рядкам і запис її до контейнерного класу `currentAObjectContent`. Розглянемо цей процес більш докладно. Початок методу `MoveNext()` позначений у коментарі номером 3. Він не містить параметрів і працює виключно з членами класу `TextFileReader`. У методі `MoveNext()` на першому етапі перевіряється коректність відкриття робочого файлу, що відмічено у коментарі номером 4. Далі у програму зчитується рядок робочого файлу, це позначено у коментарі номером 5. Створюється вектор `words` для зручного маніпулювання інформацією у програмному рядку, що відмічено у коментарі номером 6. Рядок записується до вектора, це позначено у коментарі номером 7.

```
TextFileReader::TextFileReader(const std::string filePath)
{
    infile = new std::ifstream(filePath); // 1 Створення потоку і відкриття файлу
    std::cout << "File is open at start: " << infile->is_open() << std::endl;
    //if(!infile->good()) throw "Can't open file.";
    MoveNext(); // 2 Перехід до головного методу з основним функціоналом
}

void TextFileReader::MoveNext() // 3 Метод класу TextFileReader з основним ел.
{
    //std::cout << "File is open: " << infile->is_open() << std::endl;
    if (infile->is_open()) // 4 Перевірка факту відкриття файлу
    {
        //std::cout << "Line?" << std::endl;
        std::string line;
        if (getline(*infile, line)) // 5 Основні елементи роботи з змістом файлу
        {
            //std::cout << line << std::endl;
            std::stringstream ss(line);
            std::string item;
            std::vector<std::string> words; // 6 Створення вектору для збереження інф.
            while (std::getline(ss, item, ' ')) {
```

```

        words.push_back(item); // 7 Запис до вектору змісту рядка файлу
    }

    if(words.size() != 5) // 8 Захист програми
    {
        currentAObjectContent = nullptr;
        throw "words count != 5";
    }

    currentAObjectContent = new AObjectContent(); // 9 Створення контейнерного
класу
    currentAObjectContent->timeMs = std::stoll(words[0]);
    currentAObjectContent->radius = std::stod(words[1]);
    currentAObjectContent->height = std::stod(words[2]);
    currentAObjectContent->velocity = std::stod(words[3]);
    currentAObjectContent->index = std::stoi(words[4]);

}
else {
    std::cout << "Can't get line." << std::endl;
    currentAObjectContent = nullptr;
}
}
else {
    currentAObjectContent = nullptr;
}
}

AObjectContent *TextFileReader::GetCurrent() // 10 Повернення контейнерного класу
{
    return currentAObjectContent;
}

TextFileReader::~TextFileReader() // 11 Деструктор для звільнення ресурсів
{
    if(infile != nullptr) // 12 Перевірка
    {
        std::cout << "Closing infile." << std::endl;
        infile->close(); // 13 Закриття файлу
        delete infile; // 14 Видалення потоку
    }
}
}

```

У рядку під номером 8 відбувається захист програми, це також позначено червоним кольором. Далі створюється екземпляр контейнерного класу `currentAObjectContent`. Створення цього класу відбувається у динамічній пам'яті, що відмічено у коментарі номером 9. Після створення екземпляру контейнерного класу до нього записуються дані рядка робочого файлу, що

збережені у векторі. Метод класу `GetCurrent` повертає покажчик на контейнерний клас для подальшого його використання у програмі, це позначено у коментарі номером 10. Після роботи методів класу `TextFileReader` залишається багато не звільнених ресурсів, що можуть привести до необґрунтованих витрат пам'яті. Для звільнення цих ресурсів використовується деструктор класу `TextFileReader`, що відмічений у коментарі номером 11.

В деструкторі у рядку, позначеному номером 12 перевіряється факт активності потоку. Якщо потік активний, відбувається закриття файлу і звільнення ресурсів, це позначено у коментарях номером 13, 14. Як можна побачити з вихідного коду програми, для роботи з файлом використовувалася стандартна бібліотек C++. Для обміну інформацією між класами програмного застосунку додатку 1 використовувався контейнерні класи. У цьому прикладі це прийнятне рішення, оскільки дана програмна система є відносно простою.

Опис файлів програмного застосунку

Опишемо більш докладно кожний з заголовних файлів вихідного коду графічного інтерфейсу оператора, що наведені у додатку 1.

У файлі `radarwindow.h` міститься прототип класу `IRadarInterface`, що віднаслідований від класу `PaintRaster`. Цей клас є основою всього програмного рішення графічного інтерфейсу оператора цифрової радіолокаційної системи. Клас містить один конструктор, що ініціалізує поле з назвою файлу для зчитування інформації.

Також у класі визначені прототипи методів, що призначені для відображення інформації на екрані. Більшість методів перевизначаються від класу `PaintRaster`.

У класі присутні поля, що містять інформацію для відображення екрану, розгортки і моделі повітряного об'єкту індикатору кутового огляду

графічного інтерфейсу оператора, а саме: максимальний радіус, період обертання, інформацію про поточну ціль, часові характеристики.

У файлі `cont1.h` розташовані контейнери для роботи програмного застосунку. Всього передбачено використання двох контейнерних класів. Прототип класу `PointContent`, що є фактично програмним контейнером для збереження інформації про умовний повітряний об'єкт у певний момент часу для графічного інтерфейсу оператора цифрової радіолокаційної системи. Клас `PointContent` містить один конструктор, що ініціалізує поле з швидкістю приховування сліду від цілі.

У класі `PointContent` відсутні прототипи методів. Клас `PointContent` містить наступні поля: координати цілі, що буде відображатися на екрані; висота, що може потенційно відображатися на екрані у формулярі повітряного об'єкту; номер повітряного об'єкту для його визначення, додаткова службова інформація. Крім того у файлі `cont1.h` міститься прототип класу `AObjectContent`, що зберігає інформацію, яка підготовлена для обробки і відображення на екрані програмного рішення графічного інтерфейсу оператора цифрової радіолокаційної системи. Інформація `AObjectContent` готується до роботи у класі `TextFileReader`. Далі ця інформація передається у базовий клас програмного рішення. Оскільки клас `AObjectContent` фактично є контейнером в ньому відсутні прототипи методів.

У файлі `rasterwindow.h`, міститься прототип класу `PaintRaster`, що є батьківським для класу `IRadarInterfase` програмного рішення графічного інтерфейсу оператора цифрової радіолокаційної системи. У даному класі реалізується логіка і механізми функціональності графічного інтерфейсу. Ця функціональність забезпечується за рахунок бібліотеки `QtGui`. Клас містить один конструктор, що ініціалізує поле з назвою вказівника на вікно, яке буде відображатися на інтерфейсі користувача.

Також у класі визначені прототипи методів, що призначені для відображення інформації на екрані. У класі присутні поля, що містять програмну інформацію.

У файлі `readeriterator.h`, міститься прототип класу `TextFileReader`, що призначений для зчитування інформації про повітряні об'єкти для програмного рішення графічного інтерфейсу оператора цифрової радіолокаційної системи. Інформація, як було сказано раніше, зберігається у окремому текстовому файлі. У даному класі реалізується логіка і механізми підготовки інформації про окремий повітряний об'єкт для його подальшого відображення на екрані. Ця функціональність забезпечена за рахунок стандартних бібліотек потокової обробки даних мови програмування C++. Клас містить один конструктор, що ініціалізує поле з шляхом до файлу з вихідними даними про повітряні об'єкти.

