

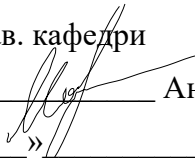
**НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»**

Радіотехнічний факультет

Кафедра прикладної радіоелектроніки

До захисту допущено:

Зав. кафедри

 Андрій МОВЧАНЮК

«__» _____ 20__ р.

Дипломний проєкт

на здобуття ступеня бакалавра

за освітньою програмою «Інтелектуальні технології радіоелектронної техніки», за спеціальністю 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

на тему: Пристрій для ближньої радіолокації БПЛА

Виконав:

студент IV курсу, групи РЕ-11

Савченко Дмитро Сергійович

Прізвище, ім'я, по батькові

Керівник: Новосад Андрій Анатолійович

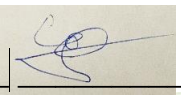
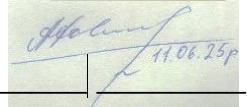
Посада, науковий ступінь, вчене звання

Прізвище, ім'я, по батькові

Рецензент _____

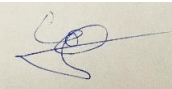
Посада, науковий ступінь, вчене звання,

Прізвище, ім'я, по батькові



11.06.25р

Засвідчую, що у цьому дипломному проєкті немає запозичень з праць інших авторів без відповідних посилань.

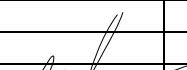
Студент



Київ – 2025 року

ВІДОМІСТЬ ДИПЛОМНОГО ПРОЄКТУ

[illegible]

				РЕ11.468132.001 ВП		
	ПІБ	Підп.	Дата	Пристрій для ближньої радіолокації БПЛА	Лист	Листів
Розробн.	Савченко				1	1
Керівн.	Новосад				КПІ ім. Ігоря Сікорського Каф.ПРЕ, Гр. РЕ-11	
Н/контр.						
Зав.каф.						

**Пояснювальна записка
до дипломного проєкту
на тему: Пристрій для ближньої радіолокації БПЛА**

Київ – 2025 року

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
Радіотехнічний факультет
Кафедра прикладної радіоелектроніки

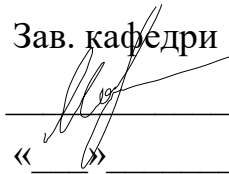
Рівень вищої освіти – перший (бакалаврський)

Спеціальність 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

Освітня програма «Інтелектуальні технології радіоелектронної техніки»

ЗАТВЕРДЖУЮ

Зав. кафедри

 Андрій МОВЧАНЮК

« 29 » _____ 20__ р.

ЗАВДАННЯ
на дипломний проєкт студента

1. Тема проєкту «Пристрій для ближньої радіолокації БПЛА»

2. Керівник проєкту Новосад Андрій Анатолійович, затверджені наказом по університету від «29 » травня 2025 р. №1840-с

Строк подання студентом проєкту 10 червня 2025 року

3. Вихідні дані до проєкту: дальність виявлення 1 км, параметри, що вимірюються – дальність та швидкість, імовірність безвідмовної роботи не менше 0.9 при напруженні 5000 годин.

4. Зміст пояснювальної записки 1) Вибір методу радіолокації 2) Розробка структурної схеми 3) Розрахунок енергетичних параметрів 4) Огляд існуючих рішень, 5) Вибір компонентної бази 6) Розробка схеми електричної принципової 7) Розрахунок надійності пристрою.

5. Перелік графічного матеріалу (із зазначенням обов'язкових креслеників, плакатів, презентацій тощо), презентація 10 сторінок.

6. Дата видачі завдання 14 квітня 2025 року

Календарний план

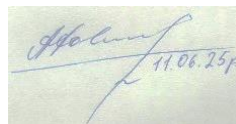
№ з/п	Назва етапів виконання дипломного проєкту	Термін виконання етапів проєкту	Примітка
1	Огляд існуючих рішень	14.04.25-06.05.25	
2	Розробка та аналіз завдання на проєкт	07.05.25-10.05.25	
3	Розробка функціональної схеми та вибір компонентів	11.05.25-18.05.25	
4	Розробка схеми електричної принципової	19.05.25-23.05.25	
5	Розробка друкованої плати	24.05.25-29.05.25	
6	Розробка конструкторської документації	30.05.25-05.06.25	
7	Оформлення текстової та графічної документації	06.06.25-09.06.25	

Студент



Савченко Дмитро Сергійович

Керівник



Новосад Андрій Анатолійович

АНОТАЦІЯ

Дипломний проєкт складається з пояснювальної записки обсягом 63 сторінок, включає рисунки, таблиці, структурну та електричну схеми, перелік елементів, презентацію та інші додатки.

У роботі розроблено пристрій для ближньої радіолокації безпілотних літальних апаратів (БПЛА), що працює на частоті 24 ГГц за принципом частотно-модульованого безперервного сигналу. Проведено аналіз існуючих методів радіолокації та обґрунтовано вибір частотного методу як оптимального за точністю та реалізацією.

Вибрано елементну базу: радіомодуль, підсилювач, перемикач, антену, АЦП та мікроконтролер. Розроблено структурну схему та електричну принципову схему.

Пристрій дозволяє виявляти повітряні цілі на малих відстанях з високою точністю та низьким енергоспоживанням. Отримані результати підтверджують працездатність системи та доцільність її подальшого розвитку.

ANNOTATION

The diploma project consists of an explanatory note of 63 pages, including figures, tables, structural and electrical diagrams, a list of elements, a presentation, and other appendices.

The work develops a device for short-range radar of unmanned aerial vehicles (UAVs) operating at 24 GHz on the principle of a frequency-modulated continuous signal. An analysis of existing methods of radio locating is carried out and the choice of the frequency method as optimal in terms of accuracy and implementation is substantiated.

The element base is selected: radio module, amplifier, switch, antenna, ADC and microcontroller. A block diagram and an electrical circuit diagram were developed.

The device allows detecting air targets at short distances with high accuracy and low power consumption. The obtained results confirm the operability of the system and the feasibility of its further development.

ЗМІСТ

Вступ.....	2
1. Аналіз та вибір методу радіолокації.....	4
1.1 Частотний метод.....	4
1.2 Фазові методи	7
1.3 Амплітудний метод.....	10
1.4 Порівняння методів визначення координат цілі	14
1.5 Вибір методу модуляції	16
2. Розробка структурної схеми.....	22
2.1 Опис структурної схеми	22
2.2 Визначення проміжної частоти.....	24
2.3 Розрахунок енергетичних параметрів	25
3. Вибір компонентів.....	28
3.1 Огляд існуючих радіомодулів.....	28
3.2 Вибір радіомодуля.....	37
3.3 Антена.....	37
3.4 Перемикач	39
3.5 Підсилювач	40
3.6 Смуговий фільтр.....	42
3.7 Аналогово-цифровий перетворювач	43
3.8 Мікроконтролер.....	44
4. Розробка схеми електрично принципової.....	46
4.1 Розрахунок узгоджувального фільтра для антенного тракту	46
4.2 Схема електрично принципова	47
5. Розрахунок надійності системи.....	50
Висновок	54
Перелік джерел посилань	55
Додаток А. Розрахунок надійності системи.....	57

ВСТУП

У сучасному світі технології визначення координат об'єктів відіграють важливу роль у багатьох сферах — від цивільної авіації до військових систем спостереження. Одним з найефективніших методів отримання такої інформації є використання радіолокаційних систем. Вони дозволяють не лише точно визначити положення об'єкта в просторі, а й оцінити його швидкість, напрямок руху та інші параметри. Принцип їхньої роботи базується на випромінюванні електромагнітного сигналу, який, відбиваючись від об'єкта, повертається до приймача, де відбувається подальша обробка цього сигналу.

Ключовим фізичним явищем, що лежить в основі радіолокаційних систем, є ефект Доплера, який дозволяє виявляти рухомі об'єкти шляхом аналізу змін частоти відбитого сигналу. Це дає змогу не лише фіксувати факт присутності об'єкта, а й отримувати динамічну інформацію про його поведінку.

Один з варіантів реалізації системи складається з низки однакових модулів випромінювання-прийому сигналу, кожен з яких забезпечує контроль певного сектора простору. Такі модулі включають високочастотний тракт, антену, систему первинної обробки сигналу та інтерфейс для передачі даних до обчислювального ядра. Центральна частина системи відповідає за збирання та аналіз даних з усіх модулів, приймаючи рішення на основі отриманої інформації.

У рамках цієї роботи буде проведено розробку одного з модулів системи. Такий модуль є самодостатнім елементом радіолокаційної мережі, здатним здійснювати виявлення та базову обробку сигналів. Розробка подібного рішення є надзвичайно актуальною, зважаючи на виклики, пов'язані з військовою агресією

					<i>РЕ01.468132.001 ПЗ</i>	Лис
Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата		2

Росії проти України. Зокрема, підвищення ефективності виявлення малорозмірних повітряних цілей, таких як безпілотники, є критично важливим завданням для посилення обороноздатності держави.

					РЕ01.468132.001 ПЗ	Лис
Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата		3

1. АНАЛІЗ ТА ВИБІР МЕТОДУ РАДІОЛОКАЦІЇ

Радіолокаційні пристрої використовують електромагнітні хвилі у діапазоні високих частот, що дозволяє точно визначати параметри рухомих об'єктів. Основний принцип роботи полягає в генеруванні хвиль, які відбиваються від об'єкта, та аналізі параметрів відбитого сигналу. Відстань до об'єкта визначається за допомогою часу затримки між випромінюванням та прийманням сигналу. Радіальна швидкість обчислюється за допомогою ефекту Доплера, який враховує зміну частоти відбитого сигналу при русі цілі [1].

Визначення дальності в радіолокації базується на вимірюванні часу затримки відбитого сигналу $t_{\text{зат}}$. Класифікація методів залежить від того, який параметр радіолокаційного сигналу використовується для цього вимірювання. В радіолокації, для визначення координат цілі та їх похідних, використовуються частотний, фазовий та амплітудний методи [1].

1.1 Частотний метод

Даний метод ґрунтується на частотній модуляції безперервних коливань (рис. 1.2.1). Визначення дальності цілі здійснюється шляхом вимірювання різниці між частотою випроміненого та відбитого сигналів [1].

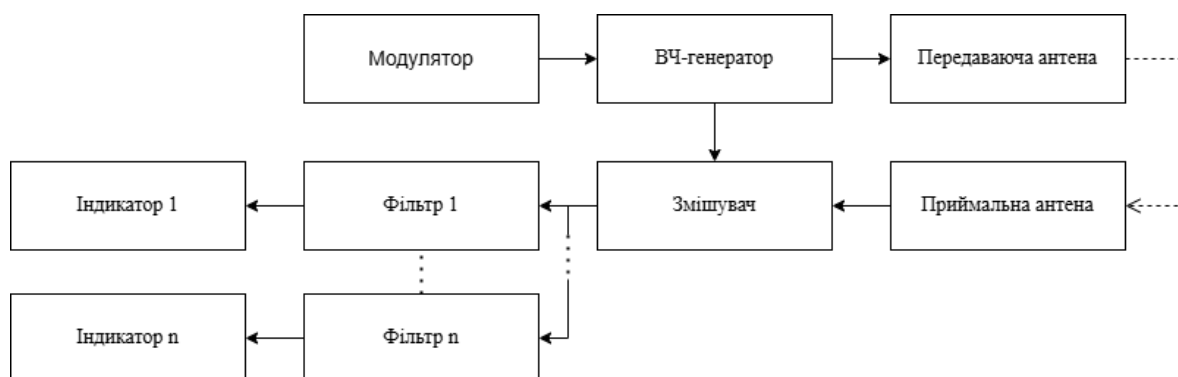


Рисунок 1.1.1 — Структурна схема далекомірної РЛС з частотною модуляцією

Генератор високої частоти (ВЧ) під керуванням модулятора створює коливання з частотою, що змінюється за періодичним законом (лінійним, синусоїдальним тощо). Частота сигналу, відбитого від нерухомої цілі, змінюється за тим самим законом, але із затримкою на час $t_{\text{зад}}$.

У змішувачі відбувається порівняння частот та за їх різницею визначається дальність цілі (рис. 1.1.2). Випромінюваний сигнал змінюється в межах від ω_0 до ω_{max} (суцільна лінія на рис. 1.1.2, а) та відбитий сигнал (штрихова лінія) подаються в змішувач, де формується різницева частота (рис. 1.1.2, б).

Ця частота обчислюється як $\omega_p = \omega_{\text{вип}} - \omega_{\text{від}}$ у проміжку $(T_m - t_{\text{зад}})$, де T_m — період модуляції (рис. 1.1.2, в), що пропорційний часу затримки сигналу $t_{\text{зад}} = \frac{2D}{c}$ (де c — швидкість світла) та дальності D [1].

