

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ВІННИЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Осадчук Я.О., Осадчук О.В.

НАВЧАЛЬНИЙ ПОСІБНИК

з дисципліни «Системи радіонавігації та радіолокації безпілотних систем і комплексів»

Частина 1

З спеціальності G7 – Автоматизація, комп'ютерно-інтегровані технології та робототехніка

Освітньо-професійна програма «Інженерія безпілотних систем і комплексів»

Вінниця
ВНТУ
2025

1 ВІД ПЕРШИХ ДНІВ БЕЗПІЛОТНИХ ЛІТАЛЬНИХ АПАРАТІВ (БПЛА) ДО ЇХ ІНТЕГРАЦІЇ В БЕЗДРОТОВІ МЕРЕЖІ

Вступ

Безпілотні літальні апарати (БПЛА), також відомі як дрони, – це літальні апарати, що керуються дистанційно без людини на борту. Вбудовані комп'ютерні програми також включені. Дрон, як правило, визначається в різні способи, два з них такі:

«Безпілотний літальний апарат або корабель, керований дистанційним керуванням або бортовими комп'ютерами».

«Дрон у технологічному плані — це безпілотний літальний апарат. По суті, дрон – це літаючий робот, який може керуватися дистанційно або літати автономно за допомогою програмно-керованих планів у своїх вбудованих системах, працюють разом із бортовими датчиками та GPS».

Безпілотні літальні апарати (БПЛА) мають величезний потенціал для створення нових застосувань у різних сферах, починаючи від аероінспекції, фотографії, точного землеробства, управління дорожнім рухом, пошуку, доставки посилок, телекомунікацій, медицини, спостереження тощо. Новітні технології можуть скористатися значним потенціалом БПЛА, оснащених камерами, датчиками та GPS-приймачами, у наданні послуг Інтернету речей (IoT). Крім того, військовий Інтернет речей (MIoT) являє собою клас Інтернету речей для бойових операцій та ведення війни. З іншого боку, військовий Інтернет речей можна розглядати як внутрішню мережу з групою розподілених інтелектуальних об'єктів, таких як військові машини, зброя, солдати, обладнання тощо, взаємопов'язаних з існуючою військовою інфраструктурою, системами командування та управління. Однак, перш ніж можна буде ефективно використовувати БПЛА, необхідно вирішити багато питань, включаючи безпеку, конфіденційність та управління.

Передісторія

Слід зазначити, що найперші військові безпілотники з'явилися в середині 1850-х років. Концепція датується 1849 роком, під час війни (див. Таблицю 1.1) між Австрією та Венецією. Безпілотні повітряні кулі з вибухівкою були використані Австрійськими військами, які запустили близько 200 запальних кульок з бомбами вагою від 11 до 14 кг кожна. Цікаво відзначити, що лише одна бомба знайшла свою ціль, тоді як більшість повітряних кульок здуло через зміну напрямку вітру. З точки зору військової техніки, використання повітряних кульок не відповідає вимогам в поточному визначенні дронів. У 1907 році з'явилася рання розробка цієї технології, яка отримала назву конфігурація квадрокоптера. Того року, Луї Бреге (Рис.1.1) та його брат разом за допомогою французького фізіолога професора Шарля Ріше (Рис.1.2), розробив автожир, попередник гелікоптера. Слід зазначити, що в 1905 році Луї Бреге разом з братом Жаком та під керівництвом Шарля Ріше розпочали роботу над автожиром, попередником гелікоптера.

No.	NAME	YEAR	REASON	DESIGNED BY	CHARACTERISTICS
1.	Earliest military drones	1845 – 1850	The war between Austria and Venice	Austrian forces	Unmanned balloons equipped with explosive
2.	Gyroplane	1905	Work on the gyroplane	Louis Breguet with his brother Jacques and under the guidance of Charles Richet	Forerunner of the helicopter with flexible wings
3.	Quadcopter configuration of drones	1907	All UAVs are drones	Louis Breguet with his brother Jacques and under the guidance of Charles Richet	Rotary-using aircraft that has 4 main rotors/propellers controlled or auto guided
4.	Drone by Ruston Proctor	1916	Aerial target	Ruston Proctor	Used against zeppelins
5.	Archibald Low system	1917	Radio guidance system	Archibald Low	First wireless rocket
6.	Kettering Bug	1917	To represent "aerial torpedo"	U.S. Army	Gyroscopic control intended to represent "aerial torpedo"
7.	OQ-2	1930	Radio control system	Walter Righter	Small radio-controlled aircraft model
8.	Queen bee	1935	Radio control	British radio control	Radio-controlled target drone
9.	ID-2D-1 Curtiss TD-2D-1	1942	Reverse-engineered	Americans	Pulse jet-powered unmanned aerial drones
10.	A V-1 'Doodlebug'	1944	Flying bomb	German army	Simple autopilot to control altitude and air speed
11.	SR-71 Blackbird	1950	Spy plane	Mach strategic reconnaissance aircraft developed and manufactured by Lockheed Martin Corporat.	Long-range, high altitude
No.	NAME	YEAR	REASON	DESIGNED BY	CHARACTERISTICS
12.	Ryan 147BS	1950	Jet-powered drone	Ryen Aeronautical	To recover any information gathered
13.	HAL SOL	1980	Alternative power source for drones	Sponsored by the CIA	Solar-powered aircraft
14.	RQ2 Pioneer	1986	Building an inexpensive drone for fast operations	A join project by the U.S. and Israel	Medium-sized reconnaissance aircraft
15.	Versions of UAVs	1990	Mini and macro	AeroVironment	Mini and macro Predator version
16.	Predator	2000	To launch missiles	General Atomics	Mini and macro versions of UAVs
17.	Raven, Wasp, Puma	After 2000	Small-sized fixed-wing drones	AeroVironment Inc.	Fixed-wing surveillance drones
18.	Commercial drone	2006	First commercial drone permit was issued	FAA	Pivotal year of the history of drones, with consumer application slow to start and with a small number of people applying for permits in the first few years
19.	Drone-innovation	2006 – 2015	Commercial interest	A lot of different manufacturers	As delivery vehicles
20.	Operation rules of small UASs	2016	Operational rules	FAA	Use of small devices with aircraft weight less than 25 kg (small unmanned aerial system UASs)
21.	National program	2017	National program "Drone integration pilot program"	FAA	To explore the expanded use of drones including beyond visual line of sight flight, night time operations and flight over people



Рисунок1.1 – Луї Шарль Бреге

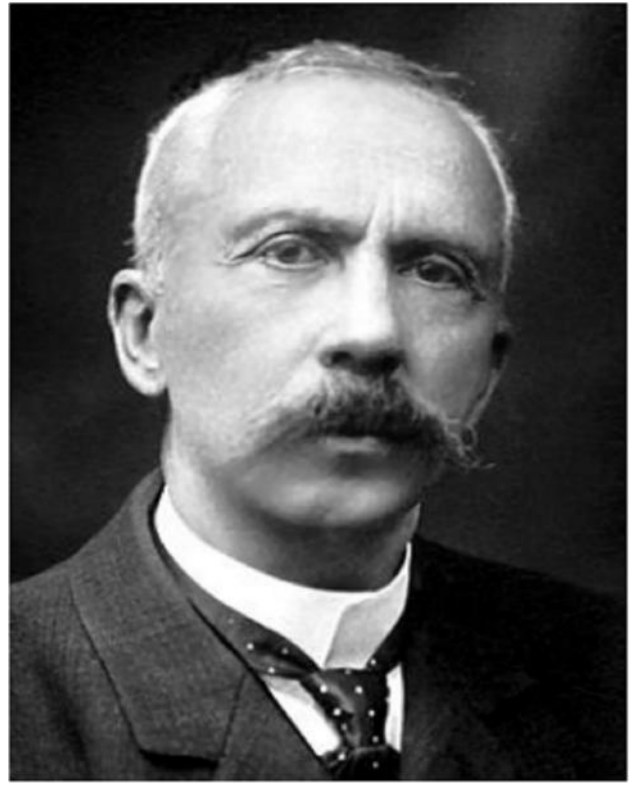


Рисунок1.2 – Шарль Роберт Ріше

Британський інженер Арчібальд Лоу (Рис.1.3) розробив систему радіонаведення в 1916 році, і під час Першої світової війни він використовував її в радіокерованому літаку під назвою «Повітряна мішень Растона Проктора».



Рисунок 1.3 – Арчібальд Монтгомері Лоу (АМ Лоу)

У 1917 році Арчібальд Лоу, якого називають батьком систем радіонаведення, винайшов перший бездротовий зв'язок для ракет. Після цього армія США побудувала ракету Kettering Bug з гіроскопічним керуванням і мала намір представити «повітряну торпеду» (Рис.1.4).



Рисунок 1.4 – Фотографія прототипу жука Кеттерінга

У 1930-х роках OQ-2 був невеликою радіокерованою моделлю літака, розробленою Волтером Райтером. Військово-морський флот США почав експериментування з радіокерованими літаками. Британці розробили «Queen Bee» – радіокерований безпілотник-мішень, який, як вважається, також призвів до появи «drone» – радіокерованих безпілотних літальних апаратів. Першим безпілотним літальним апаратом військового виробництва в США була модель літака з дистанційним керуванням, розроблена британським актором Реджинальдом Денні та Волтером Райтером у 1930-х роках. Едвард М. Соренсен був винахідником радіокерованого літака, який міг зникати з поля зору. Він запатентував наземний термінал для відстеження рухів літака. Слід зазначити значення цієї події, оскільки ранні літаки могли працювати лише в межах видимості пілота, що керував літаком. «Doodlebug» німецької армії був найвизначнішою подією Другої світової війни щодо безпілотників. Цей літак був першою у світі ракетою. Його система наведення використовувала простий автопілот для керування висотою та швидкістю повітряного потоку. Наступний великий крок у технології дронів відбувся під час війни у В'єтнамі, яка стала першим широким розгортанням та використанням дронів як спеціалізованих безпілотних літальних апаратів.

Наприкінці 1950-х років американський літак-розвідник, пілотований SR-71 Blackbird, все ще перебував у розробці. Супутники також не були готові до розгортання. Для безпечного збору інформації в контрольованих зонах були потрібні спеціалізовані безпілотники. SR-71 Blackbird був далекобійним, висотним стратегічним розвідувальним літаком, розробленим та виготовленим корпорацією Lockheed Martin (Рис.1. 5).



Рисунок 1.5 – Локхід Sr-71

Деякі моделі справді існували, як-от Ryan 147BS, але їх скидали на землю на парашутах для збору інформації. Модель 147BS Райана — це реактивний дрон, безпілотний літальний апарат, вироблений та розроблений Ryan Aeronautical на основі попередньої серії цільових дронів Ryan Fireface. Потреба в дронах існує в багатьох країнах, які досліджують використання БПЛА для різних застосувань. Нові моделі дронів стають все більш досконалими. Що стосується дизайну, то вони зосереджені на збільшенні висоти, на якій дрони можуть безпечно працювати. Завдяки транзисторній технології, радіокеровані компоненти мінімізовані достатньо для обслуговування цивільних клієнтів.

У 1980 році США розпочали програму безпілотних літальних апаратів (БПЛА) з метою створення недорогого дрона для швидких операцій. Розробка RQ2 Pioneer була результатом спільного проекту США та Ізраїлю в 1986 році. Це був розвідувальний літак середнього розміру. Рисунок 1.6).



Рисунок 1.6 – RQ-2 Pioneer на стартовій рейці

Протягом цього періоду розробники дронів зосередилися на

альтернативних джерелах енергії для них, де основною була сонячна енергія. Це призвело до появи кількох цікавих дронів на сонячній енергії під назвою AERO-Vironment HAL SOL. Безпілотний літальний апарат на сонячній енергії високої амплітуди (AAL SOL) був спонсорований ЦРУ в 1980-х роках як перший літальний апарат на сонячній енергії. Міні- та мікроверсії БПЛА були представлені в 1990 році, а дрон Predator - у 2000 році.

Низка невеликих розвідувальних безпілотників з фіксованим крилом, таких як Raven, Wasp та Puma, розроблених Компанією AeroVironment Inc. були розроблені після 2000 року. Наприклад, Raven використовується в багатьох країнах від десятків до тисяч (Рисунок 1.7).

Ще одним роком в історії дронів став 2006 рік, коли було видано перший комерційний дозвіл на використання дронів. Однак кількість людей, які подали заявки на отримання дозволів у перший рік, була невеликою. Величезне розширення ринку дронів інновації були очевидними протягом останніх 10 років і в комерційному інтересі. Наприклад, на початку 2010-х років дрони використовувалися не лише як військові транспортні засоби, а й як засоби доставки. У 2015 році було видано близько 1000 дозволів на комерційне використання дронів, і попит на них продовжує зростати в геометричній прогресії. 2010 рік можна назвати так званим «золотим віком дронів». Через рік їх кількість потроїлася.



Рисунок 1.7 – RQ-11 Ворон

В результаті об'єднання радіокерованих літаків та технологій смартфонів, оснащення дронів камерами стало новою звичною справою у комерційній фотографії та відеозйомці. У 2013 році група дослідників досліджувала нові галузі, що створюють труднощі для військових: накопичення льоду на дронах та інших безпілотних літальних апаратах. БПЛА не був оснащений захистом для запобігання утворенню льоду. Прототип системи був випробуваний у 2015 році. Відтоді технологія регулярно тестується в аеродинамічних трубах та на борту під час польотів безпілотних літальних апаратів. У 2016 році США Федеральне управління цивільної авіації (FAA) опублікувало експлуатаційні правила для

звичайного цивільного використання малих безпілотних літальних апаратів вагою менше 25 кг. У листопаді 2017 року FAA запустило національну програму «Дрони» «Пілотна програма інтеграції» для дослідження розширеного використання дронів, включаючи польоти за межами візуальної лінії видимості, нічні операції та польоти над людьми. Дрони стають дуже привабливими не лише завдяки своїй швидкості розгортання і низькій вартість, але також тому що з їхні здатність до навішування.

Розміри та параметри дронів можна регулювати, змінюючи їхню висоту, спрямованість антени потужності передачі та інші параметри, забезпечуючи кращу адаптивність до нестабільних навантажень трафіку та змінного розподілу користувачів. Підтримка користувачів повітряного зв'язку за допомогою стільникових мереж бере свій початок у 2000-х роках з використанням глобальної системи мобільного зв'язку (GSM) 2G. Пізніше, льотні випробування БПЛА були проведені в мережах універсальної мобільної телекомунікаційної системи 3G (UMTS). Мережа 3G UMTS могла б забезпечити можливе рішення для зв'язку, що не є критичним для безпеки, для користувачів у повітрі з помірною швидкістю та висотою 1220 м.

Далі, 4G Long Term Evolution (LTE) є перспективним для підтримки користувачів повітряних суден та застосувань безпілотних літальних апаратів. LTE досяг найкращої продуктивності з точки зору затримки та джиттера з часом передачі даних туди й назад 127 мс та стандартним відхилення 48 мс для найгіршого сценарію. Такі результати продемонстрували можливість експлуатації БПЛА через мережу LTE на малій висоті до 100 м.

Дослідження проекту партнерства третього покоління (3GPP) довело, що існуючі мережі LTE підтримують розгортання БПЛА з низькою щільністю та на малій висоті без необхідності суттєвих змін. Зі зростанням кількості БПЛА важливо розробляти нові технології, що дозволяють БПЛА, підключеним до стільникового зв'язку, забезпечувати тривимірне повітряне покриття та ефективну міграцію перешкод між повітрям та землею.

У 2017 році технологію під назвою DICE було комерціалізовано університетом у Тронгеймі. У випадку з безпілотниками, як і у випадку з більшими літаками, накопичення льоду під час польоту на крилах, пропелерах і хвостах може зробити небезпечні для польоту та навіть можуть призвести до їх падіння. Замерзла вода на крилах збільшує їхню вагу, тим самим зменшуючи l і λ і може призвести до зупинки літака. Лід на гвинті може збільшити опір. Датчики можуть блокуватися, що заважає автопілоту вимірювати швидкість і висоту.

Обмерзання БПЛА – це відносно нова галузь досліджень з «невідомими параметрами». Електротермічна панель можуть бути вбудовані в БПЛА під час виробничого процесу або прикріплені до існуючих крил. DICE використовує два алгоритми для виявлення обмерзання. Один – це теплова реакція зон нагрівання; інший включає аеродинамічний підхід, за якого система оцінює відповідні параметри, такі як l і λ та $drag$, і робить висновок, чи вони деградували через обмерзання.

Основні вимоги

Бездротовий зв'язок – одна з технологій для БПЛА. Причина дуже проста. З одного боку, БПЛА повинні обмінюватися інформацією з дистанційним пілотом, сусідніми літальними апаратами та авіадиспетчерами, щоб забезпечити безпечне, надійне та ефективне виконання польоту. Загальна назва – керований зв'язок. Зв'язок без корисного навантаження (CNPС). З іншого боку, БПЛА повинні передавати та/або отримувати дані, пов'язані з місією (площинне зображення, високошвидкісне відео, оператори БПЛА, кінцеві користувачі, наземний шлюз). Це зв'язок корисного навантаження.

Існує три типи CNPС, необхідні для забезпечення безпечного зв'язку під час операцій БПЛА:

- Зв'язок для командування та управління БПЛА,
- Зв'язок для управління повітряним рухом та комунікація, що підтримує принцип «розуміти та уникати».

Вимоги до зв'язку, визначені проектом партнерства третього покоління, наведено в таблиці 1.2.

CNPС має низьку швидкість передачі даних, наприклад, порядку 60-100 кбіт/с як для низхідного (DL), так і для висхідного (UP) напрямку. З іншого боку, потрібна надійність з коефіцієнтом помилок пакетів менше 10^{-3} та затримкою менше 50 мс (Таблиця 1.2). Вимоги до зв'язку каналів CNPС схожі для різних типів БПЛА через їхню спільну безпеку, а вимоги до даних корисного навантаження сильно залежать від застосування. Порівняно з CNPС, зв'язок корисного навантаження БПЛА характеризується значно вищими вимогами до даних.

Таблиця 1.2 БПЛА комунікації вимоги зазначено від 3GPP

	DATA TYPE	DATA RATE	RELIABILITY	LATENCY
UL (GROUND STATION TO UAVs)	Command and control	60-100 kbs	10^{-3} packet error rate	50ms
DL (UAVs TO GROUND STATION)	Command and control	60-100 kbs	10^{-3} packet error rate	-
	Application data	Up to 50 kbs	-	Similar to terrestrial user

Наприклад, для підтримки передачі відео повної високої чіткості (FHD) від БПЛА до наземного користувача швидкість передачі становить близько кількох Мбіт/с, тоді як для відео 4K вона перевищує 30 Мбіт/с.

Вплив бездротового зв'язку

Бездротові технології необхідні для забезпечення безперебійної пропускну здатності з'єднання з високою надійністю у тривимірному просторі, враховуючи з'єднання «повітря-повітря» та «повітря-земля». Найважливішими комунікаційними технологіями є: пряма лінія зв'язку, супутник, спеціальна мережа та стільникова мережа. Ці комунікаційні технології також використовуються для військових систем та застосувань у різних бойових операціях. Наприклад, застосування у військових цілях включає: розвідку, збройні напади, цілі для військових навчань тощо.

Пряма лінія зв'язку використовується між БПЛА та пов'язаним з ним наземним вузлом, наприклад, у неліцензованому діапазоні 2,4 ГГц. Це прямий зв'язок "точка-точка" з простою, недорогою, обмеженою дальністю, низькою швидкістю передачі даних, вразливою до перешкод та немасштабованою. Наземний вузол може бути пультом дистанційного керування, станцією тощо. Він обмежений зв'язком LOS. У міських районах зв'язок може бути легко заблокований деревами або високими будівлями. Як результат, це призводить до низької надійності, а також низької швидкості. Наземний вузол повинен підключатися до шлюзу для забезпечення доступу БПЛА до Інтернету. Одне з таких рішень є небезпечним та вразливим до перехоплення та глушіння. Слід зазначити, що рішення з прямим лінійним зв'язком не може бути масштабованим рішенням для підтримки великомасштабного розгортання в майбутніх застосуваннях.

Супутники служать для зв'язку даних, що передаються між широко рознесеними БПЛА та наземними шлюзами. Це важливо для БПЛА над океаном, а також у віддалених районах, коли покриття наземної мережі (Wi-Fi або стільникового зв'язку) не має практичного значення. Крім того, супутникові сигнали використовуються для навігації та локалізації БПЛА. Що стосується недоліків, то вони деякі. Перш за все, втрати поширення та затримки є значними через великі відстані між супутниками та БПЛА/наземними станціями на низькій висоті. Далі БПЛА мають суворі обмеження щодо розміру, ваги та потужності. Зрештою, високі експлуатаційні витрати є одним із видів незручностей для ширшого використання.

Кожен пристрій у мобільній AD HOC мережі (MANET) може змінюватися з часом, і стан його лінії може змінюватися часто з іншими пристроями. Два застосування MANET - це транспортна спеціальна мережа (VANET) та літальна спеціальна мережа (FANET) для підтримки зв'язку між високомобільними наземними транспортними засобами та БПЛА у 2D та 3D мережах відповідно.

FANET не може забезпечити масштабоване рішення для обслуговування масивних БПЛА, розгорнутих на великій території. Платформа реалізує надійний протокол маршрутизації через мобільну мережу з динамічним та переривчастим з'єднанням між літаючими БПЛА.

Сьогодні зростає інтерес до використання існуючих та майбутніх поколінь стільникових мереж для забезпечення зв'язку БПЛА з землею. Вимоги як до CRC, так і до зв'язку з корисним навантаженням для БПЛА можуть бути виконані незалежно від щільності БПЛА та їх відстані до відповідних наземних вузлів.

Існують сценарії, коли стільникові послуги недоступні (віддалені райони, море, пустеля, ліс). У цьому випадку для підтримки зв'язку БПЛА за межами наземного покриття стільникової мережі використовуються прямі канали, супутники та FANET. Таким чином, пропонується, щоб майбутні бездротові мережі мали інтегровану 3D-архітектуру зі зв'язком БПЛА-БПЛА, БПЛА-супутник та БПЛА-земля. У такій гібридній мережі кожен БПЛА оснащений однією або кількома технологіями для використання багатого різноманіття можливостей підключення.

Також важливо підкреслити, що бездротовий зв'язок з БПЛА включає кілька типових варіантів використання: повсюдне покриття за допомогою БПЛА, ретрансляція за допомогою БПЛА та поширення інформації/збір даних за допомогою БПЛА. У першому випадку використання БПЛА забезпечують безперешкодне покриття в межах зони обслуговування, що підходить для швидкого відновлення обслуговування після збою інфраструктури, а також для розвантаження базових станцій у точці доступу та сценарій застосування. Далі, у другому випадку використання, БПЛА з'єднують двох або більше віддалених користувачів або груп користувачів таким чином підтримуючи військові операції, наприклад, між лінією фронту та штабом, а також забезпечуючи передачу великих даних між центрами обробки даних. Нарешті, у третьому випадку використання, БПЛА забезпечують періодичне зондування та отримання інформації багатоадресна розсилка.

Зв'язок на фізичному рівні

Мережі безпілотних літальних апаратів та дронів застосовуються у разі непередбачених та тимчасових подій. Кожний Дрон має бездротові приймачі для зв'язку з наземним обладнанням користувача (UE) та іншими дронами. Дрони складаються з обладнання для прийому, обробки та передачі сигналів, щоб доповнити вже існуючі стільникові системи. Таким чином, комунікаційна інфраструктура посилюється. У цьому випадку може мати значення з точки зору надзвичайних ситуацій та безпеки.

Сьогодні ключовими технологіями є: зв'язок з кількома входами та виходами (MIMO), зв'язок міліметрових хвиль (mmWave діапазон частот від 30 до 300 ГГц), передача з неортогональним множинним доступом (NOMA) та когнітивне радіо (CR).

MIMO є однією з найважливіших технологій для військового зв'язку з БПЛА через командні та керуючі повідомлення, які вимагають низької затримки та високої надійності для даних додатків, таких як, наприклад, потокове відео. Коефіцієнт формування променя, що забезпечується масивним MIMO, залежить від точності інформації про слоти каналу для всіх користувачів, що обслуговуються, на кожній наземній базовій станції.

Енергоефективність як активна галузь досліджень

Беручи до уваги споживання енергії рушійною силою БПЛА, існують дослідницькі інтереси щодо енергоефективного зв'язку між БПЛА. Це викликає проблеми проектування через новий компроміс між мінімізацією споживання

енергії рушійною силою БПЛА та максимізацією пропускної здатності зв'язку.

Найсучасніші безпілотні літальні апарати

Через обмежені обчислювальні можливості одного дрона, варто розглянути можливість використання кількох дронів для одночасного надання обчислювальних послуг, де керування рухом, співпраця та розподіл ресурсів кількох дронів вимагають складного проектування.

Сьогодні безпілотні літальні апарати (БПЛА) демонструють експоненціальне зростання завдяки значному технологічному прогресу, що дозволяє використовувати численні додатки, починаючи від доставки посилок, управління дорожнім рухом та потокового відео до відновлення після аварій. Неземні мережі (НМ) з використанням БПЛА, зокрема високогірних платформ та супутників на низькій навколоземній орбіті, будуть реалізовані для забезпечення глобального інтернет-сервісу, серед іншого.

Безпілотні літальні апарати (БПЛА) мають різноманітне застосування в таких сферах, як громадська безпека, Інтернет речей, кешування периферійних обчислень та розумні міста, а також у разі техногенних та стихійних лих, таких як пожежі, повені та землетруси, надаючи бездротові послуги у віддалених та непідключених до мережі районах. БПЛА також допомагають наземним бездротовим мережам, таким як зв'язок D2D та зв'язок mmWave. Інші застосування включають їх використання в малих та обмежених по потужності пристроях для охорони здоров'я та транспорту, а також для високої швидкості передачі даних та низької затримки, необхідних у програмах віртуальної реальності. Також важливим є застосування користувацького обладнання (UE) БПЛА у сценаріях спостереження, доставки посилок, транспортування та дистанційного зондування.

Мобільні пристрої стали дуже важливим компонентом військових операцій, особливо враховуючи операції з обліку на тактичному краю. Це означає, що важливі частини комунікацій та обробки виконуються на платформах та мережах з обмеженими ресурсами та пропускною здатністю. Одним з найважливіших аспектів військових операцій є надання потрібної інформації потрібній людині в потрібний час. Фактором, що спрощує пошук збережених зображень у хмарі, є те, що вони можуть бути оброблені перед тим, як буде запущено швидкий пошук. Рішення про те, де виконувати цей процес, залежить від стану військової системи, енергетичних потреб, якості інформації та цілей. Що стосується обробки відео, однією з головних проблем є якомога швидше маркування всіх збережених зображень/відео. Після фільтрації відео за часом та місцем існує два кроки для маркування, тобто первинне вилучення та виявлення.

Майбутнє зв'язку БПЛА

Досі залишається багато відкритих питань, пов'язаних з ефективністю зв'язку БПЛА в системах 5G. Наприклад у певних випадках використання можуть існувати певні розсіювання та бар'єри між БПЛА та наземними станціями. Багатокористувацькі системи неортогонального множинного доступу

(NOMA) на базі БПЛА, оптимальна кластеризація користувачів та алгоритми парування користувачів є недостатньо дослідженими галузями.

Слід зазначити, що послідовне придушення перешкод (SIC) спирається на інформацію про стан каналу як на приймачах, так і на передавачах для визначення виділеної потужності для кожного приймача та декодування порядку. Однією з можливих проблем є усунення міжшарової інтерференції, спричиненої мультиплексуванням у домен потужності. Далі, відстань зв'язку між БПЛА та наземним обладнанням користувача буде постійно змінюватися залежно від вимог реального часу. Зрештою, порядок декодування SIC, що визначається силою прийнятого сигналу, змінюється залежно від місцезнаходження дрона.

Щоб забезпечити безперебійний зв'язок для наземних користувачів на великій території, рій безпілотних літальних апаратів створює багатострибкову мережу. Така архітектура має централізовану координацію, що забезпечується наземною інфраструктурою обчислювальних можливостей.

Недоліком є затримка в обох напрямках, пов'язана з координацією БПЛА між повітрям і землею. Крім того, наземна інфраструктура сильно перевантажується, коли кількість БПЛА в рої стає великою. Альтернативою для рою БПЛА є зв'язок між БПЛА. Тут інфраструктура, наприклад, стільникова мережа, пропонує зворотний зв'язок та зв'язність між повітряними мережами, між БПЛА. Можуть бути забезпечені деякі поширені технічні характеристики, зокрема мобільні бездротові пристрої, тривалий зв'язок відстань між вузлами, достатньо висока швидкість передачі даних, мінімізована затримка зв'язку та пряма видимість залежить від погодних умов. Наразі 5G застосовується в комерційних цілях. Рої дронів також відіграють важливу роль у мережах 5G (Рисунок 1.8).

Ім, можливо, доведеться мати справу з величезним потоком даних з низькою затримкою. Щоб задовольнити цей попит, деякі комунікаційні для роїв БПЛА розглядаються такі технології, як міліметрові хвилі, NOMA та когнітивне радіо (CR).

Багато академічних груп та груп зі стандартизації запропонували інтеграцію систем зв'язку CR та БПЛА для розширення можливостей використання спектру. Ця концепція являє собою перспективну мережеву архітектуру, яка дозволяє співіснування БПЛА з наземними мобільними пристроями, що працюють в одному частотному діапазоні.

Очікується, що гнучке розгортання та надійні лінії прямої видимості БПЛА зроблять їх важливим компонентом майбутніх бездротових мереж 5G та інших, що забезпечать повсюдне підключення в будь-який час. Спільне використання бізнес-спектра між БПЛА та інфраструктурою фіксованої мережі, а також впровадження повітряних мереж створюють додаткові проблеми, які необхідно вирішити. Зокрема, енергія, що постачається до БПЛА, була визначена як одна з основних проблем у повітряних мережах, оскільки, окрім можливості переривання зв'язку, також існує ймовірність фізичного пошкодження. Щоб вирішити такі проблеми нещодавно з'явилася ідея стратегічно розміщених зарядних станцій у міських та сільських районах запропоновано в літературі.

Оскільки БПЛА набирають обертів у мобільному зв'язку, а кількість операцій БПЛА, як очікується, зростатиме, обмежену кількість місць на зарядних станціях слід розподіляти ефективно.