Також у класі визначені прототипи методів, що призначені для обробки і передачі інформації про повітряні об'єкти.

У класі присутні поля, що є вказівниками на робочій потік зчитування інформації з файлу і вказівник на контейнер, у якому зберігається поточна інформація. Він є екземпляром файлу `AObjectContent`.

Опишемо коротко кожний з файлів реалізації вихідного коду графічного інтерфейсу оператора, що наведені у додатку 1.

У файлі `radarwindow.cpp` міститься реалізація методів класу `IRadarInterface`. У реалізації конструктора визначаються первинні елементи для відображення на графічному інтерфейсі оператора.

Також файлі `radarwindow.cpp` передбачені методи, що виконують математичні розрахунки для відображення повітряних об'єктів у режимі близькому до реального часу.

Файл `cont1.cpp` не містить реалізації методів, у ньому знаходиться виключно реалізація конструктора і деструктора по умовчанням двох контейнерних класів, що призначені для збереження інформації, яка обробляється у програмному застосунку.

У файлі `rasterwindow.cpp` реалізовані методи класу, що малюють статичні елементи інтерфейсу користувача, реалізують функціональність моделей управління оператора цифрової радіолокаційної системи.

Варіанти лабораторних робіт

У кожному з наведених варіантів приведені особливості цифрових радіолокаційних систем. Однією з таких радіолокаційних систем є оглядовий радар аеродрому. Звичайно це локатор малого радіусу дії, має високу роздільну дальність не тільки по дальності і азимуту а також по швидкості. Потрібна роздільна дальність по швидкості має бути 2-4 км/годину. Особливість локатора точного заходу на посадку полягає у тому, що він має високу швидкість обертання антени, до 11-16 обертань за хвилину.

Наступним видом локатору управління повітряним рухом є трасові навігаційні радіолокатори цивільного призначення. На відміну від аеродромного радіолокатора вони мають найбільш високу дальність виявлення і відносно малі вимоги до характеристик точності і роздільної здатності. Особливість даного локатору полягає у високої дальності виявлення до 455 км. Аеродромні і трасові радари є стаціонарними наземними радіолокаторами.

Іншим класом радіолокаційних систем є локатори морських суден. Вони призначені для забезпечення дотримки правильного курсу корабля, запобігання аварійних ситуацій при наближенні до берегової лінії або іншого судна. У більшості випадків морські локатори працюють у сантиметровому діапазоні хвиль. У свою чергу локатори цивільних суден розподіляються на два базових класу. Локатори яхт і катерів і локатори великих річкових і морських суден. Особливістю локатора яхт і катерів є відносно невисока дальність виявлення і дуже мала мінімальна дальність виявлення, що звичайно складає до 25 метрів. Максимальна дальність до 80 км. Звичайно органи управління розміщені у невеликому блоці.

Варіант 1

Особливість варіанту полягає у тому, що запропоновано реалізувати графічний інтерфейс аеродромної навігаційної системи малої дальності, а саме радару у аеропортах. На рис. 3.20 показана запропонована структура вікна графічного інтерфейсу оператора аеродромної навігаційної системи малої дальності. Структура має містити панель управління, що має бути відображена на інтерфейсі і позначена номером 1 рис.3.20. Програмна модель індикатору кругового огляду має бути розташована з правого боку головного вікна, як це показано на рис.3.20.

Максимальне значення дальності цифрової радіолокаційної системи (r_{max}) 80 км., потрібно передбачити перемикання масштабу на 5, 20 і 80 км.

Роздільна здатність цифрової радіолокаційної системи по дальності, (Δr) 500 м. Роздільна здатність цифрової радіолокаційної системи по азимуту ($\Delta\beta_{0,5p}$) 1 градус. Швидкість обертання антени цифрової радіолокаційної системи 12, 15, 18 обертів на хвилину.

Для інтерфейсу аеродромної навігаційної системи малої дальності потрібно передбачити відображення напрямку на смугу.

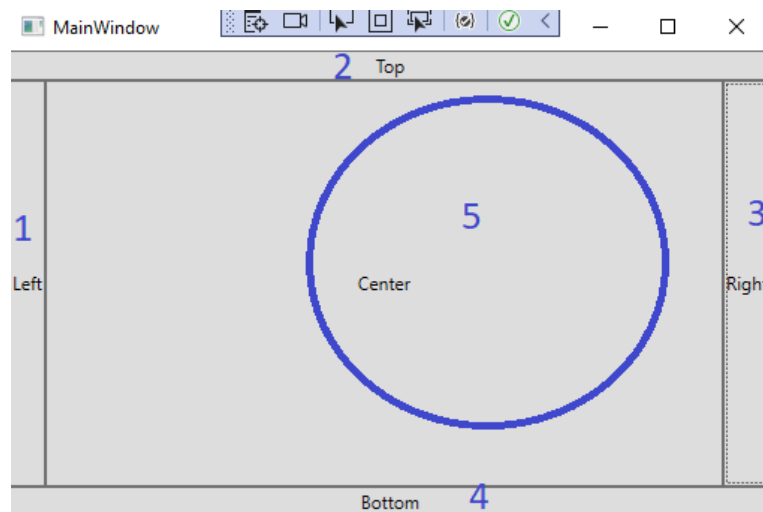


Рис.3.20 Варіант 1 прототипу ескізу інтерфейсу аеродромної навігаційної системи малої дальності

Варіант 2

У даному варіанті пропонується розробити радіолокаційну систему великого цивільного морського судна. На рис. 3.21. Показана структура вікна графічного інтерфейсу оператора радіолокаційної системи великого цивільного морського судна. Структура має містити панель управління, що має бути відображена на інтерфейсі оператора радіолокаційної системи номером 2, рис.3.21. Програмна модель індикатору кругового огляду має бути розташована з лівого боку головного вікна, як це показано на рис.3.21.

Максимальне значення дальності цифрової радіолокаційної системи (r_{max}) 200 км., потрібно передбачити перемикач масштабу на 50, 100 і 200 км. Роздільна здатність цифрової радіолокаційної системи по дальності, (Δr) 1 км.

Роздільна здатність цифрової радіолокаційної системи по азимуту ($\Delta\beta_{0,5p}$) 3 градуса.

Швидкість обертання антени цифрової радіолокаційної системи 3, 6, 12 обертів на хвилину.