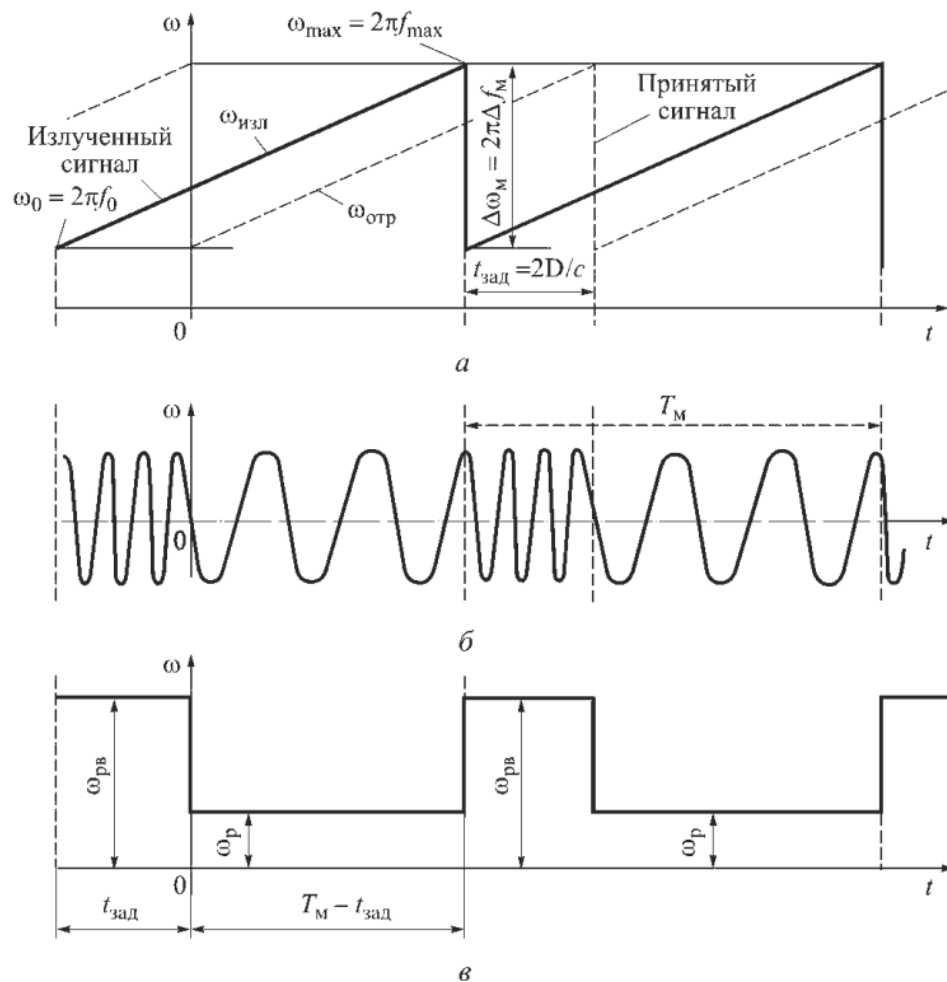


Рисунок 1.1.2 — Часові діаграми роботи частотного вимірювача дальності
Якщо частота випромінювання $\omega_{\text{вип}}$ змінюється в часі за лінійним законом:

$$\omega_{\text{вип}} = \omega_0 + \frac{\Delta\omega_M}{T_M} t,$$

де ω_0 — мінімальна частота випромінюваного сигналу, $\Delta\omega_m$ — девіація частоти передавача. В такому випадку частота відбитого сигналу змінюватиметься із затримкою $t_{\text{зад}}$:

$$\omega_{\text{від}} = \omega_0 + \frac{\Delta\omega_M}{T_M} (t - t_{\text{зад}}) = \omega_0 + \frac{\Delta\omega_M}{T_M} \left(t - \frac{2D}{c} \right)$$

Різницеву частоту ω_p на виході змішувача, враховуючи, що $F_m = \frac{1}{T_m}$ та $\Delta\omega_m = \frac{2}{\pi i \Delta f_m}$, обчислюють за формулою:

$$\omega_p = \omega_{\text{вип}} - \omega_{\text{від}} = \frac{2\Delta\omega_m}{cT_m} D = \frac{4\pi i F_m \Delta f_m}{c} D$$

У формулах $\omega_{\text{від}}$ та ω_p позначено: ω_0 — мінімальне значення кутової частоти випромінювання антени, F_m — частота модуляції сигналу.

Звідси дальність цілі визначається як:

$$D\omega_p = \omega_{\text{вип}} - \omega_{\text{від}} = \frac{c\omega_p T_m}{2\Delta\omega_m} D = \frac{cf_p}{2F_m \Delta f_m}$$

Для визначення різницевої частоти використовують фільтри або лічильники імпульсів. Якщо застосовуються фільтри, можна використовувати набір фільтрів, налаштованих на конкретні частоти, або ж один фільтр, який можна налаштовувати на необхідну частоту. Якщо сигнал різницевої частоти проходить через певний фільтр, це дає змогу визначити відстань до об'єкта [1].

Сигнал з частотою $\omega_{\text{рв}}$, що виникає в так званій зоні неоднозначності, впливає на точність оцінки дистанції. Однак цей вплив можна мінімізувати, якщо зменшити частоту модуляції напруги F_m . Чим точніше виконується нерівність $t_{\text{зад}} \ll T_m$, тим меншою буде похибка визначення відстані.

1.2 Фазові методи

Дані методи ґрунтуються на вимірюванні різниці фаз випромінюваних синусоїдальних коливань і прийнятих (відбитих від цілей) радіолокаційних сигналів (рис. 1.2.1).

					РЕ01.468132.001 ПЗ	Лис
Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата		7

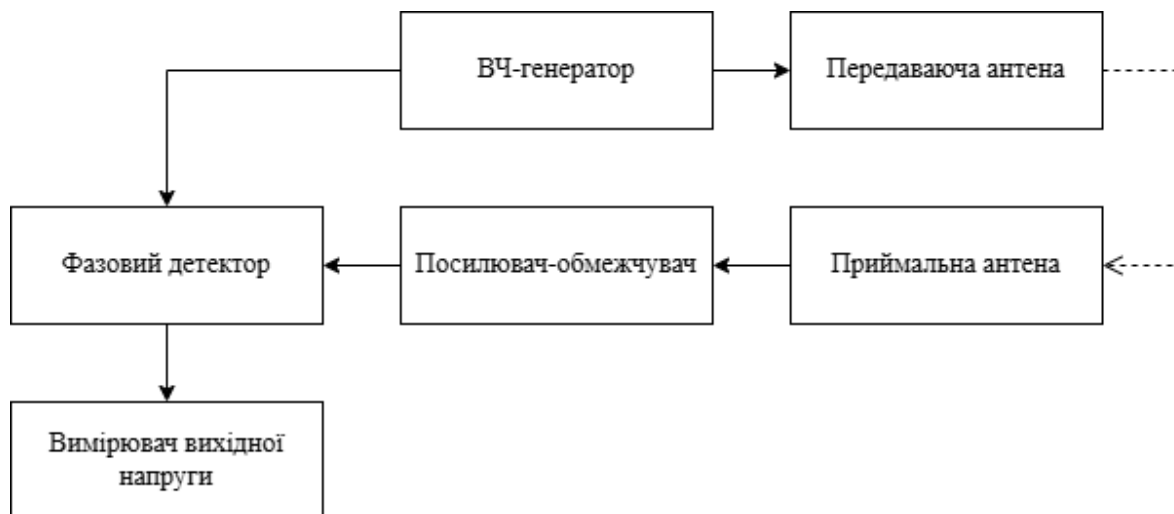


Рисунок 1.2.1 — Структурна схема найпростішого фазового далекоміра
Фаза випромінюваних коливань передавальної антени:

$$\Psi_{\text{вип}} = \omega_0 t + \Psi_1,$$

де Ψ_1 — початкова фаза.

Фаза прийнятого сигналу

$$\Psi_{\text{пр}} = \omega_0(t - t_{\text{зад}}) + \Psi_{\text{від}} + \Psi_{\text{РЛС}} + \Psi_1$$

де ω_0 — кутова частота випромінювання антени; $\omega_0(t - t_{\text{зад}})$ — фазовий зсув через затримку відбитого сигналу; $\Psi_{\text{від}}$ — фазовий зсув, спричинений відбиттям сигналу від цілі; $\Psi_{\text{РЛС}}$ — фазовий зсув у тракті РЛС.

Різниця фаз сигналів пропорційна відстані до цілі та вимірюється фазовим детектором:

$$\Delta\Psi = \Psi_{\text{вип}} - \Psi_{\text{від}} = \omega_0 t_{\text{зад}} - \Psi_{\text{від}} - \Psi_{\text{РЛС}},$$

оскільки $\Delta\Psi = \frac{4\pi}{\lambda} D - \Psi_{\text{від}} - \Psi_{\text{РЛС}},$

Цей метод не можна застосовувати в радіолокації, оскільки фазовий зсув при відбитті $\Psi_{\text{від}}$ зазвичай невідомий. Крім того, для однозначного визначення відстані фазовий зсув не повинен перевищувати одного періоду (від 0 до 2π), що

обмежує діапазон вимірювання дальності. Допустимо, що $\Delta\Psi \leq 2\pi$, тоді радіолокаційний діапазон визначення дальності $D_{\text{макс}} \leq \frac{\lambda}{2}$, що є значним обмеженням через малу довжину хвилі.

Для розширення діапазону використовують як мінімум дві частоти. На рис. 1.2.2 наведено структурну схему фазового далекоміра з низькою частотою Ω , що усуває неоднозначність фазового зсуву для оцінки дальності, при цьому частота ω_0 виконує функцію носія інформації.

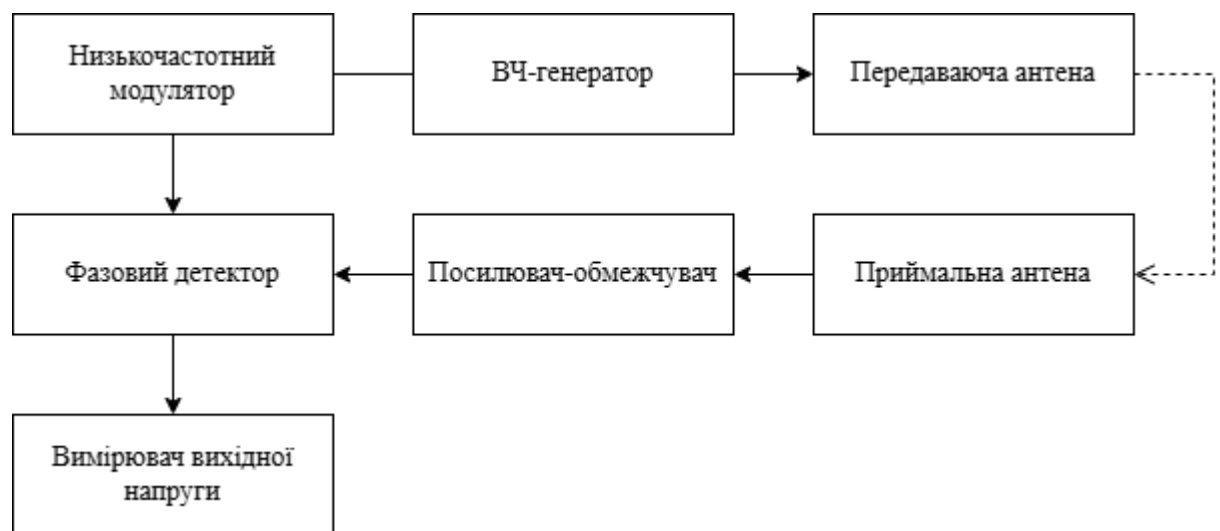


Рисунок 1.2.2 — Структурна схема фазового далекоміра з низькочастотною модуляцією

Модулятор генерує синусоїдальну напругу $U_m \cos(\Omega t + \psi_0)$, яка змінює амплітуду коливань напруги у генераторі високої частоти:

$$U_{\text{ген}} = U_0 [1 + m \cos(\Omega t + \psi_0)] \cos(\omega_0 t + \psi_1),$$

де U_m — амплітуда синусоїдальної напруги на виході модулятора; m — коефіцієнт модуляції; U_0 — амплітуда сигналу на виході генератора; ψ_0 і ψ_1 — початкові фази модуляційного та високочастотного сигналів відповідно.

Модульовані коливання випромінюються у навколишній простір. Фаза відбитого прийнятого сигналу після детектування порівнюється із фазою вихідного

випроміненого сигналу у фазовому детекторі. Значення фази відбитого сигналу залежить від відстані до об'єкта:

$$\psi = \Omega(t - t_{\text{зад}}) + \psi_0 + \psi_{\text{від}} + \psi_{\text{РЛС}} = \Omega\left(t - \frac{2D}{c}\right) + \psi_0 + \psi_{\text{РЛС}},$$

Оскільки фазовий зсув $\psi_{\text{від}}$ на низькій частоті Ω є незначним, ним можна знехтувати. Фазова різниця низькочастотних коливань на виході фазового детектора визначається за формулою:

$$\Delta\psi = \frac{2\Omega}{c} D$$

звідки можна знайти відстань до об'єкта:

$$D = \frac{c}{2\Omega} \Delta\psi$$

Якщо вибрати кутову частоту Ω модуляції напруги на рівні 1000 рад/с, можна забезпечити вимірювання відстаней понад 900 км.

1.3 Амплітудний метод

Серед різних видів модуляції випромінюваних коливань також існує імпульсна модуляція. Структурна схема імпульсної далекомірної РЛС наведена на рис. 1.3.1, а епюри напруг (часові діаграми) в точках 1–5 цієї схеми — на рис. 1.3.2.

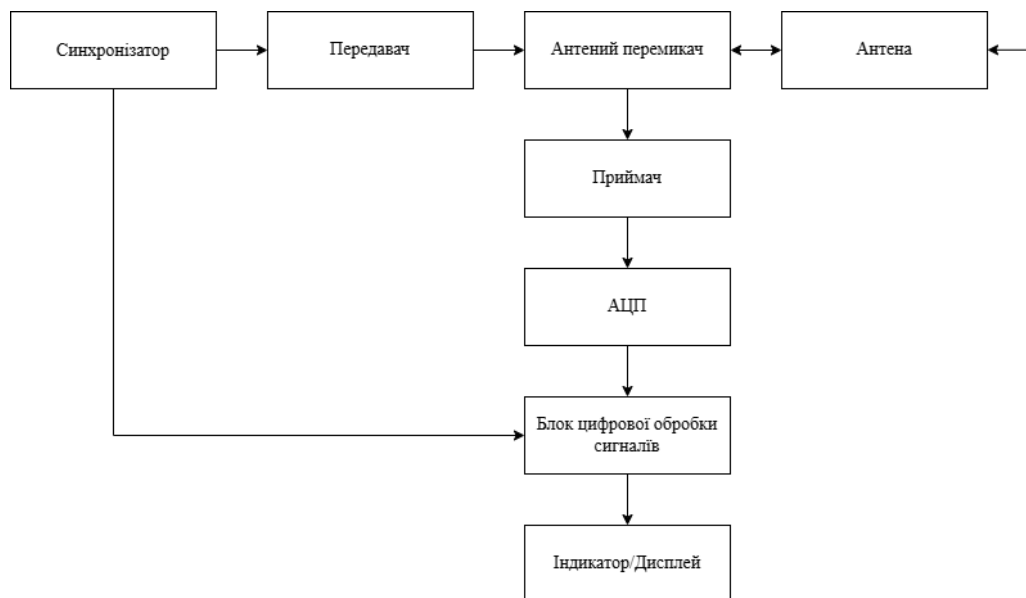


Рисунок 1.3.1 — Структурна схема імпульсної далекомірної РЛС
Функціонування даної радіолокаційної станції для вимірювання відстані відбувається за наступним алгоритмом:

1. Синхронізатор є основним генератором тактових імпульсів станції. Він генерує імпульси запуску, які одночасно:
 - а. Активують передавач для генерації потужного короткого радіоімпульсу.
 - б. Надсилають стартовий сигнал до блоку цифрової обробки сигналів для фіксації моменту початку відліку часу.
2. Передавач формує та підсилює радіоімпульс заданої тривалості та частоти.
3. Сформований імпульс надходить на антенний перемикач, який в режимі передачі спрямовує його до антени.
4. Антена випромінює радіоімпульс у простір в напрямку цілі.
5. Одразу після завершення випромінювання імпульсу антенний перемикач автоматично перемикає антену на вхід приймача.

6. Радіоімпульс, відбитий від цілі, повертається до антени, проходить через антенний перемикач і потрапляє на вхід приймача.
7. Приймач підсилює слабкий відбитий сигнал до рівня, необхідного для подальшої обробки, а також виконує фільтрацію та детектування.
8. Аналоговий сигнал з виходу приймача надходить на аналого-цифровий перетворювач (АЦП), де він перетворюється на цифрову послідовність даних.
9. Цифрові дані від АЦП передаються до блоку цифрової обробки сигналів. Цей блок:
 - а. виявляє цифровий сигнал луни на тлі шумів;
 - б. вимірює часовий інтервал між стартовим сигналом від синхронізатора та моментом прийому луна-сигналу;
 - с. обчислює відстань до цілі.