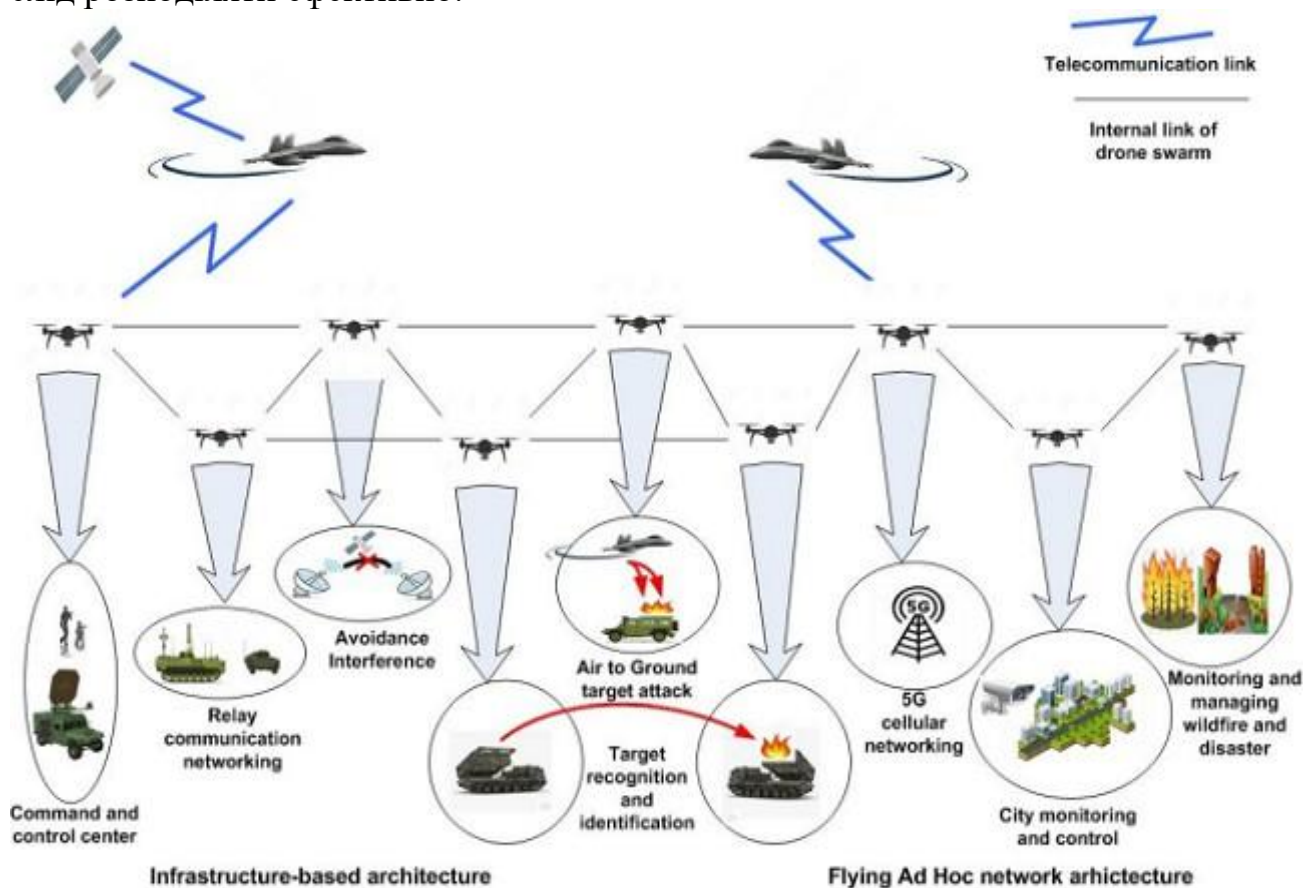


Рисунок 1.8 – Рій Дронів (можливий сценарій)

Зрештою, спільні місії з контролю рою дронів можуть бути виконані шляхом контролю між різними: військові бойові, комунікаційні та контрольні системи та застосування, призначені для бойових операцій і війна (Рисунок 1.8). Сьогодні військові здійснюють атаки з використанням рою дронів. Наприклад, дрони в роях можуть бути оснащені для радіоелектронної боротьби, якщо це необхідно, або рої можуть складатися з дронів з гарматами, бомбами та ракетами.

Висновок

Безпілотні літальні апарати мають давню традицію розвитку та експлуатації, яка налічує понад сто років. Протягом цього протягом певного періоду часу вони стали одним з найважливіших технологічних предметів, який можна використовувати як на його власні та інтегровані в різні системи та програми, включаючи стільникові мережі.

Використання смартфонів знижує ціну на мікроконтролери, акселерометри та датчики камери, що— це пристрої, зручні для використання в літаках з фіксованим крилом. Досягнення дозволили керувати дроном з 4 або більше роторами шляхом регулювання швидкості кожного ротора. Зростаюче використання нерегульованих БПЛА також прискорило забезпечення конфіденційності та фізичної безпеки. Таким чином, майбутнє стає дуже

перспективним. Що стосується дронів, то вони будуть використовуватися в таких сегментах, як: сільське господарство, будівництво та гірничодобувна промисловість, страхування, засоби масової інформації та телекомунікації. Очікується, що дрони стануть меншими та легшими, а термін служби батареї значно довший час польоту.

Також будуть розробки у вдосконаленні оптики дронів. З цивільної точки зору, покращення часу польоту дозволяє їм служити платформами доставки або використовуватися в аварійно-рятувальних службах та для збору даних у низці небезпечних для людей зон, таких як електростанції, пожежі тощо. Сюди також входять безпека дому та контроль натовпу. Також важливим моментом є мініатюризація. Оскільки компоненти стають все менші й менші, БПЛА зменшуватимуться в розмірах, наприклад, у майбутньому з'являться мікроскопічні дрони. Розвиток алгоритмів керування польотом, машинний зір та бортова обчислювальна потужність дозволять БПЛА самостійно приймати рішення, а не покладатися на людський внесок. Таким чином, час та швидкість реакції будуть покращені. Очікується, що гнучке розгортання разом із сильними лініями прямої видимості БПЛА зроблять їх важливим компонентом 5G, і, окрім використання в бездротових мережах, вони також стануть компонентами різних військових систем для забезпечення повсюдного зв'язку в будь-який час.

Військові мережі мають вирішальне значення для проведення військових дій. Оскільки зображення/відео є багатими джерелами інформації, головним завданням є можливість видавати запити до великого розподіленого набору пристроїв, щоб знайти конкретні дії або об'єкти, що цікавлять. Конкретна архітектура рішення МІоТ залежить від конкретного військового сценарію та сфери застосування.

Зрештою, енергопостачання було визначено як одну з основних проблем у повітряних мережах. Для вирішення цієї проблеми, Ідею розгортання зарядних станцій запропонували В. Мекікіс та Антонопулос у 2019 році. Однак очікується, що оператори БПЛА збільшать обмежений простір на зарядних станціях.

2 ПРИЗНАЧЕННЯ, СКЛАД, ТТХ І ПРИНЦИПИ РОБОТИ БЕЗПІЛОТНИХ ЛІТАЛЬНИХ АПАРАТІВ

Розвиток безпілотної авіації визначив різноманітність сфер застосування БПЛА. Найбільш активно їх використовують у військовій справі, що суттєво вплинуло на тактику застосування багатьох видів озброєння та військової техніки.

Призначення безпілотної літальних апаратів, що застосовуються у військовій справі, визначається завданнями, що вирішуються. Завдання поділяються на ударні, розвідувальні, спеціальні, навчальні та інші. Для їх вирішення розробляються БПЛА різної конструкції із спеціалізованими корисними (цільовими) навантаженнями.

БПЛА розрізняють не тільки за способом їх застосування, а й за конструкцією, тактико-технічними характеристиками (за розмірами самих апаратів, злітною масою, дальністю, висотою, швидкістю, тривалістю польоту та ін.). Розглянемо докладніше класифікацію БПЛА по конструкції.

Класифікація БПЛА за конструкцією

Як відомо, конструкція літального апарату (ЛА) залежить від принципу створення підйомної сили, який закладений в основу його польоту. Відомі такі принципи польоту:

- Балістичний.
- Аеродинамічний.
- Ракето-динамічний (реактивний).
- Аеростатичний.

Балістичний принцип польоту- Це політ вільно кинутого тіла, що відбувається під дією сили тяжіння. Підйомна сила визначається силою інерції тіла, що летить. Для здійснення польоту за балістичним принципом тіло має мати початковий запас висоти чи швидкості, тому балістичний політ називають також пасивним.

Аеродинамічний принцип польоту заснований на третьому законі Ньютона, згідно з яким пластина, поміщена під якимось кутом в повітряний потік, натискає на нього і відчуває тиск у відповідь з боку потоку.

Реактивний принцип польоту також заснований на третьому законі Ньютона, але взаємодія літального апарату з навколишнім повітрям не є обов'язковою для нього умовою. Сутність реактивного принципу полягає в тому, що необхідна для польоту підйомна сила створюється в результаті згоряння палива, при якому утворюються гази, що мають велику енергію. Ці гази, витікаючи з великою швидкістю із сопла двигуна назовні, створюють реактивну силу протилежного напрямку.

Аеростатичний принцип польоту заснований на законі Архімеда, за яким на тіло, що знаходиться в газовому середовищі, діє підйомна сила, що дорівнює вазі витісненого ним газу. За таким принципом літають дирижаблі, аеростати, повітряні кулі.

В даний час найбільше поширення конструкції БПЛА використовують

аеродинамічний та аеростатичний принципи створення підйомної сили (рис.2.1).



БПЛА аеростатичного типу



БПЛА літакового типу



БПЛА вертолiтного типу



БПЛА з гібридною конструкцією



БПЛА мультироторного типу

Рисунок 2.1 – Види БПЛА за конструкцією

БПЛА аеростатичного типу– це особливий клас БПЛА, у яких підйомна сила створюється переважно за рахунок архімедової сили, що діє на балон, заповнений легким газом (зазвичай гелієм).

Цей клас представлений, в основному, безпілотними дирижаблями - літальними апаратами легше повітря, що є комбінацією аеростата з рушієм (зазвичай це гвинт (пропелер, імпелер) з електричним двигуном або ДВС) і системи управління орієнтацією. Основним недоліком цього типу БПЛА є низька маневреність, тому вони зазвичай застосовуються у прив'язному варіанті (на тросі).

БПЛА літакового типу– це клас БПЛА, в яких підйомна сила створюється аеродинамічний спосіб за рахунок напору повітря, що набігає на нерухоме крило. БПЛА літакового типу, як правило, відрізняються великою тривалістю польоту, великою максимальною висотою польоту та високою швидкістю. Недоліками

БПЛА літакового типу є необхідність використання пускових установок, злітно-посадкових смуг, неможливість нерухомого зависання повітря на одному місці. БПЛА вертолітного типу – клас БПЛА, в яких підйомна та рушійна сили на всіх етапах польоту створюються одним або декількома несучими гвинтами з приводом від одного або кількох двигунів. Крило або немає зовсім, або відіграє допоміжну роль. Очевидними перевагами БПЛА вертолітного типу є здатність зависання в точці та висока маневреність. Основним недоліком вертолітної схеми БПЛА є невисока швидкість польоту.

БПЛА з гібридною конструкцією – це клас БПЛА з вертикальним зльотом та посадкою. Під цими апаратами маються на увазі всі БПЛА, які здатні контролювано змінювати напрямок вектора тяги та поєднує в собі конструкційні принципи літака та квадрокоптера. Він має переваги вертикального зльоту за рахунок наявності додаткових двигунів, встановлених у горизонтальній площині, і одночасно може розвивати високу швидкість, завдяки аеродинамічній схемі з нерухомим крилом за рахунок гвинта, що штовхає або тягне.

БПЛА мультироторного типу – особливий клас БПЛА вертолітного типу. Мультикоптер (багатороторний вертоліт) – літальний апарат, побудований за вертолітною схемою, з трьома та більш несучими гвинтами [3]. Їхньою перевагою є відносно низька вартість, легкість в управлінні, можливість вертикального зльоту з непередбаченого майданчика та здатність зависання у повітрі, а також висока точність позиціонування. Недоліками є низька швидкість, високі енерговитрати, обмежений радіус дії, нетривалий час польоту.

Існує кілька різновидів мультикоптерів, що різняться кількістю та розташуванням двигунів щодо центру апарату: бікоптер; трикоптер; квадрокоптер; гексакоптер; октокоптер.

Квадрокоптер – найпопулярніший мультикоптер, тому що чотири – це оптимальна кількість електродвигунів для балансу ціни, продуктивності, стабільності та часу польоту.

Принципи польоту БПЛА квадрокоптерного типу

Для того, щоб ефективно застосовувати FPV-дрони, оператор БПЛА повинен досконало опанувати навички управління цим типом БПЛА. Виконуючи політ маршрутом і здійснюючи бойове маневрування, оператор FPV-дрону повинен постійно оцінювати положення БПЛА у просторі та прогнозувати його реакцію на переміщення органів управління. Для цього йому необхідно розуміти, які сили діють на квадрокоптер у польоті, а також від яких параметрів залежать його динамічні та маневрені характеристики.

Конструкція квадрокоптера, як і вертольота, реалізує аеродинамічний принцип польоту, тому що підйомна і рушійна сили на всіх етапах польоту створюються кількома гвинтами – пропелерами.

Повітряний гвинт (пропелер) – лопатевий рушій, що створює при обертанні тягу за рахунок відкидання повітря назад з деякою додатковою швидкістю, що приводиться в обертання двигуном і перетворює крутний момент двигуна в силу тяги T .

Лопаті повітряного гвинта, закріплені на осі, що обертається (на валу

двигуна або редуктора) таким чином, щоб передня кромка лопаті була направлена в бік обертання (це важливо враховувати при складанні квадрокоптера), а самі лопаті встановлені під невеликим кутом (кут установки) до набігаючого. Аеродинамічні сили, які діють горизонтально встановлений повітряний гвинт квадрокоптера, зображені на рисунку 2.2. Потік, що набігає, обтікає лопаті повітряного гвинта. Відстань, пройдена повітряним потоком по верхній (вигнутій) кромці лопаті, більша, ніж відстань, пройдена по нижній поверхні, відповідно швидкість повітряного потоку на верхній кромці буде вищою, ніж на нижній. Різниця швидкостей повітряного потоку, що з'явилася, за законом Бернуллі призводить до різниці тисків. Різниця у тисках дає підйомну силу.

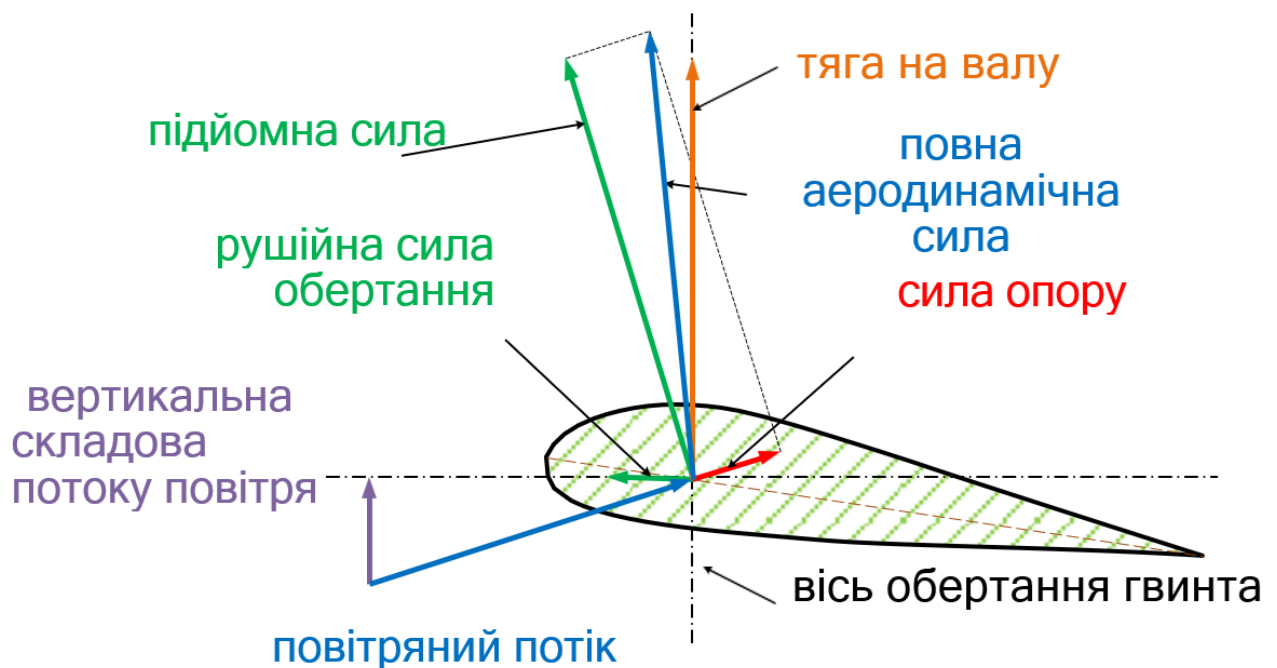


Рисунок 2.2 – Аеродинаміка несучого гвинта

Підйомна сила, що виникає на лопатях, перетворюється на тягу повітряного гвинта T , прикладену до його втулки. Так як у квадрокоптера чотири гвинти, то для того щоб квадрокоптер відірвався від землі сумарна сила тяги пропелерів $T_{\text{сум}}$ має бути більшою за силу тяжкості $G = mg$.

На рисунку 2.3 зображено спрощену конструктивну схему квадрокоптера та схему сил, що впливають на нього.

Квадрокоптер має шість ступенів волі. Рух квадрокоптера є сукупністю поступального руху в декартовій тривимірній системі координат, а також обертальний рух навколо кожної із трьох взаємно перпендикулярних осей. На рисунку 2.3 осі земної системи координат позначені X, Y, Z ; а осі пов'язаної системи координат - x, y, z .

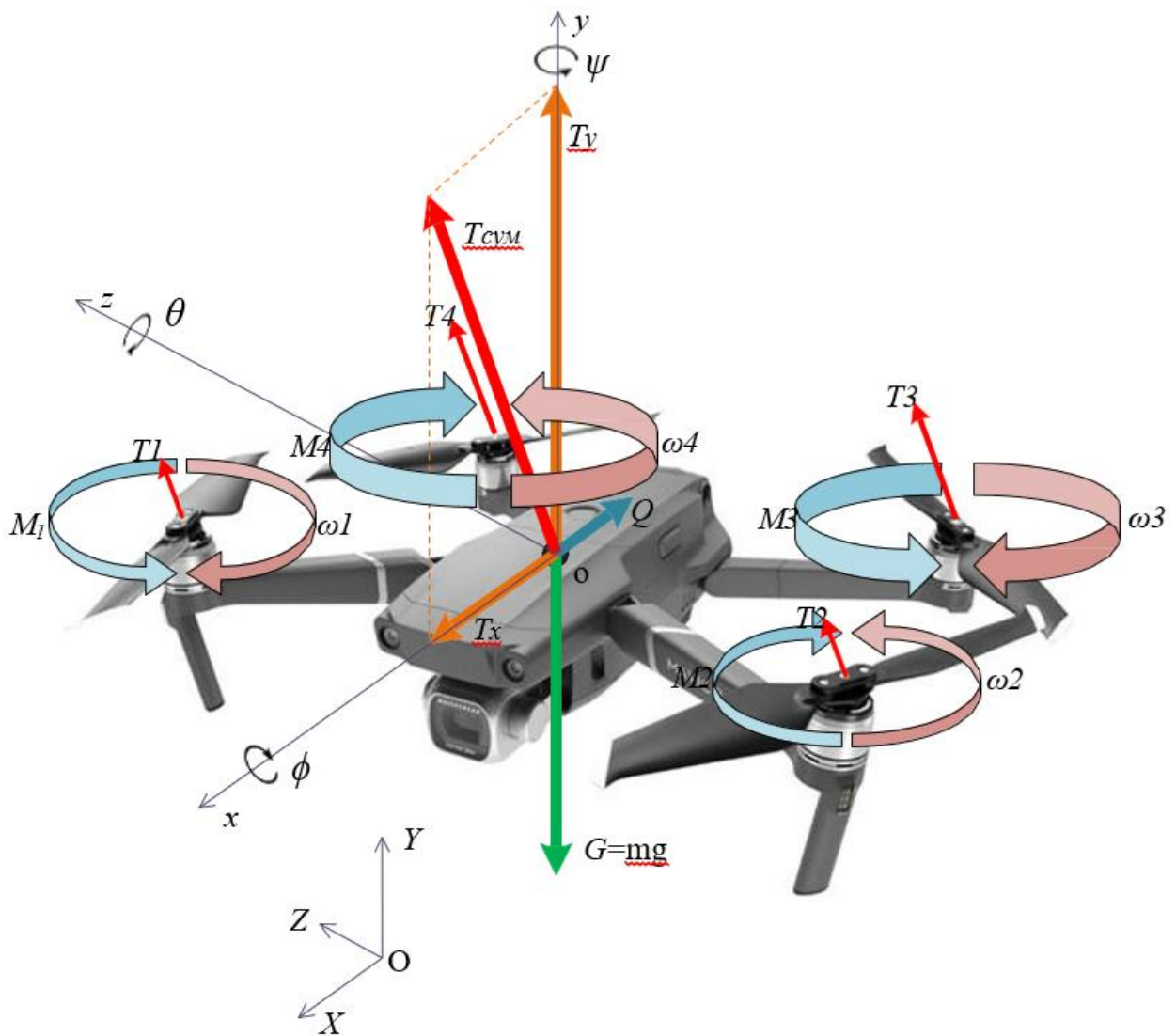


Рисунок 2.3 – Схема сил, що діють на квадрокоптер у польоті

На квадрокоптер, як і всі літальні апарати, діє сила тяжкості G і сила опору повітря Q . Підйомна (T_y) і пропульсивна (T_x , – що штовхає вперед і/або T_z , – штовхає вбік) сили створюються гвинтами квадрокоптера. Сили тяги T_i кожної гвинтомоторної групи складаються в сумарну силу тяги $T_{\text{сум}} = T_1 + T_2 + T_3 + T_4$, яка в загальному випадку прикладена до центру мас квадрокоптера.

Обертання квадрокоптера навколо однієї з осей пов'язаної системи координат x, y, z призводить до нахилу вектора тяги $T_{\text{сум}}$ у бік обертання і розкладається на складові T_x, T_y, T_z . Якщо квадрокоптер зависає горизонтально і нерухомо, це означає, що вектор тяги $T_{\text{сум}}$ спрямований вертикально вгору і повністю перейшов у підйомну силу T_y , яка врівноважила силу тяжкості G , тобто $T_y = G$.

При обертанні на кут навколо осі z (тангаж – pitch) з'являється поздовжня складова тяги T_x і квадрокоптер починає рух вперед або назад.

При обертанні на кут навколо осі x (крен – roll) з'являється бічна складова тяги T_z і квадрокоптер починає зміщуватися вліво або вправо. При обертанні коптера на кут ψ навколо осі y (рискання – yaw) вектор тяги $T_{\text{сум}}$ на висінні не нахиляється. Якщо коптер знаходиться в горизонтальному польоті, то

повертаються поздовжня і бічна складові вектора тяги T_x і T_z , що змушують повертатися вектор швидкості квадрокоптера в напрямку нищпорення.

Важливо пам'ятати, що при незмінній тязі двигунів збільшення поздовжньої або бічної складової вектора тяги призводить до зменшення підйомної сили T_y . Тому при нахилах коптера для збереження висоти польоту необхідно координовано збільшувати потяг двигунів.

Зміна величини та напрямки вектора тяги здійснюється за допомогою нахилу та повороту квадрокоптера в потрібну сторону, а також зміною частоти обертання гвинтів. Сила, що виникає при цьому, змушують квадрокоптер рухатися вперед або назад, вліво або вправо, вгору або вниз. Поздовжня, поперечна та вертикальна складові швидкості утворюють у просторі траєкторію руху квадрокоптера, яка може бути досить складною.

Для того щоб визначити, яким чином здійснюються нахили і повороти квадрокоптера в потрібну сторону, розглянемо рисунок 2.3, на якому зображені кутові швидкості обертання двигунів і створювані гвинтомоторною групою реактивні моменти M_i . Необхідно звернути увагу на напрямок і товщину стрілок, чим товщі стрілки, тим більша величина, яку вони позначають.

Квадрокоптер змінює напрямок обертання навколо центру мас за рахунок зміни швидкості обертання кожного з пропелерів. Коли дрон ширяє, сусідні пропелери обертаються в протилежних напрямках, щоб підтримувати стійкість дрону. Змінюючи швидкість обертання кожного двигуна, можна маніпулювати силами тяги T_i і моментами M_i , які змушують дрон обертатися і переміщатися у всіх трьох вимірах.

За узгоджену зміну швидкості обертання електродвигунів відповідає польотний контролер, а оператор лише задає бажані сумарну тягу, крен, тангаж і нищпорення за допомогою ручок управління (стиків) на пульті управління. Політний контролер зазвичай має кілька автоматичних режимів, наприклад, підтримки висоти, обмеження крену і тангажу, а також акробатичні режими для досвідчених пілотів.

Основні режими польоту квадрокоптера, відповідні їм зміни положень органів управління, і те, як вони реалізуються польотним контролером шляхом зміни частоти обертання двигунів, наведено рисунку 2.4. Напрямок обертання та швидкість обертання позначені стрілками, чим товщі стрілки, тим вища швидкість обертання.

Виконання складніших просторових маневрів досягається комбінацією перерахованих вище простих маневрів. Тому оператор дрона повинен уміти узгоджено працювати одночасно двома стиками, керуючи одночасно тангажом, креном, нищпоренням і тягою, змушуючи коптер рухатися заданою траєкторією.

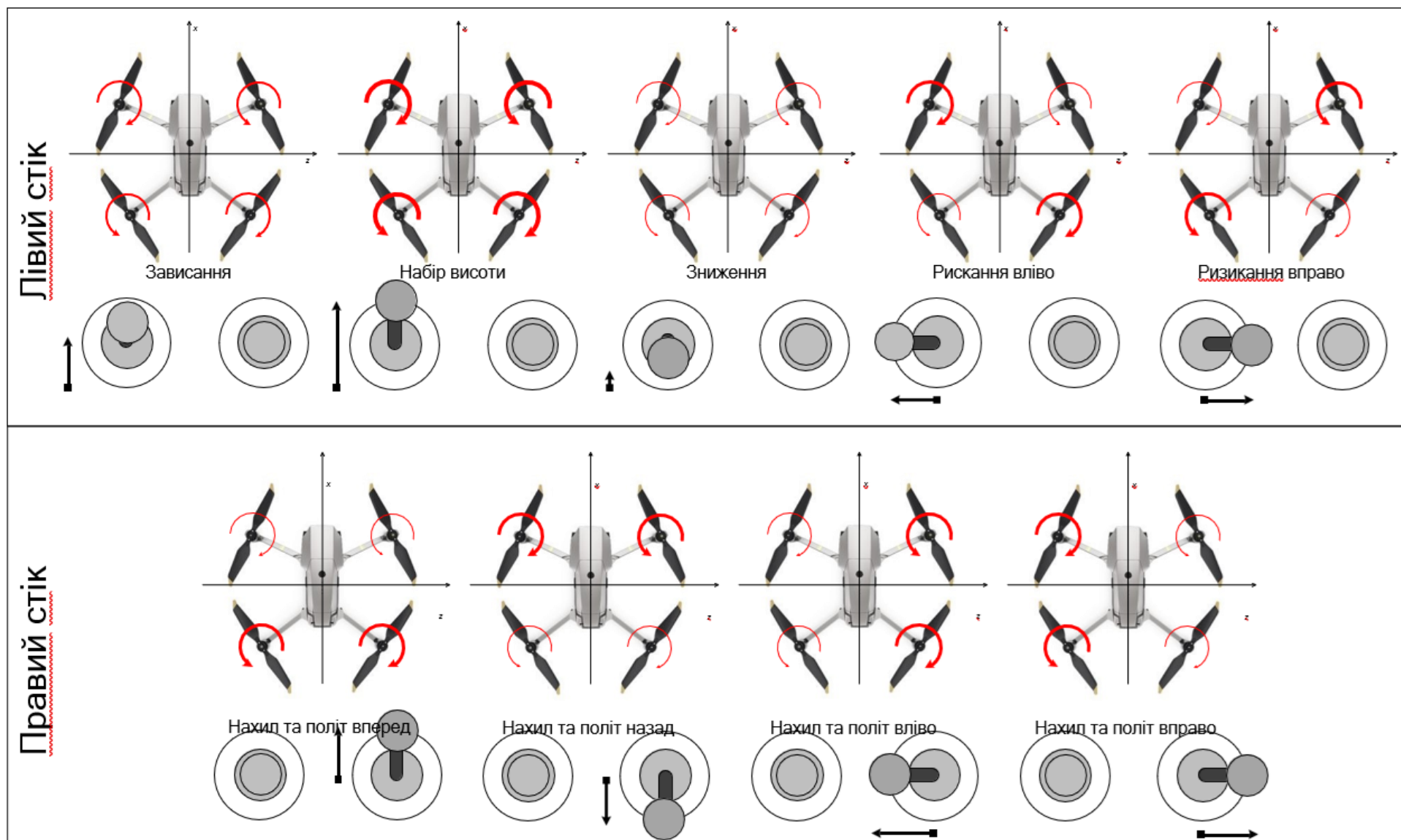


Рисунок 2.4 – Основні маневри квадрокоптера

Основні ТТХ комерційних БПЛА квадрокоптерного типу

За цільовим призначенням БПЛА прийнято розділяти на три групи: комерційні, споживчі та бойові. Комерційні БПЛА на відміну від споживчих мають розширені можливості та функціональність, тому вони виявилися затребуваними для вирішення завдань військового призначення. Зараз на ринку є безліч різних типів комерційних дронів, кожен з яких має свій набір функцій і переваг. На основі досвіду бойового застосування комерційних БПЛА мультироторного типу найбільшу популярність набули квадрокоптери виробників DJI, Autel, Xiaomi (таблиця 2.1).

Таблиця 2.1 - Основні типи комерційних БПЛА квадрокоптерного типу

Найменування	Камера	Час польоту	Заявлена дальність польоту	Частоти каналів передачі
 DJI Inspire 3	8K	до 28 хвилин	до 15 км	2,4ГГц
 DJI Mavic Mini	4K	до 30 хвилин	до 4 км	2,4ГГц
 Autel Robotics EVO	4K	до 30 хвилин	до 7 км	2,4ГГц
 Xiaomi FIMI X8SE 2020	4K	до 35 хвилин	до 8 км	5,8 ГГц
 DJI Mavic Pro (Platinum)	4K	27/30 хвилин (Pro/Pro Platinum)	до 7 км	2,4/5,8ГГц
 Autel EVO Lite+	5K	40 хвилин	до 12 км	2,4 ГГц/5,1-5,8 ГГц
 DJI Mavic Air 2	4K	до 34 хвилин	до 10 км	2,4/5,8ГГц

Таблиця 2.1 – Продовження

Найменування	Камера	Час польоту	Заявлена дальність польоту	Частоти каналів передачі
 DJI AIR 2S	5K	до 31 хвилин	до 12 км	2,4/5,8ГГц
 DJI Phantom 4 Pro V2.0	4K	30 хвилин	до 10 км	2,4/5,8ГГц
 DJI Mavic 2	4K	до 31 хвилин	до 10 км	2,4/5,8ГГц
 XDynamics Evolve 2	4K	до 33 хвилин	до 11 км	2,4 ГГц/5,1-5,8 ГГц
 Autel EVO II	8K	до 40 хвилин	до 9 км	2,4ГГц
 DJI Mavic 3 Classic	5K	до 46 хвилин	до 15 км	2,4/5,8ГГц
 DJI Matrice 30T	5K+ ІЧ	до 36 хвилин	до 15 км	2,4/5,8ГГц
 DJI Matrice 300RTK	8K+ ІЧ	до 55 хвилин	до 15 км	2,4/5,8ГГц

Види корисних навантажень БПЛА

Корисне навантаження– це устаткування, яке БПЛА несе у собі виконання різних бойових завдань. Може включати відеокамери, тепловізори, далекоміри, системи скидання, засоби ураження і т.д. (Рис. 2.5). Тип корисного навантаження, як і тип БПЛА, залежить від типу розв'язуваної бойової задачі.