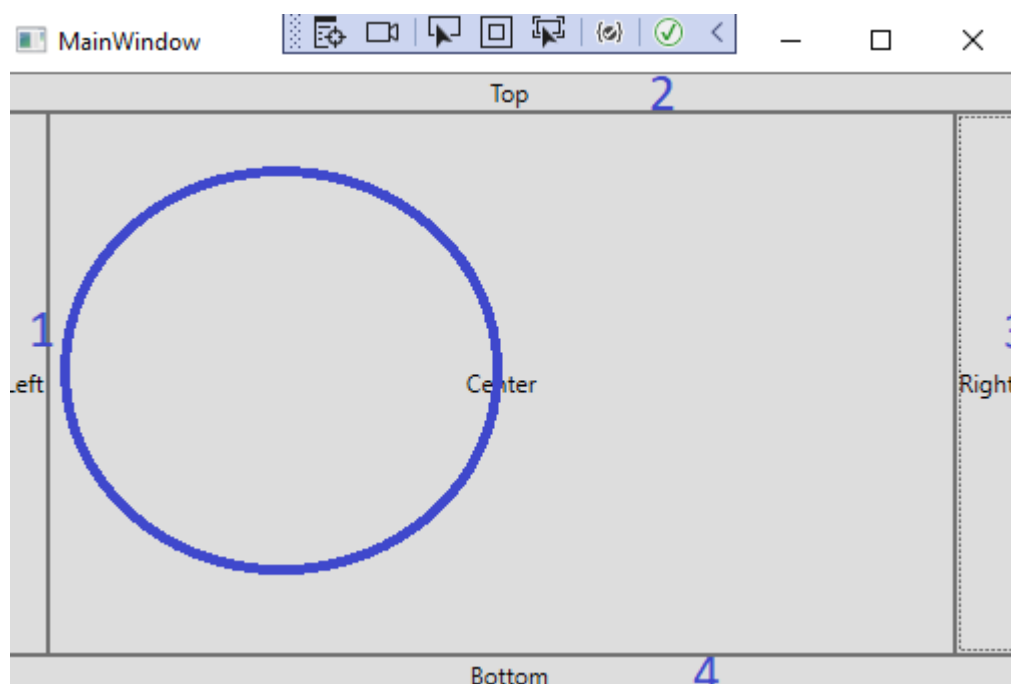


Рис.3.21 Прототип ескізу графічного інтерфейсу оператора радіолокаційну систему великого цивільного морського судна

Варіант 3

Особливість даного варіанту полягає у тому, що потрібно реалізувати цивільну систему з великим радіусом дії для навігації цивільних літаків, трасовий радіолокатор. На рис.3.22. Показана структура вікна графічного інтерфейсу оператора цифрової радіолокаційної системи великим радіусом дії для навігації цивільних літаків. Структура має містити панель управління, що має бути відображена на місці за номером 3 рис..3.22. Програмна модель індикатору кругового огляду має бути розташована у центрі, нижньої частини екрану, як це показано на рис.3.22. Максимальне значення дальності цифрової радіолокаційної системи (r_{max}) 400 км., потрібно передбачити перемикання масштабу на 100 і 200 км.

Роздільна здатність цифрової радіолокаційної системи по дальності, (Δr) 2 км. Роздільна здатність цифрової радіолокаційної системи по азимуту ($\Delta\beta_{0,5p}$) 3 градуса.

Швидкість обертання антени цифрової радіолокаційної системи 3, 6, 12 обертів на хвилину.

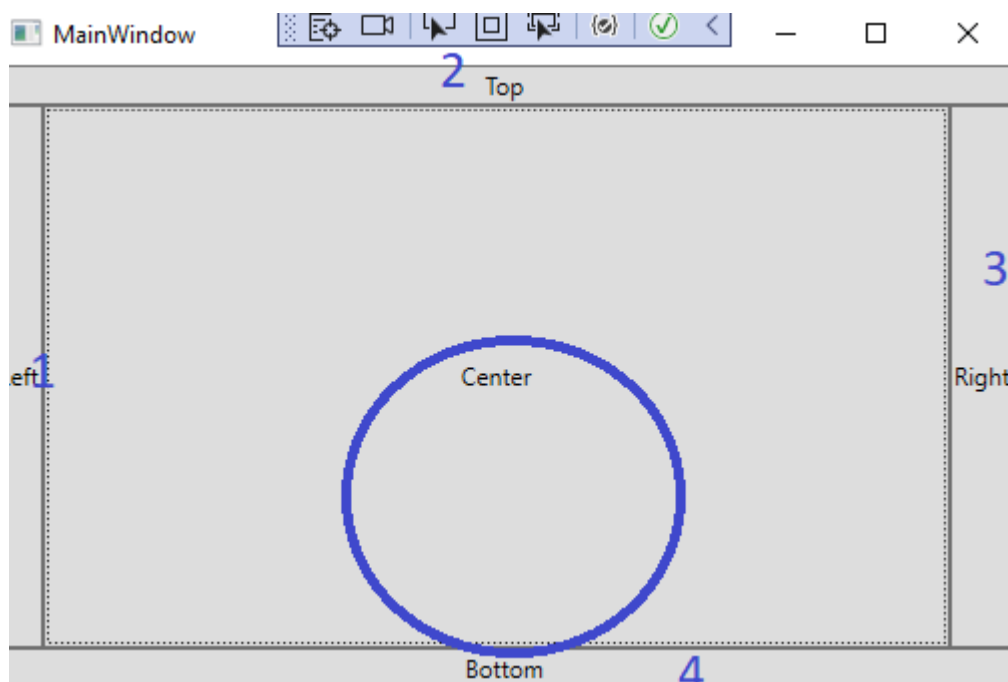


Рис.3.22 Варіант 1 прототипу ескізу графічного інтерфейсу оператора цивільної системи з великим радіусом дії для навігації цивільних літаків

Варіант 4

Малі катера і яхти мають власні радари. У даному варіанті пропонується розробити радіолокаційну систему для маленького приватного цивільного морського судна. На рис. 3.23. показана структура вікна графічного інтерфейсу оператора. Особливістю вікна графічного інтерфейсу полягає у тому, що розмір екрану має бути не більше 15 сантиметрів з кожного боку. Структура має містити панель управління, що має бути відображена на місці за номером 4 рис.3.23. Програмна модель індикатору кругового огляду має бути розташована у центрі, у верхньої частини екрану, як це показано на рис.3.23, треба передбачити можливість виключення індикатору.

Максимальне значення дальності цифрової радіолокаційної системи (r_{max}) 20 км., потрібно передбачити перемикання масштабу на 5 і 10 км. Необхідно забезпечити огляд місцевості з мінімальною дальністю виявлення 20 метрів.

Роздільна здатність цифрової радіолокаційної системи по дальності, (Δr) 10 м. Роздільна здатність цифрової радіолокаційної системи по азимуту ($\Delta\beta_{0,5p}$) 0,05 градусів.

Швидкість обертання антени цифрової радіолокаційної системи 24 оберта на хвилину.

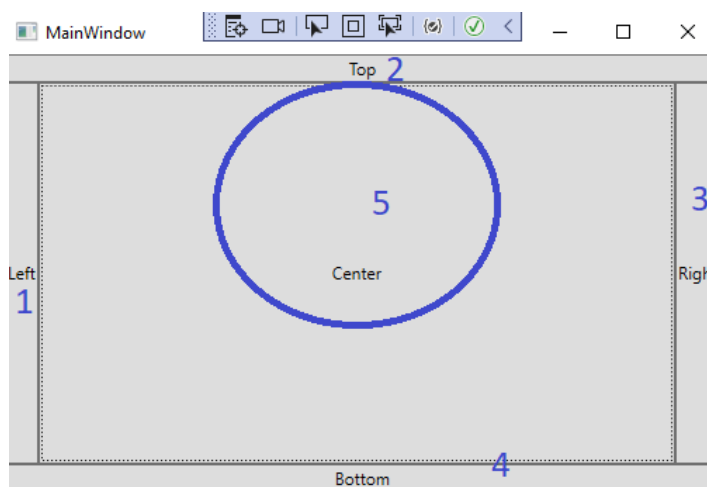


Рис.3.23 Варіант прототипу ескізу графічного інтерфейсу оператора для маленького приватного цивільного морського судна.

Варіант 5

У даному варіанті запропоновано реалізувати наземну станцію великого радіусу дії морської навігації. На рис. 3.24. показана структура вікна графічного інтерфейсу оператора цифрової радіолокаційної системи великого радіусу дії морської навігації. Структура має містити панель управління, що має бути відображена на місці за номером 1 рис.3.24.