Результат вимірювання відстані та, можливо, інша інформація про ціль (наприклад, інтенсивність відбитого сигналу) передається з Блоку цифрової обробки сигналів на індикатор або дисплей, де візуалізується для оператора у зручному.

					РЕ01.468132.001 ПЗ	Лис
Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата		12

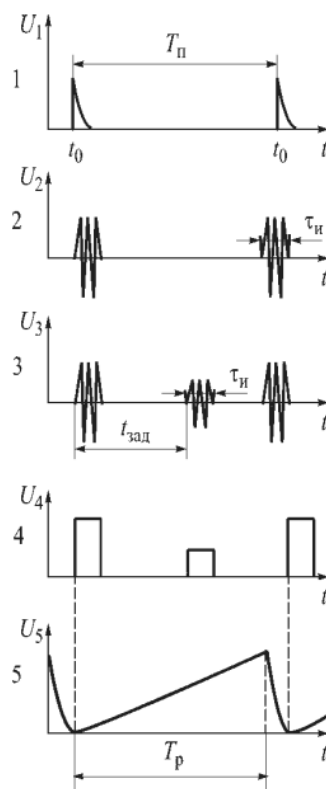


Рисунок 1.3.2 — Епюри навантаження в контрольних точках імпульсної
далекомірної РЛС

Відстань l між випроміним та відбитим імпульсами пропорційна дистанції D до цілі. Дана залежність описується наступним чином:

$$l = V_{\text{п}} \cdot t_{\text{зад}} = V_{\text{п}} \frac{2D}{c},$$

де $V_{\text{п}}$ – швидкість руху плями по екрану індикатора, c – швидкість світла.

З цього співвідношення можна виразити та розрахувати шукану дальність до об'єкта:

$$D = \frac{c}{2V_{\text{п}}} \cdot l$$

З положення відбитого сигналу на екрані можна визначити дистанцію до цілі, якщо шкалу розгортки на екрані проградувати в кілометрах..

1.4 Порівняння методів визначення координат цілі

В таблиці 1.4.1 перелічені переваги та недоліки вищеперелічених методів визначення відстані до цілі.

Таблиця 1.4.1 — Порівняльна таблиця методів визначення відстані до цілі.

Метод	Переваги	Недоліки
Частотний	Велика дальність дії вимірювача при використанні передавача з малою потужністю випромінювання	Необхідність двох рознесених антен або технічно складних пристроїв для поділу випромінюваного та прийнятого сигналів
	Можливість вимірювання малих відстаней оскільки передавач і приймач працюють безперервно	Необхідність точної лінійності зміни частоти випромінювання
		Для кожного діапазону роздільної здатності за дальністю потрібен окремий фільтр
Фазовий	Низька потужність безперервного випромінювання	Відсутність роздільної здатності за дальністю при наявності кількох цілей, оскільки їхні сигнали важко розділити
	Точність вимірювання відстані не залежить від доплерівського зсуву частоти прийнятого сигналу	Потреба у двох антенах (для передачі та прийому) або складних системах розділення випромінюваного та прийнятого сигналів

	Відносна простота технічної реалізації	Низька чутливість приймача через «просочування» сигналу передавача на вхід приймача
Амплітудний	Використання однієї антени як для передачі, так і для прийому	Випромінювана імпульсна потужність має бути великою для забезпечення дальньої дії
	Простота визначення положення цілі на шкалі відстаней	Неможливість роботи на малих відстанях через те, що під час випромінювання зондувального сигналу прийом відбитого сигналу неможливий
	Можливість одночасного спостереження кількох цілей (за умови, що вони не перебувають в одному елементі роздільної здатності РЛС за дальністю)	

Для визначення координат цілі обрано частотний метод, оскільки він забезпечує оптимальне співвідношення між точністю та складністю реалізації.

Крім того, використання передавальної та приймальної антен в одному пристрої, що перемикаються за допомогою антенного перемикача значно спрощує конструкцію та підвищує надійність системи.

1.5 Вибір методу модуляції

Безперервно хвильовий радар – це радар, що постійно випромінює радіосигнал стабільної частоти та одночасно приймає відбиті сигнали. Завдяки цьому він може виявляти об'єкти, що рухаються, використовуючи ефект Доплера [2].



Рисунок 1.5.1 — Зміна довжини хвилі, спричинена рухом джерела

Основні характеристики:

- Безперервне випромінювання. На відміну від імпульсних радарів, радар що безперервно випромінює хвилі не має "мертвих зон" між імпульсами.
- Вимірювання швидкості. Завдяки ефекту Доплера, радар може точно визначати швидкість об'єкта.
- Відсутність вимірювання відстані. Через відсутність модуляції, даний радар не може визначити відстань до об'єкта.

Отже, безперервно хвильовий радар є ефективним інструментом для вимірювання швидкості рухомих об'єктів завдяки своїй простоті та точності. Попри простоту та високу точність у вимірюванні швидкості, для визначення дальності до об'єкта необхідно застосовувати інші методи модуляції сигналу.

Розширенням принципу безперервного випромінювання є радіолокаційна станція з частотною модуляцією сигналу. Вони також працюють у режимі постійного передавання, однак змінюють частоту сигналу протягом часу, що дозволяє визначати як швидкість, так і відстань до об'єктів. Даний тип радарів визначає

дальність до цілі шляхом модуляції несійної частоти або фази переданого сигналу [3].

Принцип вимірювання відстані в даному типі радарів ґрунтується на порівнянні частоти прийнятого відбитого сигналу з частотою опорного сигналу в момент його прийому. Різниця частот (бітова частота) пропорційна часу затримки сигналу, а отже, і відстані до цілі. Максимальна дальність виявлення в таких радарх визначається характеристиками модуляції та чутливістю приймача, а роздільна здатність за дальністю залежить від смуги частот переданого сигналу. Ширша смуга забезпечує вищу точність визначення відстані між близько розташованими об'єктами.

У частотно-модульованих неперервних радарх застосовуються різні форми частотної модуляції носійної частоти, кожна з яких має свої особливості та переваги для конкретних застосувань:

- Пилкоподібна модуляція (рис. 1.5.2). При даному виді модуляції частота переданого сигналу лінійно зростає протягом певного періоду часу, а потім різко повертається до початкового значення, утворюючи пилкоподібний профіль. Пилкоподібна модуляція є ефективною для вимірювання великих відстаней до нерухомих або повільно рухомих цілей. Аналізуючи різницю частот між переданим та прийнятим сигналом, можна точно визначити час затримки та відстань до об'єкта.

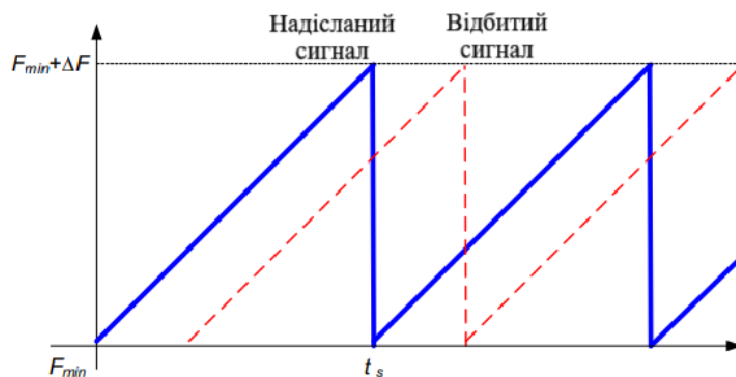


Рисунок 1.5.2 — Схема пилоподібної модуляції

Враховуючи, що сигнал поширюється в повітрі зі швидкістю світла c , відбитий від цілі сигнал, яка знаходиться на відстані R від радару, створює биттєву частоту $f(R)$, яка визначається за формулою [4]:

$$f(R) = \frac{2F_m R}{c},$$

де F_m – це нахил графіка, зображеного на рисунку 1.5.2, що обчислюється як:

$$F_m = \frac{\Delta F}{t_s}$$

- Трикутна модуляція. У випадку трикутної модуляції (рис. 1.5.3) частота переданого сигналу лінійно зростає, а потім лінійно спадає, утворюючи трикутний профіль. Перевагою трикутної модуляції є можливість одночасного визначення як відстані до цілі, так і її відносної швидкості (доплерівської частоти) без необхідності додаткових вимірювань. При аналізі бітових частот на висхідній та низхідній ділянках трикутника можна розділити складові, що відповідають відстані та доплерівському зсуву (рис. 1.8.3). Це особливо корисно для виявлення та відстеження рухомих об'єктів.



Рисунок 1.5.3 — Схема трикутної модуляції

Частоту, скориговану на доплерівське зміщення, для визначення відстані та частоту Доплера рухомої цілі обчислюють за формулами:

$$f(R) = \frac{\Delta(f_1) + \Delta(f_2)}{2},$$

$$f(D) = \frac{|\Delta(f_1) - \Delta(f_2)|}{2},$$

де $f(R)$ – частота, що використовується для визначення відстані, $f(D)$ – доплерівська частота, яка використовується для вимірювання швидкості, $\Delta(f_1)$ – різниця частот на фронті наростання, $\Delta(f_2)$ – різниця частот на фронті спаду.

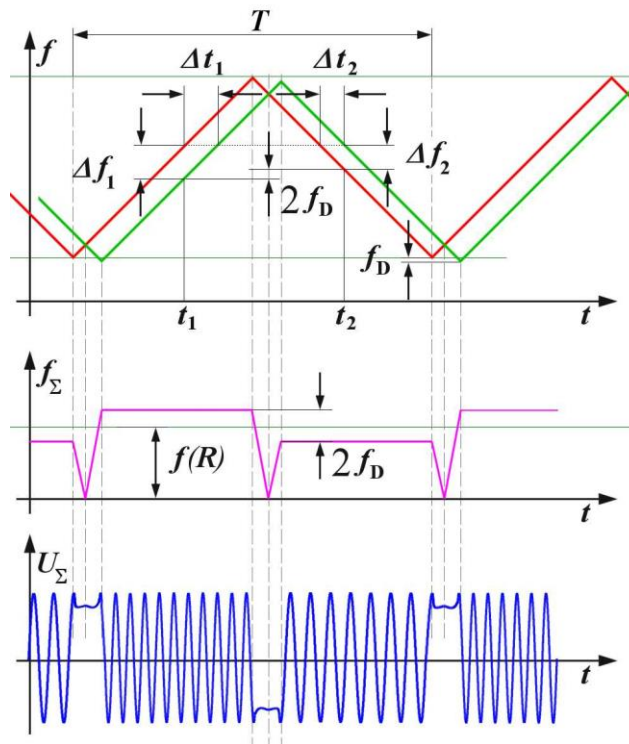


Рисунок 1.5.4 — Взаємозв'язок надісланого та прийнятого сигналу з трикутною схемою модуляції

- Прямокутна модуляція (рис. 1.5.5). Методом формування імпульсних зондувальних сигналів у радарях для визначення відстані. Тривалість імпульсу визначає роздільну здатність за дальністю та мінімальну відстань виявлення, а пікова потужність впливає на максимальну дальність. Антенні патерни визначають кутову роздільну здатність та точність вимірювання кутових координат. Оптимізація тривалості імпульсу, частоти

повторення та антенних патернів є важливим для ефективності імпульсних радіолокаційних систем.



Рисунок 1.5.5 — Схема прямокутної модуляції

- Ступінчаста модуляція (рис. 1.5.6). Даний вид модуляції передбачає зміну частоти переданого сигналу дискретними кроками, з витримкою на кожному кроці. Після кожного кроку частоти вимірюються фазові співвідношення прийнятого сигналу. Цей тип модуляції часто застосовують у радарх для створення зображень з високою деталізацією (з використанням синтезованої апертури), а також для дуже точних вимірювань за допомогою інтерференції сигналів. Аналізуючи зміни фази між різними частотними кроками, можна отримати детальну інформацію про структуру та профіль відбиваючої поверхні.



Рисунок 1.5.6 — Схема ступінчастої модуляції

Отже, частотна модуляція є ключовим методом формування зондувальних сигналів у радарх для визначення відстані. Різні типи частотної модуляції вплива-

ють на дальність, роздільну здатність та вимірювання швидкості, причому ефективність визначення відстані залежить від смуги частот. Антенні патерни визначають кутову роздільну здатність та точність вимірювання.

У результаті аналізу методів модуляції для радіолокаційного пристрою було обґрунтовано вибір частотно-модульованого неперервного сигналу з трикутною модуляцією. Такий підхід дозволяє одночасно визначати як відстань до об'єкта, так і його швидкість, що є критично важливим для виявлення та супроводу БПЛА. Вибрана модуляція забезпечує оптимальний баланс між точністю, роздільною здатністю та простотою реалізації.

					РЕ01.468132.001 ПЗ	Лис
Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата		21

2. РОЗРОБКА СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ

Даний розділ містить загальну структурну схему розроблюваного пристрою. Схема демонструє послідовність обробки сигналу та взаємозв'язок основних компонентів системи. Вона є основою для подальшого проектування та побудови апаратної частини радіолокаційного модуля.

2.1 Опис структурної схеми

Пристрій ближньої радіолокації для БПЛА складається з послідовно з'єднаних функціональних блоків, які реалізують генерацію, передавання, приймання та обробку радіолокаційного сигналу (рис 2.1.1).