Основні типи корисних навантажень комерційних БПЛА і бойові завдання, що вирішуються ними, наведені в таблиці 2.2. Корисне навантаження може бути змінним і незмінним.



Рисунок 2.5 – Види корисних навантажень БПЛА

Таблиця 2.2 – Види корисних навантажень БПЛА та їх призначення

Тип корисного навантаження	Призначення	Розв'язувані завдання
Фото- або відеокамера	Отримання фотографій або відеоряду з повітря	Повітряна розвідка, об'єктивний контроль, цілевказівка, аерофотозйомка, пошуково-рятувальні роботи.
Тепловізор	Зйомка об'єктів в інфрачервоному діапазоні	Повітряна розвідка, об'єктивний контроль, цілевказівка, пошуково-рятувальні роботи.
Апаратура радіотехнічної та радіолокаційної розвідки	Розв'язання розвідувальних завдань	Розв'язання розвідувальних завдань
Апаратура ретрансляції та зв'язки, постановки перешкод	Ретрансляція та збільшення дальності сигналу, постановка перешкод	Організація каналів зв'язку, системи РЕБ
Лідар, лазерний далекомір	Прилад для визначення висот та відстаней до об'єктів, цілевказівки	Коригування вогню, цілевказівка, аерофотозйомка.
Газоаналізатор	Прилад для аналізу хімічного складу повітряного середовища	РХБ-розвідка
Мультиспектральні камери	Отримання даних у різних спектральних проекціях	Повітряна розвідка
Системи підвісу та скидання	Для переміщення вантажу та його скидання	Застосування засобів ураження, доставка вантажів, обладнання
Магнітометр, барометр, термометр та інші датчики	Для вимірювання вектора геомагнітного поля, тиску, температури і т.д.	Навігація

Конструкція БПЛА коптерного типу

Для виконання польоту на FPV-дроні необхідний повний комплект обладнання, що складається з БПЛА, засобів управління, відображення відеоінформації з курсової камери, що дозволяє безпосередньо виконувати управління БПЛА «від першої особи».

До складу типового БПЛА коптерного типу входять такі компоненти: корпус чи фюзеляж;

- силова установка (двигун);
- автопілот (польотний контролер) із датчиками;
- апаратура керування;
- повітряний гвинт (пропелер);
- передавач та приймач інформаційного сигналу та телеметрії;
- бортова електроніка;
- джерело живлення (акумулятор, генератор);
- шасі (стійки).

Велика різноманітність комплектуючих для складання FPV-дронів вимагає від осіб, які займаються їх експлуатацією та обслуговуванням, знання основних характеристик та принципів роботи пристроїв, що входять до комплекту обладнання FPV-дрону. На основі цих знань можна оптимально підібрати комплектуючі, якісно виконувати передпольотне та післяпольотне обслуговування, ефективно його експлуатувати, виконувати діагностику і, при необхідності, ремонт різних систем FPV-дрону. Розглянемо склад, основні параметри та характеристики обладнання, що входить до типового комплекту FPV-дрону. На рисунку 2.6 представлений типовий комплект FPV-дрону.



Рисунок 2.6 – Комплект FPV-дрону

До складу комплекту входить наступне обладнання:

- FPV-дрон з акумулятором;
- окуляри (монітор, шолом);
- апаратура (пульт) керування;
- зарядний пристрій акумулятора.

До складу FPV-дрону входять такі елементи:

- рама;
- гвинтомоторна група (електродвигуни, пропелери, електронний регулятор обертів);
- польотний контролер;
- плата розподілу живлення;
- радіоприймач (що сполучається з радіопередавачем на пульті управління);
- відеопередавач;
- акумуляторна батарея;
- GPS-модуль (опціонально);
- підвіс для камери;
- камера;
- звуковий сигналізатор із вбудованою батареєю (опціонально);
- сполучні дроти;
- кріплення.

Розглянемо докладніше кожен із елементів FPV-дрона.

Рама – це основний та несучий елемент конструкції дрону, до якого кріпляться всі інші комплектуючі та двигуни. Рама відповідає за важливі функції дрону: забезпечує надійність та жорсткість конструкції при її малій вазі, захист усіх електронних елементів. Жорсткість конструкції підвищує стабільність керування за рахунок зменшення небажаних вібрацій, а мала вага збільшує тривалість польоту.

Рама квадрокоптера має чотири промені із цільного шматка матеріалу або окремі промені, що скріплюються гвинтами (рис. 2.7).

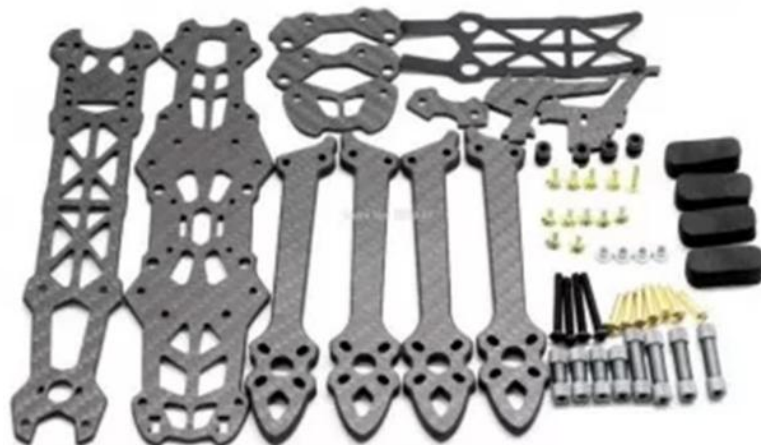


Рисунок 2.7 – Рама FPV-дрону в розборі
Фюзеляж– місце розміщення електроніки (польотного контролера, камери

та інших.) і системи скидання засобів поразки. Центральна частина рами складається з двох пластин, нижньої та верхньої, з'єднаних стійками.

Промені– напрямні для встановлення двигунів та регуляторів (рисунок 2.8).



Рисунок 2.8 – Промені рами та складові рами

Ці деталі повинні бути досить міцними, щоб витримати не тільки вагу самої конструкції БПЛА, але й протистояти ударам та падінням. Розмір FPV-Дрон визначається максимальним діаметром пропелера, який на нього можна встановити. Діаметр пропелера зазвичай вказується в дюймах. Також розмір може вказуватися в міліметрах (наприклад, 450 мм) та визначає найбільшу відстань між двома моторами на БПЛА (рисунок 2.9). Розмір також може визначати клас БПЛА (мікро, міні і т.д.).

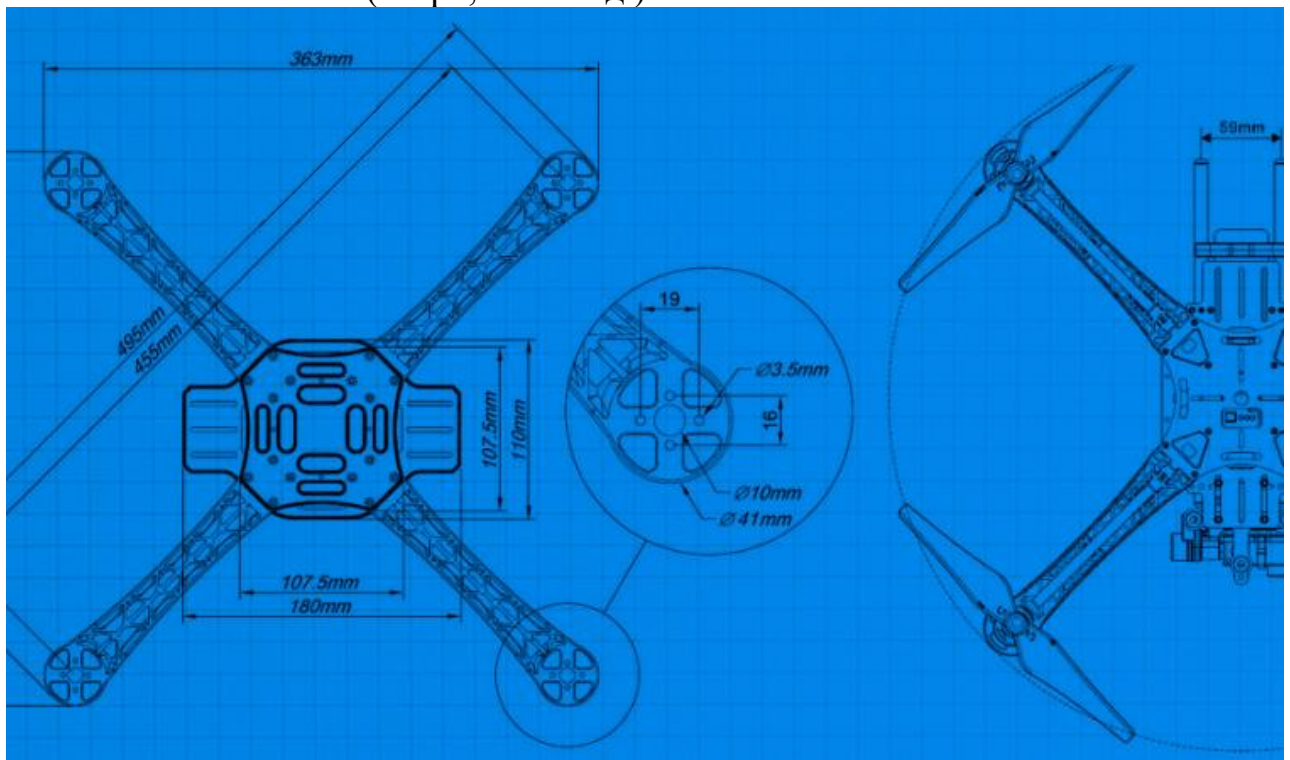


Рисунок 2.9 – Вимірювання найбільшої відстані між двома моторами на БПЛА

Чим далі двигуни від центру та довші промені, тим більший

момент інерції у конструкції.

Розмір рами впливає на:

- розмір пропелерів;
- розмір двигунів;
- вид регуляторів оборотів - окремі або у контролері 4 в 1;
- сумісність із певними FPV або HD-камерами;
- опір повітря;
- інерцію;
- вага.

Форма рами та конфігурація її променів визначається способом та формою приєднання променів до рами. Основні види рам FPV-дрону наведено на рисунку 2.10.



Рисунок 2.10 – Види рами FPV-дрону

Крім того, рама може бути цільною (єдина пластина) або збірною. Монорама набагато легша і не вимагає складання, але, якщо зламати промінь, міняти доведеться всю пластину, тому збірна рама є більш ремонтпридатною.

Рама БПЛА міні-класу виготовляється з різних матеріалів: пластик, текстоліт, скловолокно, алюміній, карбон і т.д.

Часто виготовлення рами використовується карбон. Його переваги полягають у легкості, міцності, довговічності та жорсткості конструкції. Недоліками карбону є електропровідність, як наслідок, екранування радіосигналів.

Конструкція та матеріал рами визначають, наскільки вона стійка до аварій. Міцні рами зазвичай важкі, але стабільніші у повітрі, тоді як легкі навпаки – маневрені.

Гвинтомоторна група – це вузол БПЛА, який включає три компоненти: електродвигуни, пропелери і регулятори оборотів.

Одна з найголовніших частин квадрокоптера – електродвигуни. Електродвигуни квадрокоптерів поділяються на колекторні (щіткові) та безколекторні (безщіткові).

Електродвигун – це електрична машина, в якій електрична енергія за

допомогою магнітного поля перетворюється на механічну енергію обертання. Ефективність цього процесу – коефіцієнт корисної дії (ККД) електродвигуна залежить від конструкції двигуна, а також джерела струму (постійного чи змінного).

На рисунку 2.11 наведено два типи електродвигунів постійного струму колекторні та безколекторні.



Колекторний електродвигун

Безколекторний електродвигун

Рисунок 2.11 – Види електродвигунів

Колекторний двигун складається з корпусу, всередині якого знаходяться магніти (статор), корпус нерухомий, а рух наводиться ротор з обмоткою за допомогою щіток, які подають електрику на обмотку (рисунок 2.12).

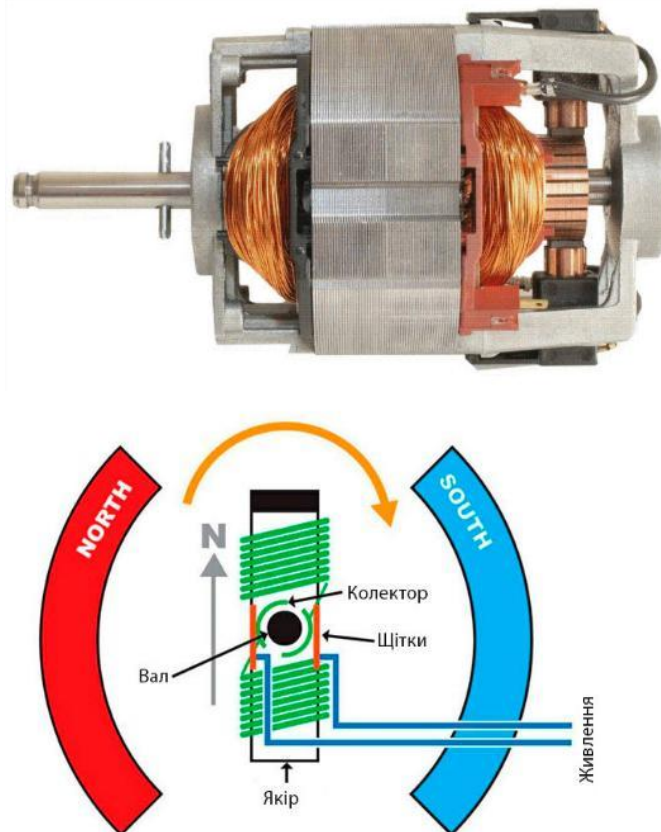


Рисунок 2.12 – Колекторний двигун

Напрямок обертання ротора залежить від полярності. Колекторні двигуни

розвивають незначні обороти та потужність. Колекторні електродвигуни використовуються в основному на легких літальних апаратах початкового рівня. Такий тип електродвигунів схильний до поломок, через особливості щітково-колекторного вузла. Тому у БПЛА мультироторного типу застосовуються безколекторні електродвигуни.

Безколекторний двигун складається із наступних елементів (рисунок 2.13): статор, магніти, корпус, вал.

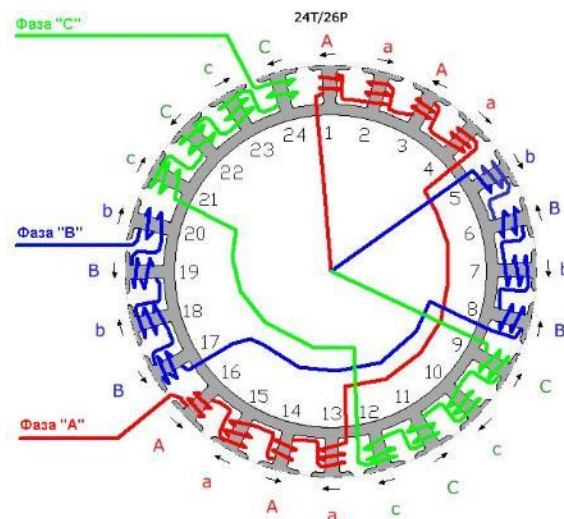


Рисунок 2.13 – Конструкція безколекторного двигуна

Статор безколекторного двигуна – це обмотка електродвигуна, що складається з трьох фаз довгих тонких дротів, які обмотуються навколо сердечника. Провід покритий емаллю (лаком), щоб запобігти короткому замиканню в обмотці. Струм, що протікає по дроту, створює магнітне поле. Коли провід обмотаний навколо якогось об'єкта, це призводить до збільшення магнітного поля. Чим більший струм, тим більше сила магнітного поля і більше момент, що крутить, у двигуна. Однак великі струми призводять до сильного нагрівання обмотки, особливо якщо використовувалися тонкі дроти. У такому разі захисна емаль може оплавитися, що призведе до короткого замикання, і двигун вийде з ладу.

Магніти з рідкісноземельних металів (неодимові та ін.) створюють магнітне поле. Елементи приклеєні епоксидною смолою або ціанакрилатним клеєм до корпусу двигуна (дзвону).

Корпус двигуна захищає магніти та обмотку. Зазвичай він виготовлений із легкого металу, такого як алюміній. Деякі двигуни мають корпуси, зроблені як вентилятори, тобто. при обертанні наганяють повітря на обмотку осердя, щоб охолоджувати її.

Вал електродвигуна жорстко прикріплено до верхньої частини. Це робочий компонент двигуна, який передає крутний момент на пропелери.

Зміна напрямку обертання двигуна здійснюється шляхом зміни полярності обмоток (міняються місцями два контакти з трьох). Такі електроприводи мають різне число полюсів, і чим їх більше, тим повільніше, але

зі значним зусиллям буде обертатися ротор.

За конструкцією безколекторні двигуни поділяються на дві групи:

- двигуни, які мають розташовані по внутрішній поверхні корпусу обмотки (статор) і магнітний ротор, що обертається всередині (Inrunner);
- двигуни, які мають у центрі нерухомі обмотки (статор), навколо яких обертається корпус із поміщеним на його внутрішню стінку постійними магнітами (ротор) (Outrunner).

Принцип дії безколекторного двигуна полягає в тому, що керуюча електроніка (електронні регулятори оборотів електродвигунів - ESC) створює в обмотках статора магнітне поле, що обертається, яке, взаємодіючи з магнітами на роторі, викликає його обертання (рисунок 2.14).

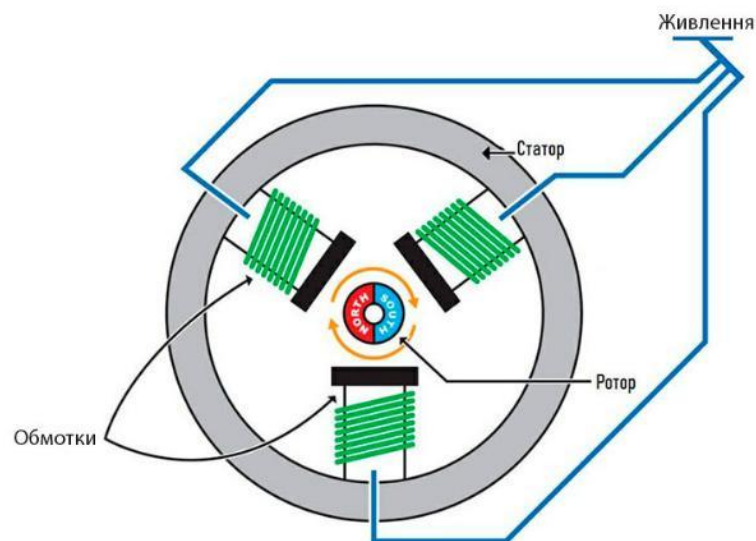


Рисунок 2.14 – Принцип роботи безколекторного двигуна

Переваги безколекторного двигуна:

- велика швидкість обертання;
- широкий діапазон зміни частоти обертання;
- стійкість до зовнішніх впливів, можливість використання в агресивному чи вибухонебезпечному середовищі;
- високі енергетичні показники (ККД понад 90%);
- менший рівень нагріву во час роботи по порівнянні з колекторними двигунами;
- висока надійність та підвищений ресурс роботи за рахунок відсутності ковзаючих електричних контактів;
- менший рівень шуму при роботі та менша вага порівняно з колекторними двигунами.

Недоліки безколекторного двигуна:

- щодо складна система керування двигуном;
- висока вартість двигуна, обумовлена використанням дорогих матеріалів конструкції ротора (магніти, підшипники, вали);

– складність ремонту.

Основними параметрами безколекторних електродвигунів є:

Маса електродвигуна. Чим меншу масу має двигун, тим легше йому розкручуватися. Чим більший двигун, тим він потужніший, але повільніше розкручується. Важливо дотримуватися балансу співвідношення потужності до ваги.

Номінальна корисна потужність– це потужність, яку двигун може віддавати механічному навантаженню (пропелеру) із заявленими параметрами без перегріву.

Електрична споживана потужність– це потужність, яку двигун споживає у процесі функціонування.

ККД електричного двигуна - відношення електричної споживаної потужності до номінальної корисної потужності.

Крутний момент електродвигуна - це сила обертання його валу.

Тяга двигуна– це характеристика електродвигуна, що показує, яка вага може підняти електродвигун із встановленим на нього пропелером. Для квадрокоптера загальне правило щодо визначення співвідношення тяги і загальної ваги полягає в тому, що тяга кожного з двигунів повинна становити не менше половини від ваги БПЛА.

Кількість обертів за хвилину на одиницю напруги (KV)– параметр, що показує, скільки обертів за хвилину здійснить двигун. При цьому він не є показником потужності, тяги чи ефективності. Іншими словами, параметр KV показує, як збільшиться кількість обертів електродвигуна з подачею напруги 1В без пропелера. Наприклад, KV 8000 означатиме, що й подати на електродвигун 1 Вольт, він буде крутитися зі швидкістю 8000 оборотів на хвилину. При встановленні пропелера кількість обертів знизиться через опір повітря. Приводи з більш високим KV розкручуватимуть пропелери швидше, споживаючи при цьому більший струм. Тому рекомендується встановлювати великі пропелери на двигуни з малим KV, а компактні легкі пропелери – на двигуни з високим KV.

Слід запам'ятати загальне правило: що важче літальний апарат, то менше значення KV його електродвигунів, але в невеликих БПЛА прийнято використовувати мотори з великим значенням KV.

Напрямок обертання. На електродвигунах, призначених для мультикоптерів, є позначення напрямку обертання CW (від англ. Clockwise – за годинниковою стрілкою) та CCW (від англ. Counterclockwise – проти годинникової стрілки).

Габарити безколекторні електродвигуни зазвичай позначаються чотирма цифрами, перші дві – діаметр статора (у міліметрах), дві наступні – висота статора (у міліметрах). Чим більша висота статора, тим більш потужний на високих оборотах. Чим більший діаметр, тим більше момент, що крутить, при малих оборотах.

Відповідно до загальноприйнятих норм маркування електродвигунів будується так:

1. Перша буква визначає клас приводу і відображає якість виготовлення:

– серія "V" - так позначаються електродвигуни мультикоптерів гоночного або преміального сегмента, виготовлені з найкращих матеріалів з високою

точністю складання;

- серія «Х» – серія електродвигунів мультикоптерів середньої цінової категорії відповідної якості та збирання;
- серія "А" - електродвигуни бюджетного сегменту.

2. Цифри позначають параметри магнітопроводу. Перші дві цифри – це діаметр (у міліметрах), дві наступні – товщина набору (у міліметрах). Після знаку дробу вказуються цифри, що позначають кількість витків. Остання літера відповідає за тип намотування.

Розглянемо приклад: A2212/15T, де:

- А - електродвигун, що відноситься до бюджетного сегменту;
- 22 - магнітопровід діаметром 22 міліметри;
- 12 – товщина набору 12 мм;
- 15 - 15 витків;
- Т – (може зустрічатись позначення Δ) – тип обмотки «трикутник».

Також у маркуванні може вказуватися кількість обертів за хвилину на одиницю напруги (Вольт) – KV. У описах електромоторів можуть бути присутнім значення виду:

"12N14P". Цифри перед "N" означають число електромагнітів у статорі, а перед "P" - число постійних магнітів у роторі (рисунок 2.15).



Рисунок 2.15 – Безколекторний двигун у розборі

У різних типорозмірів електродвигунів різна кількість полюсів, що визначає дистанцію між ними. Більше полюсів забезпечує плавність обертання, менше – вищу потужність.

Повітряний гвинт (пропелер)-лопатевий рушій, що створює при обертанні тягу за рахунок відкидання повітря з деякою швидкістю. Лопаті гвинта

при обертанні захоплюють повітря і відкидають його у протилежному русі напрямку. Перед гвинтом створюється зона зниженого тиску, за гвинтом підвищеного. Чим більша маса та швидкість повітряного потоку, що відкидається гвинтом, тим більша сила тяги гвинта.

При виборі пропелерів необхідно враховувати чотири основні параметри:

1. Розмір.
2. Крок.
3. Конфігурація пропелера.
4. Матеріал.

Під кроком (рисунок 1.16) розуміють відстань, яку пропелер може подолати за один оборот, у певному щільному середовищі.

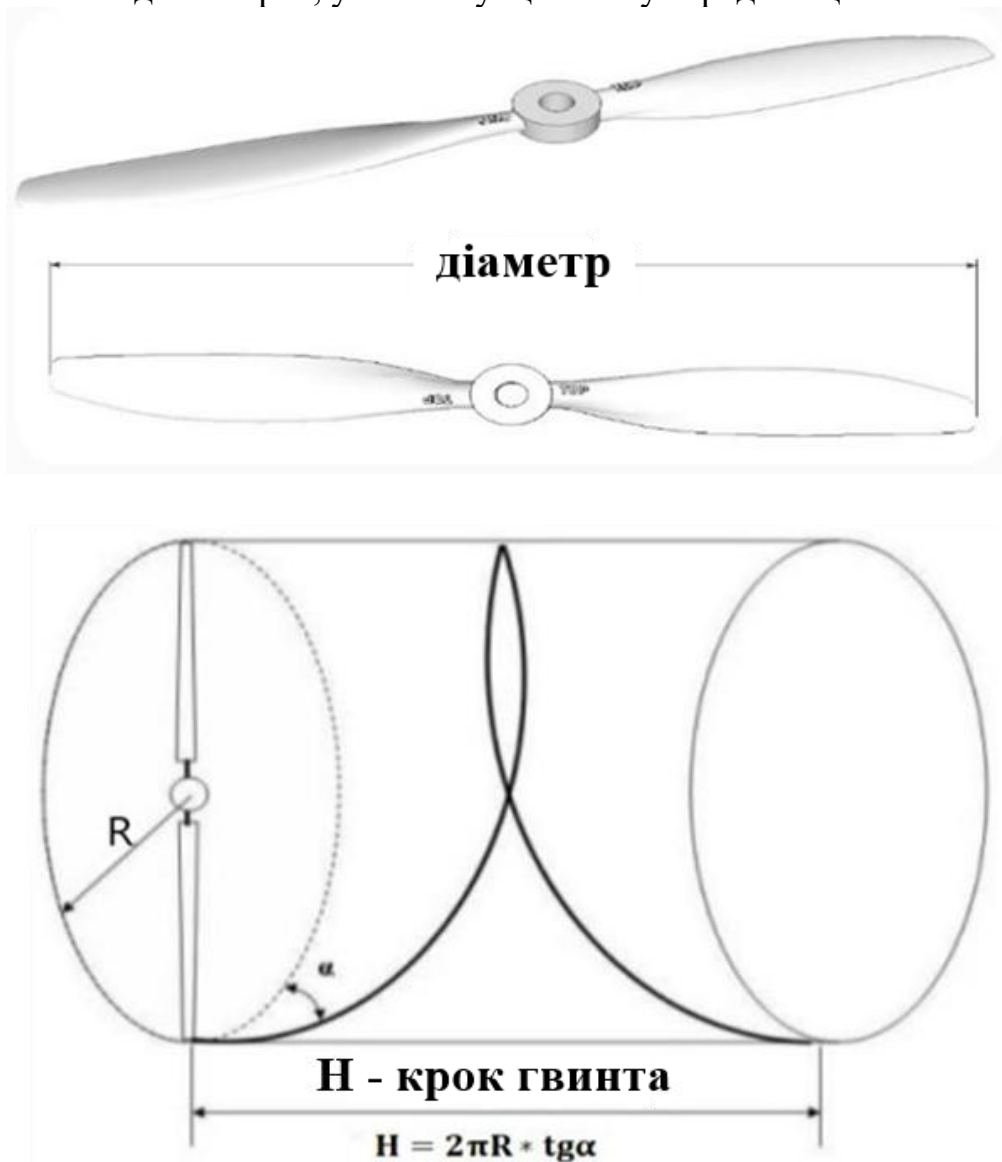


Рисунок 2.16 – Діаметр та крок гвинта

Величина кроку у лопат квадрокоптера залежить від кута атаки лопат. Пропелер з великим кутом атаки піднімає апарат вгору за один оборот на

більше значення, але при цьому сильніше навантажує мотор.

Пропелери малого розміру швидше реагують зміну швидкості обертання двигунів. Вони проштовхують через себе менше повітря, відповідно витрачають менше енергії за зміни швидкості обертання. Невеликі пропелери ставлять на маневрені квадрокоптери, а пропелери з більшим діаметром – на вантажопідйомні коптери.

Пропелери повинні відповідати потужності електродвигуна.

Найбільш популярним пропелером вважається 5-дюймовий, для якого підходять двигуни у діапазоні розмірів 2204-2307.

Конфігурація пропелера – це кількість лопатей, які у ньому. За кількістю лопатей пропелери поділяються на (рисунок 2.17):

- дволопатеві;
- 3-лопатеві;
- 4-лопатеві;
- 5-лопатеві.



Рисунок 2.17 – Дволопатеві та 3, 4, 5-лопатеві повітряні гвинти

Збільшення числа лопатей пропелера компенсує його розмір, саме тому в мікроскладанні найчастіше використовуються чотирилопатеві пропелери, а в БПЛА більшого розміру - трилопатеві.

Через складну фізику та аеродинаміку збільшення кількості лопатей не так ефективно, як збільшення розміру. Менша кількість лопатей краща, якщо потрібно швидший відгук двигуна, а тяга не так важлива.

У найбільш поширеній категорії 5-дюймових пропелерів прийнято вважати, що пропелери з трьома лопатями забезпечують найкращий баланс ефективності, тяги та зчеплення.

Важливий фактор, якому часто не приділяють належної уваги, – довговічність. Під час польотів, особливо якщо початківець пілот, буде дуже багато аварій і падінь, тому пропелери стануть витратним матеріалом.

Пропелери можуть бути виготовлені з полікарбонату, що має пластичність і високу міцність, а також з вуглецевого волокна і АБС-пластику. Вуглецеве волокно має високу жорсткість конструкції, легкість, піддається балансуванню і не втрачає форму. АБС-пластик - це теж дуже міцний матеріал, але більш тендітний. Слід пам'ятати, що вибір матеріалу пропелерів також залежить від пори року. Пластмаси для пропелерів термопластичні, тобто їх

жорсткість та пластичність залежать від температури. Повітряні гвинти з різних матеріалів представлені рисунку 2.18.



Рисунок 2.18 – Повітряні гвинти із різних матеріалів: пластик, карбон, дерево

Пропелери мають такі позначення, які відповідають напрямку обертання (рис. 2.19):

- CW – стандартна система з роботою за годинниковою стрілкою;
- CCW – обертання лопатей проти годинникової стрілки.

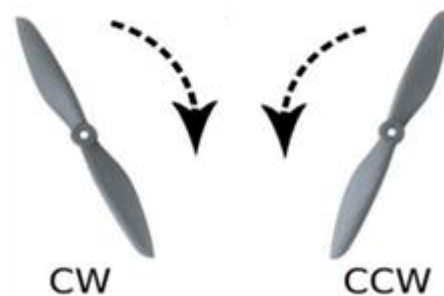


Рисунок 2.19 – Маркування напрямку обертання пропелерів

Визначити, який пропелер підійде для необхідного напрямку обертання, можна по піднятій кромці лопаті на ньому. Ця частина деталі прямує у бік обертання.