Програмна модель індикатору кругового огляду має бути розташована у самому центрі головного вікна, як це показано на рис.3.24.

Максимальне значення дальності цифрової радіолокаційної системи (r_{max}) 300 км., потрібно передбачити перемикавання масштабу на 100 і 200 км.

Роздільна здатність цифрової радіолокаційної системи по дальності, (Δr) 2 км. Роздільна здатність цифрової радіолокаційної системи по азимуту ($\Delta\beta_{0,5p}$) 4 градуса.

Швидкість обертання антени цифрової радіолокаційної системи 3, 6, 12 обертів на хвилину.

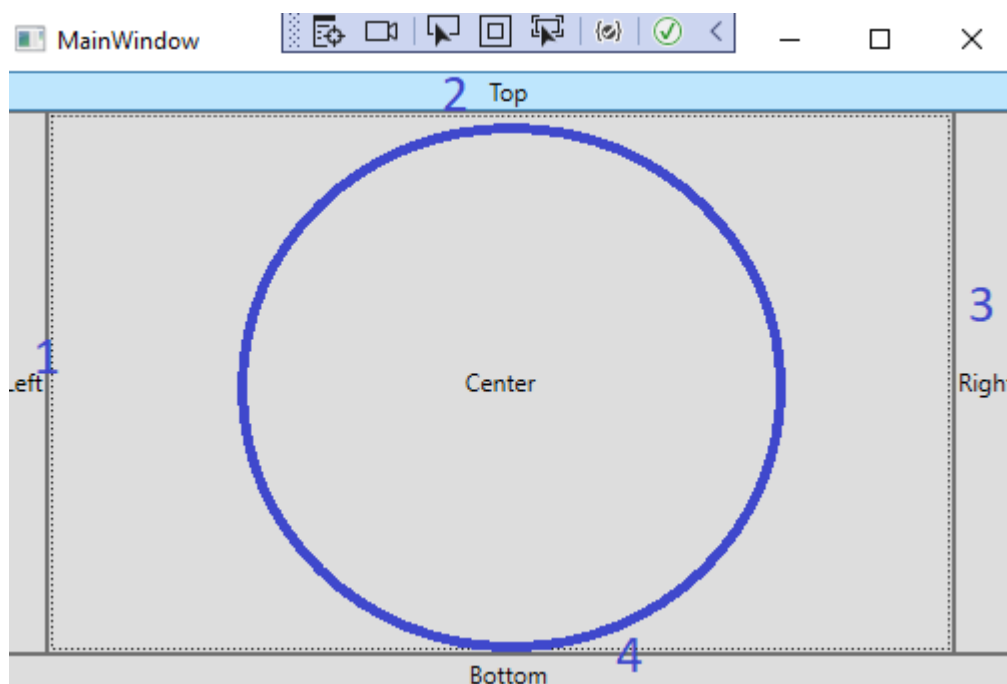


Рис.3.24 Варіант прототипу ескізу графічного інтерфейсу оператора цифрової радіолокаційної системи великого радіусу дії морської навігації

Програма проведення дослідження етапи

В залежності від вибору способу досліджень і технології реалізації програмного застосунку програма проведення дослідження може змінюватися. Розкриємо коротко програму проведення експерименту, що базується на технології використання Qt Widgets із застосуванням чистого коду. Такий підхід найбільш прийнятний для роботи з шаблонами вихідного коду, що надані у додатку 1. Для початку пропонується створити власний проект і побудувати його на базі наданого шаблону. Далі наведена послідовність дій створення проекту, що тестувалася на операційній системі Windows. З незначними змінами вона може бути повторена і для інших операційних систем, що підтримують Qt Creator.

1. Інсталювати та налаштувати Qt Creator. Перевірити працездатність шляхом створення тестового проекту з графічним інтерфейсом. Допускається використовувати інші середовища розробки.

Створити робочий каталог у якому будуть зберігатися файли проекту. Побудувати базовий проект Qt Widgets із застосуванням чистого коду з використанням Qt Creator, як описано у довідковій інформації. Під час розробки проекту його потрібно зберігати у робочому каталозі. Для того, щоб не створювати форму проекту Qt Widgets і працювати виключно з чистим кодом, потрібно під час побудови проекту прибрати галочку, як вказано на рис. 3.25.

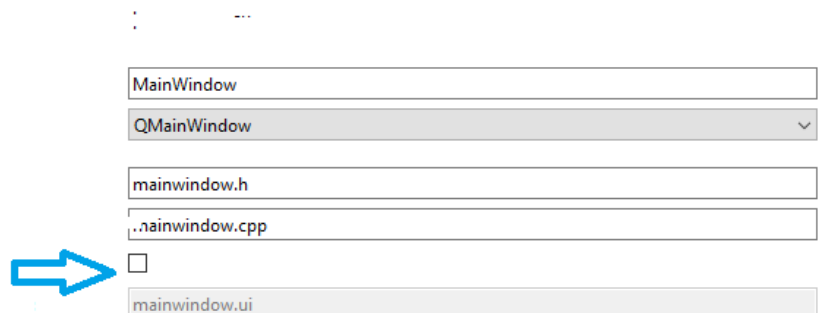


Рис. 3.25 Створення проекту без використання форми.

Після успішного створення проекту Qt Creator автоматично згенерує файли з головним вікном і додаткові файли, що показані на рис. 3.26 і позначені синім прямокутником під цифрою 2. Цифрою 1 (рис. 3.26) показаний вихідний код проекту по умовчання. Для тестування роботи середовища розробки Qt Creator можна запустити отриманий проект по умовчання і отримати стандартне головне вікно у результаті роботи програми.

Особливістю шаблонного програмного застосунку, що наведений у додатку 1, є те, що він відрізняється від програмного застосунку, який створений по умовчання. Відмінність полягає у тому, що шаблонний застосунок додатку 1 не містить головного вікна і побудований на базі одного віджету. Тому у проект потрібно внести суттєві зміни. Для цього потрібно поміняти зміст файлу main рис на код файлу main додатку 1.

Крім цього потрібно видалити з проекту файли mainwindow.h і mainwindow.cpp, що показані на рис. 3.26. у складі проекту і відмічені цифрою 2. Для видалення файлів можна скористатися контекстним меню застосунку. Після видалення файлів до робочого каталогу потрібно додати заголовні файли і файли реалізації, а саме: devrwindow.h, cont1.h, radarraster.h, textreader.h; devrwindow.cpp, cont1.cpp, radarraster.cpp, textreader.cpp. Для цього потрібно скористатися провідником операційної системи.