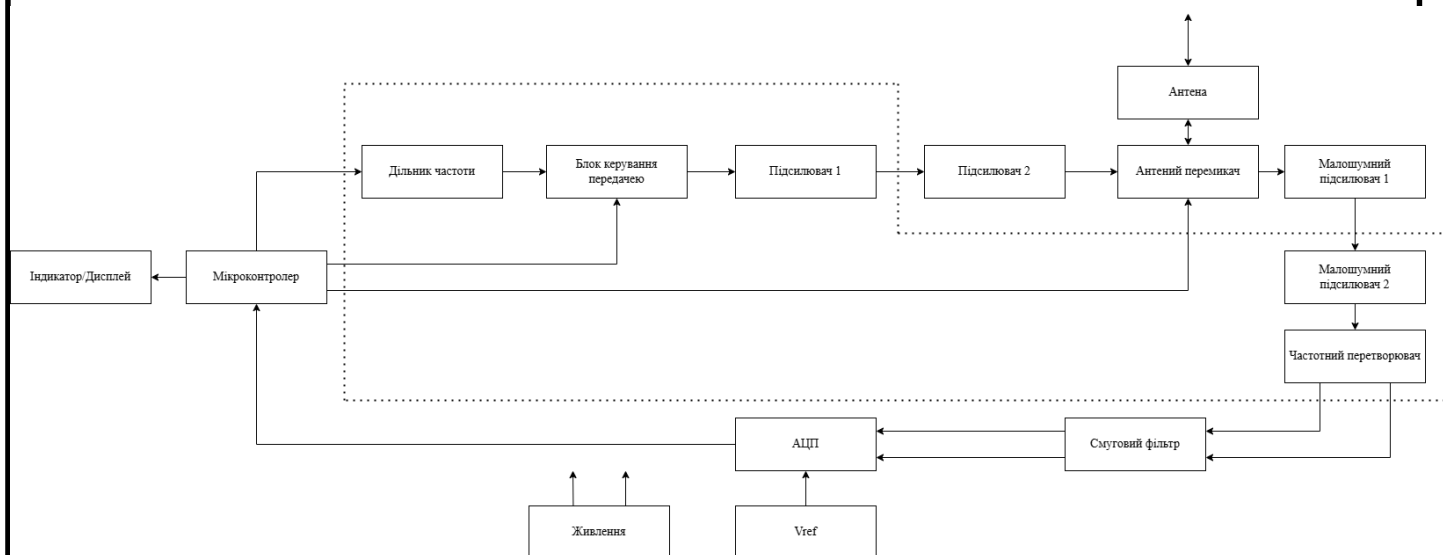


Рисунок 2.1.1 — Структурна схема пристрою

Структурна схема пристрою ближньої радіолокації для БПЛА відображає послідовність роботи основних функціональних блоків, які реалізують генерацію, передавання, приймання та обробку радіолокаційного сигналу. Центральним керувальним елементом пристрою є мікроконтролер, який забезпечує взаємодію між усіма компонентами.

Передавальна частина починається з мікроконтролера, який формує керувальні сигнали для дільника частоти та блоку керування передачею. Сигнал, сформований дільником частоти, передається до блоку керування передачею, який активує каскад підсилення. Далі сигнал проходить через два каскади підсилення – підсилювач 1 та підсилювач 2, – після чого надходить до антенного перемикача. У режимі передавання антенний перемикач направляє сигнал на антену, яка випромінює його в навколишній простір.

Відбитий від об'єкта сигнал знову приймається тією ж антенною та за допомогою антенного перемикача подається на приймальний тракт. Сигнал проходить поспільно через малошумний підсилювач 1 та малошумний підсилювач 2, де посилюється до рівня, придатного для обробки. Після цього сигнал надходить до частотного перетворювача, де перетворюється на проміжну частоту, зручну для подальшого аналізу.

Проміжна частота подається на смуговий фільтр, який виділяє необхідну частину спектру. Відфільтрований сигнал передається на аналогово-цифровий перетворювач (АЦП), де відбувається його оцифрування. Для забезпечення стабільної роботи АЦП використовується зовнішнє джерело опорної напруги (V_{ref}). Оцифрований сигнал передається до мікроконтролера, який виконує цифрову обробку, зокрема обчислення відстані до об'єкта.

Результати обробки виводяться на індикатор або дисплей, що дозволяє оператору бачити інформацію про виявлені об'єкти. Крім того, мікроконтролер здійснює повне керування передавальним і приймальним трактами, антенним перемикачем, а також іншими елементами системи. Живлення забезпечується окремим блоком живлення, який постачає енергію до всіх ключових вузлів схеми, включаючи мікроконтролер, АЦП, підсилювачі та допоміжні компоненти.

					РЕ01.468132.001 ПЗ	Лис
Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата		23

Всі елементи, розташовані всередині пунктирної лінії на схемі, входять до складу радіолокаційного модуля TRX_024_046. Це дозволяє значно спростити конструкцію пристрою, зменшити габарити та зосередити основну обробку сигналу в одному інтегрованому блоці. Таким чином, модуль виконує більшість високочастотних операцій та забезпечує ефективну роботу системи загалом.

2.2 Визначення проміжної частоти

У радіолокаційних системах, зокрема на основі безперервного сигналу з частотною модуляцією, проміжна частота є одним із ключових параметрів, що визначає ефективність подальшої обробки сигналу. Проміжна частота утворюється в результаті змішування прийнятого сигналу з опорним сигналом, унаслідок чого виникає сигнал із нижчою частотою, який значно легше аналізувати, фільтрувати та оцифровувати. Саме з цим сигналом працює аналогова й цифрова частина радіолокаційної системи.

Вибір величини проміжної частоти безпосередньо впливає на архітектуру та вимоги до елементної бази всієї системи. Якщо проміжна частота є відносно невеликою (наприклад, до 50–100 МГц), то можна використовувати простіші, менш дорогі і менш енерговитратні пристрої оцифрування, а також зменшити вимоги до обчислювальної потужності центрального модуля. Такий варіант добре підходить для систем, де важливо зменшити споживання енергії, вартість і габарити пристрою.

З іншого боку, якщо обирається висока проміжна частота (наприклад, до 100–200 МГц), то система отримує можливість аналізувати ширший спектр сигналу. Це дає змогу досягати значно вищої точності при вимірюванні відстані та краще розрізняти близько розташовані об'єкти. Проте в такому випадку доводиться ви-

					РЕ01.468132.001 ПЗ	Лис
Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата		24

користовувати більш швидкодіючі пристрої оцифрування, які мають значне енергоспоживання, високу вартість та потребують складнішого технічного забезпечення.

З огляду на мету створення пристрою для ближньої радіолокації БПЛА та використання сучасних компонентів (включаючи мікроконтролери та аналого-цифрові перетворювачі), доцільним є вибір проміжної частоти в межах 120 МГц. Даний компроміс дозволяє досягнути достатньої точності вимірювання при збереженні раціональних вимог до технічної складності й енергоспоживання системи.

Таблиця 2.2.1 — Порівняльна таблиця малої та великої проміжної частоти.

Параметр	Мала проміжна частота (до 50–100 МГц)	Велика проміжна частота (100–200+ МГц)
Точність визначення відстані	Нижча	Вища
Роздільна здатність	Обмежена	Покращена
Складність обробки сигналу	Менша	Вища
Вимоги до швидкодії компонентів	Нижчі	Вищі
Енергоспоживання	Менше	Більше
Вартість реалізації	Нижча	Вища

2.3 Розрахунок енергетичних параметрів

Вільний простір розглядається як ідеальне, однорідне середовище, у якому відсутні вільні заряди та молекули. Основні електромагнітні характеристики вільного простору:

Діелектрична проникність середовища:

$$\varepsilon_0 = \frac{10^{-9}}{36\pi} \left(\frac{\Phi}{\text{м}} \right)$$

Магнітна проникність середовища:

$$\mu_0 = 4\pi 10^{-7} \left(\frac{\Gamma}{\text{м}} \right)$$

Хвильовий опір середовища:

$$\sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} = 120\pi \text{ (Ом)}$$

Для ненаправленої антени з потужністю випромінювання P_{tx} , щільність потоку потужності на відстані r у вільному просторі:

$$\Pi_0 = \frac{P_{tx}}{4\pi r^2}$$

У разі використання напрямленої антени з коефіцієнтом підсилення $G_{\text{під}}$ та діаграмою направленості $F(\theta_v, \theta_\Gamma)$, формула набуває наступного вигляду:

$$\Pi_0 = \frac{P_{tx} G_{\text{під}} F_{\text{пд}}^2(\theta_v, \theta_\Gamma)}{4\pi r^2}$$

Напруженість електричного поля на відстані r відповідно:

$$E_0 = \frac{\sqrt{30 P_{tx} G_{\text{під}} F_{\text{пд}}(\theta_v, \theta_\Gamma)}}{r}$$

Розрахунок потужності сигналу для виявлення цілі Phantom 3

Виконаємо практичний розрахунок мінімальної потужності сигналу [15], необхідної для детекції цілі типу Phantom 3, який має ефективну площу розсіювання $\sigma = 0.07$ [16] та габаритні розміри: 350×190 мм.

Вхідні параметри:

Вихідна потужність передавача $P_{tx} = 6 \text{ dBm} = 4 \cdot 10^{-3} \text{ Вт}$

Підсилення антени $G = 20 \text{ dBi} = 100$

Довжина хвилі: $\lambda = 1.25 \cdot 10^{-2}$

Бажана відстань виявлення цілі – 1 км = $1 \cdot 10^3 \text{ м}$

Діаграма направленості $F(\theta_v, \theta_\Gamma) = 1$ (максимальне спрямування)

					РЕ01.468132.001 ПЗ	Лис
Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата		26

Розрахунок щільності потоку потужності:

$$P_0 = \frac{P_{tx} G_{\text{під}} F_{\text{пд}}^2(\theta_v, \theta_r)}{4\pi r^2} = \frac{4 \cdot 10^{-3} \cdot 100 \cdot 1}{4\pi (1 \cdot 10^3)^2} = 3.2 \cdot 10^{-8} \left(\frac{\text{Вт}}{\text{м}^2} \right)$$

Напруженість електричного поля:

$$E_0 = \frac{\sqrt{30 P_{tx} G_{\text{під}} F_{\text{пд}}(\theta_v, \theta_r)}}{r} = \frac{\sqrt{30 \cdot 4 \cdot 10^{-3} \cdot 100 \cdot 1}}{1 \cdot 10^3} = 3,5 \cdot 10^{-3} \frac{\text{В}}{\text{м}}$$

Мінімальна потужність сигналу на вході приймача

$$P_{rx} = \frac{P_{tx} G^2 \cdot \sigma \cdot \lambda^2}{q \cdot r^2 \cdot (4\pi)^2} = 2.7 \cdot 10^{-12} (\text{Вт}) = -85 (\text{dBm})$$

На основі розрахунків видно, що для виявлення цілі з ефективною площею розсіювання $\sigma=0,07$ (типовий дрон Phantom 3) на відстані 1 км, за умови використання передавальної потужності 6 dBm та антен з коефіцієнтом підсилення 20 dBi, необхідна мінімальна потужність сигналу у момент прийому не гірша ніж -85 dBm.

Зважаючи на це, для забезпечення стабільного прийому слабких сигналів та збереження високого відношення сигнал/шум, критично важливим є застосування малошумного підсилювача з підсиленням не менше 20 dBi. Саме такий рівень підсилення дозволяє компенсувати втрати в траєкторії прийому, покращити загальну чутливість системи та забезпечити впевнене виявлення об'єктів у діапазоні ближньої радіолокації.

					РЕ01.468132.001 ПЗ	Лис
Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата		27

3. ВИБІР КОМПОНЕНТІВ

Розробка радіолокаційного модуля вимагає обґрунтованого вибору ключових компонентів, від яких залежить точність, надійність та ефективність роботи пристрою. У цьому розділі розглянуто підбір основних елементів системи — антени, перемикача, аналого-цифрового перетворювача, мікроконтролера та супутніх вузлів. Вибір здійснювався з урахуванням технічних вимог, умов експлуатації та сумісності між компонентами.

3.1 Огляд існуючих радіомодулів

RD-03E

Модуль Rd-03E виробляється компанією Shenzhen Ai-Thinker Technology Co., Ltd.. В його основі лежить мікросхема S3KM111L, яка базується на обробці частотно-модульованого безперервного сигналу пилкоподібної форми [5].

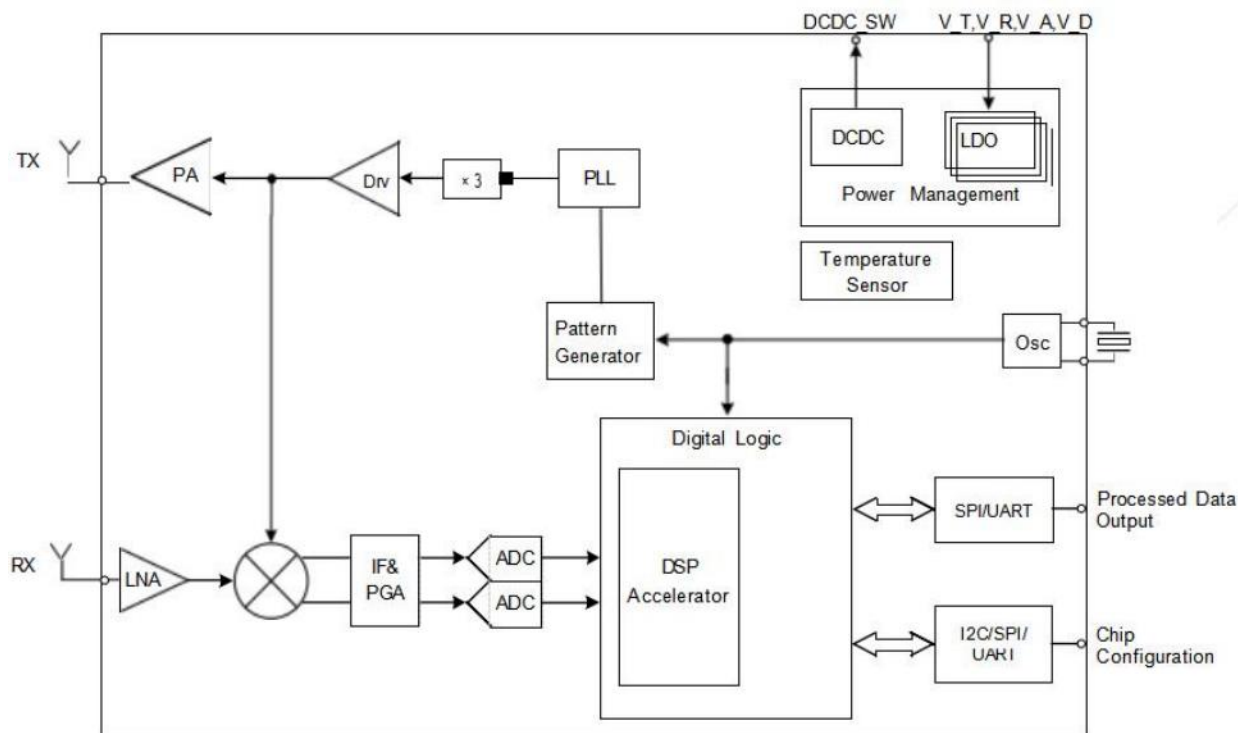


Рисунок 3.1.1 — Структурна схема RD-03E

Пристрій працює в частотному діапазоні 24 ГГц, а саме в межах від 24 до 24.25 ГГц, з максимальною шириною модуляції до 1 ГГц. Основне призначення модуля — виявлення та розпізнавання рухомих об'єктів, переважно людського тіла. Він також може виводити інформацію про відстань у реальному часі. Застосовується в сценаріях розумного дому.

Модуль має вбудовану антену з одним передавальним та одним приймальним каналом. Дана конфігурація забезпечує вузький радіосигнал, високу роздільну здатність та широку смугу частот. Обробка сигналу виконується безпосередньо в чипі S3KM111L за допомогою частотно-модульованих безперервних хвиль та власної алгоритмічної бази. Всі компоненти — від малошумного підсилювача, проміжного підсилювача з програмованим коефіцієнтом посилення, аналого-цифрових перетворювачів до цифрового прискорювача — вбудовані в один модуль і працюють як єдина система. Модуль також має інтегровані алгоритми для виявлення присутності.