Перш ніж встановлювати пропелери на квадрокоптер, слід дізнатися, чи в правильну сторону крутитимуться мотори. Більшість квадрокоптерів літає конфігурації, представленій рисунку 2.20

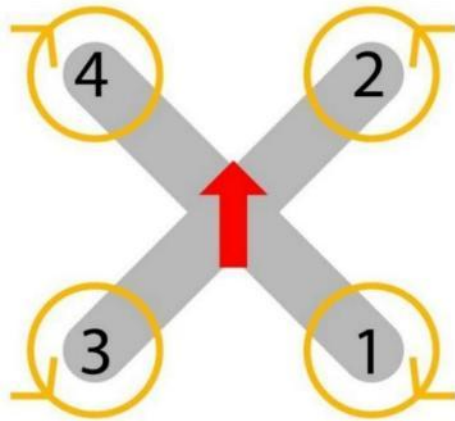


Рисунок 2.20 – Конфігурація напрямків обертання пропелерів біля квадрокоптера Червоною стрілкою показано напрямок польоту квадрокоптера. Жовті стрілки – напрямки обертання пропелерів

Маркування пропелерів складається з 3 чисел, наступного виду: 5045 та DP5x4.5x3V, де 5045 – це скорочена цифра загального маркування. Загальне маркування – DP5x4.5x3V: перша цифра означає розмір (у дюймах), у наведеному випадку становить 5 дюймів, 4.5 – це крок або кут нахилу лопатей, що означає відстань, пройдену пропелером за один повний оберт навколо своєї осі. Третя цифра (3) – це кількість лопат на пропелері.

Електронний регулятор обертів (ESC, Electronic Speed Controller)- Спеціальний пристрій для керування оборотами електродвигуна (рисунок 2.21).

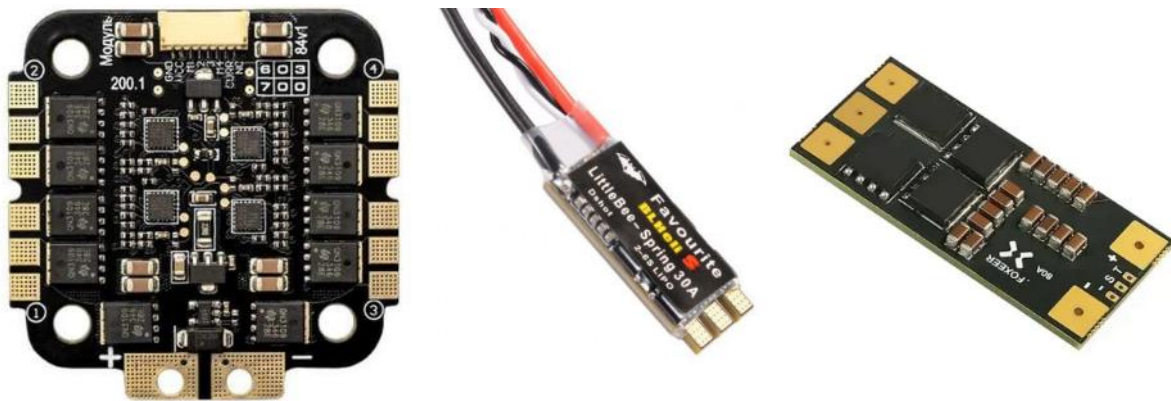


Рисунок 2.21 – Електронні регулятори оборотів

Основне завдання ESC – передача енергії від акумулятора до безколекторного електродвигуна. Потреба їх застосуванні виникла внаслідок деяких особливостей безколекторного електромотора. Акумулятор віддає постійний струм, а безколекторний електродвигун споживає трифазний змінний струм.

На вхід ESC подаються напруга з акумулятора і сигнали від польотного контролера (рівень газу), а на вихід регулятор видає напругу, що управляє, на

безколекторному двигуні, змінюючи швидкість його обертання.

Регулятор повинен забезпечувати:

- сумісність із польотним контролером;
- максимальний струм для двигуна (розраховується зі специфікацій двигуна та пропелера плюс 20 – 30%);
- споживання струму менше, чим струм, віддається акумулятором, поділений на кількість ESC.

Компоненти регулятора швидкості:

- мікроконтролер;
- драйвери ключів;
- силові транзистори (ключі, MOSFET);
- стабілізатор живлення мікроконтролера (LDO);
- конденсатори (фільтри);
- датчик струму;
- світлодіоди.

Додатково до основної функції регулятори обертів можуть також передавати живлення до інших вузлів БПЛА: польотного контролера, сервоприводів і так далі. Це досягається впровадженням у регулятор блоку виключення батареї – Battery Eliminator Circuit (BEC).

Використання BEC значно спрощує конструкцію БПЛА, проте така схема має низку мінусів. Блок виключення батареї може перегріватись при великих перепадах напруги та великих навантаженнях. Регулятори оборотів з BEC, як правило, коштують дорожче, ніж без нього регулятори.

Простішим рішенням є роздільне використання ESC та одного BEC. Таке рішення називається універсальний блок виключення батареї – Universal Battery Eliminator Circuit (UBEC), який має вищий коефіцієнт корисної дії та підключається безпосередньо до акумулятора для живлення відповідного вузла.

Регулятор обертів може бути налаштований різні режими роботи, йому пишуть окреме програмне забезпечення, зване прошивкою (firmware). Оновлення програмного забезпечення включають виправлення помилок та більш досконалі алгоритми керування. Змінити програмне забезпечення регулятора можна кількома способами:

- використовуючи спеціальну плату керування;
- використовуючи польотний контролер;
- Використовуючи програматор.

Виходячи з усього перерахованого вище, можна виділити особливі критерії вибору регулятора оборотів для БПЛА:

- сумісність з польотним контролером. Політний контролер повинен підтримувати BEC та прошивку ESC.
- сумісність зі специфікаціями двигуна та акумулятора;
- наявність або відсутність BEC;
- тепловідведення та герметичність.

Політний контролер (ПК, FC – Flight Controller)- Електронний пристрій, що представляє собою обчислювальну систему, що працює за складними

алгоритмами і управляє польотом БПЛА. Функції польотного контролера можуть визначатися встановленою на борту БПЛА міні-класу додатковою периферією (GPS, модем, OSD, підвіс для фото/відеокамери, датчики струму та напруги, пошукові засоби тощо). За своєю суттю ПК - це плата з великою кількістю різних датчиків, яка відстежує положення літального апарату та команди від користувача.

Використовуючи отримані дані, вона керує швидкістю обертання електродвигунів для того, щоб БПЛА рухався так, як задумав пілот. Усі польотні контролери мають базовий набір датчиків: гіроскопи.

(Гуро) та акселерометри (асс); деякі просунуті конфігурації мають також барометр (датчик, що вимірює тиск повітря, завдяки якому можна вимірювати висоту польоту) та магнітометр (компас). До ПК також підключаються периферійні пристрої GPS, світлодіоди, сонари і т.д. Контролери для гоночних БПЛА дуже швидко еволюціонують: стають менше, мають дедалі швидші процесори, сучасніші датчики і дедалі більше вбудованих функцій (рисунок 2.22).



Рисунок 2.22 – Польотні контролери

Політний контролер виконує такі завдання.

1. *Стабілізація апарату у повітрі*– збирання та обробка інформації з інерційного вимірювального блоку (IMU), датчиків прискорень та кутової швидкості, забезпечуючи аеродинамічну стійкість апарату в горизонтальній площині. Деякі IMU включають магнітометри, дозволяючи стабілізувати орієнтацію апарату щодо магнітного меридіана і утримання напрямку руху.
2. *Автоматичне утримання висоти*– збирання та обробка інформації з барометричних, ультразвукових, інфрачервоних сенсорів або радіотехнічних висотомірів. Датчики розраховують висоту та забезпечують стабілізацію апарату у вертикальній площині. Є можливість прив'язки позиції БПЛА міні-класу на заданій висоті та в заданій точці за допомогою модуля GPS.
3. *Автономний політ*- Виконання заздалегідь побудованого польотного завдання, створеного в спеціальному програмному забезпеченні, з витримуванням заданих оператором параметрів польоту та автоматичне повернення в точку старту за допомогою модуля GPS.

4. *Зупинка перед перешкодами та їх подолання*— забезпечує зупинку перед перешкодами та їх подолання за допомогою набору сенсорів, що визначають відстань до об'єкта. У разі оснащення системою технічного зору, польотний контролер повинен мати високу обчислювальну потужність, що дозволяє в реальному часі акумулювати і обробляти дані з сенсорів, що постійно сканують довкілля. У різних коптерів склад системи технічного зору може відрізнятися типом та кількістю датчиків, принципом роботи, математичними алгоритмами та порядком взаємодії між цими датчиками.
5. *Передача поточних параметрів польоту* збір та обробка даних із зовнішніх джерел даних (GPS, датчики струму, напруги, температури) та штатних (барометр, акселерометр, магнітометр) з подальшою передачею потоку даних на модуль OSD (On-Screen Data), які у оператора відображаються у FPV-окулярах або на дисплеї. Дані телеметрії також можуть передаватися безпосередньо з польотного контролера за допомогою радіомодема, який забезпечує двосторонній зв'язок протоколу UART (універсальний асинхронний приймач) через радіоканал.

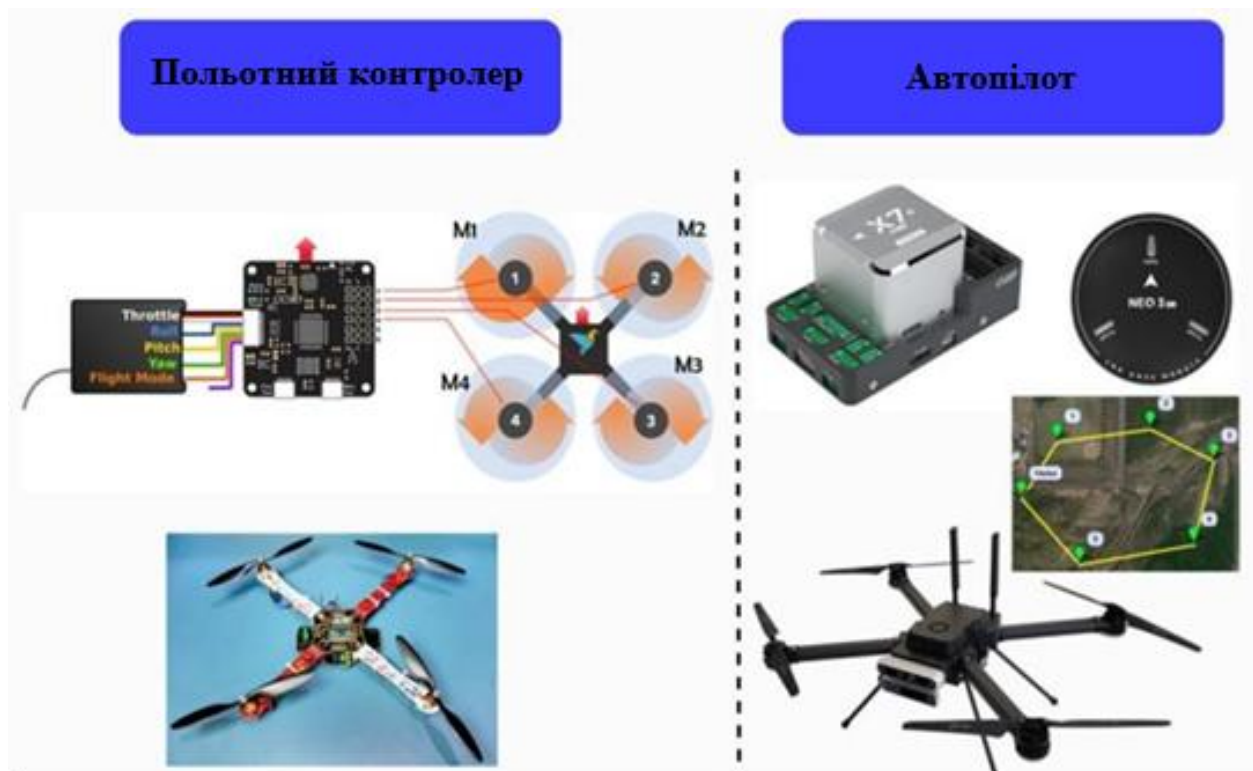
Польотні контролери можуть мати різний набір датчиків та функціонал залежно від його призначення. Як правило, у FPV-дронах простіший польотний контролер, ніж у класичних квадрокоптерах, призначених для відеозйомки (рисунок 2.23). Останні ПК мають повноцінний автопілот, що виконує розширений функціонал, наприклад, політ по точках, керування корисним навантаженням, стеження за об'єктом інтересу або автономна навігація. У той же час ПК FPV-Дрон виконує в основному тільки завдання стабілізації БПЛА в повітрі та управління по командах оператора (рисунок 2.24).



а)

б)

Рисунок 2.23 – Види польотних контролерів: а) – ПК FPV-дрону; б) – автопілот БПЛА



а)



б)

Рисунок 2.24 – Відмінність ПК FPV-дрону а) від автопілота б)

Розглянемо основні складові польотного контролера FPV-дрону.
Мікроконтролер - це однокристальна мікроЕОМ зазвичай із сімейства 32-

бітних STM32 від компанії STMicroelectronics. Сімейство STM32 складається із серій мікроконтролерів: H7, F7, F4, G4, F3, F2, F1, F0. Моделі мікроконтролерів відрізняються внутрішньою архітектурою, швидкістю, розміром пам'яті для зберігання програм та даних, кількістю інтерфейсів для підключення зовнішніх та внутрішніх периферійних пристроїв та інші. Від цих параметрів залежить кількість каналів керування, кількість датчиків та виконавчих пристроїв, які можна підключити до ПК, і наскільки швидко він вироблятиме необхідні обчислення.

Мінімальна вимога до кількості каналів польотного контролера – наявність мінімум чотирьох каналів управління, оскільки вони потрібні для управління 4 основними функціями БПЛА:

- канал газу - відповідає за зменшення і збільшення оборотів двигунів БПЛА;
- канал тангажу - відповідає за нахил апарата вперед і назад;
- канал крену - відповідає за нахил БПЛА вліво та вправо;
- канал нишпорення - відповідає за обертання апарата навколо своєї осі.

Для підключення до ПК зовнішніх пристроїв застосовуються цифрові шини та CAN, I2C, SPI та апаратний послідовний інтерфейс UART.

Цифрові шини підключення CAN, I2C та SPI призначені для підключення до ПК різних датчиків. Найкраще використовувати SPI, тому що вона дозволяє працювати з більшими частотами опитування датчиків, ніж I2C.

Апаратний послідовний інтерфейс UART (від англ. Universal Asynchronous Receiver/Transmitter – універсальний асинхронний приймач) використовується для підключення периферійних пристроїв (приймач GPS-сигналу, телеметрія, транспондер, управління відеопередавачем і т.д.). У кожного послідовного порту два контакти: TX – передачі даних, RX – прийому. Слід запам'ятати, що TX на периферійному пристрої підключається до RX на польотному контролері і навпаки [6]. Кількість послідовних портів в польотному контролері залежить від моделі ПК і мікроконтролера, що використовується в ньому. Наприклад, на мікроконтролері типу F1 зазвичай тільки 2 порти UART, F3 і F4 може бути від 3 до 5, а у F7 - 6 або 7.

Вбудовані датчики: акселерометри, гіроскопи, барометри, магнітометри (компаси), датчики температури зовнішнього повітря, і навіть різні вимірювальні блоки, наприклад, модуль інерційної навігаційної системи (IMU – Inertial Measuring Unit).

Блок телеметрії призначений передачі параметрів польоту коптера (місце розташування, відсоток заряду батареї, висота, швидкість, споживання струму та інших.) на пульт управління чи через відеопередавач на FPV-окуляри.

На рисунку 2.25 показані основні елементи польотного контролера та контакти підключення периферійних пристроїв.

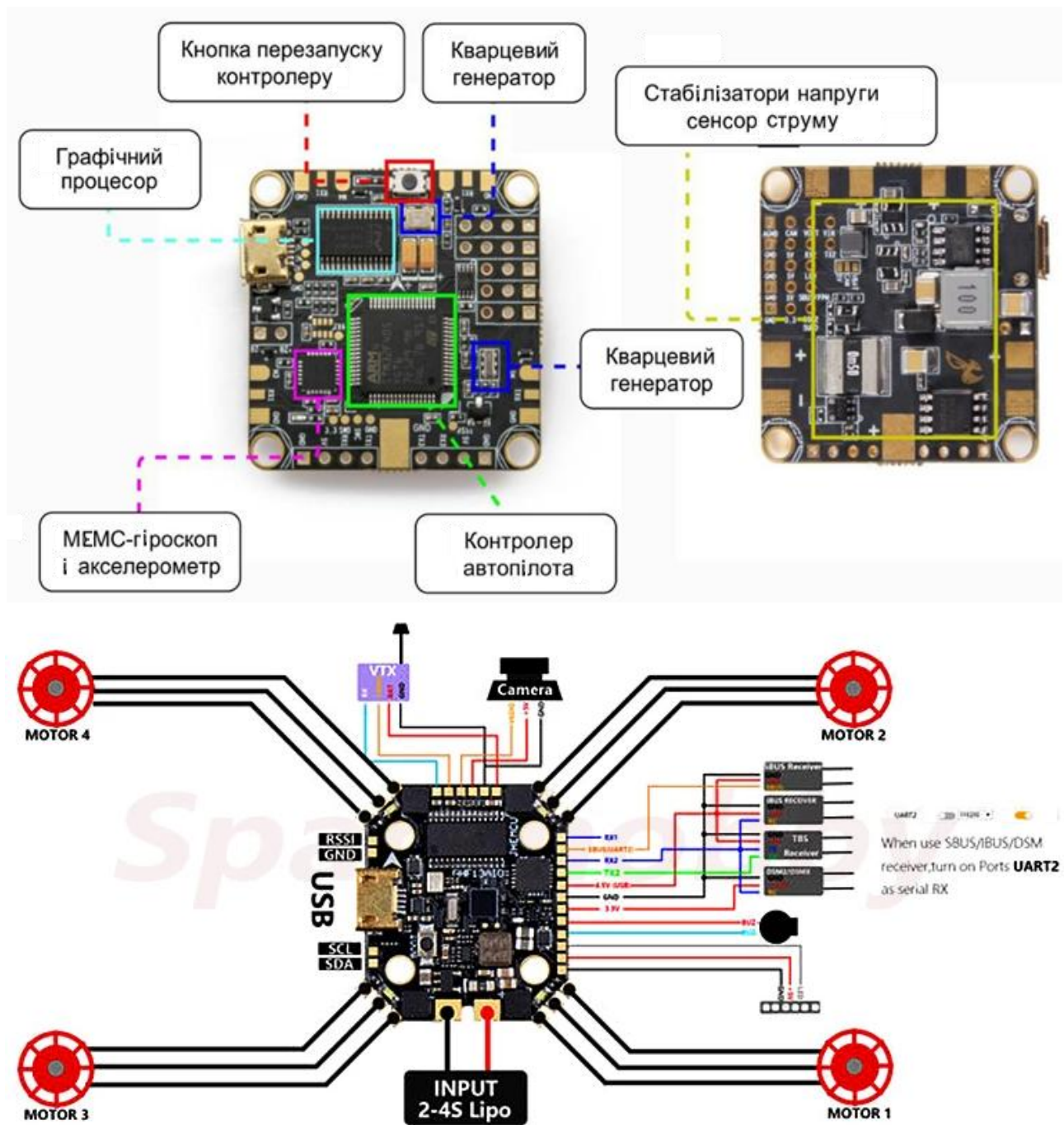


Рисунок 2.25 – Складові польотного контролера

Периферійне обладнання— це додаткові зовнішні пристрої, які підключаються до польотного контролера БПЛА за потребою. Наприклад, модулі супутникової та інерційної навігації, OSD, bluetooth, Wi-Fi, датчики струму, напруги та інші.

Розглянемо деякі з елементів периферії, що входять до складу польотних контролерів або опційно, що підключаються до них:

— датчики польотного контролера, що застосовуються для орієнтування та позиціонування БПЛА у польоті:

акселерометр- Вимірює лінійні прискорення по трьох осях (x, y, z).

гіроскоп- Вимірює кутові швидкості обертання БПЛА по трьох осях (x, y, z), кути Ейлера, кватерніони, необхідні для визначення його просторового положення.

– датчики, що входять до складу просунутих версій польотного контролера:

Магнітометр (компас)- Вимірює напрям кута нищпорення (курсу) щодо півночі.

Барометр– вимірює барометричну висоту польоту БПЛА. Використовується на більших (понад 50 м) висотах.

– засоби, які опціонально підключаються до польотного контролера для забезпечення додаткових функцій (у FPV-дронах зазвичай не використовуються):

Висотомір- Вимірює висоту щодо поверхні. Призначений для «м'якої посадки» БПЛА. Використовують за невеликих (до 50 м) висот.

Бувають висотоміри наступних типів:

- сонари (звукові хвилі);
- радіовисотомір (радіохвилі);
- лазерний далекомір, LiDAR (оптика).

Супутникова навігаційна система (СНП) (Global Positioning System – GPS)– супутниковий навігаційний приймач, що дозволяє визначати координати БПЛА у будь-якій точці земної кулі та в автоматичному або напіваавтоматичному режимі здійснювати політ заданими маршрутами, а також повертатися в точку посадки. Супутниковий приймач включає антени і обчислювач. Основні застосовувані СНП: ГЛОНАСС, GPS, BeiDou, Galileo, QZSS. Переваги СНП: всепогодність, глобальність, оперативність, точність та ефективність. Недоліки СНС: необхідність прямої радіовидимості з щонайменше чотирма супутниками; можливість придушення системами РЕБ; підміна сигналу супутників помилковим сигналом (GPS – спуфінг).

Інерційна навігаційна система (ІНС) (Inertial Measuring Unit – IMU) – навігаційний пристрій, який використовує акселерометри, гіроскопи та обчислювач для безперервного визначення за допомогою точного розрахунку положення орієнтації та швидкості БПЛА. Переваги ІНС полягають у повній автономності (незалежності від зовнішніх джерел сигналу) та незалежності від зовнішніх факторів (перешкод та придушення). Головним недоліком ІНС є накопичення помилок, якщо немає коригування від неінерційних систем.

OSD (On Screen Display) – система відображення додаткової інформації про політ на екрані, яка накладає на відеопотік додаткову інформацію з різних датчиків квадрокоптера (рисунок 2.26), наприклад, напруга акумулятора, висота, швидкість тощо. Система OSD може бути виконана у вигляді окремого пристрою або вбудована у польотний контролер.



Рисунок 2.26 – Зовнішній вигляд плати OSD та відображення телеметрії на відео

Система реєстрації польотних даних потрібна для запису параметрів польоту квадрокоптера (логів роботи) з польотного контролера спеціальний файл. Є два місця, куди можна вести запис логів, це флеш-пам'ять польотного контролера та SD-картка (флешка).

На рисунку 2.27 наведено приклад підключення різного периферійного обладнання до польотного контролера.

Схема підключення компонентів до контролера

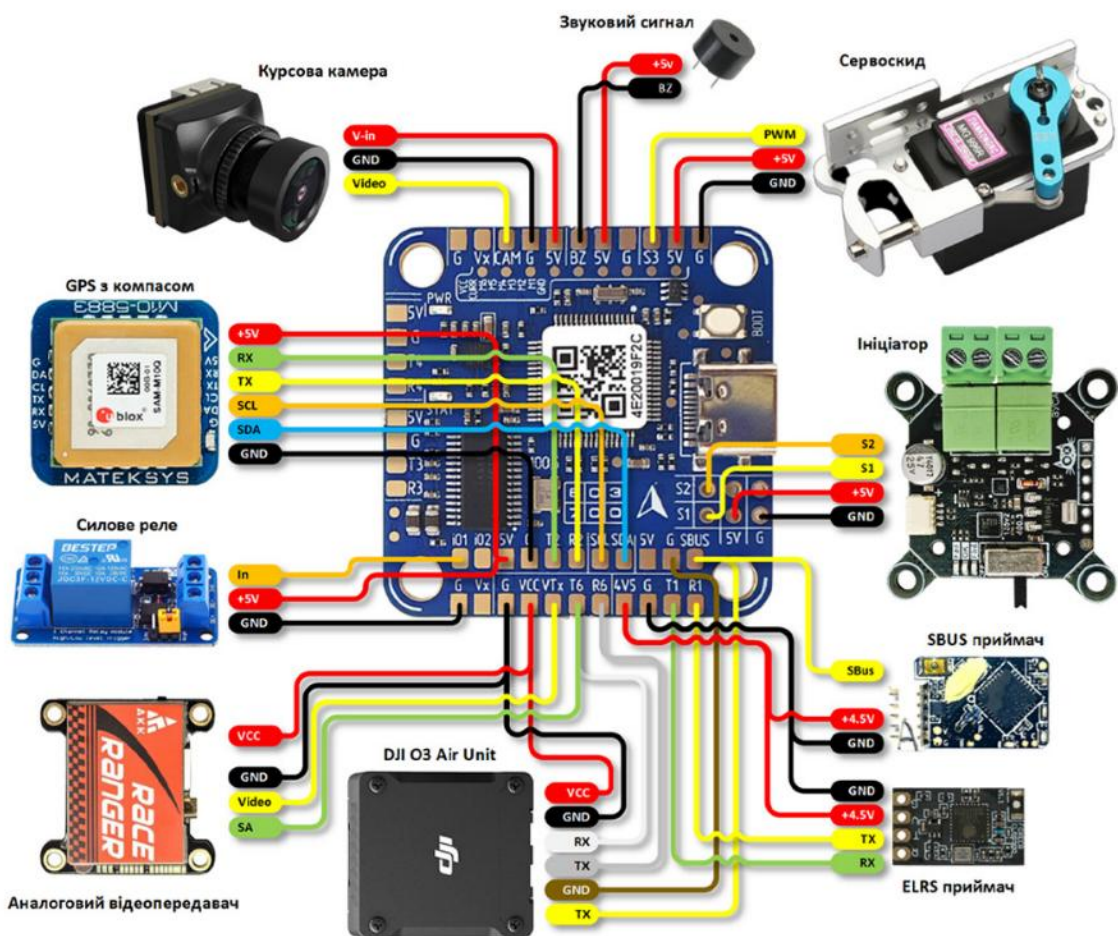


Рисунок 2.27 – Приклад підключення периферійних пристроїв до польотного контролера

Система електроживлення FPV-дрона складається з акумуляторної батареї, плати розподілу живлення та з'єднувальних проводів.

Плата розподілу живлення (PDB від англ. Power Distribution Board). Основне завдання PDB – це передавати струм від акумулятора до регуляторів оборотів електродвигунів (ESC), а також живити польотний контролер та деякі периферійні пристрої. Як правило, PDB – це невелика плата розміром з польотний контролер, де є мінімум 5 пар контактних майданчиків (плюс і мінус) (рисунк 2.28). На один майданчик припаюється роз'єм для підключення акумулятора (часто ці контакти виведені убік), на інші 4 (якщо збирається квадрокоптер) припаюються контакти регуляторів оборотів (ESC), тобто ця плата розподіляє струм від акумулятора по всій системі квадрокоптера.

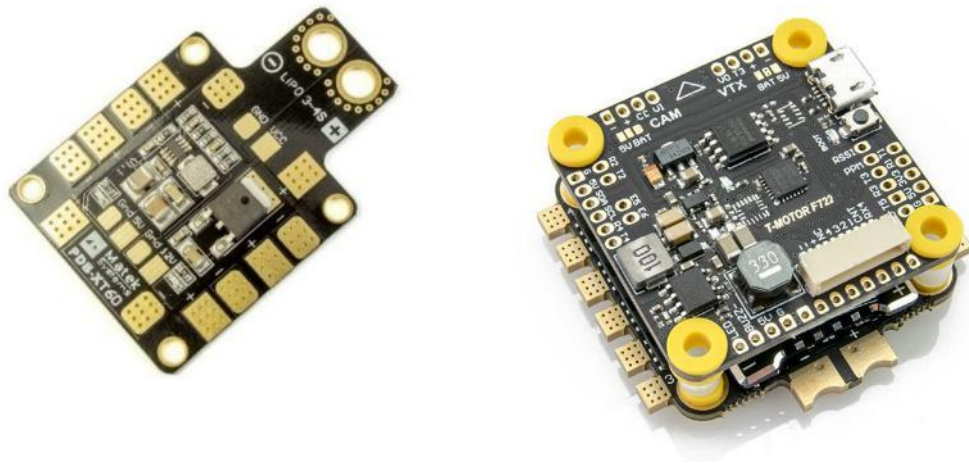


Рисунок 2.28 – Плата розподілу живлення окремо та у зборці з польотним контролером

Більшість PDB містять регулятори напруги підключення периферії. Як правило, периферія, в тому числі і польотний контролер, працює від напруги живлення 5V, акумулятор квадрокоптера виробляє напругу живлення 12 - 16V.

Основне завдання PDB – це передавати струм від акумулятора регуляторам оборотів (ESC) та живити польотний контролер.

Акумуляторна батарея (АКБ)– пристрій для накопичення енергії з її подальшого використання.

Сучасні FPV-дрони використовують два види АКБ:

- Li-Ion (літій-іонні);
- Li-Po (літій-полімерні).

Літій-іонний акумулятор (Li-Ion) – тип електричного акумулятора, який широко поширений у сучасній побутовій електронній техніці та знаходить у ній застосування як джерело енергії в електромобілях, накопичувачах енергії в енергетичних системах.

Переваги Li-Ion АКБ:

- висока енергетична густина (ємність);
- низький саморозряд;
- висока струмовіддача;
- велика кількість циклів заряд-розряд;
- не вимагають обслуговування. Недоліки Li-Ion АКБ:
- при перезарядженні, недотриманні умов заряду або при механічному пошкодженні часто бувають надзвичайно вогненебезпечними;
- втрата ємності на холоді.

Одним із основних технологічних досягнень, що зумовили зліт популярності цивільних БПЛА, стали літій-полімерні (Li-Po – lithium-ion polymer battery) батареї. Дуже подібні до пристрою з батареями для смартфонів, літій-полімерні батареї мають набагато більше співвідношення.

«ємність/вага» порівняно з нікель-кадмієвими (NiCD) та нікель-металгідридними (NiMH) батареями. Таке рятуння від зайвої ваги дозволило їх використовувати на БПЛА.

Літій-полімерний акумулятор (Li-Po) (Рисунок 2.29) – це вдосконалена конструкція літій-іонного акумулятора. Як електроліт використовується полімерний матеріал.



Рисунок 2.29 – Li-Po акумуляторна батарея з маркувальними даними

Переваги Li-Po АКБ:

- велика густина енергії на одиницю маси;
- низький саморозряд;
- можливість набувати дуже гнучкі форми;
- незначний перепад напруги в міру розряду;
- широкий діапазон робочих температур від -20 до $+40$ °C.

Недоліки Li-Po АКБ:

– пожежонебезпечні при перезаряді та/або перегріві. Для боротьби з цим явищем усі побутові акумулятори забезпечуються вбудованою електронною схемою, яка запобігає перезаряду та перегріву внаслідок занадто інтенсивного заряду. З цієї причини вимагають спеціальних

алгоритмів зарядки (зарядних пристроїв);

– кількість робочих циклів 800 - 900, при розрядних струмах 2А до втрати ємності 20%.