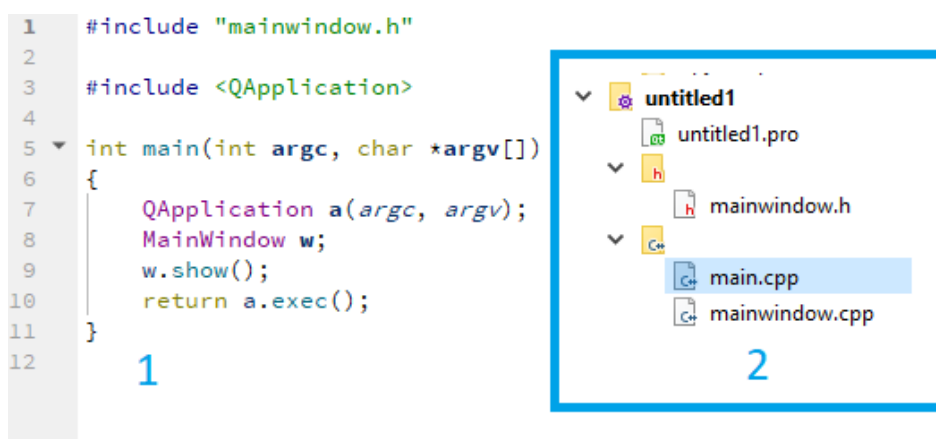


Рис.3.26 Вихідний код і структура проекту проекту по умовчання

Після того, як файли шаблонного застосунку, що наведений у додатку 1, додані до робочого каталогу, потрібно додати їх до проекту. Без виконання цієї дії середовище Qt Creator “не бачить” цих файлів. Для додавання файлів потрібно навести курсор на проект застосунку і скористатися контекстним меню. Після додавання файлів проект буде виглядати, як показано на рис.3.27. Всі файли, які були створені з додатку 1, записані до робочого каталогу проекту і внесені контекстним меню до додатку вже відображаються у розділі Проекти. Це можна побачити на рис.3.27. Правильний варіант проекту відмічений цифрою 2.

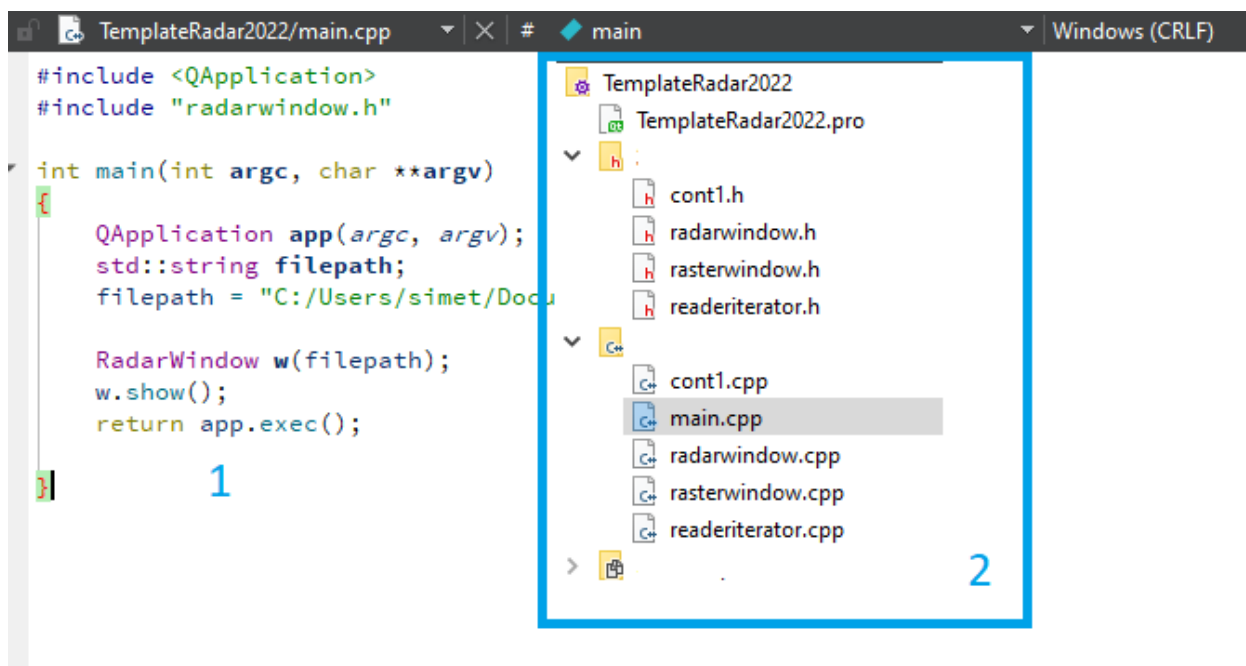


Рис. 3.27 Вихідний код і структура проекту тестового застосунку на базі вихідного коду додатку 1

Нарешті потрібно зібрати проект і переконатися у його правильній роботі. При коректній роботі проекту на екрані відображається вікно, що показано на рис. 3.27, растрова лінія обертається, відображаються відмітки дальності і відповідно рухаються повітряні об'єкти. Інформація про повітряні об'єкти зберігається у текстовому файлі. Докладно робота застосунку

описана у Теоретичних положеннях. Далі потрібно вивчити вихідний код з метою його подальшої модифікації.

2. Після успішного запуску проекту і вивчення коду можна обрати за бажанням власну програмну технологію створення графічного інтерфейсу оператора цифрової радіолокаційної системи. Прикладом є бібліотека Qt Widgets з використанням графічного дизайнера або бібліотека Qt Quick, що використовує технологію Qt QML. Можливо використання бібліотеки WPF. Шаблони для альтернативних рішень студенти мають розробляти самостійно, або користуватися знайденим, з обов'язковим згадуванням про це у звіті.

3. Узагальнити результати попередніх лабораторних робіт або провести визначення і розрахунки параметрів цифрової радіолокаційної системи, що впливають на характеристики індикатора. До них відносяться (r_{max}), (Δr), ($\Delta\beta_{0,5p}$), швидкість обертання антени цифрової радіолокаційної системи.

4. На основі характеристик цифрової радіолокаційної системи потрібно побудувати ескіз графічного інтерфейсу оператора для відображення радіолокаційної інформації.

5. Дослідити і описати, як впливають характеристики цифрової радіолокаційної системи на основні параметри графічного інтерфейсу оператора цифрової радіолокаційної системи.

6. На основі ескізу і шаблонного проекту потрібно *розробити програмний застосунок*, що реалізує графічний інтерфейс оператора.

7. Провести тестування і налагодження програмного застосунку. За потребою додати зміни до програмного застосунку.

8. На захист лабораторної роботи представляється вихідний код, демонструється процес збірки і запуску отриманого у ході досліджень програмного застосунку. Доводиться його працездатність і відповідність заданим параметрам.

Зміст звіту

1. Звіт з лабораторної роботи може бути представлений у вигляді каталогу з проектом графічного інтерфейсу оператора для відображення радіолокаційної інформації. Каталог має містити вихідний код програмного застосунку і додаткові файли.

2. До коментарів заносяться вихідні дані (r_{max}), (Δr), ($\Delta\beta_{0,5p}$), швидкість обертання антени цифрової радіолокаційної системи. У додаткових файлах описати, як впливають характеристики цифрової радіолокаційної системи на основні параметри графічного інтерфейсу.

3. У випадку віддаленої перевірки можна зробити скриншоти екранів, що демонструють працездатність розробленого застосунку і відповідність вихідним характеристикам.

4. Зробити висновки по всіх пунктах.

Контрольні питання:

1. Як визначається максимальне значення дальності цифрової радіолокаційної системи (r_{max}), як вона має бути урахована під час розробки моделі графічного інтерфейсу оператора цифрової радіолокаційної системи?
2. Дайте визначення роздільної здатності цифрової радіолокаційної системи по дальності, (Δr), як вона має бути урахована у моделі графічного інтерфейсу оператора цифрової радіолокаційної системи?
3. Які характеристика радара визначають його роздільну здатність по азимуту ($\Delta\beta_{0,5p}$), як це впливає на спостереження повітряних об'єктів на моделі графічного інтерфейсу оператора цифрової радіолокаційної системи?
4. На які параметри цифрової радіолокаційної системи впливає швидкість обертання антени?