Модуль здатний виявляти рух людини на відстані до 6 метрів. Точність визначення відстані становить ± 5 см у межах від 30 до 350 см та $\pm 5\%$ у межах від 350 до 600 см. Для розпізнавання жестів при монтажі під кутом 45° діапазон дії становить від 0.3 до 2.2 метра.

Таблиця 3.1.1 — Переваги та недоліки RD-03E.

Переваги	Недоліки
Вбудована антена	Неможливо збільшити вихідну потужність сигналу
Висока точність (± 5 см до 3.5 м, $\pm 5\%$ до 6 м)	Неможливість змінити форму модуляції або параметри частотно-модульованого безперервного сигналу

Модуль використовує технологію, де антени інтегровані безпосередньо в корпус пристрою (рис. 3.1.2). У корпус вбудовано одну передавальну та три приймальні антени. Всередині модуля реалізовано повний тракт обробки сигналу: підсилювач потужності, змішувачі, малошумлячий підсилювач, аналоговий базовий рівень з фільтрами високих частот, підсилювачами з регульованим коефіцієнтом підсилення. Також чип містить три 12-бітні аналогово-цифрові процесори, що можуть працювати на швидкості до 4 MSps. Пристрій перетворює отриманий проміжний сигнал (IF) у цифровий вигляд та передає його через SPI.

Модуль не виконує остаточних обчислень щодо відстані чи швидкості цілі. Його функціонал обмежується передачею/прийомом радіосигналу, пониженням частоти, фільтрацією та оцифруванням проміжного сигналу. Цифрові дані передаються через SPI на зовнішній хост-контролер, яким може бути мікроконтролер або процесор. Саме цей зовнішній пристрій виконує обробку сигналу та розраховує параметри цілей — зокрема, їхню відстань і швидкість — на основі отриманих сирих даних.

Модуль спроектований для роботи в режимі частотно-модульованого безперервного сигналу. Генератор форм дозволяє модулювати сигнал різних форм такі як трикутні та пилкоподібні. Регістри конфігурації дають змогу точно налаштувати параметри сигналу, зокрема початкову й кінцеву частоти, нахил та тривалість.

Таблиця 3.1.2 — Переваги та недоліки BGT60TR13C.

Переваги	Недоліки
Підтримка роботи в широкому діапазоні частот 58.0 – 63.5 ГГц	Неможливо збільшити вихідну потужність сигналу

Вбудована антена	Обчислення параметрів цілі (відстані, швидкості) виконується лише зовнішнім процесором
Інтегрована повна схема обробки сигналів	
Можливість написати власну обробку сигналу	

TR2_060_095

TR2_060_095 — інтегрований радарний трансивер у діапазоні 60 ГГц, розроблений компанією Indie Semiconductor FFO GmbH [7]. Він є високорівневим інтегрованим радарним трансивером, призначеним для роботи в діапазоні 60 ГГц, зокрема в частотному діапазоні від 57 до 64 ГГц. Працює від одного джерела живлення 3.3 В, споживаючи в середньому приблизно 610 мВт в режимі постійної роботи.

Модуль має один передавальний і два приймальні канали, що дозволяє реалізовувати функції кутового розділення об'єктів та визначення напрямку приходу сигналу. До складу інтегрованої схеми входять:

- генератор із керуванням напругою з низьким фазовим шумом,
- підсилювач потужності з регульованим підсиленням на передавальному каналі,
- малошумні підсилювачі з регулюванням посилення на кожному приймальному каналі,
- квадратичні змішувачі та багатофазні фільтри на виході приймача.

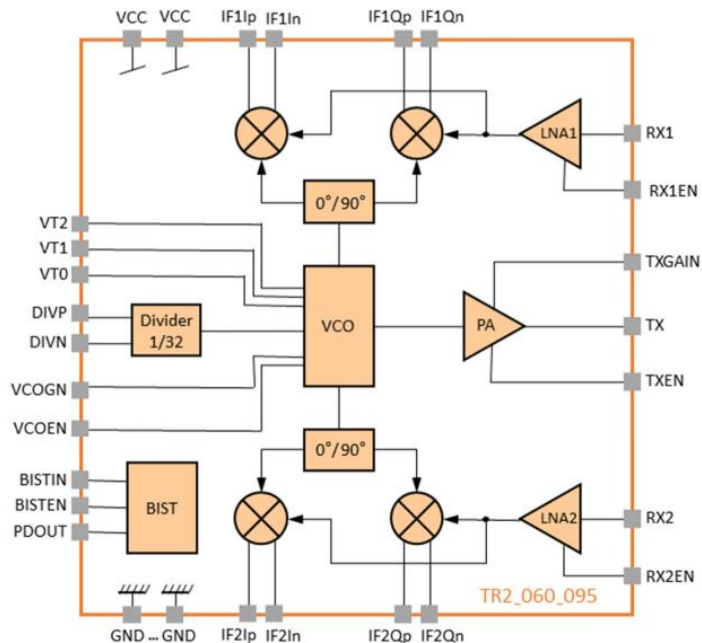


Рисунок 3.1.3 — Структурна схема TR2_060_095

Модуль оптимізований для роботи в режимі частотно-модульованого безперервне випромінювання. Частотна модуляція реалізується через подачу зовнішньої аналогової керуючої напруги (в межах 0–3.3 В) на входи налаштування VT0, VT1, VT2. Форма модуляції генерується зовнішньою системою керування, а не самим модулем.

Для повноцінної роботи TR2_060_095 вимагає:

- зовнішній контролер або мікропроцесор для:
 - подачі керуючих сигналів (активація каналів, налаштування підсилення),
 - генерації модуляційної напруги для VT0, VT1, VT2,
 - обробки вихідних сигналів;
- зовнішні антени, сумісні з діапазоном 60 ГГц, які підключаються до спеціальних 50-Ом однокінцевих передавального та приймального портів;

Можливе використання зовнішніх підсилювачів потужності або малошумних підсилювачів, але за умови дотримання стандартних практик: узгодження імпедансу, стабільність, правильне каскадування підсилення та суворе дотримання максимального рівня вхідного сигналу на приймачі (не більше 0 дБм).

Таблиця 3.1.3 — Переваги та недоліки TR2_060_095.

Переваги	Недоліки
Підтримка роботи в широкому діапазоні частот 57–64 ГГц	Відсутність вбудованих антен
Можливість налаштування підсилення на RX і TX	Частотна модуляція реалізується тільки за допомогою зовнішньої аналогової напруги
Теоретична можливість підключення зовнішніх підсилювачів для збільшення дальності	

TRX_024_046

TRX_024_046 – це інтегральна мікросхема типу IQ-трансивер, розроблена для роботи в діапазоні 24 ГГц (від 24,0 до 24,25 ГГц). Також може використовуватись для загальних надширокосмугових застосувань у межах 23–26 ГГц. Працює від одного джерела живлення 3.3 В, споживання в неперервному режимі — близько 300 мВт [8].

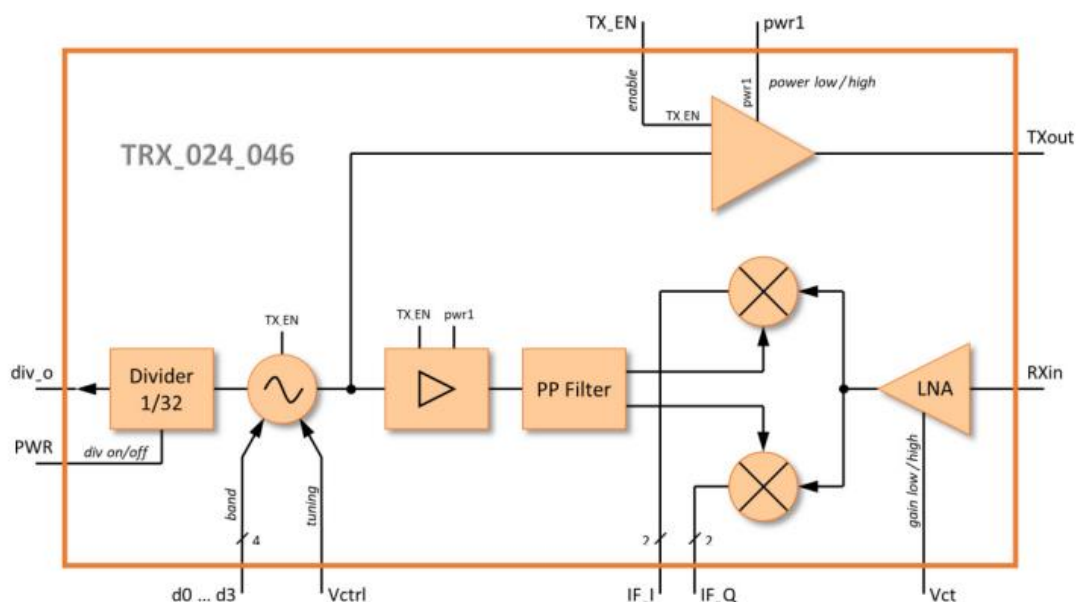


Рисунок 3.1.4 — Структурна схема TRX_024_046

Даний модуль не має вбудованої антени. Відповідно для роботи необхідно підключати зовнішні антени до 50-Омного передавального та приймального виходів. Всередині мікросхеми реалізовано наступний ланцюг обробки сигналу:

Підсилювач слабких сигналів з перемикачем режимів підсилення (високий/низький);

- Гомодинні квадратурні змішувачі для зниження частоти сигналу;
- Поліфазний фільтр для формування сигналів;
- Інтегрований генератор, керований напругою із перемиканням смуг;
- Вихід частотної опори через подільник на 32.

На виході мікросхема формує аналогові базові сигнали, які потребують зовнішньої оцифровки та обробки.

Модуль TRX_024_046 не виконує розрахунки відстані чи швидкості самостійно. Він лише формує аналогові сигнали, які містять частотну та фазову зміну

Дані сигнали потрібно оцифрувати зовнішніми АЦП, після чого за допомогою зовнішнього мікроконтролера або процесора виконуються перетворення і обчислення реальних параметрів цілей.

Модуль дозволяє підключення зовнішніх підсилювачів до відповідних антенних портів, за умови дотримання узгодження імпедансу, контролю послідовності підсилення та дотримання максимально допустимого рівня вхідної потужності. Це дає змогу покращити чутливість приймача або збільшити дальність дії системи.

Модуль підтримує роботу як у режимі неперервної хвилі, так і у частотно-модульованому режимі. Вбудований компонент дозволяє генерувати лінійні частотні сигнали за допомогою зовнішньої керуючої напруги, що необхідні для частотно-модульованих радарів.

Можливе використання зовнішніх підсилювачів потужності або малошумних підсилювачів, але за умови дотримання стандартних практик: узгодження імпедансу, стабільність, правильне каскадування підсилення та суворе дотримання максимального рівня вхідного сигналу на приймачі (не більше 0 дБм).

Таблиця 3.1.4 — Переваги та недоліки TRX_024_046.

Переваги	Недоліки
Працює в широкому частотному діапазоні (від 23 до 26 ГГц)	Не виконує розрахунків відстані та швидкості — потрібна зовнішня обробка
Дозволяє підключення зовнішніх підсилювачів для збільшення дальності	Не має вбудованих антен — необхідно підключати зовнішні
Підтримка як неперервного, так і частотно-модульованого режиму	

3.2 Вибір радіомодуля

Основним компонентом для реалізації плати обрано мікросхему TRX_024_046, оскільки вона забезпечує роботу в широкому частотному діапазоні 23–26 ГГц з оптимізацією під частотний діапазон 24,0–24,25 ГГц. Мікросхема має низьке енергоспоживання (~300 мВт), підтримує як неперервний, так і частотно-модульований режим роботи, а також дозволяє підключення зовнішніх антен та підсилювачів для покращення характеристик системи. Незважаючи на необхідність зовнішньої обробки сигналів, TRX_024_046 є гнучким і ефективним рішенням для надширокопasmових радарних застосувань.

3.3 Антена

У рамках розробки системи радіочастотного аналізу в діапазоні 24 ГГц для потреб контролю якості продукції, було обрано антену типу LB-42-20-C-KF [9] як приймально-передавальний компонент. Це стандартна рупорна антена, яка працює в частотному діапазоні від 18 до 26,5 ГГц та забезпечує номінальний коефіцієнт підсилення на рівні 20 дБ.



Рисунок 3.3.1 — Модель антени LB-42-20-C-KF

LB-42-20-C-KF характеризується стабільними параметрами в усьому діапазоні робочих частот, низьким коефіцієнтом стоячої хвилі, високим рівнем спрямованості та широким кутом випромінювання (16° в Е-площині та 18° в Н-площині). Антена має лінійну поляризацію, що дозволяє точно формувати спрямовану діаграму випромінювання. Важливим є також високий рівень ізоляції між основною та перехресною поляризацією — 35 дБ, що зменшує рівень шумів і перешкод.

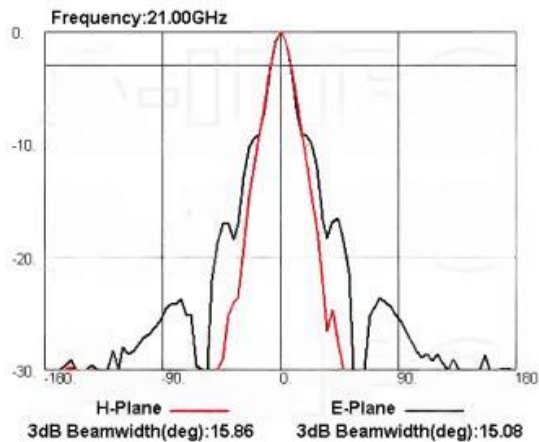


Рисунок 3.3.2 — Діаграма направленості антени LB-42-20-C-KF

Антена виготовлена з легкого антикорозійного алюмінію, що забезпечує довговічність та стабільність її характеристик у як у лабораторних, так і у виробничих умовах. Завдяки вихідному роз'єму типу 2.92 мм, вона легко інтегрується з ВЧ модулями системи.

Вибір цієї антени зумовлений її відповідністю технічним вимогам до проєкту: робота в цільовому діапазоні частот, високий рівень підсилення, надійність, можливість використання як у приймальному, так і в передавальному режимах, а також зручність монтажу й підключення.

Таблиця 3.3.1 — Основні технічні характеристики антени LB-42-20-C-KF.

					РЕ01.468132.001 ПЗ	Лис
Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата		38

Параметр	Значення
Діапазон частот	18–26,5 ГГц
Коефіцієнт підсилення	20 дБ
Поляризація	Лінійна
Ширина діаграми (Е / Н)	16° / 18°
Номінальна потужність	20 Вт (безперервна), 40 Вт (пікова)

3.4 Перемикач

У системах радіолокації, які поєднують передавання та приймання сигналу з використанням спільної антени або декількох антен, важливу роль відіграє перемикач радіочастотного сигналу. У межах дипломного проєкту було обрано перемикач HMC547ALC3 [10] (рис. 3.4.1), що є широкосмуговим радіочастотним перемикачем типу SPDT (один вхід – два виходи), з робочим діапазоном частот від постійного струму до 28 ГГц.