Основними характеристиками акумуляторів:

- напруга;
- ємність;
- струмовіддача;
- кількість та спосіб з'єднання елементів в акумуляторі.

Напруга– всі літій-полімерні батареї для досягнення необхідної напруги формуються із послідовно з'єднаних одиночних осередків, конструктивно об'єднаних у блоки. Номінальна напруга кожного осередку 3,7 (4,2 В при повному заряді). Це означає, що в нашому прикладі номінальна напруга складе $3 \times 3,7 = 11,1$ і може досягти $3 \times 4,2 = 12,6$ В при повному заряді.

Місткість– це місткість акумулятора, що вимірюється в ампер-годинниках або міліампер-годинниках.

Приклад: Батарея ємністю 1000 мАч говорить про те, що вона віддаватиме навантаження струм, що дорівнює 1000 мА або 1 А протягом години. Час розряду безпосередньо залежить від сили струму в ланцюгу, якщо до такої батареї підключити лампочку, яка споживає 100 мА або 0.1 А, то вона світитиме 10 годин і, навпаки, – якщо підключити мотор, який споживає 6 А, цього акумулятора вистачить всього на 10 хвилин роботи такого мотора.

Знаючи ємність, можна обчислити час роботи, розділивши ємність струм навантаження, з прикладу вище. Наприклад, якщо є батарея 1 Ач і навантаження 1 А – 1 Ач, ділимо на 1 А = 1 годину, $T = C/I$, T – час розряду, C – ємність акумулятора, I – струм навантаження. Приклад із лампочкою 1 Ач ділимо на 0,1 А = 10 год і з мотором 1 Ач ділимо на 6 А = 0,16 год - 10 хвилин. Варто звернути увагу, що не будь-який акумулятор здатний розряджатися з такою швидкістю, як з мотором з прикладу (6 А), деякі батареї при такому швидкому розряді вийдуть з ладу. Щоб такого не трапилося на акумуляторах, пишуть ще один параметр.

Струмовіддача- це допустима швидкість розряду акумулятора, на батареях або одиночних елементах. Вона позначається «число і буква С», це вказує на те, що дана батарея може віддати всю накопичену енергію за час, що визначається, як одну годину розділити на число перед «С», тобто, візьмемо батарею 1Ач, її струмовіддача дорівнює 10С, це означає, що вона може віддати всю енергію за 1 год, 6 хвилин, виходить, що мотор з прикладу вище не зашкодить її, розрядивши за 10 хвилин, так як це за часом на 4 хвилини довше, ніж максимальна швидкість розряду 6 хвилин, до її повного розряду. Так розраховується час, за який можна розрядити батарею без шкоди для неї. Розрахувати максимальний струм, який вона видає, можна помноживши її ємність 1 Ач на число, вказане як струмовіддача $C \ 1 \text{ Ач} \times 10 \text{ С} = 10 \text{ А}$.

Приклад: Безпілотний літак споживає на максимальних оборотах 10 А, а акумулятор має ємність 2 Ач, це означає, що літак розрядить цю батарею за $2/10 = 0,2$ год - 12 хвилин, а тепер розрахуємо яке для цього знадобиться значення

струмовіддачі "С". Струмовіддачу можна обчислити так: 1 годину розділити на час, одержаний вище. Для зручності годину розіб'ємо на хвилини, і так $60/12 = 5$ - виходить, що для 12-хвилинного польоту йому знадобиться акумулятор ємністю 2 Ач та струмовіддачею 5С.

Варто звернути увагу на той факт, що струмовіддача ніяк не впливає на час польоту. Можна взяти батарею з тією ж ємністю та струмовіддачею 100С, час польоту залишиться 12 хвилин і ніяк інакше, тому що на час роботи моделі впливає лише ємність батареї. Часто новачки вибирають батарею з гігантським "С" і практично не дивляться на ємність. Наприклад, якщо ми візьмемо модель з опису вище і встановимо туди акумулятор 500 мАч і струмовіддачею 60 С (ми вже знаємо, що вона на 2 Ач акумуляторі летить 12 хвилин), то вирахуємо час польоту - $0,5 \text{ Ач}$, ділимо на струм навантаження $10 \text{ А} = 0 \text{ і } 0 \text{ 60С}$. А скільки ж «С» нам знадобиться для трихвилинного польоту на такій батареї? $60/3=20 \text{ З}$, то навіщо тоді переплачувати за зайві 40 З, якщо час польоту не змінилося хоч 20 З, хоч 60 З однаково 3 хвилини.

Кількість та спосіб з'єднання елементів в Li-Po акумуляторі. Елементи акумулятора називаються осередками чи банками. Номінальна напруга однієї банки Li-Po акумулятора дорівнює 3,7 В. Для отримання вищої напруги їх з'єднують послідовно (рисунок 2.30), а збільшення ємності – паралельно. Порядок підключення банок батареї визначають символи S – послідовне підключення; P – паралельне підключення.

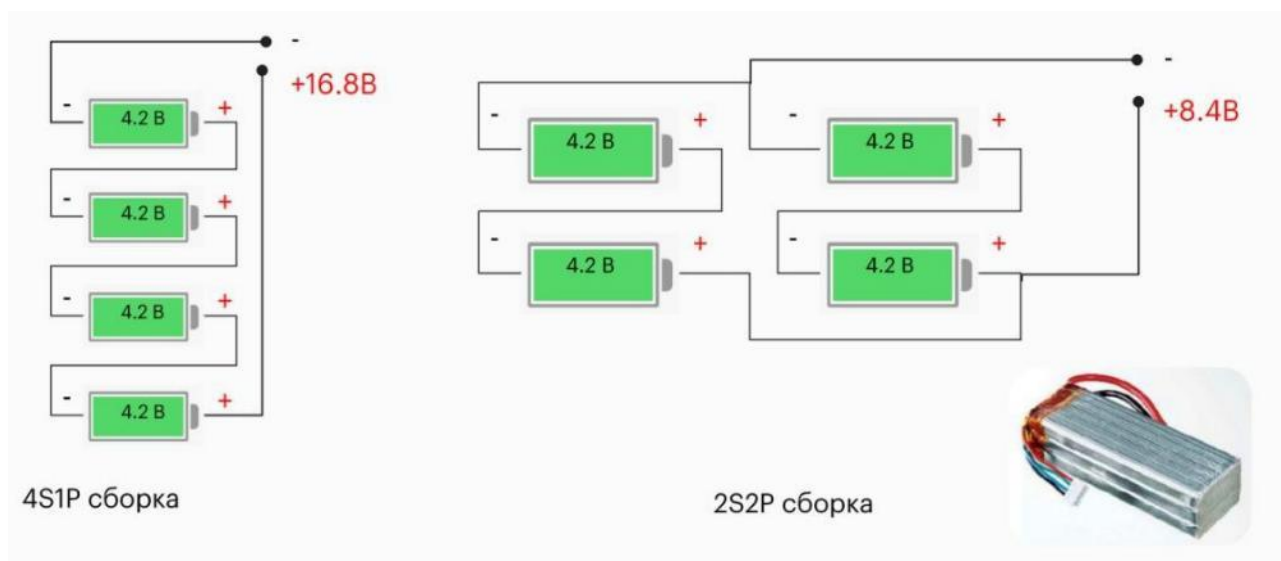


Рисунок 2.30 – Схема складання осередків Li-Po акумуляторної батареї

Основні параметри акумулятора зазвичай вказані у маркуванні, яке наноситься на його корпус. Як приклад розглянемо акумулятор Gaopeng GNB 1800mAh 4SP1 (рисунок 2.31):

- Gaopeng – торгова назва акумулятора;
- 1800mAh – це ємність акумулятора, яка вимірюється в міліампер-годину, чим вище ємність, тим довше літатиме квадрокоптер, але також

збільшується і вага акумулятора;

– 4S – кількість послідовно з'єднаних елементів в акумуляторі, у цьому випадку таких елементів 4. Кожен елемент має напругу приблизно 3,7 В, а в сумі всі 4 осередки видають напругу 14.8В.



Рисунок 2.31 – Li-Po акумулятор Gaoneng GNB 1800mAh 4S 130C

- 1P – кількість паралельно підключених блоків у складанні, у поданому випадку 1 блок;
- 130C - струмовіддача.
- 260C – піковий струм розряду.

Підбір акумулятора. Вибір параметрів акумулятора залежить від маси коптера, встановленого корисного навантаження, додаткового обладнання, а також необхідної швидкості, дальності та тривалості польоту.

Експлуатація Li-Po та Li-ion АКБ має свої особливості:

- обмежена кількість циклів заряду-розряду;
- чутливість до перезаряду та глибокого розряду;
- чутливість до високої температури (робочий режим -20 до 50°C);
- чутливість до вібраційних та ударних навантажень;
- зниження ресурсу акумулятора при великих струмах розряду.

Правильна експлуатація Li-Po та Li-ion АКБ, з урахуванням їх особливостей,

забезпечить тривалий термін служби. Найбільш важливими етапами експлуатації АКБ, що істотно впливають на термін служби, є правильне заряджання та зберігання акумуляторів.

Порядок заряджання Li-Po акумуляторів. Для заряду Li-Po акумуляторів, що складаються з кількох осередків, необхідно застосовувати спеціальні зарядні пристрої (рисунок 2.32), щоб забезпечити рівномірний заряд осередків.



Рисунок 2.32 – Деякі типи пристроїв для заряджання акумуляторів

Особливість цього зарядного пристрою в тому, що воно вмiє робити балансування осередкiв акумулятора - акумулятор пiдключається до нього не тiльки силовим роз'ємом, але й додатковим балансувальним роз'ємом, на який виведенi всi комiрки окремо.

При пiдключеннi балансувального роз'єму до зарядного пристрою на дисплеї має вiдобразитися кiлькiсть банок, з яких складається акумулятор (рисунок 2.33).

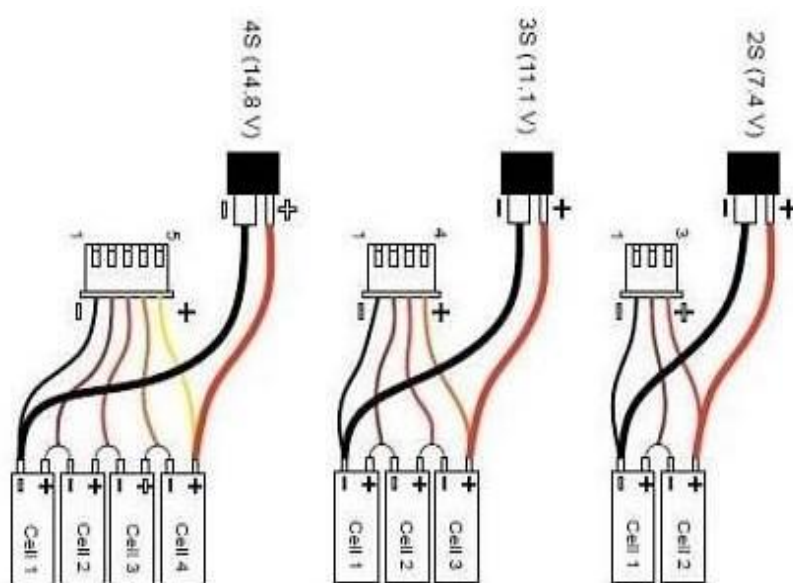


Рисунок 2.33 – Схема пiдключення осередкiв акумуляторної батареї до балансувального роз'єму

Балансувальний роз'єм потрібен для того, щоб переконатися, що всі банки акумулятора заряджені однаково. Це дозволяє заряджати АКБ, рівномірно розподіляючи навантаження на банки акумулятора в процесі експлуатації. Зарядний пристрій вміє вимірювати внутрішній опір та проводити цикл вимірювання ємності. В останньому випадку він повністю розряджає і заряджає батарею і видає інформацію про те, якою реальною ємністю вона має.

Заряджати АКБ рекомендується струмами, значення яких не перевищує 1С, наприклад, якщо акумулятор має ємність 1500 mAh, то можна заряджати його струмом 1,5 А. При необхідності виконати зарядку АКБ якнайшвидше, необхідно використовувати максимально допустимий струм заряду, вказаний на батареї. Однак краще не заряджати струмами більше 3С, для 1500 mAh це 4,5А.

Для того, щоб уберегтися від пожежі, необхідно використовувати спеціальні вогнетривкі пакети. Li-Po акумулятор підключається до зарядного пристрою і поміщається в цей пакет протягом усього періоду заряду.

Не можна заряджати акумулятори поблизу будь-яких легкозаймистих матеріалів. Бажано використовувати вогнетривкі пакети для безпечного заряду акумуляторів.

Для гасіння акумуляторів необхідно використовувати порошковий або вуглекислотний вогнегасник, іншими гасити акумулятори типу Li-Po не можна!

Зберігання Li-Po акумуляторів – це дуже важливий момент, який слід звернути пильну увагу. Якщо просто зарядити Li-Po акумулятор до кінця і не використовувати його - він стрімко почне втрачати ємність і незабаром стане непридатним. Якщо розрядити Li-Po акумулятор і не використовувати - він також втратить ємність і непридатний протягом 1-2 місяців. Необхідно використовувати спеціальний режим STORAGE, тобто зберігання, яке є на зарядному пристрої. У цьому режимі кожна секція заряджається чи розряджається до 3,85V. При такому напрузі в акумуляторі хімічні процеси протікають негаразд інтенсивно, внаслідок чого акумулятор прослужить набагато довше.

Після того, як акумулятор переводиться в режим зберігання, необхідно покласти його в холодне місце та зберігати за низької температури для уповільнення хімічних процесів.

Для виконання цільових завдань на FPV-Дрони встановлюються курсові FPV-камери. Камера може бути видимого діапазону, тепловізійна та нічного бачення. Курсові камери під конкретний FPV-дрон підбирають за габаритами його рами. Можна встановити камери на рами меншого розміру, але для цього необхідно використовувати спеціальні утримувачі. Варіанти кріплення FPV-камер на рамах дронів представлені рисунку 2.34.

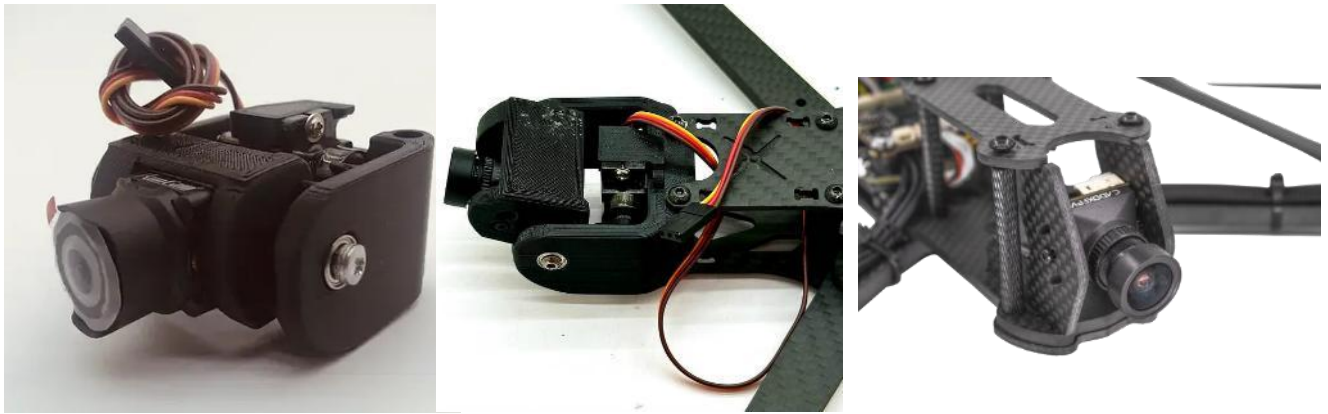


Рисунок 2.34 – Варіанти кріплення FPV-камери

Розміри FPV-камери поділяються на такі типи: повнорозмірні або стандартні (28 мм); міні (21 мм); камери DJI O3 Air Unit (20 мм); мікро (19 мм); нано (14 мм).

FPV-камери мають такі характеристики:

- тип матриці CMOS і CCD та її роздільна здатність;
- співвідношення сторін 4:3 або 16:9;
- дозвіл TVL;
- формат системи кодування сигналу PAL чи NTSC;
- розмір об'єктиву та лінзи;
- світлочутливість (ISO);
- наявність ІЧ-фільтра;
- форм-фактор (без корпусу, пластиковий чи металевий корпус);
- вага камери.

Зовнішній вигляд матриць CMOS та CCD представлений рисунку 2.35.

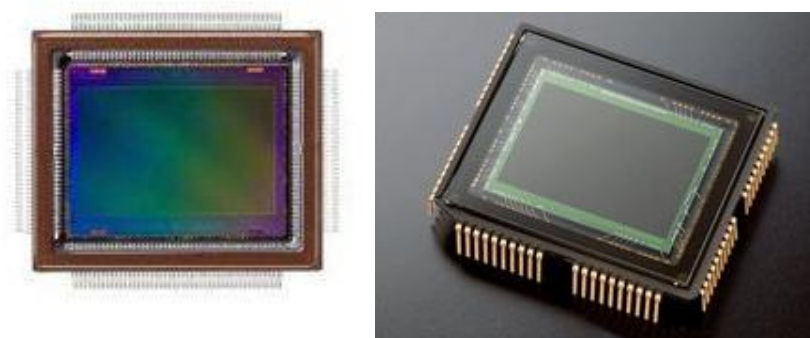


Рисунок 2.35 – Матриці CMOS та CCD

Матриці CMOS використовують для цифрових сигналів, CCD для аналогових.

Переваги CCD камер:

- висока продуктивність при великій зміні освітленості через широкий

динамічний діапазон (WDR). Наприклад, якщо в сонячний день полетіти прямо у бік Сонця, то матриця CCD дуже швидко під це адаптується та затемнить зображення. Те саме працює і у зворотний бік в умовах низького освітлення. Камери із матрицею CMOS так швидко працювати не можуть.

- у CCD дуже мала затримка. Камери з цієї матриці набагато швидше надсилають відеопередавач сигнал, ніж камери з матрицею CMOS. Однак нові сучасні CMOS-камери все ж таки починають наздоганяти за швидкістю CCD, але останні все ще попереду.

- у CCD немає побудови лініями. Більшість CMOS збирають картинку рядками, щоб вийшло зображення. Від сильної вібрації на БПЛА ці смуги можуть поїхати і картинка стане хвилеподібною. Цей ефект ще називають "желе" або Jello Effect. У CCD картинка виводиться відразу повністю, а не малюється рядково.

Переваги CMOS камер:

- більш висока роздільна здатність;
- найкраща кольоропередача;
- більш висока частота кадрів;
- менше енергоспоживання.



Рисунок 2.36 – Відеопередавач

У процесі польоту FPV-дрону переваги CMOS камер (за винятком енергоспоживання) менш важливі, ніж переваги CCD камер, тому в даний час найбільш часто як камери FPV-дронів застосовують камери з CCD матрицею.

Більшість камер вміє відображати відео зі співвідношенням сторін 4:3 та 16:9. Однак більшість операторів БПЛА літає при співвідношенні сторін 4:3, так як для отримання співвідношення 16:9 деякі камери просто обрізають верхню та нижню кромки відео 4:3.

Роздільна здатність TVL характеризує кількість горизонтальних ліній, які поміщаються у кадр. Чим більше TVL, тим якісніша картинка.

Відомі два основні формати кодування кольорів для аналогових камер:

- PAL;
- NTSC.

PAL видає 25 кадрів в секунду та роздільну здатність 720×576 , а NTSC 30 кадрів в секунду та роздільну здатність 720×480 пікселів. Слід пам'ятати, що формат PAL підтримує вищу роздільну здатність, а NTSC підтримує вищу частоту кадрів.

Розмір об'єктиву та лінзи

Для стандартних міні- та мікроквадрокоптерів завжди використовуються FPV камери з лінзою 1/3 дюйма. Ці лінзи універсальні і можуть підійти до будь-якої подібної камери, що робить її ремонтпридатною.

Від форми лінзи залежить кут огляду – простір, який можна побачити камерою. Деякі виробники намагаються робити свої лінзи з більшим кутом огляду або навпаки, з меншим кутом огляду. Ширококутні (з великим кутом огляду) лінзи не завжди добрі. Справа в тому, що в таких лінзах погіршується сприйняття глибини простору, можна не зрозуміти, наскільки об'єкт близький, що для FPV-дронів дуже важливо.

У деяких камерах є інфрачервоний фільтр, він може бути як заблокованим, так і розблокованим, в описі це вказується наступним чином:

- IR blocked;
- IR unblocked.

Лінза без блокуючого ІЧ-фільтра (IR unblocked) передає картинку з темними кольорами і призначена для польотів вночі та в сутінки.

Лінза з нанесеним ІЧ-фільтром (IR blocked) передає кольори природно і не призначена для польотів уночі. З такою лінзою картинка при сонячному світлі буде дуже яскравою та насиченою, але вночі нічого не видно.

Деякі FPV-дрони для польотів у нічний час оснащуються тепловізорами – спеціальними приладами, що реєструють інфрачервоне (ІЧ) випромінювання, яке випромінюють нагріті об'єкти. У тепловізорі чутливий елемент змінює опір при попаданні на нього ІЧ випромінювання. Тепловізійна камера має особливий об'єктив, зроблений, як правило, з германієвої лінзи, яка пропускає інфрачервоне випромінювання.

Тепловізори набагато дорожчі за камери, що працюють у видимому діапазоні, тому на FPV-дронах їх застосовують лише у виняткових ситуаціях.

Додаткове обладнання для застосування FPV-дронів

Зумер (Buzzer, сигналізатор) для квадрокоптера – важливий елемент конструкції квадрокоптерів. Зумер сигналізує про різні події, що відбуваються в програмній частині БПЛА, починаючи від помилок і закінчуючи розрядом акумулятора. Завдяки гучному писку зумера набагато простіше знайти квадрокоптер.

М'які монтажні втулки – гасять вібрації та ударні навантаження.

Кейси чи рюкзаки – Для зручності перенесення комплектуючих дронів необхідно використовувати спеціальні кейси, які мають відсіки або кишені під обладнання, що входить до комплексу з БПЛА.

Вогнетривкі пакети – для запобігання розповсюдженню вогню у разі загоряння Li-Po акумуляторних батарей.

Powerbank та зарядні станції – для заряджання АКБ. Зарядну станцію

можна підключити як до штатної електромережі, і до генератору. Powerbank необхідно використовувати як резервне джерело живлення.

Стартовий (посадковий) майданчик або підставка використовується для того, щоб нижня частина БПЛА не дряпалася від частого зіткнення із земною поверхнею, а також для надання дрону кута нахилу, що відповідає куту кріплення FPV-камери.

Виносні ретранслятори та підсилювачі сигналу – застосовуються збільшення дальності польоту та забезпечення максимальної зони покриття сигналу.

Системи скидання та доставки вантажів – для підвісу корисного навантаження на БПЛА. Можуть застосовуватися системи скидання, що кріпляться до фюзеляжу. Як правило, їх виготовляють на 3D принтері під кожен тип БПЛА. Система скидання має зсувний механізм для відчеплення вантажу, який керується сервоприводом сигналу з датчика.

Контрольні питання

1. Як класифікуються БПЛА залежно від конструкції?
2. До якого типу літальних апаратів відносяться мультироторні БПЛА?
3. Поясніть принцип дії несучого гвинта.
4. Перерахуйте сили, що діють на квадрокоптер у польоті.
5. Яке обладнання входить до комплекту FPV-дрону?
6. Перерахуйте основні елементи конструкції FPV-дрону.
7. Назвіть основні характеристики рами FPV-дрону.
8. Назвіть призначення та типи електродвигунів, що застосовуються у FPV-дронах та їх особливості?
9. Напишіть принцип роботи безколекторних електродвигунів.
10. Назвіть призначення та типи гвинтів, що застосовуються у FPV-дронах.
11. Електронні регулятори оборотів: призначення, склад та принцип роботи.
12. Політний контролер: призначення, склад та основні функції.
13. Перерахуйте види периферійного обладнання, що застосовується у FPV-дронах.
14. Система електроживлення: призначення та склад.
15. Які маркувальні дані наносяться на Li-Po акумулятор?

ОСНОВИ РАДІОЛОКАЦІЇ

3.1 Загальні відомості про радіолокацію

Ідеї радіолокації виникли набагато раніше їхньої технічної реалізації. Вони з'явилися з розвитком теорії електромагнітних коливань Фарадеєм, Максвеллом, Герцем і особливо з винаходом радіо О.С. Поповим і його першими роботами з радіозв'язку. Останні привели до думки про можливість застосування радіохвиль для виявлення об'єктів і визначення напрямку на них. Про це говориться в звіті О.С. Попова в 1897 році за результатами дослідів у Балтійському морі. У ході дослідів була встановлена можливість виявлення міноносця «Лейтенант Ільїн» у момент перетинання ним лінії радіозв'язку між кораблями «Африка» і «Європа». На основі дослідів було запропоновано використовувати радіохвилі для орієнтації при поганій видимості і ускладненому виявленні, а також сформована сутність вторинного випромінювання радіохвиль. Однак ідеї вченого не були реалізовані в той час, оскільки рівень розвитку радіотехніки був слабкий.

На початку ХХ століття народжується ряд конкретних пропозицій по застосуванню радіохвиль для визначення місця розташування об'єктів. У 1922 році американські вчені А. Тейлор, Л. Юнг повторюють досліди О.С. Попова по вторинному випромінюванню.

Народження техніки радіолокації відноситься до 30-х років, коли зростає роль авіації і швидкості її польотів. Це порушило питання про перехід від звукопеленгації до радіолокації.

Ініціаторами робіт у радіолокації у 1932-1933 роках стали військові інженери П.К. Ощенков, Н.Н. Лобанів. До цих робіт також залучають радіолабораторії та інститути. Роботи зі створення радіолокаторів почали вести всі країни світу. Незважаючи на труднощі, пов'язані з другою світовою війною, роботи зі створення радіолокаторів продовжувалися і продовжуються дотепер на сучасній елементній базі.

Радіолокація – швидко прогресуюча галузь науки. Її базою є статистична теорія радіолокації, основи якої закладені В.А. Котельниковим в його роботі "Теорія потенціальної перешкодозахищеності". Для техніки радіолокації важливим є розвиток обчислювальної техніки, засобів і систем передачі радіолокаційної інформації, автоматизованих систем керування.

Радіолокацією називають галузь радіоелектроніки, предметом якої є одержання відомостей про об'єкти по їхньому радіовипромінюванню.

Об'єкти, відомості про які становлять інтерес і отримуються радіолокаційними засобами, називаються радіолокаційними цілями. Вони можуть бути повітряними (хмари, опади, літаки, вертольоти, ракети), наземними (автомашини й інша техніка), надводними (кораблі).

Усі відомості про цілі, одержані радіолокаційними засобами, називаються радіолокаційною інформацією (РЛІ). Технічні засоби одержання РЛІ називають радіолокаційними станціями (РЛС), радіолокаторами, радарми, а в

метеорології—метеорологічними радіолокаторами (МРЛ).

Процес одержання РЛП розділяють на етапи: виявлення, вимір координат і параметрів руху цілей, відокремлення цілей, розпізнавання цілей.

Виявлення полягає в ухваленні рішення про наявність чи відсутність цілі в кожній виділеній ділянці з мінімальними імовірностями помилкових рішень.

Вимір полягає у визначенні оцінки координат і параметрів руху виявленої цілі з мінімальними помилками.

Відокремлення полягає у виконанні задачі виявлення і виміру координат однієї цілі в присутності інших, близько розташованих цілей.

Розпізнавання полягає у визначенні належності об'єкта до заздалегідь виділених об'єктів.

3.2 Координати і параметри руху радіолокаційної цілі

За допомогою РЛС координати цілі вимірюються в сферичній системі координат (рис. 3.1). Початок відліку дальності співпадає з точкою розташування РЛС (точка O на рис. 3.1). Положення цілі характеризує: похила дальність $r_{Ц}$; азимут $\beta_{Ц}$; кут місця $\varepsilon_{Ц}$.

Азимутом цілі називається кут у горизонтальній площині між початковим напрямком (Oy) і горизонтальною проекцією напрямку на ціль.

Кутом місця цілі називається кут у вертикальній площині між напрямком на ціль (OC) і горизонтальною проекцією цього напрямку (C').

У радіолокації використовується також циліндрична система координат. Положення цілі в цій системі координат характеризують: горизонтальна дальність $r_{Ц} = OC' = r_{Ц} \cos \varepsilon_{Ц}$; азимут $\beta_{Ц}$; висота $H = CC' = r_{Ц} \sin \varepsilon_{Ц}$.

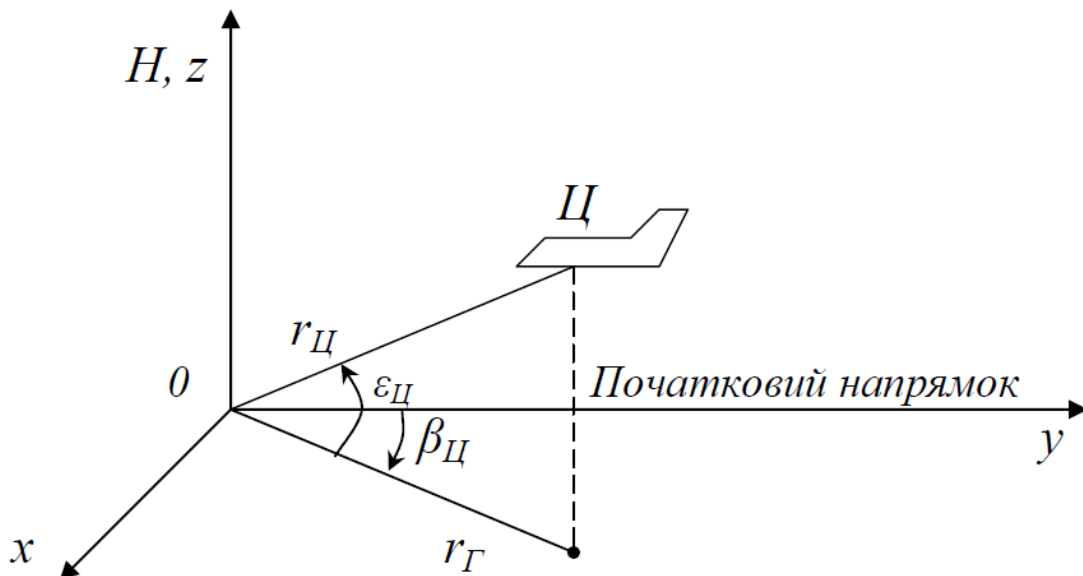


Рис. 3.1 - Система координат, що використовується в радіолокації

Нескладним шляхом можна отримати координати цілі й у прямокутній системі координат (xyz).

У радіолокації можуть вимірюватися не тільки координати цілі, але й

параметри руху цілі: радіальна швидкість $V_r = dr/dt$; прискорення; швидкості зміни кутових координат $d\beta/dt$, $d\varepsilon/dt$ і інші похідні координат за часом.

3.3 Фізичні основи радіолокації

В основі радіолокації лежать закономірності поширення, випромінювання, відбиття і прийому радіохвиль.

Середовище поширення звичайно ототожнюється з вільним простором, тобто вважається однорідним, ізотропним, недисперсійним. Це значить, що радіохвилі поширюються по прямій лінії з постійною швидкістю $c = 3 \cdot 10^8$ м/с. Вона не залежить від напрямку розповсюдження, поляризації і частоти хвилі. Реальне середовище не завжди може бути порівняне з вільним простором, що вимагає введення відповідних поправок.