5. У чому перевага і недоліки платформи .NET при її використанні як основи графічного інтерфейсу оператора цифрової радіолокаційної системи?
6. У чому перевага і недоліки мови програмування Java для розробки графічного інтерфейсу оператора цифрової радіолокаційної системи?
7. Оцініть можливість використання мови програмування Python для розробки графічного інтерфейсу оператора цифрової радіолокаційної системи.
8. У чому перевага і недоліки мови програмування C++ і бібліотек Qt для розробки графічного інтерфейсу оператора цифрової радіолокаційної системи?
9. Які елементи містить базовий модуль ядра Qt (QtCore) ?
10. У чому полягає особливість бібліотеки QtGui?
11. Для чого призначений графічний інтерфейс оператора цифрової радіолокаційної системи.
12. У чому базова відмінність графічного інтерфейсу оператора цифрової радіолокаційної системи стаціонарного радара і рухомого об'єкту (радара літака, радара морського судна)?
13. У яких координатах оператор отримує інформацію з індикатора кругового огляду.
14. Що таке лінія розгортки на екрані індикатора кругового огляду, як вона зв'язана з елементами конструкції цифрової радіолокаційної системи стаціонарного радара?
15. Яка інформація відображається на екрані індикатора кругового огляду цифрової радіолокаційної системи стаціонарного радара?
16. Які варіанти і технології підтримує система Qt для роботи з файлами і потоками вводу-виводу.
17. Опишіть бібліотеки і базові функції для роботи з файлами у процедурному стилі з використанням бібліотек мови програмування C.

18. Опишіть стандартні бібліотеки мови програмування C++ для роботи з файлами і потоками. Назвіть файли заголовків і класів.
19. Який клас передбачений для роботи з файлами і потоками у системі Qt, у чому його переваги і недоліки ?
20. Яка критична помилка у вихідному коді для роботи з файлами і потоками на етапі виконання має високу імовірність? Як розробники ураховують у коді цю можливість?

РОЗДІЛ 4. ОФОРМЛЕННЯ ЗВІТУ ЛАБОРАТОРНОЇ РОБОТИ ТА ЙОГО ЗАХИСТУ

Звіт подається в друкованому або електронному вигляді за вказівкою викладача. Термін здачі звіту за попередню лабораторну роботу не повинен перевищувати інтервалу часу на проведення двох лабораторних робіт за розкладом занять. У разі затримки задачі звіту з лабораторної роботи буде знижена оцінка в балах за захист результатів лабораторного дослідження. Захист роботи відбувається за вимогами:

1. До виконавця лабораторного дослідження.

- здатність студента пояснити роботу установки лабораторного дослідження;
- здатність студента зняти показники приладів, в різних режимах вимірювання;
- здатність студента пояснити основні ефекти, що були досліджені, визначити закономірності та теоретичні основи.

2. До змісту звіту:

- структурна схема лабораторної установки, та інші схеми для розкриття змісту дослідження;
- наявність графіків і епюр сигналів, які отримані під час зняття показань вимірювальних приладів, осцилографів, та спектрографів.
- аналітичні і числові розрахунки для обґрунтування висновків по лабораторних досліджень;
- висновки за темою лабораторних досліджень. У разі необхідності до звіту додаються фотографії екранів (скріншот) і відповідні обчислення, що обумовлено у кожній лабораторній роботі.

У звіті має бути висновок, що містить інформацію про дослідження, відповідність результатів теоретичним положенням.

Титульний аркуш для звіту подано далі.



МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ ІМЕНІ ІГОРЯ
СІКОРСЬКОГО»

НАЗВА ФАКУЛЬТЕТУ

НАЗВА КАФЕДРИ

ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 1
З ДИСЦИПЛІНИ «Радіолокаційні системи»

Виконав:

студент групи РТ – 00

«__»_____

Перевірив:

«__»_____

Київ – 202_

СПИСОК РЕКОМЕНДОВАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Теорія радіолокаційних систем (видання друге): підручник/ Б.Ф. Бондаренко, В.В. Вишнівський, В.П. Долгушин та іню; за заг.ред. С.В. Ленкова. – К. Видавничо-поліграфічний центр «Київський університет», 2011.- 383с.
2. Теорія радіолокаційних та радіонавігаційних систем : навч. посіб. для студ. вnz за напрямком "Радіотехніка" / Я. І. Лепіх ; Одеська нац. морська акад. Одеса : Екологія, 2008. -224 с.
3. Прокопенко І.Г. Статистична обробка сигналів: навч. посіб. МОНУ/ І.Г. Прокопенко. — К.: НАУ, 2011. — 220 с.
4. Основи теорії радіотехнічних систем: Навч. посібник. – Львів: Видавництво Національного Університету Львівська політехніка, 2005. -240 с.: іл. ISBN 966-553-439-4.
5. Методи та засоби обробки сигналів. Навчальний посібник./ Г. Д. Братченко, Б. В. Перелигін , О. В. Банзак, Н. Ф. Казакова, Д. В. Григор'єв — Одеса: Типографія-видавництво «Плутон», 2014. — 452 с.
6. Методи безпечної обробки інформації у багатопозиційних системах радіолокації монографія / Ігор Пархомей, Валерій Козловський, Сергій Гнатюк, Мирослав Рябий ; Національний авіаційний університет., Київ: Центр учбової літератури, 2018. - 230 с.
7. Чесановський І. І. Підвищення завадостійкості обробки сигналів в некогерентних радіолокаційних системах / Чесановський І. І., Іванов А. В., Гурман І. В. // Вісник НТУУ «КПІ». Радіотехніка, радіоапаратобудування : збірник наукових праць. – 2013. – № 54. – С. 68–74. Режим доступу: <https://ela.kpi.ua/handle/123456789/7174>
8. Реутська, Ю. Ю. Моделювання радіолокаційного сигналу на основі аналізу роботи імпульсно-доплерівського радару в заводській обстановці / Реутська Ю. Ю. // Міжнародна науково-технічна конференція «Радіотехнічні

поля, сигнали, апарати та системи» : матеріали конференції, 10-16 березня 2014 р., м. Київ / НТУУ «КПІ», РТФ. – Київ: НТУУ «КПІ», 2014. – С. 177-179.

9. MATLAB and Simulink for Signal Processing [Електронний ресурс] — Режим доступу: <https://www.mathworks.com/solutions/signal-processing.html>. — Дата доступу: 06.06.2022.

10. Spencer, Jonathan Cullinan, "A Compact Phased Array Radar for UAS Sense and Avoid" / Brigham Young University - Provo , 2015.-96р.

11. Jau-Jr Lin¹, Yuan-Ping Li, Wei-Chiang Hsu and Ta-Sung Lee, Design of an FMCW radar baseband signal processing system for automotive application Lin et al. SpringerPlus (2016) 5:42 DOI 10.1186/s40064-015-1583-5

12. Ahmed M. Hegazy, Ayman M Hassan, FMCW Software Defined Radar for Range and Speed Estimation 1st IUGRC International Undergraduate Research Conference, Military Technical College, Cairo, Egypt, July 25-28, 2016, DOI: 10.13140/RG.2.1.2116.3761

13. Омеляненко М.Ю. Хохановская, Ю. А. Широкополосный р-и-п диодный переключатель 8-миллиметрового диапазона с малыми потерями для радиометра Дайка / Ю. А. Хохановская, М. Ю. Омеляненко // Вісник НТУУ «КПІ». Радіотехніка, радіоапаратобудування : збірник наукових праць. – 2019. – Вип. 76. – С. 58–62.