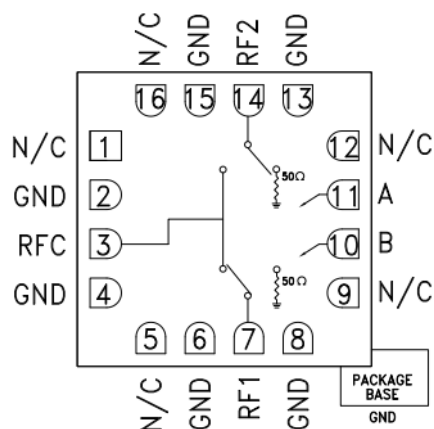


Рисунок 3.4.1 — Структурна схема HMC547ALC3

Даний перемикач базується на арсенід-галієвій технології та має не відбивальний (абсорбуючий) тип виконання, що забезпечує високу ізоляцію та стабільність роботи. У робочому діапазоні частот до 28 ГГц перемикач демонструє ізоляцію між портами до 40 дБ та втрати на вмикання менше 2.2 дБ у діапазоні 10–20 ГГц.

Для частот 20–26 ГГц, які є актуальними у проєкті, втрати становлять приблизно 2.8–3.4 дБ, що є прийнятним значенням для більшості систем ближньої радіолокації.

Однією з головних переваг HMC547ALC3 є його висока швидкодія — час перемикання становить лише 6 наносекунд, що дозволяє оперативно перемикати антену між передаванням та прийманням сигналу без суттєвих затримок. Для управління перемикачем використовується логіка керування з рівнями напруг -5 В і 0 В, що легко реалізується через керуючий модуль мікроконтролера з буферним каскадом.

Завдяки компактному розміру корпусу (3×3 мм), даний перемикач добре інтегрується у друковану плату з високою щільністю компонування. Також він є надійним з точки зору стійкості до перегріву та має широкі температурні межі експлуатації (від -40 до +85 °C), що важливо для роботи у зовнішньому середовищі.

HMC547ALC3 був обраний у проєкті як надійний і стабільний перемикач для керування направленням сигналу у приймальну або передавальну антену. Його широкосмуговість, швидкість перемикання, компактність і відсутність потреби у додатковому джерелі живлення роблять його оптимальним рішенням для високочастотної радіолокаційної системи ближнього радіусу дії.

3.5 Підсилювач

Для збільшення дальності дії системи було обрано малошумний підсилювач HMC752LC4 [11] (рис. 3.5.1), розроблений компанією Analog Devices. Він працює в діапазоні частот від 24 до 28 ГГц, що повністю охоплює робочий діапазон модуля TRX_024_046.

					PE01.468132.001 ПЗ	Лис
Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата		40

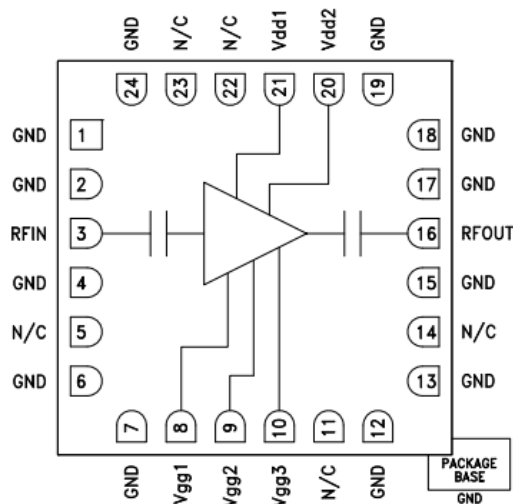


Рисунок 3.5.1 — Структурна схема HMC752LC4

Підсилювач забезпечує високий рівень посилення сигналу — 25 dB, що дозволяє впевнено вловлювати слабкі сигнали. Його власні шуми дуже низькі — 2,5 dB, це допомагає зберігати чіткість прийнятого сигналу. Потужність на виході при навантаженні становить +13 dBm, а запас по спотвореннях — +26 dBm, що означає стабільну і якісну передачу сигналу. Підсилювач живиться від джерела з напругою 3 В та споживає приблизно 70 мА струму.

Однією з основних переваг цього підсилювача є те, що його входи та виходи вже налаштовані на стандартний опір у 50 Ом, а також захищені від постійної напруги. Це значно спрощує його використання на платі та зменшує кількість додаткових деталей.

Застосування підсилювача HMC752LC4 разом із модулем TRX_024_046 значно покращує чутливість пристрою, тобто здатність приймати слабкі сигнали. Це дуже важливо для роботи в умовах великої відстані або слабого відбиття сигналу. Така комбінація дозволяє зробити систему більш стабільною, покращити якість отриманих даних і забезпечити точніші розрахунки відстані, швидкості та інших параметрів після обробки сигналу.

3.6 Смуговий фільтр

Для очищення сигналу проміжної частоти та запобігання впливу побічних гармонік після змішування сигналів у радіолокаційній системі було застосовано фільтр низьких частот Mini-Circuits LFCN-120+ [12]. Цей компонент виконує функцію обмеження спектру вхідного сигналу перед його подачею на аналого-цифровий перетворювач, забезпечуючи таким чином захист від аліасингу та покращення співвідношення сигнал/шум (рис. 3.6.1).

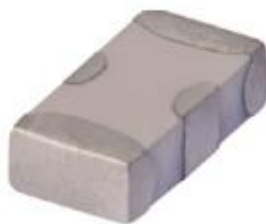


Рисунок 3.6.1 — Загальне фото LFCN-120+

Фільтр має смугу пропускання до 120 МГц, що ідеально відповідає обраному діапазону проміжної частоти системи. При цьому рівень загасання в позасмуговій області (зокрема вище 150 МГц) становить понад 40 дБ, що гарантує ефективне придушення небажаних частотних компонентів, які могли б призвести до спотворення сигналу після оцифрування.

Mini-Circuits LFCN-120+ має пасивну структуру, побудовану на основі LC-елементів, не потребує живлення та може працювати в широкому температурному діапазоні, що робить його надійним для використання в радіотехнічних пристроях. Завдяки малим розмірам і поверхневому монтажу фільтр легко інтегрується в друковану плату разом з іншими компонентами системи.

					РЕ01.468132.001 ПЗ	Лис
Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата		42

Його застосування забезпечує стабільну та чисту частотну смугу на вході аналого-цифрового перетворювача, що є важливою умовою для коректної роботи цифрової частини радіолокаційного модуля та підвищення точності вимірювань.

3.7 Аналогово-цифровий перетворювач

Аналого-цифровий перетворювач AD9230 [13] (рис. 3.7.1) є високошвидкісним 12-розрядним перетворювачем, який забезпечує частоту дискретизації до 250 мільйонів коливань за секунду (250 МГц). Він оптимізований для широкомугових сигналів та систем, що потребують високої точності та продуктивності при мінімальному споживанні енергії. Завдяки вбудованому тракту вибірки і утримання, опорній напрузі, буферу та високій смузі пропускання (до 700 МГц), AD9230 дозволяє суттєво спростити архітектуру приймального тракту.

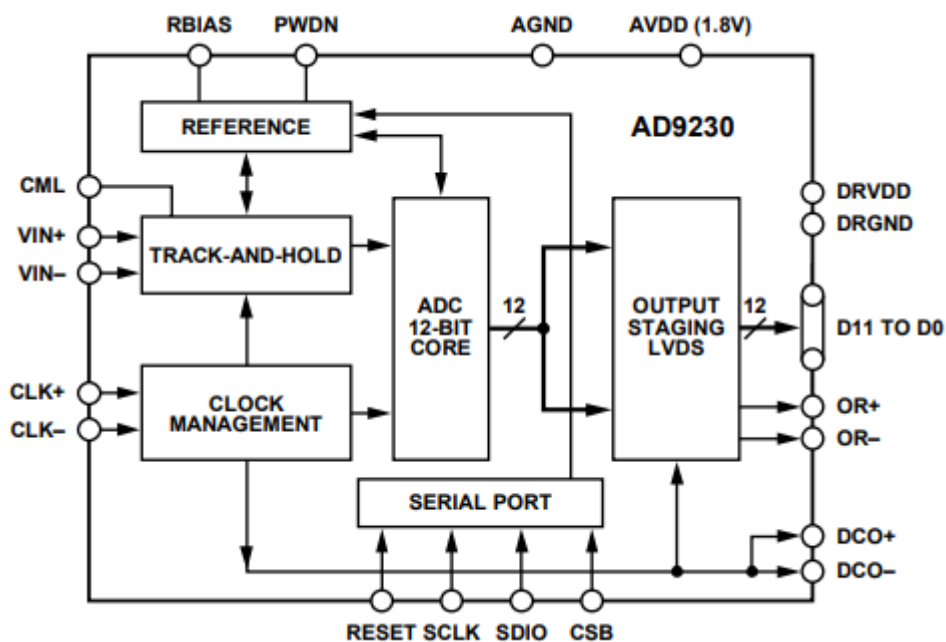


Рисунок 3.7.1 — Структурна схема HMC752LC4

AD9230 використовується для оцифрування проміжної частоти, яка утворюється після змішування сигналу, відбитого від цілі, з переданим сигналом. З ура-

хуванням обраної смуги частот проміжного сигналу (до 150 МГц) AD9230 є оптимальним вибором, оскільки забезпечує необхідну частоту дискретизації згідно з теоремою Котельникова (не менше ніж удвічі більше за максимальну частоту сигналу).

Перевагами AD9230 є:

- висока точність (12 біт) і лінійність перетворення;
- широкий частотний діапазон аналогового входу;
- підтримка різних форматів вихідного цифрового коду (двійковий код зі знаком, офсетний код, код Грея);
- сумісність з цифровими інтерфейсами стандарту LVDS, що дозволяє підключення до сучасних мікроконтролерів або ПЛІС.

Крім того, перетворювач працює з напругою живлення 1.8 В, що спрощує побудову системи живлення проєкту. Його інтеграція дозволяє побудувати компактний та енергоефективний радіолокаційний модуль, придатний для застосування в системах виявлення повітряних об'єктів ближньої дії.

3.8 Мікроконтролер

Мікроконтролер STM32H743ZIT6 [14] ідеально підходить для реалізації пристрою ближньої радіолокації БПЛА завдяки своїй високій продуктивності та широким можливостям інтеграції. Оснащений 32-бітним ядром Cortex-M7 з частотою до 400 МГц, він забезпечує достатню обчислювальну потужність для обробки сигналів у реальному часі.

					<i>PE01.468132.001 ПЗ</i>	Лис
Зм.	Лис	№ докum.	Підпис	Дата		44



Рисунок 3.8.1 — Загальне фото STM32H743ZIT6

Наявність 2 МБ Flash та 1 МБ оперативної пам'яті дозволяє розміщувати алгоритми обробки радіолокаційних даних без використання зовнішньої пам'яті. Вбудовані інтерфейси SPI, UART, I2C, Ethernet, USB OTG та камера-інтерфейс DCMI забезпечують просте підключення до радіомодулів, сенсорів та комунікаційних систем.

Підтримка апаратного прискорення (кеш-пам'ять, DMA, ART-акселератор) дозволяє мінімізувати затримки під час збору та обробки даних. Робочий температурний діапазон від -40 до +85 °C робить мікроконтролер придатним для експлуатації в умовах змінного клімату.

Компактний корпус LQFP144 забезпечує зручність монтажу на плату обмежених габаритів. STM32H743ZIT6 забезпечує стабільну роботу, гнучкість у керуванні та точну синхронізацію, що критично важливо для точності та швидкодії радіолокаційної системи.

4. РОЗРОБКА СХЕМИ ЕЛЕКТРИЧНО ПРИНЦИПОВОЇ

4.1 Розрахунок узгоджувального фільтра для антенного тракту

Для ефективної передачі енергії між високочастотним трактом та антеною важливо забезпечити узгодження хвильових опорів елементів системи. Найбільш типовим є хвильовий опір $Z_0 = 50$ Ом, який повинні мати як вихід підсилювача, так і антенний тракт. Наявність неузгодженості призводить до виникнення стоячих хвиль, зменшення корисної потужності, відбиттів сигналу та потенційного перегріву компонентів.

Для досягнення узгодження використовується пасивний фільтр, який складається з двох індуктивностей, розміщених симетрично по входу та виходу, а також конденсатора, підключеного між ними до землі. Така топологія дозволяє реалізувати як узгодження, так і фільтрацію небажаних високочастотних гармонік.

Для ідеального узгодження π -фільтра на задану частоту використовується система класичних формул:

$$C = \frac{1}{\pi Z_0 f_0}$$
$$L = \frac{Z_0}{\pi f_0}$$

де:

- C — ємність центрального конденсатора (Ф),
- L — індуктивність обох дроселів (Гн),
- Z_0 — хвильовий опір лінії (Ом),
- f_0 — робоча частота фільтра (Гц),
- π — математична константа, ≈ 3.1416 .

Підставимо числові значення:

					РЕ01.468132.001 ПЗ	Лис
						46
Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата		

$$C = \frac{1}{\pi \cdot 50 \cdot 24 \cdot 10^9} = 2.65 \cdot 10^{-13} = 0.265 \text{ пФ}$$

$$L = \frac{50}{\pi \cdot 24 \cdot 10^9} = 6.63 \cdot 10^{-10} = 663 \text{ пГн}$$

Таким чином, для реалізації узгоджувального фільтра на частоту 24 ГГц з хвильовим опором 50 Ом необхідно застосувати:

- індуктивності номіналом по 663 пГн;
- Ємністю 0.265 пФ.

Враховуючи такі невеликі значення параметрів елементів фільтр має бути реалізований відрізками мікросмужкової лінії на друкованій платі. Це зумовлює деяке зміщення центральної частоти фільтра вгору, однак у поєднанні з паразитними параметрами монтажу та трасування на друкованій платі, узгодження системи залишається на достатньому рівні у робочому діапазоні частот (23–26 ГГц).

4.2 Схема електрично принципова

Електрична принципова схема пристрою ближньої радіолокації для БПЛА відображає детальну реалізацію апаратної частини пристрою, що забезпечує генерацію, приймання, обробку сигналу та керування усіма елементами системи (рис. 4.2.1).