Випромінювання (прийом) радіохвиль здійснюється антенами РЛС з високо-направленими діаграмами спрямованості. Частіше радіохвилі, що випромінюються, називають зондувальними чи первинними сигналами, а прийняті радіохвилі – відбитими чи вторинними сигналами.

Поява сигналів вторинного випромінювання викликана наявністю неоднорідностей електричних властивостей середовища. Джерелами відбитих радіохвиль можуть бути не тільки цілі, але й місцеві предмети. Час запізнювання t_3 відбитої хвилі щодо випроміненої (коли випромінювання і прийом відбувається в одній точці) визначається співвідношенням:

$$t_3 = \frac{r_{\Pi}}{c} \quad (3.1)$$

де r_{Π} - дальність цілі від РЛС ; $c \approx 3 \cdot 10^8$ м/с.

Отже, визначення дальності зводиться до виміру t_3 і розрахунку за формулою:

$$r_{\Pi} = \frac{ct_3}{2} \quad (3.2)$$

Принцип виміру кутових координат цілі полягає у визначенні кутового положення нормалі до фазового фронту відбитої хвилі.

Частота відбитих сигналів рухомих і нерухомих цілей відрізняється на частоту Доплера $F_{ДВ}$, що залежить від радіальної швидкості цілі. Це явище використовується при вимірі радіальної швидкості цілі.

3.4 Структурна схема РЛС

Узагальнена структурна схема РЛС наведена на рис 3.2.

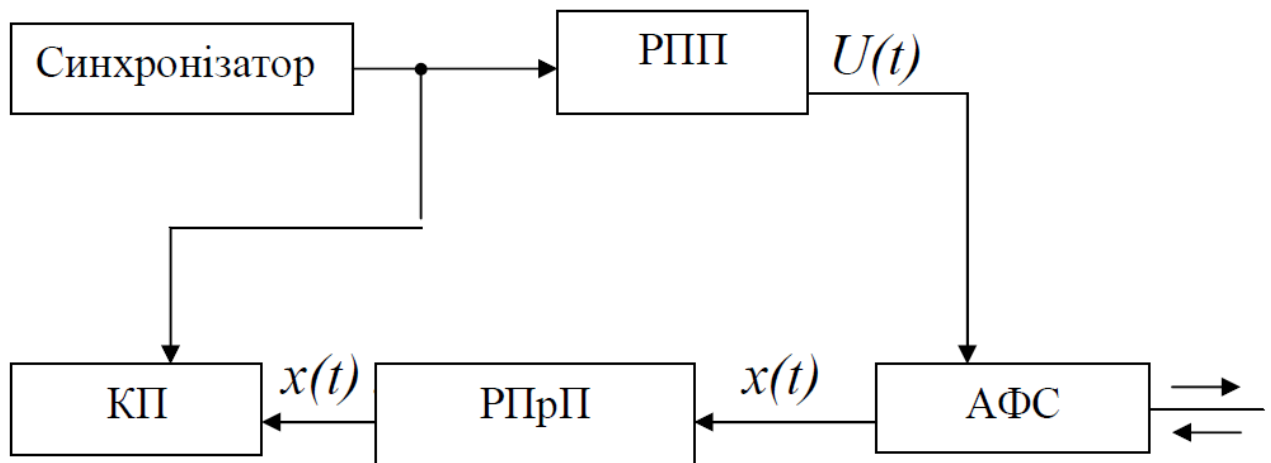


Рис. 3.2 - Структурна схема імпульсної РЛС

Синхронізатор забезпечує синхронну роботу всіх пристроїв РЛС. Радіопередавальний пристрій (РПП) генерує високочастотні радіосигнали з частотою-носієм f_0 . Як правило, РПП генерує синусоїдальні коливання.

Антенна система, антенно-фідерна система (АФС) чи антенно- хвилепровідна система (АХС) перетворює високочастотні (ВЧ) коливання в радіохвилі при випромінюванні і виконує зворотне перетворення при прийомі.

Радіоприймальний пристрій (РПРП) здійснює виділення сигналів на тлі шумів, посилення і перетворення їх за частотою.

Кінцевий пристрій (КП) дозволяє визначати координати і параметри руху цілі. У якості КП може використовуватися електронно-променева трубка, електронна обчислювальна машина (ЕОМ) або інший пристрій, що зчитує.

3.5 Види радіолокації

Інформація про цілі визначається шляхом аналізу прийнятих радіолокатором сигналів. Причинами появи сигналу цілі можуть бути: відображення (вторинне випромінювання) радіохвиль; перевипромінювання (ретрансляція) радіохвиль; власне радіовипромінювання цілі.

Тому розрізняють три види радіолокації: звичайна активна; з активною відповіддю; пасивна.

Звичайна активна радіолокація.

Заснована на використанні вторинного випромінювання хвиль або радіохвиль пасивної відповіді (рис. 3.3).

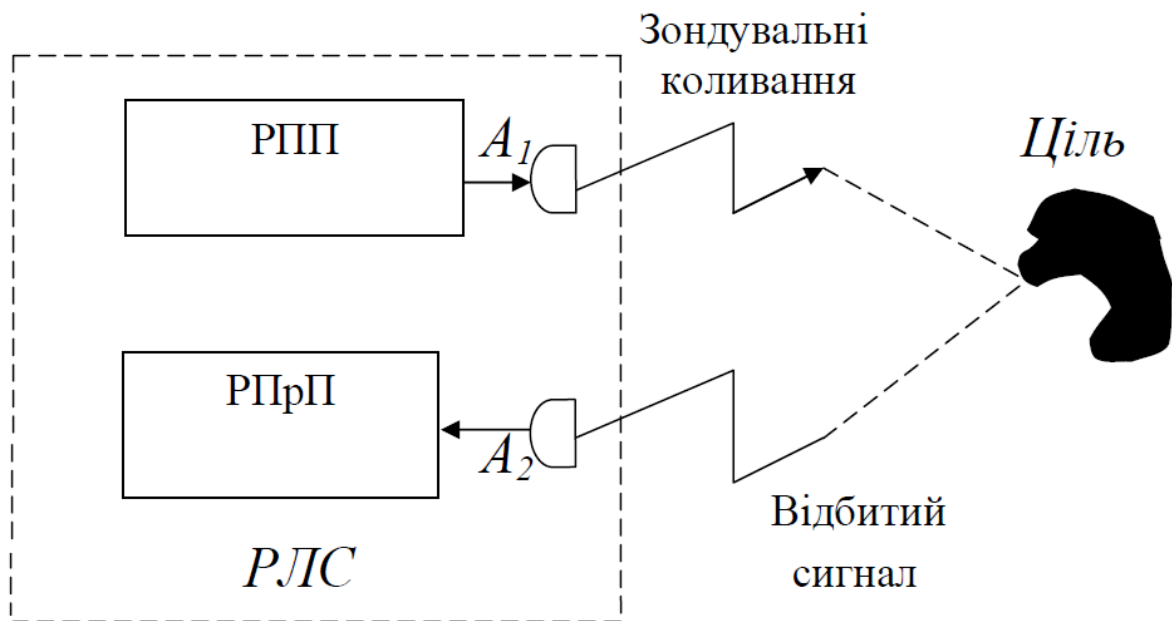


Рис. 3.3 - Сполучена активна радіолокація

Активний характер радіолокації полягає в тому, що застосовується опромінювання простору сигналами зондування великої потужності, які виробляються РПП. Пасивна відповідь (відбитий сигнал) виникає при вторинному випромінюванні. Відбитий сигнал приймається антеною, обробляється РПрП і отримується інформація про ціль.

РПП і РПрП можуть розташовуватися в одному місці і можуть бути рознесені на деяку відстань, яку називають базою B (рис. 3.4).

У першому випадку РЛС називають сполученими, а в другому – рознесеними. Сполучені і рознесені РЛС можуть бути як імпульсного, так і безперервного випромінювання. Рознесені РЛС можуть мати постійну або змінну базу.

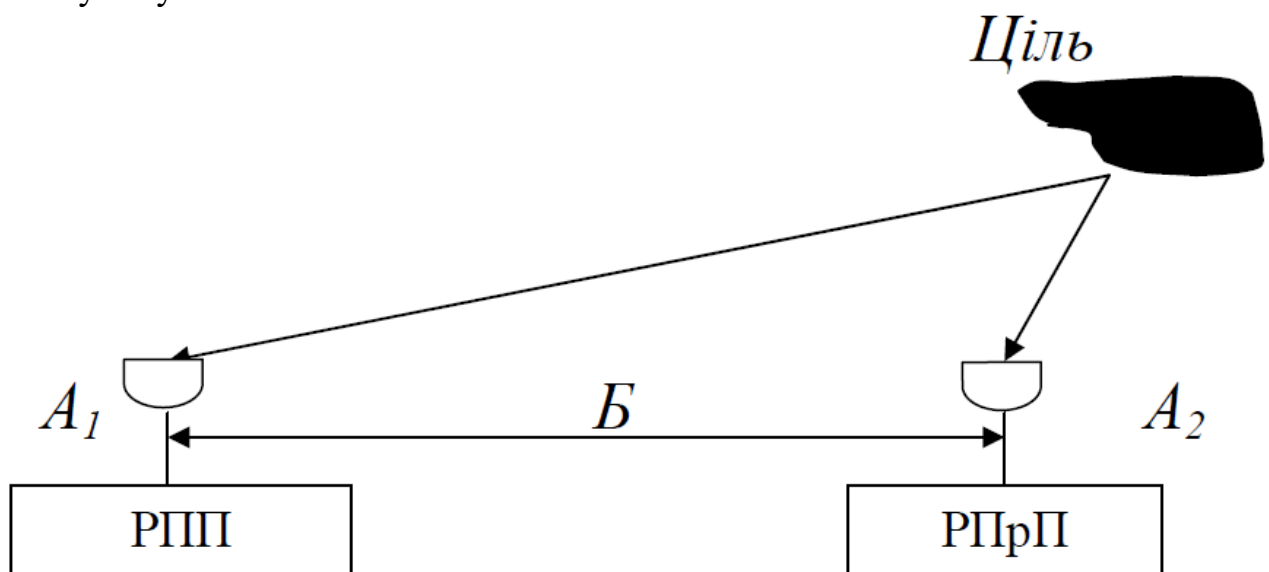


Рис. 3.4 - Рознесена активна радіолокація B

Радіолокація з активною відповіддю.

Заснована на переміщенні сигналів зондування (запитувальних сигналів) відповідачів, встановлених на борту цілі (рис. 3.5.)

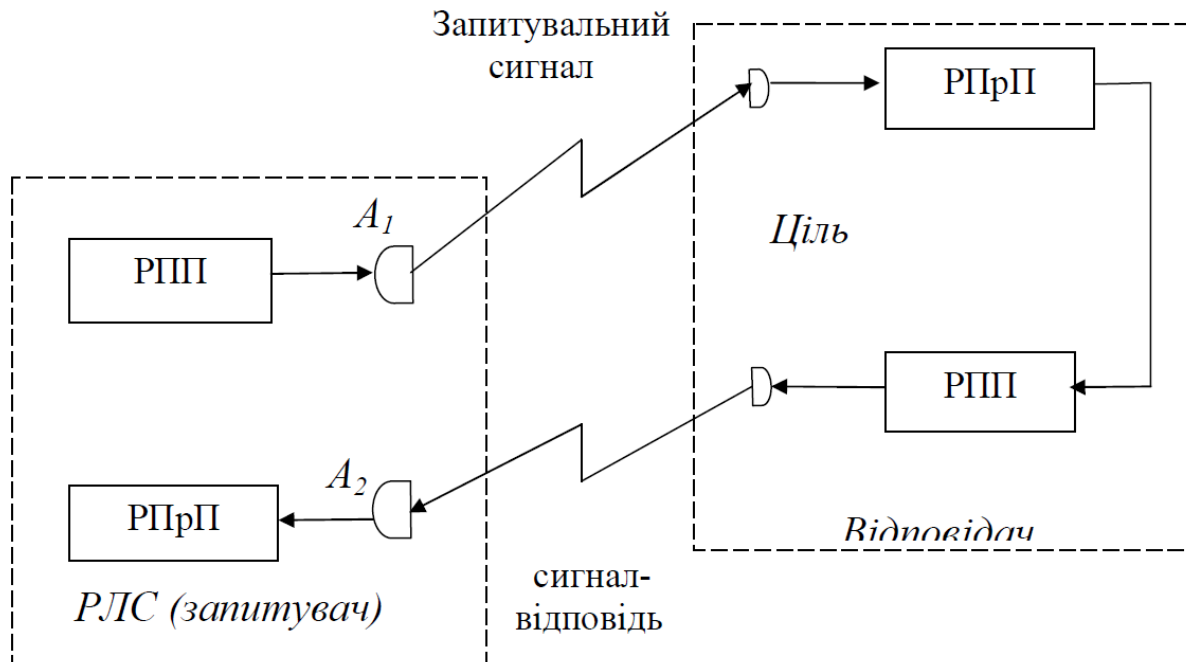


Рис. 3.5 - Радіолокація з активною відповіддю

Відповідний сигнал виробляється РПШ відповідача. Тому він досить регулярний і значної потужності. З цієї причини при активній відповіді збільшується дальність дії РЛС і підвищується точність виміру координат.

Пасивна радіолокація.

Заснована на використанні власного випромінювання елементів цілі і її найближчого оточення. Вона може здійснюватися за допомогою одного чи декількох рознесених у просторі приймальних пристроїв (рис. 3.6).

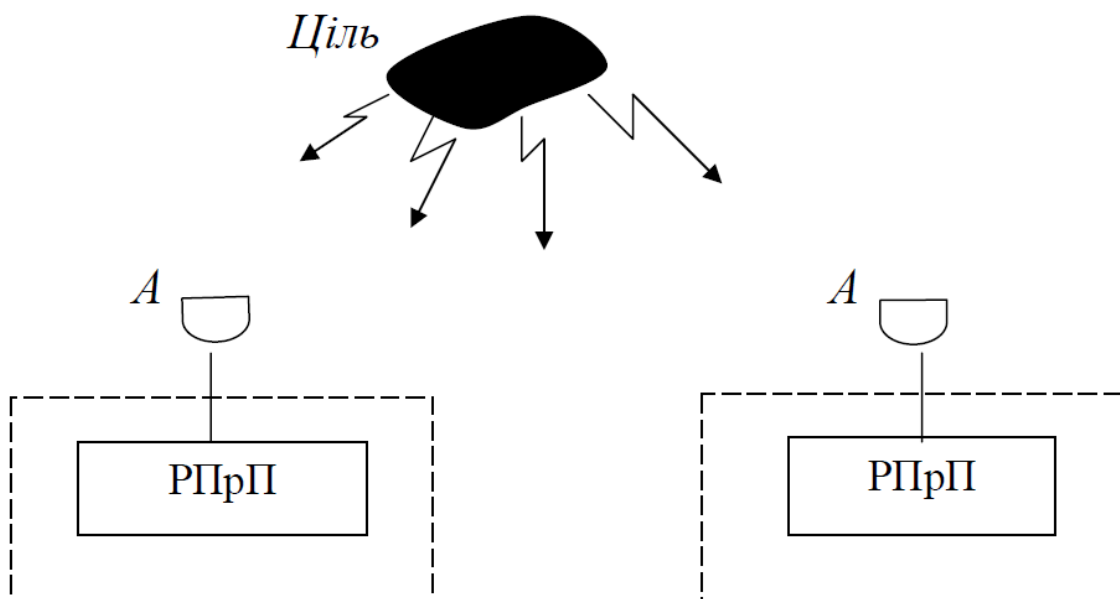


Рис.3.6 - Пасивна радіолокація

3.6 Характеристики РЛС

Розрізняють тактичні і технічні характеристики РЛС. Тактичні характеристики: форма і розміри зони виявлення; склад РЛП, точність РЛП, роздільна здатність за вимірювальними координатами; надійність; характеристики первинних джерел енергоживлення.

Зоною виявлення РЛС називається частина простору, у межах якої РЛС забезпечує виявлення цілей з імовірностями не гірше від необхідних.

Під складом інформації розуміється повний перелік параметрів цілі, що може видавати РЛС.

Точність РЛП, яку видає РЛС, характеризує ступінь відповідності між справжніми параметрами цілі і параметрами, що вимірюються.

Роздільною здатністю РЛС по даній координаті вважається мінімальний інтервал між двома цілями по одній координаті при збігу в них інших координат, при якому цілі спостерігаються окремо.

Надійність РЛС – її властивість виконувати і зберігати за часом задані функції в усіх режимах роботи.

Під характеристикою первинних джерел розуміється потужність, що споживається, величина та частота напруги живлення.

Технічні характеристики: довжина хвилі, потужність, що випромінюється, тривалість сигналів випромінювання, характеристики діаграми спрямованості антени (ДСА), чутливість РПрП.

Довжина хвилі λ (частота-носії f_0) ВЧ коливань – основна характеристика РЛС. При виборі довжини хвилі враховують характер відбиття електромагнітних хвиль від різних об'єктів, можливості конструювання антени прийнятих габаритів, можливість генерації ВЧ коливань великої потужності і прийому слабких відбитих сигналів. Тому вибір довжини хвилі виконують компромісно. Потужність випромінювання в імпульсних РЛС характеризується середньою потужністю в імпульсі P_i і середньою потужністю за період повторення імпульсів $P_{сер}$. Тривалість ВЧ коливань випромінювання вибирають за умов одержання максимальної відстані $R_{макс}$ дії РЛС, мінімуму радіуса “мертвої зони” $R_{МЗ}$ і великої роздільної здатності $\Delta R_{мін}$. Усі ці умови пов'язані формулами

$$P_{сер макс} \geq P_i \cdot \tau_i \cdot F_n \quad (3.3)$$

$$R_{МЗ} = \frac{c \cdot \tau_i}{2}, \quad (3.4)$$

$$\Delta R_{мін} = \frac{c \cdot \tau_i}{2}. \quad (3.5)$$

Частоту повторення коливань випромінювання $F_{П}$ вибирають за умов максимальної дальності РЛС $R_{макс}$ зі швидкістю огляду простору $\omega_{огл}$ і необхідного відношення сигнал/шум. Мінімальна величина частоти повторення

$$F_{П\,min} \leq \frac{c}{2K_P \cdot R_{max}},$$

де K_P – коефіцієнт запасу за періодом повторення і для РЛС дорівнює 1,25. Для впевненого виявлення об'єкта при огляді простору необхідно, щоб від нього послідовно прийшло кілька відбитих сигналів:

$$N = t_{скан} F_{П} = \frac{\theta_A}{\omega_{скан}} F_{П},$$

де θ_A – ширина ДСА; $\omega_{скан}$ – кутова частота сканування ДСА.

Якщо для виявлення необхідно мінімальне число N_{min} відбитих сигналів, то

$$F_{П\,max} \geq \frac{N_{min} \cdot \omega_{скан}}{\theta_A}$$

Таким чином, частота повторення зондувальних сигналів визначається співвідношенням:

$$\frac{c}{25 \cdot R_{max}} \geq F_{П} \geq \frac{N_{min} \cdot \omega_{скан}}{\theta_A}. \quad (3.6)$$

Найбільш загальною характеристикою антени є її діаграма спрямованості. Основним параметром ДСА є її розмір, а саме ширина. Вона може визначатися за рівнем $0,5 P_{max}$ або $0,707 P_{max}$. Від ширини ДСА залежить роздільна здатність РЛС по кутових координатах.

Іншим параметром антени є коефіцієнт спрямованої дії (КСД) у заданому напрямку D_φ , який показує, в скільки разів щільність потоку потужності в даному напрямку P_φ відрізняється від середнього значення щільності потоку потужності $P_{сер}$, створеного у всіх напрямках при рівномірному випромінюванні. У напрямку головного пелюстка ДСА КСД максимальний і позначається D . Іноді замість КСД використовують інший параметр – коефіцієнт підсилення (КП) антени G_φ . КСД і КП зв'язані співвідношенням:

$$G_\varphi = \eta_A \cdot D_\varphi, \quad (3.7)$$

де η_A – коефіцієнт корисної дії (ККД) антени. Для РЛС $\eta_A \approx 1$.

В РЛС, як правило, використовуються дзеркальні антени, для яких

$$D = \frac{4\pi A_{ef}}{\lambda^2}, \quad (3.8)$$

де A_{ef} – ефективна поверхня антени.

Чутливість РПрП оцінюється потужністю мінімально помітного сигналу на тлі власних шумів приймача.

$$P_{пр. \min} = M_p \cdot P_{ш}, \quad (3.9)$$

де M_p – коефіцієнт розрізнення сигналу; $P_{ш}$ – потужність власних шумів РПрП, перерахована на його вхід.

Контрольні питання

1. З чого складається процес одержання радіолокаційної інформації?
2. У якій системі координат за допомогою РЛС вимірюються координати об'єкта?
3. Поясніть фізичні основи радіолокації.
4. Пояснити принципи визначення дальності, кутових координат за допомогою РЛС.
5. Пояснити призначення елементів імпульсної РЛС.
6. У чому полягають принципи звичайної активної радіолокації?
7. У чому полягає принцип активної радіолокації?
8. У чому полягає принцип пасивної радіолокації?
9. Дати визначення і пояснити зміст тактичних характеристик РЛС.
10. Дати визначення і пояснити зміст технічних характеристик РЛС.
11. У чому полягає активність радіолокації?

4 СИГНАЛИ ЗОНДУВАННЯ

У радіолокації застосовуються безперервні (рис.4.1) і імпульсні сигнали зондування (рис. 4.2).

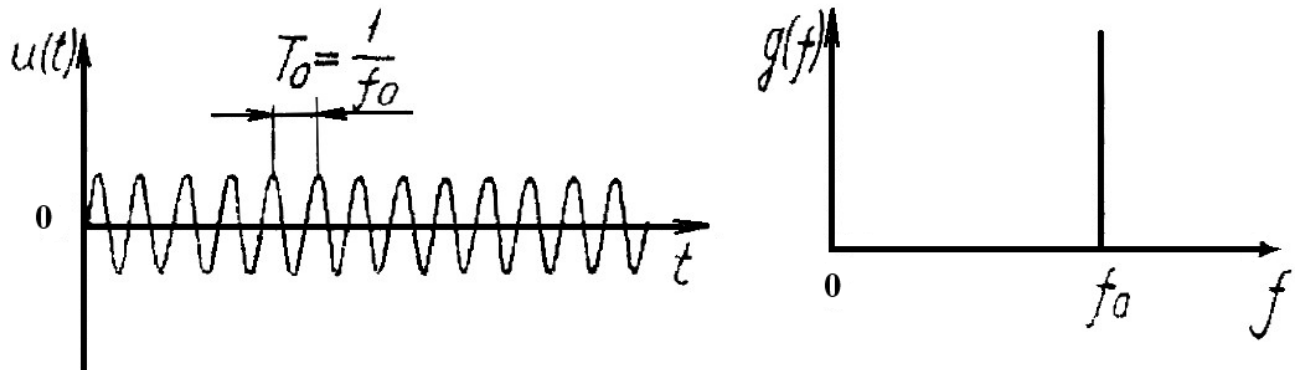


Рис. 4.1 - Немодульоване коливання і його спектр

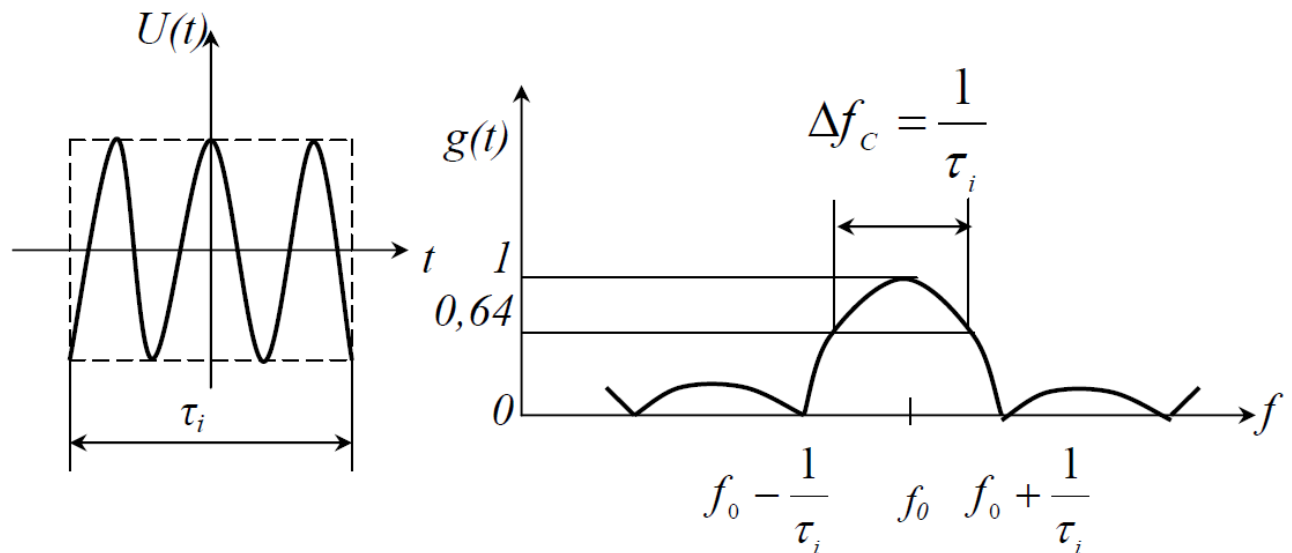


Рис. 4.2 - Радіоімпульс прямокутної форми і його спектр
Безперервні радіосигнали можуть бути модульованими або немодульованими

Основними параметрами немодульованого сигналу зондування вважають: A - амплітуда зондувального сигналу; T_0 та f_0 - період та частота-носіїв зондувальних коливань відповідно.

З числа модульованих зондувальних сигналів найбільш широке застосування одержали сигнали з фазовою, частотною та амплітудною модуляцією.

Сигнал з фазовою модуляцією являє собою сукупність зімкнутих радіоімпульсів $i = 1, 2, \dots, n$, що мають однакову частоту-носіїв f_0 і тривалість τ_0 , але зсунуті за фазою. Число можливих зсувів фаз φ_q ($q=0, 1, 2, \dots, p-1$) обмежено. Сигнали, фаза яких міняється по визначених кодах, називаються фазокодомодульованими (ФКМ) сигналами. ФКМ радіоімпульс і його умовне зображення представлене на рис. 4.3. Це ФКМ сигнал, складений подвійним ($p=2$) кодом Баркера, у якого зсув фаз 0° або 180° .

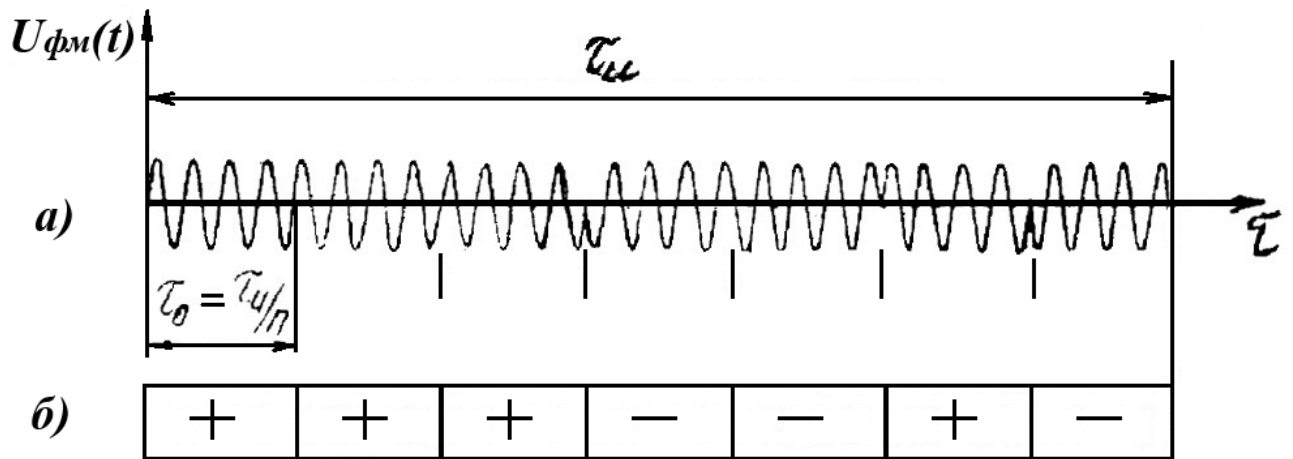


Рис. 4.3 - ФКМ радіоімпульс і його умовне зображення
Код ФКМ сигналу описується цифровою послідовністю 0, 1, 1, 0, 1 .
Іншим способом модуляції є частотна модуляція (рис. 4.4).

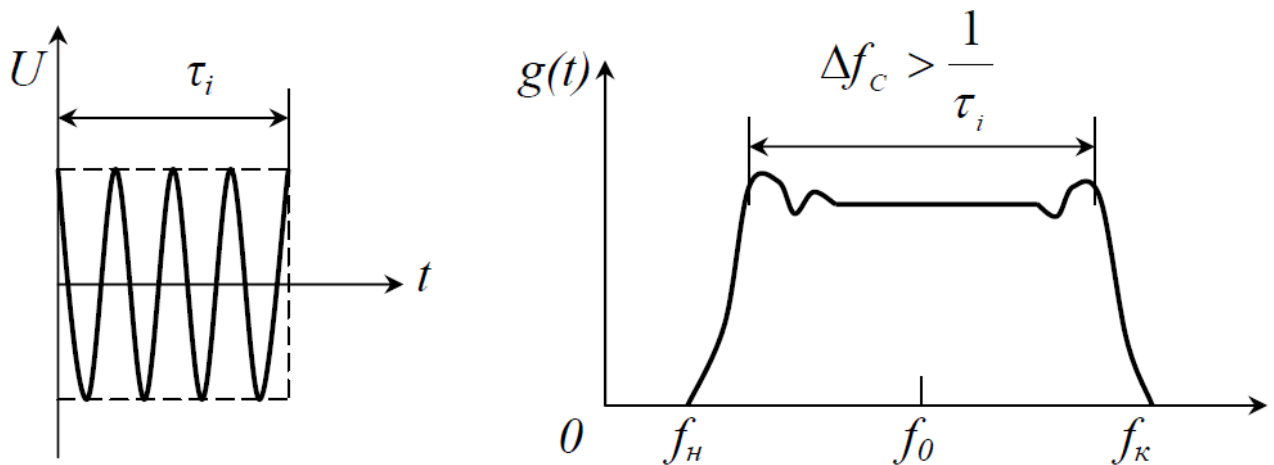


Рис. 4.4 - Частотно – модульований сигнал і його спектр

Частота коливань на початку імпульсу висока, а наприкінці – низька. Зміну частоти за час тривалості імпульсу називають девіацією частоти

$$\Delta f = f_n - f_k.$$

У РЛС найбільше застосування одержали імпульсні зондувальні сигнали з амплітудною модуляцією (АМ).

4.2 Поодинокі імпульсні сигнали зондування

При імпульсному зондуванні використовуються прості (вузькополосні) радіоімпульси, в яких добуток тривалості імпульсу τ_i на ширину його спектра Δf_c приблизно дорівнює 1 ($\tau_i \cdot \Delta f_c \approx 1$), і складні (широкополосні), у яких добуток $\tau_i \cdot \Delta f_c \gg 1$.