14. Download Qt creator. - [Електронний ресурс] : — Режим доступу: <https://www.qt.io/download>

15. Download offline-installers Qt creator. - [Електронний ресурс] : — Режим доступу: <https://www.qt.io/offline-installers>

16. Registration Qt creator. - [Електронний ресурс] : — Режим доступу: <https://login.qt.io/register>

17. Documentation. - [Електронний ресурс] : — Режим доступу: <https://doc.qt.io>

18. WPF. Tutorialspoint. - [Електронний ресурс] : — Режим доступу: <https://www.tutorialspoint.com/wpf>

19. Developing Universal Windows Apps with C# and XAML – Microsoft Virtual Academy - [Електронний ресурс] : — Режим доступу: <https://learn.microsoft.com>

20. Інформатика. Основи програмування та алгоритми: мова програмування С. Лабораторний практикум [Електронний ресурс]: навч. посіб. для студ. спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка», 126 «Інформаційні системи та технології» / КПІ ім. Ігоря Сікорського; уклад.: С.В. Вишневий, П.Ю. Катін, Є.В. Крилов. – Електронні текстові дані (1 файл: 3,21 Мбайт). – Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2022. – 221 с.

ДОДАТКИ

Додаток 1. Програмний код графічного інтерфейсу цифрової радіолокаційної системи

```
=====1.Файл main =====  
#include <QApplication>  
#include "devrwindow.h"  
#include <QApplication>  
#include "devrwindow.h"  
  
int main(int argc, char **argv)  
{  
    QApplication app(argc, argv);  
    std::string filepath;  
    filepath = "data.txt";  
  
    IRadarInterfase w(filepath);  
    w.show();  
    return app.exec();  
  
}
```

```
=====1.Файл заголовку DEVRWINDOW_H =====  
  
#ifndef DEVWINDOW_H  
#define DEVWINDOW_H  
#include "dotinfo.h"  
#include "radarraster.h"  
#include "textreader.h"  
#include <ctime>  
#include <QtGui>  
//1 Window  
class IRadarInterfase : public PaintRaster  
{  
    Q_OBJECT
```

```

public:
    IRadarInterfase(const std::string filepath = "data.txt");

protected:
    void timerEvent(QTimerEvent *) override;
    //2 Scene paint
    void render(QPainter *p) override;
    void mousePressEvent(QMouseEvent *ev) override;
    void wheelEvent(QWheelEvent *ev) override;
    double getCurrentAngle(long long time);

private:
    int m_timerId;
    std::chrono::time_point<std::chrono::high_resolution_clock> startTime;
    std::chrono::time_point<std::chrono::high_resolution_clock>
prevFrameTime;
    //Overload timer
    int myStartTimer();
    TextFileReader reader;
    std::list<PointContent> dots;
    QSet<int> neededTables;
    double scale;
    const int period;
    const int maxRadius;
    const double deltaScale;

};

```

```
#endif //DEVWINDOW_H
```

```
=====2.Файл заголовку DOTINFO_H=====
```

```
#ifndef CONT1_H
#define CONT1_H
```

```
class PointContent
```

```

{
public:
    PointContent(int fadingT = 60000);
    ~PointContent();

    int index;
    int fadingTime;
    int timeToFade;

    double x;
    double y;
    double height;
    double velocity;
};

```

```

class AObjectContent
{
public:
    AObjectContent();
    ~AObjectContent();

    double radius;
    double height;
    double velocity;

    long long timeMs;
    int index;
};
#endif //

```

=====3.Файл заголовку radarraster_H =====

```

#ifndef radarraster_H
#define radarraster_H

#include <QtGui>

```

```

class PaintRaster : public QWindow
{
    Q_OBJECT
public:
    explicit PaintRaster(QWindow *parent = 0);

    virtual void render(QPainter *painter);

public slots:
    void renderLater();
    void renderNow();

protected:
    bool event(QEvent *event) override;

    void resizeEvent(QResizeEvent *event) override;
    void exposeEvent(QExposeEvent *event) override;

private:
    QBackingStore *m_backingStore;
};
#endif // radarraster_H

```

=====4.Файл заголовку textreader_H =====

```

#ifndef textreader_H
#define textreader_H

#include "planeinfo.h"
#include "string"
#include <iostream>
#include <fstream>

class TextFileReader
{
public:

```

```

    TextFileReader(const std::string path = "data.txt");
    ~TextFileReader();
    void MoveNext();
    bool HasValue();
    AObjectContent* GetCurrent();
private:
    AObjectContent* currentAObjectContent;
    std::ifstream* infile;
};

```

```
#endif // textreader_H
```

```
=====1.Файл DEVWINDOW.CPP=====
```

```

#include "devrwindow.h"
#include <ctime>
#include <QWidget>
#include <math.h>

const int fps = 100.0;

IRadarInterfase::IRadarInterfase(const std::string filepath) : reader(filepath),
period(10), maxRadius(150000), deltaScale(0.01)
{
    setTitle("Radar");
    resize(500, 500);

    startTime = std::chrono::high_resolution_clock::now();
    prevFrameTime = startTime;
    scale = 1.0;
    m_timerId = myStartTimer();
}

int IRadarInterfase::myStartTimer(){
    return startTimer(1000 / fps);
}

void IRadarInterfase::timerEvent(QTimerEvent *event)

```

```

{
    if (event->timerId() == m_timerId)
    {
        renderLater();
    }
}

double IRadarInterfase::getCurrentAngle(long long time)
{
    int period =10;
    return ((time %(period*1000)) / period) * M_PI * 2/1000;
}

void IRadarInterfase::render(QPainter *p)
{
    p->translate(width() / 2, height() / 2);

    int side = qMin(width(), height());
    p->scale(side / 200.0, side / 200.0);

    //Soft of picture
    p->setRenderHint(QPainter::Antialiasing);

    p->setPen(Qt::NoPen);
    p->setBrush(Qt::black);
    p->drawRect(-100, -100, 200, 200);

    p->save();
    p->setPen(QPen(QColor(0, 255, 0, 150), 1));
    p->setBrush(Qt::NoBrush);
    p->drawEllipse(-100, -100, 200, 200);
    p->drawEllipse(-50, -50, 100, 100);
    for(int i = 0; i < 360; i+= 30){
        p->drawLine(0, 0, 0, 100);
        p->rotate(30);
    }
    p->restore();

    //Time calculate

```

```

    auto now = std::chrono::high_resolution_clock::now();
    auto duration =
std::chrono::duration_cast<std::chrono::nanoseconds>(now-
startTime).count();
    long long renderDelta =
std::chrono::duration_cast<std::chrono::milliseconds>(now-
prevFrameTime).count();
    prevFrameTime = now;

    double sec = duration/1000000000.0;
    //from 0 to 1
    double percents = sec/period;
    double angle = 360*percents;
    p->save();
    p->rotate(-90);
    p->rotate(angle);

    QConicalGradient conicalGrad(0, 0, 0);
    conicalGrad.setColorAt(0, Qt::green);
    conicalGrad.setColorAt(0.005, QColor(0, 255, 0, 100));
    conicalGrad.setColorAt(0.125, Qt::transparent);
    p->setBrush(QBrush(conicalGrad));
    p->drawPie(-100, -100, 200, 200, 0, 1000);
    p->restore();

    p->setPen(QPen(Qt::green, 1));
    QFont font = p->font();
    font.setPointSize(3);
    p->setFont(font);
    p->drawText(0, 100, QString::number(maxRadius / scale));
    p->drawText(0, 50, QString::number(maxRadius / scale / 2.0));

    p->scale(scale, scale);

    QMap<int, PointContent> lastDots;

    for(PointContent &dot : dots)
    {
        if(abs(dot.x) * scale <= 100 && abs(dot.y) * scale <= 100)