					РЕ01.468132.001 ПЗ	Лис
Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата		47

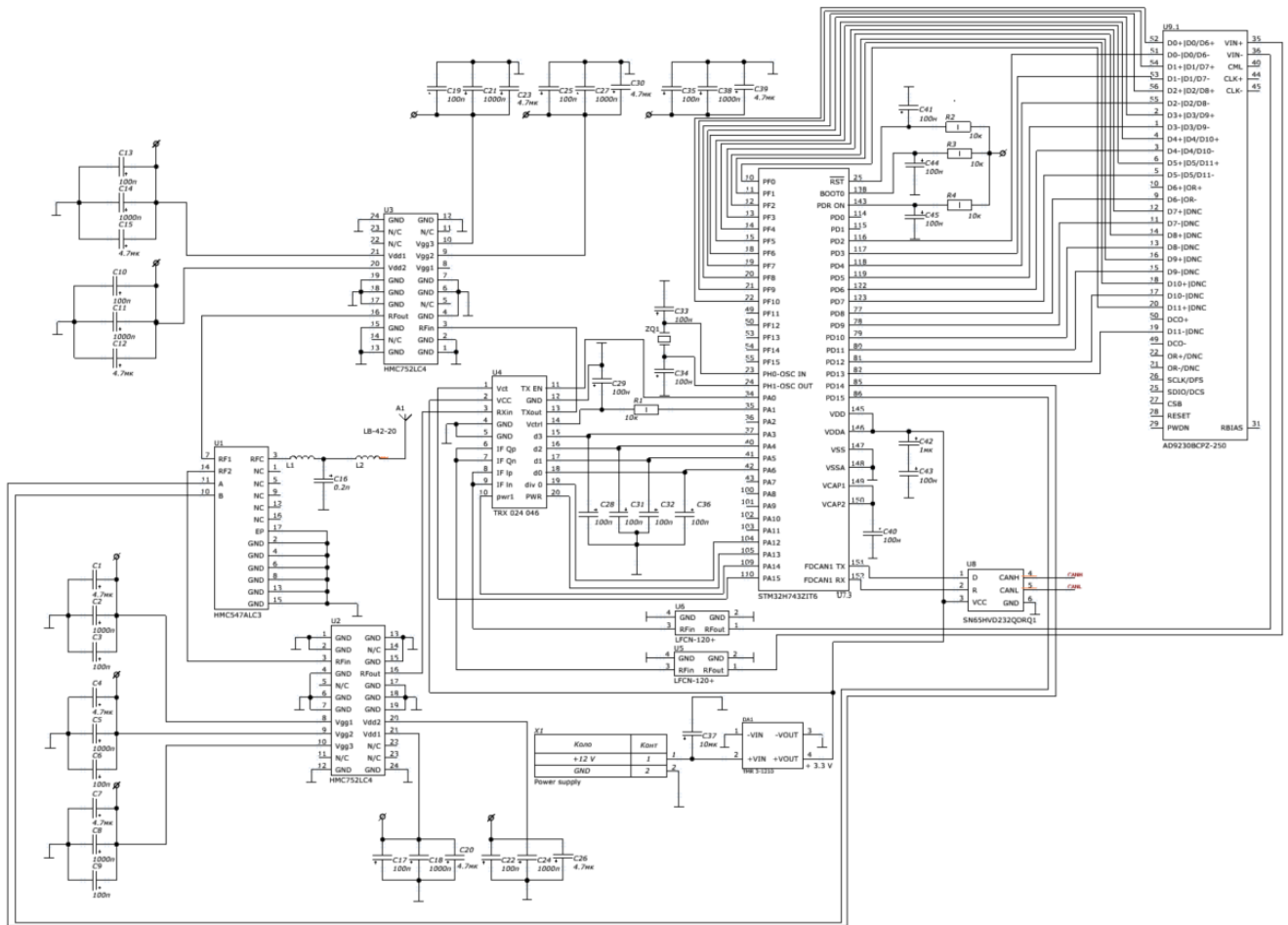


Рисунок 4.2.1 — Структурна схема пристрою

Центральним керуючим елементом пристрою є мікроконтролер STM32H743ZIT6 (U7), який виконує загальну координацію роботи системи, забезпечує обмін даними з іншими компонентами, а також виконує обчислення та обробку сигналів. Для стабільної роботи мікроконтролера передбачене джерело живлення (X1).

Інтерфейсна взаємодія з модулями розширення здійснюється через CAN передавач (U8). Це дозволяє інтегрувати систему з іншими цифровими або аналоговими пристроями.

Блок радіочастотного підсилення та прийому реалізований на модулях HMC752LC4 (U2, U3), які забезпечують приймання та підсилення сигналів. Дані

модулі підключені до мікроконтролера та виконують ключову функцію в прийомі сигналів від антени.

Аналогово-цифрове перетворення сигналу здійснюється за допомогою АЦП AD9230BCPZ-250 (U9), що підключений до високошвидкісного інтерфейсу. Для стабільної роботи АЦП використовується відповідне джерело опорної напруги та система живлення з фільтрацією. Сигнали від АЦП передаються до мікроконтролера для подальшої цифрової обробки.

Живлення пристрою забезпечується окремим блоком живлення (X1), який формує необхідні рівні напруги для усіх функціональних блоків. В схемі реалізовані ланцюги фільтрації, що забезпечують стабільність живлення та зменшують рівень шумів.

Всі основні елементи пристрою згруповані в окремі функціональні блоки, які чітко взаємодіють між собою, утворюючи повноцінну систему радіолокації. Така реалізація дозволяє забезпечити точне виявлення об'єктів у зоні дії БПЛА, а також забезпечити надійність і компактність пристрою завдяки використанню інтегрованих мікросхем та модулів.

					РЕ01.468132.001 ПЗ	Лис
Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата		49

5. РОЗРАХУНОК НАДІЙНОСТІ СИСТЕМИ

1. Розраховано експлуатаційну інтенсивність відмов ЕК (додаток А)

$$\lambda_p = \lambda_0 K_1 K_2 K_3 \dots K_N (\cdot)$$

λ_p – експлуатаційна інтенсивність відмов ЕК;

λ_0 – початкова середньостатистична інтенсивність відмов ЕК;

K_1 – функція температури та коефіцієнта навантаження $K_1 = f(\theta, K_n)$, де θ – температура ЕК, °С, K_n – коефіцієнт навантаження;

K_2 – рівень механічних експлуатаційних впливів (вібрацій та ударів);

K_3 – відносна вологість у внутрішньому об'ємі РЕА.

Для кожного виду електронних компонентів в залежності від точності прийнятої моделі може бути свій, ширший набір експлуатаційних коефіцієнтів.

Інтенсивність відмов конденсаторів:

Керамічні

$$\lambda_p = \lambda_0 K_p K_C$$

Електролітичні

$$\lambda_p = \lambda_0 K_T K_C$$

K_C – коефіцієнт, що враховує номінальну ємність та математичну модель розрахунку для окремих груп конденсаторів

K_T – температурний коефіцієнт, що залежить від температур навколишнього середовища для імпульсних конденсаторів.

Інтенсивність відмов резисторів:

$$\lambda_p = \lambda_0 K_p K_R$$

K_R – коефіцієнт, що враховує номінальний опір;

Інтенсивність відмов мікросхем

$$\lambda_p = \lambda_0 K_{c,T} K_{\text{корп}}$$

$K_{c,T}$ – Коефіцієнт режиму, що враховує склад;ність інтегральних мікросхем та температуру навколишнього середовища;

K_U – коефіцієнт, що враховує вплив максимальних значень напруг живлення
 $K_U = 1$

Інтенсивність відмов смугового фільтра

$$\lambda_p = \lambda_0 K_{c,T} K_e$$

$K_{c,T}$ – Коефіцієнт режиму, що враховує температуру навколишнього середовища;

K_e – коефіцієнт, що враховує вплив умов експлуатації

- Визначено середнє напрацювання на відмову для кожної групи однотипних ЕК, розв'язуючи рівняння:

$$\lambda_p = \sqrt{\frac{T_0}{2\pi t_b^3}} \exp \left[-\frac{(t_b - T_0)^2}{2t_b T_0} \right]$$

T_0 – середнє напрацювання на відмову

t_b – тривалість випробувань ($t_b = 3 \cdot 10^4$ год)

- Для кожного ЕК визначено імовірність безвідмовної роботи за час роботи t , заданий в ТЗ

Імовірність безвідмовної роботи $P(x)$ для DN-розподілу в залежності від параметра $x = t/T_0$ та коефіцієнта варіації v

$$P(x) = 0,5 \left\{ \left[1 + \operatorname{erf} \left(\frac{1-x}{v\sqrt{2x}} \right) \right] + e^{\frac{2}{v^2}} \left[1 + \operatorname{erf} \left(-\frac{1+x}{v\sqrt{2x}} \right) \right] \right\}$$

$\operatorname{erf}(u)$ – функція інтеграла помилок

$P(x)$ – ймовірність безвідмовної роботи;

ν – коефіцієнт варіації розподілу відмов ($\nu = 1$);

4. Розраховано імовірність безвідмовної роботи вузла РЕА та результати занесено в таблицю 5.1

Таблиця 5.1

Назва і тип ЕК	$\lambda_0 \cdot 10^6$, 1/год,	Коефіцієнти							$\lambda_p \cdot 10^6$, 1/год,	К-ть N	T0	x	P(x)
		Кф	Кр	Кс	Ку	KR	Ke	КТ					
C1, C6, C9, C11, C16-17, C22-23, C25, C27 C29, C30, C32, C35, C38-39, C41-43, C44- 47	0.19	-	0.144	1	-	-	-	-	$2.74 \cdot 10^{-2}$	23	$5.15 \cdot 10^5$	0.058	1
C2, C5, C8, C12-13, C18- 19, C24, C33, C40	0.019	-	0.027	0.033	-	-	-	-	$1.71 \cdot 10^{-5}$	10	$9.78 \cdot 10^5$	0.031	1
C3-4, C7, C10, C14-15, C20-21, C26, C28, C31, C34, C36-37	0.019	-	0.027	0.025	-	-	-	-	$1.3 \cdot 10^{-5}$	14	$5.95 \cdot 10^5$	0.03	1
R1-R4	0.05	-	0.35	-	-	0.7	-	-	$1.22 \cdot 10^{-2}$	3	$5.66 \cdot 10^5$	0.053	1
U1	0.044	-	-	-	1	-	-	0.6	$2.64 \cdot 10^{-2}$	1	$5.2 \cdot 10^5$	0.058	1
U4	0.025	-	-	-	1	-	-	3.5	$8.75 \cdot 10^{-2}$	1	$4.4 \cdot 10^5$	0.068	1
U5-6	0.12	-	-	-	1	-	-	1	$1.2 \cdot 10^{-1}$	2	$4.2 \cdot 10^5$	0.072	1
U7	0.019	-	-	-	1	-	-	4.68	$8.8 \cdot 10^{-2}$	1	$4.39 \cdot 10^5$	0.068	1
U9	0.037	-	-	-	1	-	-	3.5	$1.2 \cdot 10^{-1}$	1	$4.15 \cdot 10^5$	0.072	1

5. Наведено залежність імовірності безвідмовної роботи пристрою від часу експлуатації (рис. 5.1)

					РЕ01.468132.001 ПЗ			Лис
Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата				52

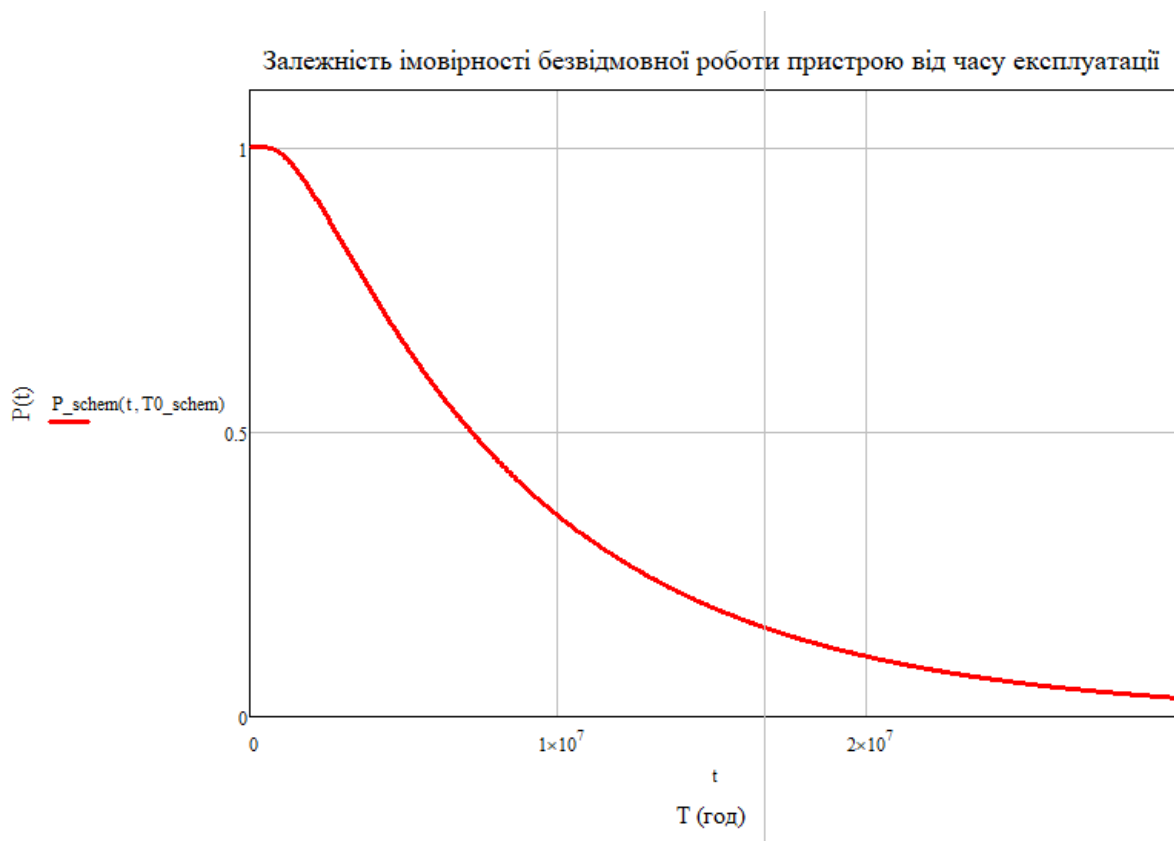


Рисунок 5.1 — Структурна схема пристрою

У результаті розраховано інтенсивність відмов для кожного компонента електронної схеми, визначено середнє напрацювання на відмову та побудовано графік залежності ймовірності безвідмовної роботи від часу експлуатації. Результати розрахунку показують високу надійність пристрою.

ВИСНОВОК

1. Проведено детальний аналіз методів радіолокації, зокрема частотного, фазового та амплітудного. На основі порівняння технічних характеристик та можливостей, для реалізації пристрою обрано частотно-модульований метод, як такий, що забезпечує оптимальне поєднання точності, дальності та технічної реалізованості.
2. Проаналізовано існуючі модулі в галузі ближньої радіолокації, виявлено їх переваги та недоліки. Основними недоліками виявились обмеження по дальності, енергоефективності та можливостях масштабування. На основі даної інформації сформовано вимоги до власного пристрою.
3. Розроблено структурну та електричну принципову схеми, яка дозволяє реалізувати пристрій з визначенням дальності до цілі до 1 км та швидкості цілі.
4. Обрано проміжну частоту 120 МГц. Проведено розрахунки енергетичних параметрів системи за результатами яких визначено необхідне підсилення антени у 20 dBi.
5. Для реалізації проєкту обрано елементну базу: TRX_024_046 як основний радіомодуль, підсилювач HMC752LC4, перемикач HMC547ALC3, АЦП AD9230 та мікроконтролер STM32H743ZIT6. Дана елементна база дозволила досягти високої гнучкості, точності та стабільності роботи пристрою.
6. Проведено розрахунки надійності системи.