Прості радіоімпульси не мають модуляції фази і частоти. Як зондувальні

звичайно застосовуються радіоімпульси прямокутної форми. Аналітично такий сигнал можна записати у вигляді:

$$U(t) = \begin{cases} \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t), & \text{при } |t| < 0,5 \cdot \tau_i, \\ 0 & \text{при } |t| > 0,5 \cdot \tau_i. \end{cases} \quad (4.1)$$

Комплексний спектр цього імпульсу знаходиться за допомогою перетворення Фур'є та в області частот $f > 0$ описується виразом:

$$\dot{G}(f) = \frac{\sin \pi(f - f_0)\tau_i}{\pi(f - f_0)}. \quad (4.2)$$

Амплітудно-частотний спектр (АЧС) визначається функцією:

$$\dot{G}(f) = |\dot{g}(f)| = \left| \frac{\sin \pi(f - f_0)\tau_i}{\pi(f - f_0)} \right|. \quad (4.3)$$

Графічне відображення поодинокого простого радіоімпульсу прямокутної форми і його АЧС при $f > 0$ представлено на рис. 4.2.

Ширина спектра на нульовому рівні, обмірювана для головного пелюстка, дорівнює $2/\tau_i$, а на рівні $\sin 0,5\pi/0,5\pi = 0,64$ вдвічі менше, тобто $\Delta f = 1/\tau_i$. При вимірі Δf_c на рівні $0,64$ добуток $\tau_i \Delta f_c = 1$.

Графічний вираз поодинокого простого дзвоноподібного радіоімпульсу і його спектра наведений на рис. 4.5.

Відлік тривалості імпульсу τ_i і ширини спектра Δf_c зручно вести на рівні

$$\exp\left(-\frac{\pi}{4}\right) = 0,46$$

від відповідного максимального значення. При такому рівні відліку $\tau_i \cdot \Delta f_c = 1$.

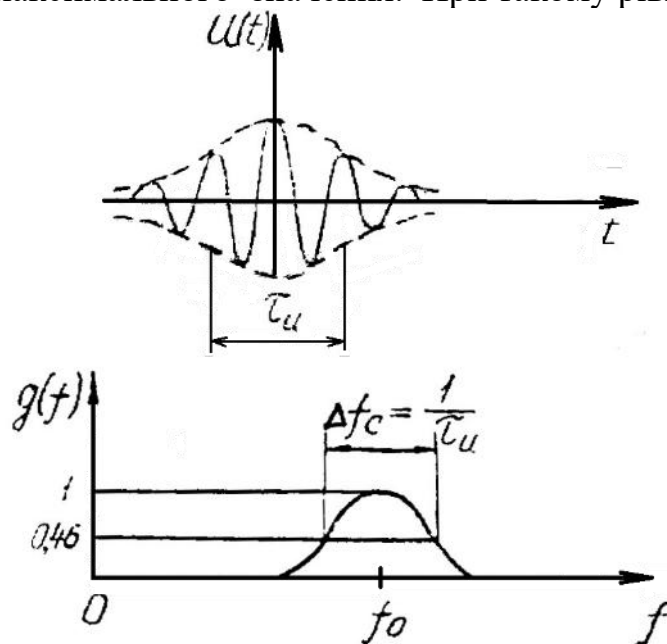


Рис. 4.5 - Радіоімпульс дзвоноподібної форми і його спектр

4.3 Послідовність поодиноких сигналів зондування

Зондування простору здійснюється періодичною послідовністю радіоімпульсів. Оскільки РЛС здійснює циклічний огляд простору переміщенням променів системи, то ціль опромінюється в кожному циклі пачкою, що складається з M_0 імпульсів. Пачки радіоімпульсів в залежності від фазової структури поділяються на когерентні і некогерентні.

Когерентною пачкою імпульсів називається така, у якій відсутні випадкові зміни фази від імпульсу до імпульсу. Спектр когерентної пачки істотно відрізняється від спектра її імпульсів.

Пачка імпульсів з випадковими змінами (викидами) початкової фази від імпульсу до імпульсу називається некогерентною. АЧС некогерентної пачки за формою не відрізняється від спектра одиночних імпульсів і є суцільним.

Як приклад наведемо часове і спектральне представлення когерентних пачок двох видів: пачки прямокутної форми і пачки дзвоноподібної форми. У пачці прямокутної форми всі радіоімпульси мають однакову амплітуду. Часове $U(t)$ і спектральне представлення пачки прямокутної форми показані на рис. 4.6.

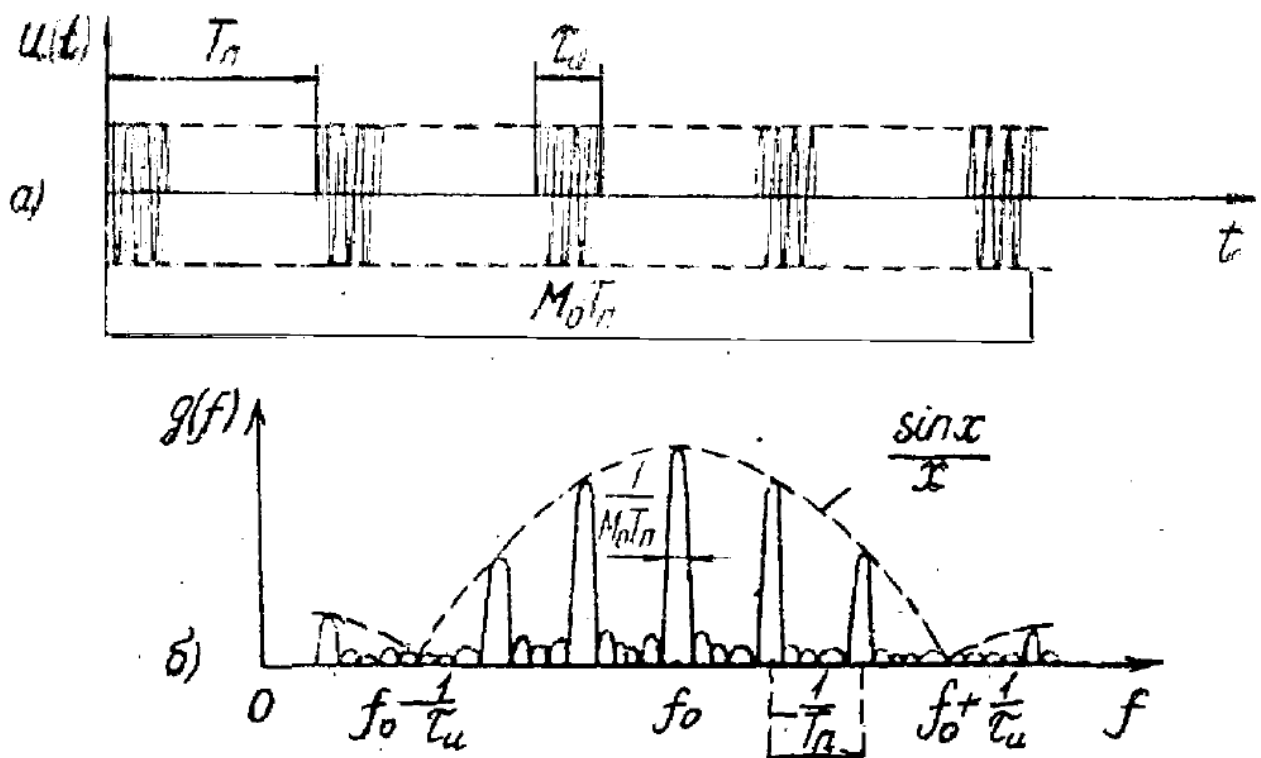


Рис. 4.6 - Пачка радіоімпульсів прямокутної форми і її спектр

АЧС когерентної пачки має велике число гребенів, ширина яких залежить від тривалості пачки $T_0 = M_0 T_n$. Кількість гребенів залежить від співвідношення періоду повторення імпульсів у пачці T_n та тривалості імпульсів τ_i і приблизно дорівнює шаруватості $q = T_n / \tau_i$.

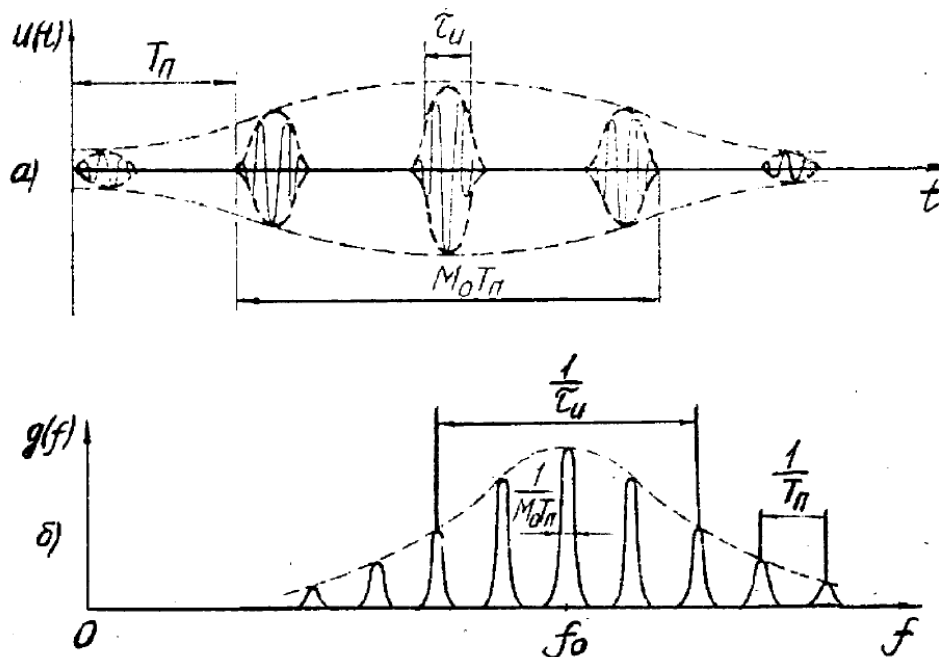


Рис. 4.7 - Пачка радіоімпульсів дзвоноподібної форми та її спектр

Форма гребенів спектра визначається формою огинаючої пачки. Форма огинаючої гребенів визначається формою огинаючої радіоімпульсу. Для прямокутної пачки з прямокутними радіоімпульсами форма гребенів і огинаючої гребенів має вигляд функції $\sin x/x$.

На рис. 4.7 наведена дзвоноподібна пачка $U(t)$ радіоімпульсів, кожний з яких має дзвонову форму, і АЧС $g(f)$ пачки, якщо вона когерентна. У РЛС пачка когерентна. Дзвоноподібна огинаюча пачка приблизно характеризує форму сигналу, що опромінює ціль при послідовному огляді простору. Прямокутна огинаюча пачки характеризує її форму при виставленні променю антени в напрямку на ціль на обмежений час.

Пачка навіть простих радіоімпульсів є складним сигналом, тому що добуток тривалості пачки T_e на ширину її спектра

$$\Delta f_c \approx \frac{1}{\tau_i}$$

значно більше одиниці. Однак пачку простих імпульсів називають простим сигналом, хоча строго говорити про простий сигнал можна лише при зондуванні одним імпульсом.

Контрольні питання

1. Які за тривалістю сигнали зондування використовуються в радіолокації?
2. Якими параметрами характеризуються імпульсні сигнали зондування?
3. Якими параметрами характеризуються безперервні сигнали зондування?
4. Поясніть принципи модуляції сигналів зондування.
5. Намалюйте амплітудно-частотний спектр простого прямокутного радіоімпульсу.

5 ВТОРИННЕ ВИПРОМІНЮВАННЯ

5.1 Явище вторинного випромінювання

Вторинним називають випромінювання, що відбувається в наслідок розсіювання енергії хвиль на перешкодах. Перешкодою для радіохвиль служить будь-яка неоднорідність електричних параметрів середовища: діелектрична і магнітна проникність чи провідність. Фізичними джерелами вторинних радіохвиль є наведені на опроміненій поверхні струми провідності чи струми зсуву в діелектричній неоднорідності.

Струми, що протікають в об'єктах, викликають у просторі електричні і магнітні поля. Об'єкти стають джерелами вторинного випромінювання радіохвиль.

В залежності від характеру об'єкта вторинним випромінюванням може бути: дзеркальне відбиття, дифузійне розсіювання, дифракція, резонансне перевипромінювання, перевипромінювання за допомогою відповідача.

Дзеркальне відбиття хвилі відбувається тоді, коли розміри об'єкта чи його частини більші в порівнянні з довжиною хвилі λ , тобто $l > \lambda$. Відбиття радіохвилі відбувається за законами геометричної оптики.

Дифузійне розсіювання радіохвиль утворюється від об'єктів, що мають нерівності з розміром $l_n > \lambda$, а розміри об'єкта $l > \lambda$. Електромагнітні хвилі (ЕМХ) відбиваються в усіх напрямках.

Дифракція (огинання) ЕМХ має місце у випадку, коли розміри об'єкта $l > \lambda$. Об'єкт являє собою точечне джерело випромінювання сферичних хвиль малої потужності.

У випадку, коли розміри об'єкта l порівняні, тобто $l \approx \lambda$, то в залежності від положення об'єкта щодо падаючої хвилі, можуть виникнути резонансні явища. У деяких напрямках випромінювання різко зростає.

При випромінюванні об'єктів практичний інтерес представляє характеристика інтенсивності поля вторинного випромінювання. В якості такої характеристики використовується поняття ефективна відбиваюча поверхня (ЕВП) або ефективна площа розсіювання (ЕПР).

ЕВП або ЕПР σ зосередженого вторинного випромінювача називають площу умовної поверхні, що розсіює всю падаючу енергію спрямовано і створює в точці прийому таке ж поле, як і реальна ціль.

Нехай у вільному просторі на відстані $r_{\text{ц}}$ від РЛС знаходиться точечний об'єкт (ціль). Щільність потоку потужності первинної хвилі – $P_{\text{ц}}$, а щільність потоку потужності вторинної хвилі в точці прийому – $P_{\text{пр}}$. Замінімо об'єкт ідеально провідною поверхнею з площею σ , неспрямованно приймаючий і випромінюючий радіохвилю. Тоді потужність, падаюча на цю поверхню, дорівнює $P = P_{\text{ц}} \cdot \sigma$. Щільність потоку потужності в точці прийому

$$P_{\text{пр}} = \frac{P}{S} = \frac{P_{\text{ц}} \sigma}{4\pi r_{\text{ц}}^2}.$$

Тоді

$$\sigma = 4\pi \epsilon_0^2 \frac{P_{np}}{P_{\epsilon}} \quad (5.1)$$

Величина ЕВП σ у загальному випадку залежить від орієнтації об'єктів відносно РЛС. На рис.5.1. орієнтація об'єкта характеризується кутом θ між нормаллю до об'єкта n і лінією, що з'єднує РЛС і об'єкт. Залежність σ від кута θ називається діаграмою зворотного вторинного випромінювання (ДЗВВ).

Таким чином ЕВП залежить від електричних властивостей об'єкта, його конфігурації, геометричних розмірів і напрямку, звідки він випромінюється. ЕВП для більшості об'єктів визначається експериментально, тому що теоретично її можна розрахувати тільки для об'єктів простої форми.

5.2 Вторинне випромінювання малих тіл

Малими тілами називають тіла, розміри яких набагато менше довжини хвилі ($l \ll \lambda$). На практиці такими тілами можуть бути краплі дощу, граду, опадів, дипольні відбивачі. Для таких тіл незалежно від форми й орієнтації тіла струм збуджується у фазі на всій поверхні (область тіні відсутня) і замикається струмом зсуву через середовище. Електродинамічну модель цих тіл можна представити у вигляді двох пластин розміром l , з'єднаних тонким проводом довжиною l (рис. 5.1.).

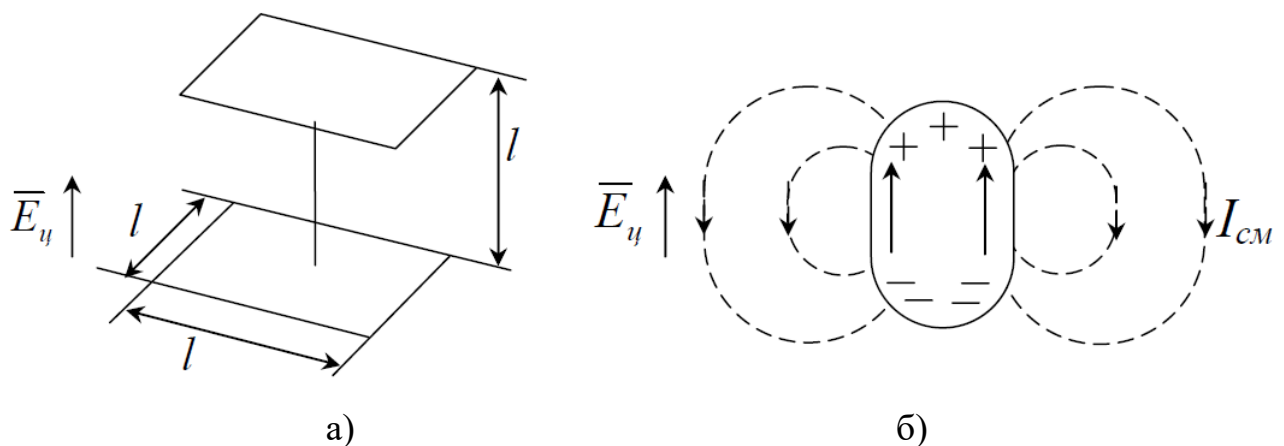


Рис. 5.1 - Електродинамічна модель і розподіл струмів та зарядів для тіла малого розміру

Ця модель являє собою електричний вібратор з діючою довжиною $l = l$ і ємнісним опором випромінювання

$$|Z| = \frac{1}{\omega c_1},$$

де $\omega = \frac{2\pi c}{\lambda}$ - кутова частота; $C_1 = \frac{\ell}{120\pi c}$ - електрична ємність конденсатора.

Струм у проводі можна визначити, розглядаючи даний вібратор, як приймальну антену з навантаженням $Z=0$

$$I = \frac{E_{\Pi}}{60} \frac{\ell^2}{\lambda}.$$

Напруженість поля в точці прийому визначається:

$$E_{np} = \frac{60\pi l_{\partial}}{\lambda r_{\Pi}} = \frac{\pi l}{r_{\Pi} \lambda}.$$

Тоді

$$\sigma = 4\pi^2 \frac{E_{np}^2}{E_{\Pi}^2} = 4\pi^3 \frac{\ell^6}{\lambda^4} \quad (5.2)$$

Таким чином ЕВП підкоряється відомому з фізики закону розсіювання Релея, справедливому для тіл будь-якої форми за умови $l \ll \lambda$. Так ЕВП кулі

$$\sigma = K \frac{\ell^6}{\lambda^4}, \quad (5.3)$$

де l - діаметр кулі; K - коефіцієнт, враховуючий матеріал кулі. Для металеві кулі $K=690$, для краплі дощу $K=306$.

Цей вираз пояснює причину використання в радіолокації діапазону ультракоротких хвиль (УКХ): при великій довжині хвилі не можна одержати інтенсивне вторинне випромінювання від малих об'єктів.

5.3 Вторинне випромінювання тіл, лінійні розміри яких порівняні з довжиною хвилі

Найпростішим прикладом такого тіла є напівхвильовий вібратор $l = \lambda/2$. Для знаходження ЕВР вібратора визначимо напруженість поля, створюваного вібратором в точці розташування РЛС. Вона визначається співвідношенням

$$E_{np} = 60\pi \frac{Il \sin \theta}{\lambda r_{\Pi}},$$

де l - довжина вібратора; I - струм вібратора; r_{Π} - відстань між центром вібратора і РЛС.

Нехай вісь вібратора складає кут θ з напрямком надходження хвилі. Тоді струм, створений наведеною електрорушійною силою E_{Π} , дорівнює

$$I = \frac{E_{\Pi} l \sin \theta}{R_{\text{випр}}},$$

де опір випромінювання вібратора:

$$R_{\text{випр}} = 80\pi^2 \frac{l^2}{\lambda^2}$$

Тоді

$$E_{np} = \frac{3\lambda E_{\Pi}}{4\pi r_{\Pi}} \sin^2 \theta.$$

Використовуючи формулу (5.1), отримаємо:

$$\sigma = 4\pi^2 r_{\Pi}^2 \frac{E_{np}^2}{E_{\Pi}^2} = 0,72\lambda^2 \sin^4 \theta \quad (5.4)$$

Співвідношення (5.4) показує, що ЕПР напівхвильового вібратора значно залежить від напрямку приходу радіохвилі.

5.4 Вторинне випромінювання великих тіл

Припустимо, що є ідеально провідна сфера великого радіусу, тобто $r_{cf} \gg \lambda$. На цю кулю падає плоска падаюча хвиля, яку випромінює РЛС з відстані r_{Π} . Поділимо поверхню сфери рівнобіжними площинами падаючої хвилі на зони Френеля, тобто глибина кожної зони в напрямку приходу навідної хвилі дорівнює $\lambda / 4$ (рис. 5.3).

Найбільший внесок у відбитий сигнал вносить перша зона. Радіус цієї зони дорівнює

$$R_1 = \sqrt{\frac{\lambda r_{cf}}{2}},$$

а площа

$$S_1 = \pi R_1^2 = \frac{\lambda \pi r_{cf}}{2}.$$

Відомо, що ЕПР пластини визначається співвідношенням

$$\sigma_{nl} = \frac{4\pi}{\lambda^2}.$$

ЕПР сфери дорівнює ЕПР плоскої металевої пластини площею S_{nl} , що дорівнює площі першої зони Френеля з виправленням π .

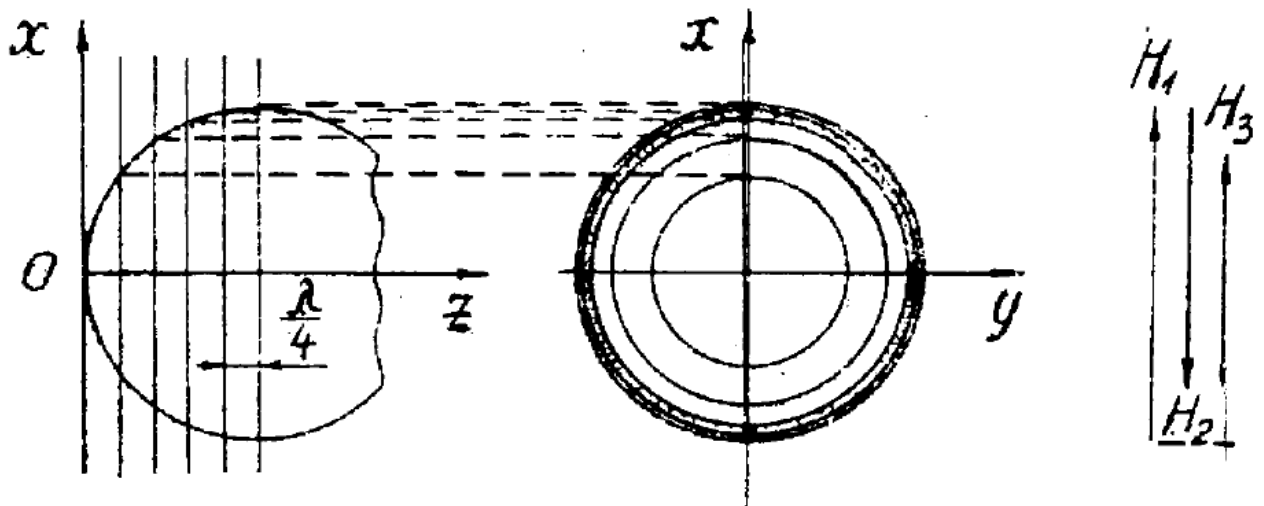


Рис. 5.3 - Зони Френеля при вторинному випромінюванні сфери

$$\sigma_{сф} = \frac{\sigma_{пл}}{\pi^2} = \frac{4\pi S_1^2}{\lambda^2 \pi^2} = \pi r_{сф}^2. \quad (5.5)$$

Таким чином, ЕПР великої сфери дорівнює видимій площі сфери, тобто площі великого перетину.

5.5 Вторинне випромінювання метеорологічних об'єктів

Метеорологічні об'єкти являють собою множинний об'ємний розподіл тіла, що складається з великої кількості елементарних відбивачів. Потужність відбитих сигналів дорівнює сумі відбитих сигналів від окремих часток. Напевно і сумарна ЕПР метеооб'єкта дорівнює сумі ЕПР окремих часток. Теоретично найпростіше можна розрахувати ЕПР об'єктів, що складаються з часток сферичної форми.

ЕПР когерентно розсіюючого метеооб'єкта дорівнює

$$\sigma = \sigma_0 V, \quad (5.6)$$

де V - роздільний об'єм; σ_0 - питома ЕПР (ЕПР одиниці об'єму).

Очевидно, питома ЕПР σ_0 визначається співвідношенням

$$\sigma_0 = \sum_i^N \sigma_i \quad (5.7)$$

де σ_i - ЕПР i -тої частки; N - число часток в одиниці об'єму.

В загальному випадку

$$\sigma_0 = \sum_d N(d) \sigma_i(d, \lambda)$$

де $\sigma_i(d, \lambda)$ – ЕПР i -тої частки діаметром d на довжині хвилі λ .

Визначимо роздільний об'єм V (рис.5.4). Так як $r \gg c\tau_i$, то об'єм V являє собою циліндр із площею основи $S_{основ}$ і висотою $c\tau_i/2$.

Площа основи дорівнює:

$$S_{основ} = \pi R_{основ}^2 = \pi r_{ц}^2 \theta^2 / 4,$$

де θ -ширина ДСА. Тоді

$$V = \frac{\pi r_{ц}^2 \theta^2 c \tau}{8},$$

де τ_i - тривалість імпульсу випромінювання РЛС; $c = 3 \cdot 10^8$ м/с - швидкість світла.

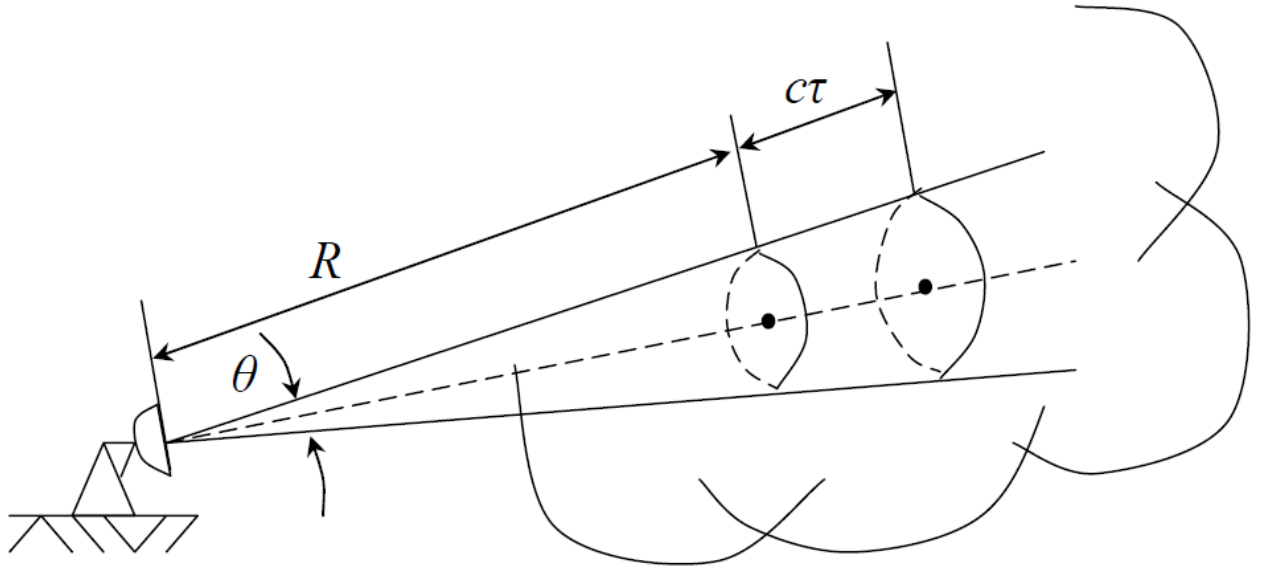


Рис. 5.4 - Визначення роздільного об'єму МРЛ

Використовуючи формулу M_i для i -тої частки, отримаємо:

$$\sigma_i = \frac{\pi^5 d_i^2}{\lambda^4} \left| \frac{m^2 - 1}{m^2 + 2} \right|^2,$$

де m - комплексний коефіцієнт заломлення.

ЕПР метеоб'єкта, що складається з однакових часток сферичної форми

$$\sigma = \frac{\pi^6 r_{ц}^2 \theta^2 c \tau_i}{8 \lambda^4} N d^6 \left| \frac{m^2 - 1}{m^2 + 2} \right|^2, \quad (5.8)$$

а у випадку неоднакових сферичних часток

$$\sigma = \frac{\pi^6 r_{ц}^2 \theta^2 c \tau_i}{8 \lambda^4} \sum_d N(d) d^6 \left| \frac{m^2 - 1}{m^2 + 2} \right|^2. \quad (5.9)$$

Співвідношення (5.8), (5.9) справедливі для випадку, коли весь роздільний об'єм цілком заповнений частками. Реально при великих дальностях спостереження об'єм заповнюється не цілком. Це враховується за допомогою введення коефіцієнта заповнення ($0 \leq K \leq 1$).

Контрольні питання

1. Дайте визначення вторинного випромінювання.
2. Яким може бути вторинне випромінювання ?
3. Дайте визначення ефективної площі розсіювання метеоб'єкта.
4. Поясніть залежність ефективної площі розсіювання від довжини хвилі.
5. Дайте визначення діаграми зворотного вторинного випромінювання.
6. Поясніть залежність ефективної площі розсіювання метеоб'єкта від параметрів РЛС.
7. Від яких параметрів залежить роздільний об'єм РЛС?
8. Від яких параметрів метеоб'єкта залежить ефективна площа розсіювання ?
9. Поясніть фізичний зміст поняття коефіцієнт заповнення роздільного об'єму РЛС.

6 ДАЛЬНІСТЬ РАДІОЛОКАЦІЙНОГО СПОСТЕРЕЖЕННЯ

6.1 Рівняння дальності радіолокаційного спостереження точечного об'єкта

Дальність дії РЛС залежить від її технічних характеристик, відбивної здатності об'єкта і стану атмосфери. Вирішимо задачу для випадку: на шляху поширення радіохвилі до об'єкта немає перешкод; загасання ЕМХ в атмосфері відсутнє; Земля на дальність дії РЛС не впливає.

Нехай за допомогою РЛС спостерігається ціль на відстані $r_{\text{ц}}$ з ЕВП σ (рис. 4.1). Антена РЛС не має спрямованих властивостей.

Щільність потоку потужності $\Pi_{\text{ц}}$ у ціль дорівнює

$$\Pi_{\text{ц}} = \frac{P_i}{4\pi r_{\text{ц}}^2},$$

де P_i – потужність, що випромінюється антеною.