```

```

    {
        int transparency = (255 * dot.timeToFade) / dot.fadingTime;
        auto color = QColor(0, 255, 0, transparency);
        p->setPen(QPen(color, 1));
        p->drawPoint(QPointF(dot.x, dot.y));
        lastDots[dot.index] = dot;
    }
    dot.timeToFade -= renderDelta;
    if(dot.timeToFade <= 0)
    {
        dots.pop_front();
    }
}

p->save();
font.setPointSize(2);
p->setFont(font);
QMapIterator<int, PointContent> i(lastDots);
while (i.hasNext())
{
    i.next();
    auto currentDot = i.value();
    p->drawText(QPointF(currentDot.x, currentDot.y), " id:" +
QString::number(currentDot.index).rightJustified(3, '0'));
    if(neededTables.contains(currentDot.index)){
        p->drawText(QPointF(currentDot.x, currentDot.y + 3), " v:" +
QString::number(currentDot.velocity));
        p->drawText(QPointF(currentDot.x, currentDot.y + 6), " h:" +
QString::number(currentDot.height));
    }
}
p->restore();

if(reader.HasValue())
{
    AObjectContent* planeInfo = reader.GetCurrent();

    long long deltaT = planeInfo->timeMs - duration / 1000000;

```

```

while(planeInfo != nullptr && deltaT <= 0)
{
    if(deltaT > -500)
    {
        double planeAngle = 2 * M_PI * planeInfo->timeMs / 1000 /
period;
        //qInfo()<< planeAngle;
        qreal x = planeInfo->radius / maxRadius * sin(planeAngle) * 100;
        qreal y = planeInfo->radius / maxRadius * cos(planeAngle) * 100;
        //qInfo()<< "X: " << x << " Y: " << y;
        reader.MoveNext();

        PointContent info;
        info.x = x;
        info.y = -y;
        info.height = planeInfo->height;
        info.velocity = planeInfo->velocity;
        info.index = planeInfo->index;
        info.timeToFade += deltaT;

        dots.push_back(info);
    }
    else
    {
        qInfo() << "Omit plain.";
        reader.MoveNext();
    }

    if(!reader.HasValue()) break;

    planeInfo = reader.GetCurrent();
    deltaT = planeInfo->timeMs - duration / 1000000;
}
}
else
{
    qInfo() << "No carrent infor. Is this file finished?";
}
}

```

```

    p->end();
}

void IRadarInterfase::mousePressEvent(QMouseEvent *ev)
{
    double x = ev->x();
    double y = ev->y();
    double delta = width() - height();
    double halfScreen = 0;

    if(delta > 0){
        x -= delta / 2;
        halfScreen = height() / 2;
    }
    else
    {
        y += delta / 2;
        halfScreen = width() / 2;
    }

    x -= halfScreen;
    y -= halfScreen;

    x = 100 * x / halfScreen / scale;
    y = 100 * y / halfScreen / scale;

    //qInfo() << x << " " << y;

    for(PointContent &dot : dots)
    {
        if(abs(dot.x - x) <= 1 && abs(dot.y - y) <= 1){
            //qInfo() << "Current dot index: " << dot.index;
            if(neededTables.contains(dot.index)){
                neededTables.remove(dot.index);
            }
            else
            {
                neededTables.insert(dot.index);
            }
        }
    }
}

```

```

        //foreach (auto &value, neededTables) qInfo() << value;
        break;
    }
}
}
void IRadarInterfase::wheelEvent(QWheelEvent *ev)
{

}
}

```

=====2.Файл CONT1.CPP =====

```

#include "cont1.h"
AObjectContent::AObjectContent(){}
AObjectContent::~~AObjectContent(){}
PointContent::PointContent(int          fadingT):fadingTime(fadingT),
timeToFade(fadingT){}
PointContent::~~PointContent(){}

```

=====3.Файл radarraster.CPP =====

```

#include "radarraster.h"

PaintRaster::PaintRaster(QWindow *parent)
: QWindow(parent)
, m_backingStore(new QBackingStore(this))
{
    setGeometry(100, 100, 300, 200);
}

bool PaintRaster::event(QEvent *event)
{
    if (event->type() == QEvent::UpdateRequest) {
        renderNow();
        return true;
    }
    return QWindow::event(event);
}

```

```

void PaintRaster::renderLater()
{
    requestUpdate();
}

void PaintRaster::resizeEvent(QResizeEvent *resizeEvent)
{
    m_backingStore->resize(resizeEvent->size());
    if (isExposed())
        renderNow();
}

void PaintRaster::exposeEvent(QExposeEvent *)
{
    if (isExposed())
        renderNow();
}

void PaintRaster::renderNow()
{
    if (!isExposed())
        return;

    QRect rect(0, 0, width(), height());
    m_backingStore->beginPaint(rect);

    QPaintDevice *device = m_backingStore->paintDevice();
    QPainter painter(device);

    painter.fillRect(0, 0, width(), height(), Qt::white);
    render(&painter);

    m_backingStore->endPaint();
    m_backingStore->flush(rect);
}

void PaintRaster::render(QPainter *painter)
{

```

```

    painter->drawText(QRectF(0, 0, width(), height()), Qt::AlignCenter,
QStringLiteral("QWindow"));
}

```

=====4.Файл textreader.CPP =====

```

#include "textreader.h"
#include <string>
#include <sstream>
#include <vector>

```

```

TextFileReader::TextFileReader(const std::string filePath)
{
    infile = new std::ifstream(filePath);
    std::cout << "File is open at start: " << infile->is_open() << std::endl;
    //if(!infile->good()) throw "Can`t open file.";
    MoveNext();
}

```

```

TextFileReader::~~TextFileReader()
{
    if(infile != nullptr)
    {
        std::cout << "Closing infile." << std::endl;
        infile->close();
        delete infile;
    }
}

```

```

void TextFileReader::MoveNext()
{
    //std::cout << "File is open: " << infile->is_open() << std::endl;
    if (infile->is_open())
    {
        //std::cout << "Line?" << std::endl;
        std::string line;
        if (getline(*infile, line))
        {
            //std::cout << line << std::endl;

```

```

std::stringstream ss(line);
std::string item;
std::vector<std::string> words;
while (std::getline(ss, item, ' ')) {
    words.push_back(item);
}

if(words.size() != 5)
{
    currentAObjectContent = nullptr;
    throw "words count != 5";
}

currentAObjectContent = new AObjectContent();
currentAObjectContent->timeMs = std::stoll(words[0]);
currentAObjectContent->radius = std::stod(words[1]);
currentAObjectContent->height = std::stod(words[2]);
currentAObjectContent->velocity = std::stod(words[3]);
currentAObjectContent->index = std::stoi(words[4]);

}
else {
    std::cout << "Can't get line." << std::endl;
    currentAObjectContent = nullptr;
}
}
else {
    currentAObjectContent = nullptr;
}
}

bool TextFileReader::HasValue()
{
    return currentAObjectContent!=nullptr;
}
AObjectContent *TextFileReader::GetCurrent()
{
    return currentAObjectContent;
}

```