					РЕ01.468132.001 ПЗ	Лис
Зм.	Лис	№ докум.	Підпис	Дата		54

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ

1. Ламанов А. И., Нефедов С. И., Слукин Г. П. Введение в теорию радиолокации. Москва : Издательство МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2015. 152 с. ISBN 978-5-7038-4109-9.
2. Wolff C. Continuous Wave Radar. *radartutorial.eu*. URL: <https://www.radartutorial.eu/02.basics/Continuous%20Wave%20Radar.en.html>
3. Wolff C. Frequency-Modulated Continuous-Wave Radar (FMCW Radar). *radartutorial.eu*. URL: <https://www.radartutorial.eu/02.basics/Frequency%20Modulated%20Continuous%20Wave%20Radar.en.html>.
4. Andaya Lestari A. 2D Image reconstruction of radar INDERA. *ResearchGate*. URL: https://www.researchgate.net/publication/252013590_2D_Image_reconstruction_of_radar_INDERA.
5. Shenzhen Ai-Thinker Technology. Rd-03E Specification. *Ai-thinker*. URL: https://docs.ai-thinker.com/_media/rd-03e_v1.0.0_specification.pdf.
6. Infineon. BGT60TR13C E6327 Datasheet. *Infineon.com*. URL: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-BGT60TR13C-DataSheet-v02_49-EN.pdf?fileId=8ac78c8c7d718a49017d94bac88e5d43.
7. Indieseми. TR2_060_095 Datasheet. *Indieseми*. URL: https://downloads.ffo.indieseми.com/datasheets/Datasheet_TR2_060_095_V0.3.pdf.
8. Indieseми. TRX_024_046 Datasheet. *Indieseми*. URL: https://downloads.ffo.indieseми.com/datasheets/Datasheet_TRX_024_046_V1.3.pdf.

9. Ainfoinc. LB-42-20-A Datasheet. URL:
https://spegroup.ru/upload/wikifiles%204/datasheet_LB-42-20-A.pdf.
10. HMC547ALC3 Datasheet. Analog Devices. URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc547alc3.pdf>.
11. HMC752LC4 Datasheet. Analog Devices. URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc752.pdf>.
12. LFCN-120+ Datasheet. Minicircuits. URL: <https://www.minicircuits.com/pdfs/LFCN-120+.pdf>.
13. AD9230 Datasheet. Analog Devices. URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad9230.pdf>.
14. Datasheet - STM32H742xI/G STM32H743xI/G - 32-bit Arm®Cortex®-M7 480MHz MCUs, up to 2MB flash, up to 1MB RAM, 46 com. And analog interfaces. STMicroelectronics. URL:
<https://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32h743bi.pdf>.
15. Немировский А. С. Радиорелейные и спутниковые системы передачи. Радио и связь, 1986. 39–46 с.
16. Парнес М. Расчет эффективной поверхности рассеяния малых объектов. СВЧ Электроника. URL: <https://microwave-e.ru/design/raschet-effektivnoj-proverhnosti/>.

Додаток А. Розрахунок надійності системи

Конденсатори

$$\begin{aligned}\lambda_{p_ceramic} &= \lambda_0 \cdot K_p \cdot K_c & \lambda_0_ceramic &:= 0.019 \cdot 10^{-6} \\ \lambda_{p_electrolytic} &= \lambda_0 \cdot K_p \cdot K_c & K_p_ceramic &:= 0.027 \\ & & \lambda_0_electrolytic &:= 0.19 \cdot 10^{-6} \\ & & K_p_electrolytic &:= 0.144 \\ C_2 &:= 1000 \cdot 10^{-12} \\ C_3 &:= 100 \cdot 10^{-12} \\ K_{c1} &:= 1 \\ K_{c2} &:= 0.4 \cdot C_2^{0.12} = 0.033 \\ K_{c3} &:= 0.4 \cdot C_3^{0.12} = 0.025 \\ \lambda_{p_electrolytic_C1} &:= \lambda_0_electrolytic \cdot K_p_electrolytic \cdot K_{c1} = 2.736 \times 10^{-8} \\ \lambda_{p_ceramic_C2} &:= \lambda_0_ceramic \cdot K_p_ceramic \cdot K_{c2} = 1.707 \times 10^{-11} \\ \lambda_{p_ceramic_C3} &:= \lambda_0_ceramic \cdot K_p_ceramic \cdot K_{c3} = 1.295 \times 10^{-11}\end{aligned}$$

Резистори

$$\begin{aligned}\lambda_{p_resistor} &= \lambda_0 \cdot K_p \cdot K_r \\ \lambda_0_resistor &:= 0.05 \cdot 10^{-6} \\ K_p_resistor &:= 0.35 \\ K_r_resistor &:= 0.7 \\ \lambda_{p_resistor} &:= \lambda_0_resistor \cdot K_p_resistor \cdot K_r_resistor \\ \lambda_0_resistor \cdot K_p_resistor \cdot K_r_resistor &= 1.225 \times 10^{-8}\end{aligned}$$

Мікросхеми

$$\lambda_p \text{ micr} = \lambda_0 \cdot K_c \cdot K_u$$

$$\lambda_0 \text{ stm} := 0.019 \cdot 10^{-6}$$

$$\lambda_0 \text{ adc} := 0.037 \cdot 10^{-6}$$

$$\lambda_0 \text{ mic} := 0.044 \cdot 10^{-6}$$

$$\lambda_0 \text{ trx} := 0.025 \cdot 10^{-6}$$

$$K_u := 1$$

$$K_c \text{ stm} := 4.68$$

$$K_c \text{ adc} := 3.5$$

$$K_c \text{ trx} := 3.5$$

$$K_c \text{ switch} := 0.60$$

$$\lambda_p \text{ stm} := \lambda_0 \text{ stm} \cdot K_c \text{ stm} \cdot K_u = 8.892 \times 10^{-8}$$

$$\lambda_p \text{ adc} := \lambda_0 \text{ adc} \cdot K_c \text{ adc} \cdot K_u = 1.295 \times 10^{-7}$$

$$\lambda_p \text{ trx} := \lambda_0 \text{ trx} \cdot K_c \text{ trx} \cdot K_u = 8.75 \times 10^{-8}$$

$$\lambda_p \text{ switch} := \lambda_0 \text{ mic} \cdot K_c \text{ switch} \cdot K_u = 2.64 \times 10^{-8}$$

Фільтри

$$\lambda_p \text{ fiter} = \lambda_0 \cdot K_t \cdot K_e$$

$$\lambda_0 \text{ filter} := 0.12 \cdot 10^{-6}$$

$$K_e \text{ filter} := 1$$

$$K_t \text{ filter} := 1$$

$$\lambda_p \text{ fiter} := \lambda_0 \text{ filter} \cdot K_t \text{ filter} \cdot K_e \text{ filter}$$

$$\lambda_0 \text{ filter} \cdot K_t \text{ filter} \cdot K_e \text{ filter} = 1.2 \times 10^{-7}$$

$$\lambda_{p_electrolytic_C1} = 2.736 \times 10^{-8}$$

Given

$$T_{0_electrolytic_C1} := 10^5$$

$$2.736 \times 10^{-8} = \sqrt{\frac{T_{0_electrolytic_C1}}{2\pi (3 \cdot 10^4)^3}} \cdot e^{\frac{-(3 \cdot 10^4 - T_{0_electrolytic_C1})^2}{2(3 \cdot 10^4) \cdot T_{0_electrolytic_C1}}}$$

$$\text{Find}(T_{0_electrolytic_C1}) = 5.147 \times 10^5$$

$$\lambda_{p_ceramic_C2} = 1.707 \times 10^{-11}$$

Given

$$T_{0_ceramic_C2} := 10^5$$

$$1.707 \times 10^{-11} = \sqrt{\frac{T_{0_ceramic_C2}}{2\pi (3 \cdot 10^4)^3}} \cdot e^{\frac{-(3 \cdot 10^4 - T_{0_ceramic_C2})^2}{2(3 \cdot 10^4) \cdot T_{0_ceramic_C2}}}$$

$$\text{Find}(T_{0_ceramic_C2}) = 9.775 \times 10^5$$

$$\lambda_{p_ceramic_C3} = 1.295 \times 10^{-11}$$

Given

$$T_{0_ceramic_C3} := 10^5$$

$$1.295 \times 10^{-11} = \sqrt{\frac{T_{0_ceramic_C3}}{2\pi (3 \cdot 10^4)^3}} \cdot e^{\frac{-(3 \cdot 10^4 - T_{0_ceramic_C3})^2}{2(3 \cdot 10^4) \cdot T_{0_ceramic_C3}}}$$

$$\text{Find}(T_{0_ceramic_C3}) = 9.947 \times 10^5$$

Резистор

$$\lambda p_{\text{resistor}} = 1.225 \times 10^{-8}$$

Given

$$T_{0_resistor} := 10^5$$

$$1.225 \times 10^{-8} = \sqrt{\frac{T_{0_resistor}}{2\pi(3 \cdot 10^4)^3}} \cdot e^{\frac{-(3 \cdot 10^4 - T_{0_resistor})^2}{2(3 \cdot 10^4) \cdot T_{0_resistor}}}$$

$$\text{Find}(T_{0_resistor}) = 5.659 \times 10^5$$

$$\lambda p_{\text{stm}} = 8.892 \times 10^{-8}$$

Given

$$T_{0_stm} := 10^5$$

$$8.892 \times 10^{-8} = \sqrt{\frac{T_{0_stm}}{2\pi(3 \cdot 10^4)^3}} \cdot e^{\frac{-(3 \cdot 10^4 - T_{0_stm})^2}{2(3 \cdot 10^4) \cdot T_{0_stm}}}$$

$$\text{Find}(T_{0_stm}) = 4.389 \times 10^5$$

$$\lambda p_{\text{adc}} = 1.295 \times 10^{-7}$$

Given

$$T_{0_adc} := 10^5$$

$$1.295 \times 10^{-7} = \sqrt{\frac{T_{0_adc}}{2\pi(3 \cdot 10^4)^3}} \cdot e^{\frac{-(3 \cdot 10^4 - T_{0_adc})^2}{2(3 \cdot 10^4) \cdot T_{0_adc}}}$$

$$\text{Find}(T_{0_adc}) = 4.145 \times 10^5$$

$$\lambda_{p_trx} = 8.75 \times 10^{-8}$$

Given

$$T_0_trx := 10^5$$

$$8.75 \times 10^{-8} = \sqrt{\frac{T_0_trx}{2\pi(3 \cdot 10^4)^3}} \cdot e^{\frac{-(3 \cdot 10^4 - T_0_trx)^2}{2(3 \cdot 10^4) \cdot T_0_trx}}$$

$$\text{Find}(T_0_trx) = 4.399 \times 10^5$$

$$\lambda_{p_switch} = 2.64 \times 10^{-8}$$

Given

$$T_0_switch := 10^5$$

$$2.64 \times 10^{-8} = \sqrt{\frac{T_0_switch}{2\pi(3 \cdot 10^4)^3}} \cdot e^{\frac{-(3 \cdot 10^4 - T_0_switch)^2}{2(3 \cdot 10^4) \cdot T_0_switch}}$$

$$\text{Find}(T_0_switch) = 5.17 \times 10^5$$

$$\lambda_{p_fiter} = 1.2 \times 10^{-7}$$

Given

$$T0_filter := 10^5$$

$$1.2 \times 10^{-7} = \sqrt{\frac{T0_filter}{2\pi(3 \cdot 10^4)^3}} \cdot e^{\frac{-(3 \cdot 10^4 - T0_filter)^2}{2(3 \cdot 10^4) \cdot T0_filter}}$$

$$\text{Find}(T0_filter) = 4.195 \times 10^5$$

$$P(x) = 0.5 \left[\left(1 + \operatorname{erf} \left(\frac{1-x}{1 \cdot \sqrt{2x}} \right) \right) + e^2 \left(1 + \operatorname{erf} \left(\frac{-1+x}{1 \cdot \sqrt{2x}} \right) \right) \right]$$

$$x = \frac{t_b}{T_0}$$

$$P(x) := 0.5 \left[\left(1 + \operatorname{erf} \left(\frac{1-x}{1 \cdot \sqrt{2x}} \right) \right) + e^2 \left(1 + \operatorname{erf} \left(\frac{-1+x}{1 \cdot \sqrt{2x}} \right) \right) \right]$$

Конденсатори

$$x_1 := \frac{3 \cdot 10^4}{5.147 \times 10^5} = 0.058 \quad P(0.058) = 1$$

$$x_2 := \frac{3 \cdot 10^4}{9.775 \times 10^5} = 0.031 \quad P(0.031) = 1$$

$$x_3 := \frac{3 \cdot 10^4}{9.947 \times 10^5} = 0.03 \quad P(0.03) = 1$$

Резистори

$$x_4 := \frac{3 \cdot 10^4}{5.659 \times 10^5} = 0.053 \quad P(0.053) = 1$$

Мікросхеми

$$x5 := \frac{3 \cdot 10^4}{4.389 \times 10^5} = 0.068 \quad P(0.068) = 1.001$$

$$x6 := \frac{3 \cdot 10^4}{4.145 \times 10^5} = 0.072 \quad P(0.072) = 1.002$$

$$x7 := \frac{3 \cdot 10^4}{4.399 \times 10^5} = 0.068 \quad P(0.068) = 1.001$$

$$x8 := \frac{3 \cdot 10^4}{5.17 \times 10^5} = 0.058 \quad P(0.058) = 1$$

Фільтр

$$x9 := \frac{3 \cdot 10^4}{4.195 \times 10^5} = 0.072 \quad P(0.072) = 1.002$$

$$T0_schem := 9.775 \times 10^5 + 5.147 \times 10^5 + 4.389 \times 10^5 + 5.659 \times 10^5 + 9.947 \times 10^5 + 5.17 \times 10^5 + 4.399 \times 10^5 + 4.145 \times 10^5 = 4.863 \times 10^6$$

$$P_schem(t, T0) := 0.5 \left[1 + \operatorname{erf} \left(\frac{1 - \frac{t}{T0}}{\sqrt{2 \cdot \frac{t}{T0}}} \right) + e^2 \left[1 + \operatorname{erf} \left(\frac{-\left(1 + \frac{t}{T0}\right)}{\sqrt{2 \cdot \frac{t}{T0}}} \right) \right] \right]$$