Так як антена РЛС не спрямована, то

$$\Pi_{\text{ц}} = \frac{P_i}{4\pi r_{\text{ц}}^2} D\varphi_{\text{прд}},$$

де

$$D\varphi_{\text{прд}} = D_{\text{прд}} F_{\text{прд}}(\varphi) = D_{\text{прд}} F_{\text{Епрд}}^2(\varphi)$$

- КСД передавальної антени в напрямку φ на об'єкт; $D_{\text{прд}}$ - КСД антени в напрямку головного максимуму; $F_{\text{прд}}(\varphi)$, $F_{\text{Епрд}}$ - нормована діаграма спрямованості антени по потужності, по полю.

Якщо не враховувати втрати в процесі відбиття, відбита потужність дорівнює

$$P_{\text{відб}} = \Pi_{\text{ц}} \sigma = \frac{P_i \sigma D_{\text{прд}}}{4\pi r_{\text{ц}}^2} F_{\text{Епрд}}^2$$

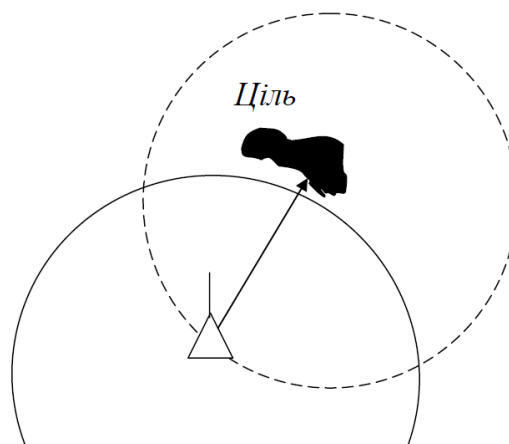


Рис. 6.1 - До виводу основного рівняння радіолокації
Щільність потоку потужності в РЛС дорівнює:

$$\Pi_{\text{РЛС}} = \frac{P_{\text{відб}}}{4\pi r_{\text{ц}}^2} = P_{\text{ц}} \sigma D_{\text{прд}} / (4\pi)^2 r_{\text{ц}}^2.$$

Потужність, що падає на приймальну антену дорівнює

$$P_{np} = P_{PLC} A \varphi_{npm},$$

$$A \varphi_{npm} = A_{npm} F_{npm}(\varphi) = A_{npm} F_{Enpm}^2(\varphi)$$

де
- ефективна площа приймальної антени; A_{npm} - ефективна площа приймальної антени в напрямку головного максимуму ДСА.

Звичайно в імпульсних РЛС використовується на прийом і передачу одна антена. Тому індекси у величин D , A , F можна опустити.

Якщо потужність відбитого сигналу дорівнює P_{npmin} , це означає – ціль знаходиться на максимальній дальності виявлення. Тоді r_{max} визначається співвідношенням:

$$r_{max} = \sqrt[4]{\frac{P_i \sigma D A}{P_{npmin} (4\pi)^2} F_E^4(\varphi)}. \quad (6.1)$$

Якщо максимум ДСА спрямований на об'єкт:

$$F_E(\varphi) = \frac{E(\varphi)}{E_{max}} = 1,$$

то

$$r_{max} = \sqrt[4]{\frac{P_i \sigma D A}{(4\pi)^2 P_{npmin}}} \quad (6.2)$$

Між КСД і ефективною площею антени існує зв'язок:

$$D = \frac{4\pi A_{ef}}{\lambda^2} \quad (6.3)$$

Остаточне рівняння дальності радіолокаційного спостереження для точкового об'єкта в двох варіантах записується:

$$r_{max} = \sqrt[4]{\frac{P_i \sigma D \lambda^2}{P_{npmin} (4\pi)^3}}, \quad (6.4)$$

$$r_{max} = \sqrt[4]{\frac{P_i \sigma A^2}{4\pi \lambda^2 P_{npmin}}}. \quad (6.5)$$

Таким чином, дальність радіолокаційного спостереження крапкового об'єкта залежить від характеристик РПП (P_I), антени (A , D), РПрП (P_{npmin}), довжини хвилі λ зондувального сигналу, ЕПР об'єкта (σ).

6.2 Рівняння дальності радіолокаційного спостереження РЛС з активною відповіддю

РЛС з активною відповіддю представимо у вигляді запитувача і відповідача. Запитувач і відповідач мають свої антени, що працюють на випромінювання і прийом.

Запитувач випромінює в простір імпульсні сигнали потужністю $P_{\text{випр}}$. Щільність потоку потужності, що приймає відповідач, визначається співвідношенням

$$P_3 = \frac{P_{\text{випр}} D_3}{4\pi r^2},$$

де r – відстань між відповідачем і запитувачем; D_3 - КСД антени запитувача в напрямку відповідача.

Щільність потоку потужності сигналу відповіді в точці розташування запитувача дорівнює:

$$P_{\text{відп}} = \frac{P_{\text{відп}} D_{\text{відп}}}{4\pi r^2}$$

де $P_{\text{відп}}$ – потужність, випромінювана відповідачем; $D_{\text{відп}}$ - КСД антени відповідача в напрямку запитувача.

Потужність сигналу відповіді на вході приймача запитувача дорівнює

$$P_{\text{відп}} = \frac{P_{\text{випр}} D_{\text{відп}} A_3}{4\pi r^2}.$$

Якщо відповідач буде знаходитися на $r_{\text{макс}}$, то потужність на вході приймача запитувача дорівнює його чутливості $P_{\text{прмін}}$:

$$P_{\text{прмін}} = \frac{P_3 D_3 A_{\text{відп}}}{4\pi r^2}.$$

Звідси

$$r_{\text{макс}} = \sqrt{\frac{P_3 D_3 A_{\text{відп}}}{4\pi P_{\text{прмін}}}}.$$

Тепер, якщо відповідач буде знаходитися на $r_{\text{макс}}$, то потужність прийому на вході запитувача повинна дорівнювати його чутливості $P_{\text{прмін.відп}}$ дорівнює:

$$P_{\text{прмін.відп}} = \frac{P_{\text{відп}} D_{\text{відп}} A_3}{4\pi r_{\text{макс}}^2}$$

Звідси

$$r_{\text{макс}} = \sqrt{\frac{P_{\text{відп}} D_{\text{відп}} A_3}{4\pi P_{\text{прмін.відп}}}}.$$

Система буде збалансована, якщо два вирази для $r_{\text{макс}}$ будуть рівні.

$$\frac{P_{I3} D_3 A_{відп}}{4\pi P_{\text{прмінвідп}}} = \frac{P_{Iвідп} D_{відп} A_3}{4\pi P_{\text{прмінз}}}.$$

Звідси маємо:

$$P_{I3} P_{\text{прмінз}} D_3 A_{відп} = P_{Iвідп} P_{\text{прмінвідп}} D_{відп} A_3 \quad (6.6)$$

Цей вираз дозволяє провести вибір основних параметрів системи.

6.3 Рівняння дальності радіолокаційного спостереження метеооб'єктів

Для одержання рівняння дальності можна скористатися рівнянням дальності для точкових об'єктів:

$$r_{\text{макс}} = \sqrt[4]{\frac{P_i \sigma D \lambda^2}{(4\pi)^3 P_{\text{прмін}}}}$$

і підставити в нього вираз для ЕПР метеооб'єкта:

$$\sigma = \frac{\pi^6 r^2 \theta^2 c \tau_i N d^6}{8 \lambda^4} \left| \frac{m^2 - 1}{m^2 + 2} \right|^2.$$

Тоді одержимо:

$$r_{\text{макс}} = \sqrt{\frac{\pi^3 P_i D^2 \theta^2 C \tau_i K_3 K}{512 \lambda^2 P_{\text{прмін}}} N d \left| \frac{m^2 - 1}{m^2 + 2} \right|^2},$$

де K_3 - коефіцієнт згасання ЕМХ в атмосфері.

В РЛС використовуються дзеркальні антени з асиметричними ДН. Для таких антен КСД (D), ширина ДН (θ), реальна площа антени S_A та ефективна площа ($A_{\text{еф}}$) зв'язані співвідношеннями:

$$D = \frac{16}{\theta^2}, \quad D = \frac{4\pi A_{\text{еф}}}{\lambda^2}, \quad A_{\text{еф}} = K' S_A,$$

де K' - коефіцієнт використання антени, який для МРЛ дорівнює 0,75 – 0,85.

Тоді

$$r_{\text{макс}} = \sqrt{\frac{\pi^4 P_i C \tau_i S_A K' K_3 K}{8 \lambda^4 P_{\text{прмін}}} N d^6 \left| \frac{m^2 - 1}{m^2 + 2} \right|^2} \quad (6.7)$$

Аналіз виразу (6.7) показує, що дальність радіолокаційного спостереження метеооб'єктів залежить як корінь квадратний від параметрів РЛС і параметрів метеооб'єкта. Відомо, що для точечних об'єктів ця залежність носить характер як корінь четвертого ступеня з зазначених параметрів. Це викликано тим, що ЕПР метеооб'єктів залежить від відстані.

При практичному використанні вираз (6.7) зручно представити у вигляді:

$$P_{\text{пр}} = \frac{\Pi}{r^2} Z \quad (6.8)$$

де

$$\Pi = \frac{\pi^4 C \tau_i P_i A}{8 \lambda^4}$$

- потенціал РЛС;

$$Z = N d^6 \left| \frac{m^2 - 1}{m^2 + 2} \right| K_3 K$$

- відбиваність метеоб'єкта.

Потенціал РЛС залежить від технічних характеристик РЛС і може бути розрахований заздалегідь.

По вимірах потужності відбитих сигналів можна отримати інформацію про відбиваючі властивості метеоб'єктів. На використанні співвідношення (6.8) засновані кількісні виміри в імпульсних РЛС.

6.4 Вплив радіорефракції на дальність радіолокаційного спостереження РЛС

Радіорефракція - скривлення траєкторії електромагнітних хвиль при поширенні в атмосфері. Щільність реальної атмосфери убуває з висотою, тому радіопромінь, спрямований від земної поверхні нагору, буде переходити від області з великим значенням щільності в область з малими значеннями щільності. Якщо електромагнітний промінь падає на межу розділу плоскопаралельних середовищ з різними значеннями коефіцієнта n (рис. 6.2 а), то скривлення променя буде відбуватися за законом $n_i \sin \varphi_i = \text{const}$. Так як промінь переходить із середовища з великим значенням n у середовище з меншим значенням n , то кут φ_2 більше кута φ_1 , тобто траєкторія променя буде звернена увігнутістю в бік межі розділу.

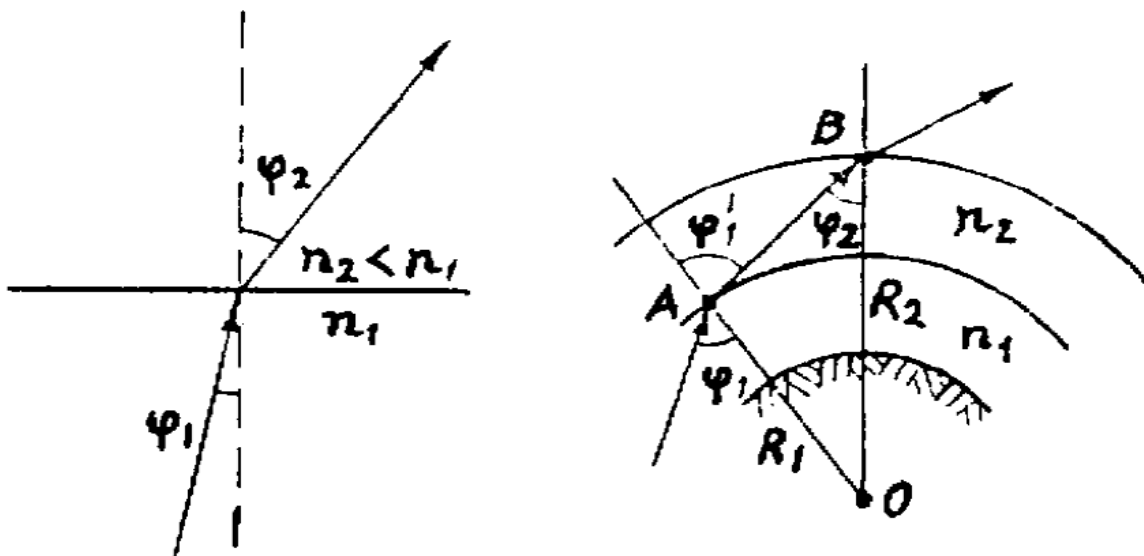


Рис. 6.2 - Характер заломлення променя

Якщо промінь падає на межу розділу сферичних шарів (рис. 6.2 б) з різними значеннями коефіцієнта заломлення, то, вважаючи в межах кожного шару поширення прямолінійним, для точки A можна записати

$$n_1 \sin \varphi_1 = n_2 \sin \varphi_2. \quad (6.9)$$

З трикутника AOB по теоремі синусів знаходимо

$$\sin \varphi'_1 = \frac{R_2}{R_1} \sin \varphi_2 \quad (6.10)$$

де R_1 і R_2 – відстані точок падіння хвилі від центра сферичної Землі.

В результаті підстановки виразу (6.9) у співвідношення (6.10) отримаємо:

$$n_1 R_1 \sin \varphi_1 = n_2 R_2 \sin \varphi_2,$$

або

$$n_i R_{i1} \sin \varphi_{i1} = \text{const} \quad (6.11)$$

Якщо електромагнітний промінь буде поширюватися в плоскошаруватій атмосфері, в якій коефіцієнт заломлення змінюється поступово, то буде відбуватися плавне викривлення траєкторії променя. Радіус кривизни буде визначатися величиною градієнта коефіцієнта заломлення відповідно до виразу:

$$\rho = -\frac{1}{dn/dH},$$

де dn/dH - градієнт коефіцієнта заломлення.

Становить практичний інтерес випадок критичної рефракції, коли радіус кривизни радіопроменя, спрямованого уздовж земної поверхні, дорівнює радіусу Землі і промінь огинає земну кулю. Умовою критичної рефракції буде:

$$\frac{dn}{dH} = -\frac{1}{R_3} = -\frac{1}{637010^3} = -157 \cdot 10^{-8}$$

де R_3 - радіус Землі.

Розглянемо різні види радіорефракції і відповідні їм значення градієнта коефіцієнта заломлення. В залежності від характеру викривлення радіопроменя розрізняють три основних типи радіорефракції: негативну, нульову і позитивну (рис. 6.3 і табл. 6.1). Такий розподіл радіорефракції відображає її вплив на дальність радіолокаційного спостереження об'єктів.

Таблиця 6.1 - Характеристики радіорефракції

Тип рефракції	$dn/dH, 1/m$
Негативна	>0
Нульова	0
Позитивна:	
занижена	від 0 до $-4 \cdot 10^{-8}$
нормальна	$-4 \cdot 10^{-8}$
завищена	від $-4 \cdot 10^{-8}$ до $-15.7 \cdot 10^{-8}$
критична	$-15.7 \cdot 10^{-8}$
надрефракція	$< -15.7 \cdot 10^{-8}$

При нульовій рефракції (нульове значення градієнта коефіцієнта заломлення) радіопромінь залишається прямолінійним. Негативна рефракція (що викликає зменшення дальності радіозв'язку) має місце, якщо промінь спрямований опуклістю вниз, тобто промінь з менш щільного середовища переходить у більш щільне. Це може бути тільки при позитивних значеннях градієнта коефіцієнта заломлення. Позитивна рефракція виникає при негативних значеннях градієнта коефіцієнта заломлення і поділяється на знижену, нормальну, підвищену, критичну і надрефракцію. Нормальна радіорефракція відповідає рефракції в нормальній (стандартній) атмосфері, що має градієнт коефіцієнта заломлення $-4 \cdot 10^{-8} \text{ м/с}$. Радіорефракція при значеннях градієнта коефіцієнта заломлення від 0 до $-4 \cdot 10^{-8} \text{ м/с}$ називається позитивною зниженою рефракцією. Радіорефракція при

$$-15,7 \cdot 10^{-8} \text{ м} \leq \frac{dn}{dH} \leq -4 \cdot 10^{-8} 1/\text{м}$$

називається позитивною підвищеною рефракцією. При значеннях градієнта коефіцієнта заломлення менше $-15,7 \cdot 10^{-8} 1/\text{м}$ має місце надрефракція. Радіус кривизни променю менше радіуса земної кулі, внаслідок чого промінь відбивається від земної поверхні.

Критична рефракція і надрефракція характеризуються наддалеким поширенням радіохвиль. Таке явище зв'язують з утворенням так званих атмосферних хвильоводів, що можуть бути як приземними, так і піднятими (відбиття в цьому випадку має місце не від земної поверхні, а від шару атмосфери, піднятого над землею). Атмосферні хвильоводи істотно підвищують дальність радіозв'язку на НВЧ і дальність радіолокаційного спостереження об'єктів.

6.5 Методи врахування радіорефракції

Явище рефракції в атмосфері приводить до помилок виміру координат об'єктів радіотехнічними й оптичними методами. Регулярну складову таких помилок можна враховувати шляхом введення відповідних поправок в результаті вимірів. В залежності від мінливості вертикального градієнта

коефіцієнта заломлення розрізняють два способи введення поправок: метод еквівалентного радіуса Землі і метод приведенного коефіцієнта заломлення.

Метод еквівалентного радіуса Землі зводить задачу криволінійного поширення радіохвиль до задачі з прямолінійним поширенням. Криволінійну траєкторію променя «розгинають», збільшуючи радіус Землі доти, доки його траєкторія не виявиться прямолінійною. Радіус Землі, що відповідає прямолінійному променю, називають еквівалентним радіусом і використовують для розрахунків. Визначимо еквівалентний радіус Землі для випадку, коли градієнт показника заломлення постійний, а промінь спочатку спрямований під кутом φ до вертикалі. Для двох точок, одна з яких розташована на поверхні землі, а друга на висоті H , на підставі співвідношення (6.11) можна записати

$$n_0 R_3 \sin \varphi_0 = n(R_3 + H) \sin \varphi, \quad (6.12)$$

де n_0 та n - значення коефіцієнта заломлення на рівні земної поверхні і на висоті H відповідно.

Значення коефіцієнта заломлення атмосфери на висоті H зв'язано з його приземним значенням виразом

$$n = n_0 + \frac{dn}{dH} H.$$

Тому співвідношення (6.12) може бути переписане у вигляді

$$R_3 \sin \varphi_0 = \left(1 + \frac{1}{n_0} \frac{dn}{dH} H\right) (R_3 + H) \sin \varphi,$$

або

$$\sin \varphi_0 = \left(1 + \frac{1}{n_0} \frac{dn}{dH} H + \frac{H}{R_3} + \frac{1}{n_0} \frac{H^2}{R_3} \frac{dn}{dH}\right) \sin \varphi \quad (6.13)$$

Так як

$$\frac{H}{R_3} \leq 1 \quad \text{і} \quad \frac{dn}{dH} \leq 1$$

то, нехтуючи у виразі (6.13) останнім доданком, одержимо

$$\sin \varphi_0 = \left[1 + H \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{n_0} \frac{dn}{dH}\right)\right] \sin \varphi. \quad (6.14)$$

Порівнюючи співвідношення (6.14) з формулою (6.12) при $n = n_0$, зауважемо, що воно відповідає випадку відсутності рефракції, але вже в атмосфері Землі з кривизною, рівною не $1/R_3$, як це мало місце при звичайній нульовій рефракції, а

$$\frac{1}{R_3} + \frac{1}{n_0} \frac{dn}{dH}.$$

Кривизна цієї нової сфери (еквівалентний радіус) знаходиться із співвідношення:

$$\frac{1}{R_E} = \frac{1}{K_P R_3} = \frac{1}{R_3} + \frac{1}{n_0} \frac{dn}{dH}, \quad (6.15)$$

звідки еквівалентний радіус Землі:

$$R_E = K_P R_3.$$

Коефіцієнт пропорційності визначається формулою:

$$K_P = \frac{1}{1 + \frac{R_3}{n_0} \frac{dn}{dH}}.$$

Для нормальної атмосфери, похила

$$\frac{dn}{dH} = -4 \cdot 10^{-8} \text{ 1/м}$$

$-4 \cdot 10^{-8} \text{ 1/м}$, $R_3 = 6370 \cdot 10^3 \text{ м}$, одержуємо $K_P = 1,33$ і $R_E = 8460 \text{ км}$.

При розрахунках, пов'язаних із забезпеченням радіовидимості, варто оперувати з еквівалентним радіусом Землі так само, як і з звичайним радіусом Землі при відсутності рефракції.

Метод приведенного коефіцієнта заломлення полягає в тому, що вплив кривизни земної поверхні (а отже, і кривизни сферичної шаруватої атмосфери) замінюють впливом додаткового значення коефіцієнта заломлення атмосфери. Для цього криволінійну траєкторію променя разом із земною поверхнею «розгинають» доти, доки сферична поверхня Землі не перетвориться в плоску, а промінь при цьому буде мати іншу кривизну. Відповідний новий рефракції коефіцієнт заломлення атмосфери називається приведеним коефіцієнтом заломлення.

Нехай, як і в попередньому випадку, із точки, розташованої на земній поверхні, у плоскошарувату атмосферу спрямований радіопромінь. Стосовно до цього випадку також буде справедливе співвідношення (6.12). Враховуючи те, що

$$\frac{nH}{R_3} \approx \frac{H}{R}$$

(тому що $n \approx 1$), співвідношення (6.12) можна переписати у вигляді:

$$\left(n + \frac{H}{R_3}\right) \sin \varphi = n_0 \sin \varphi_0. \quad (6.16)$$

Звідси приведений коефіцієнт заломлення:

$$n_{np} = n + \frac{H}{R_3},$$

або в N - одиницях:

$$N_{np} = (n_{np} - 1)10^6 = \left(n + \frac{H}{R_3} - 1\right)10^6.$$

Приведений коефіцієнт заломлення використовується так само, як і звичайний коефіцієнт заломлення в задачах поширення променів над плоскою Землею.

6.6 Вплив послаблюючих властивостей атмосфери на дальність радіолокаційного спостереження РЛС

У процесі поширення електромагнітних хвиль в атмосфері виникають втрати енергії, які залежать від її структури. При дослідженні цих втрат атмосферу розглядають як суміш складаючих її газів, водяної пари й аерозольної фракції. Механізм взаємодії електромагнітних хвиль з газами атмосфери і водяним паром, з одного боку, і з гідрометеорами й атмосферним аерозолем, з іншого, має свої особливості.

Послаблення в газах атмосфери при поширенні електромагнітних хвиль в атмосфері має місце внаслідок поглинання і розсіювання енергії хвиль молекулами. У діапазоні надвисоких частот довжина хвилі коливань набагато більша розмірів молекул, тому ефектом розсіювання можна зневажати і розглядати тільки ефект поглинання.

З газів, що складають атмосферу, найбільш сильно електромагнітна енергія послабляється киснем і водяною парою, при цьому ослаблення виникає внаслідок того, що електромагнітна хвиля взаємодіє з дипольними молекулами зазначених газів і викликає їхні змушені коливання. Молекули кисню магнітно взаємодіють з полем радіохвиль, а молекули водяної пари – з електричним. Послаблюючі властивості кисню залежать від тиску і температури. Зі зниженням температури поглинання киснем збільшується. Так, при температурі -40°C воно на 78% більше, ніж при 20°C . Ослаблення водяною парою прямо пропорційне питомій вологості повітря і також збільшується зі зниженням температури (при температурі -40°C на 20-45 % більше, ніж при 20°C).

Втрати електромагнітної енергії в газах атмосфери враховують за допомогою питомих коефіцієнтів поглинання киснем (γ_k) і водяною парою (γ_{bn}), що характеризують послаблення електромагнітної енергії на одиниці відстані і виражаються в дБ/км . Для шару атмосфери, довжиною R , сумарний коефіцієнт поглинання буде виражатися співвідношенням

$$\Gamma = (\gamma_k + \gamma_{bn})R.$$

Прийнята потужність електромагнітної хвилі з врахуванням послаблення визначається співвідношенням

$$P = P_0 \cdot 10^{-0,1\Gamma},$$

де P_0 – потужність при відсутності послаблення. Стосовно до радіолокаційних

задач, коли хвиля проходить ту саму відстань R двічі (до цілі і назад), прийнята потужність хвилі визначається виразом:

$$P = P_0 \cdot 10^{-0,2\Gamma}.$$

Величина $K = 10^{-0,1\Gamma}$ (або $K = 10^{-0,2\Gamma}$), що називається множителем послаблення, входить як поправочний коефіцієнт у рівняння, що визначає дальність дії радіотехнічних пристроїв.

На рис. 6.4 приведені залежності питомих коефіцієнтів поглинання киснем і водяною парою атмосфери від довжини хвилі поблизу поверхні Землі при температурі 20°C . Аналіз залежностей показує, що як кисень, так і водяна пара мають області частот, де поглинання велике за рахунок резонансних явищ. Резонансна область кисню лежить поблизу довжин хвиль $0,5$ і $0,25$ см, де значення питомого коефіцієнта поглинання поблизу земної поверхні може досягати 3 і 14 дБ/км відповідно. Послаблення хвилі водяною парою залежить від його вмісту в атмосфері. Резонансне поглинання у водяної пари спостерігається на хвилях $0,16$ і $1,35$ см. На цих довжинах хвиль при питомій вологості $q = 7,5$ г/м³, характерної для помірних широт, питомий коефіцієнт поглинання дорівнює 20 і $0,2$ дБ/км відповідно. Послаблення електромагнітного випромінювання водяною парою прямо пропорційне питомій вологості повітря. При зниженні температури воно повільно зростає.

Послаблення гідрометеорами при поширенні електромагнітних хвиль відбувається внаслідок поглинання і розсіювання енергії на гідрометеорних частках. Інтенсивність процесів поглинання і розсіювання оцінюють за допомогою ефективних площ поглинання (σ_{ni}) і повного розсіювання (σ_{pi}):

$$\sigma_{ni} = \frac{P_n}{P}, \quad \sigma_{pi} = \frac{P_p}{P},$$

де P_n і P_p – потужності, що витрачаються падаючою хвилею внаслідок поглинання і розсіювання відповідно; P – щільність потоку потужності падаючої хвилі.

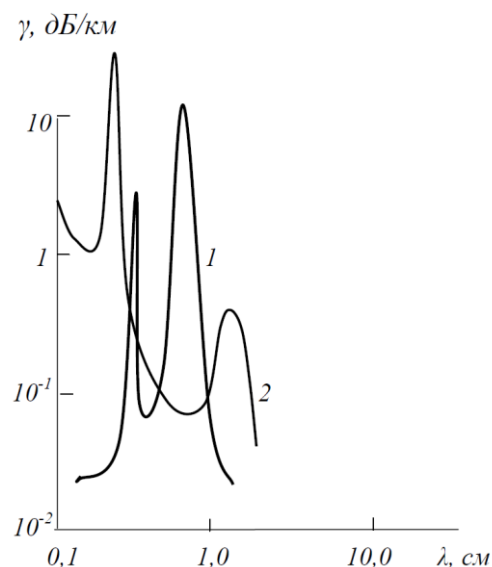


Рис. 6.4 - Послаблення хвиль киснем (1)
і водяною парою (2) в атмосфері

Плоский фронт хвилі площею S має потужність $P_0 = PS$. На елемент шляху

dR падаюча хвиля взаємодіє з $NSdR$ – частками, де N – число часток в одиниці об'єму. Повну потужність, поглинену і розсіяну на цьому шляху, можна представити як

$$dP_n = -\Pi\sigma_{ni}NSdR$$

і

$$dP_p = -\Pi\sigma_{pi}NSdR$$

відповідно. звідси:

$$\begin{aligned}\frac{dP_n}{P_0} &= -N\sigma_{ni}dR, \\ \frac{dP_p}{P_0} &= -N\sigma_{pi}dR.\end{aligned}\quad (6.17)$$

Якщо проінтегрувати ці вирази за дальністю в межах $0 \dots R_i$ та за потужністю в межах $P_0 \dots P_n$ для поглинання і $P_0 \dots P_p$ для розсіювання, то одержуємо:

$$\ln \frac{P_n}{P_0} = -N\sigma_{ni}dR, \quad \ln \frac{P_p}{P_0} = -N\sigma_{pi}dR. \quad (6.18)$$

або

$$\begin{aligned}10 \lg \frac{P_n}{P_0} &= -N\sigma_{ni}dR, \\ 10 \lg \frac{P_p}{P_0} &= -N\sigma_{pi}dR.\end{aligned}$$

Величини, що визначають втрати потужності на шляху l км, являють собою питомі коефіцієнти поглинання і повного розсіювання в дБ/км :

$$\Gamma_{ni} = 4,34 \cdot 10^3 n \sigma_{ni}, \quad \Gamma_{pi} = 4,34 \cdot 10^3 n \sigma_{pi} \quad (6.19)$$

де N у $1/\text{м}^3$.

Втрати на поглинання і розсіювання додаються, і повне послаблення оцінюється питомим коефіцієнтом послаблення

$$\gamma_{\Sigma i} = \gamma_{ni} + \gamma_{pi} = 4,34 \cdot 10^3 N \sigma_{\Sigma i}, \quad (6.20)$$

де $\sigma_{\Sigma i} = \sigma_{ni} + \sigma_{pi}$ - ефективна площа послаблення часток.

Ефективні площі поглинання і повного розсіювання сферичних часток можуть бути розраховані по формулах Мі, які для випадку малих часток, що задовольняють умові

$$\frac{\pi d}{\lambda} \leq 1$$

мають вигляд:

$$\sigma_{ni} = \frac{\pi^2 d^3}{\lambda} I_m \left(-\frac{m^2 - 1}{m^2 + 2} \right), \quad (6.21)$$

$$\sigma_{pi} = \frac{2\pi^5 d^6}{3\lambda^4} \left| \frac{m^2 - 1}{m^2 + 2} \right|^2, \quad (6.22)$$

де d – діаметр частки, I_m – уявна частина комплексного числа, що знаходиться в дужках.

Величини σ_{ni} і σ_{pi} в різній мірі залежать від розмірів часток і довжини хвилі. Для часток малих розмірів, для яких справедливі співвідношення (6.21) і (6.22), $\sigma_{ni} \gg \sigma_{pi}$, тобто ефективна площа послаблення практично визначається тільки ефективною площею поглинання.

Послаблення дощем розраховують в функції його інтенсивності, що вимірюють в $мм/год$, оскільки знайти концентрацію і розподіл крапель по розмірам важко. Очевидно, що внесок часток різних розмірів у загальну інтенсивність дощу I_i , формована краплями діаметром d_i , визначається співвідношенням:

$$I_i = 3,6 \cdot 10^6 N_i \frac{\pi d_i^3}{6} \rho v_i \quad (6.23)$$

де v_i – абсолютна швидкість падіння краплі, $см/с$; d_i – діаметр краплі, $мм$; ρ – щільність води.

В дощі містяться краплі різних розмірів, тому загальна інтенсивність дощу являє собою суму парціальних інтенсивностей

$$I = \sum_{i=1}^N I_i.$$

З врахуванням співвідношення (6.23) вираз (6.20) може бути переписаний в вигляді

$$\gamma = \frac{0,434}{3,6} \sum \frac{I_i \gamma_i}{v_i V_i} = 0,126 \sum I_i C_i,$$

де V_i – об'єм краплі діаметром d_i , $C_i = \gamma_i / v_i V_i$, $\rho = 1$ (для води).

Так як множник C_i при фіксованих довжині хвилі і температурі являє собою постійну величину, то коефіцієнт послаблення в дощі може бути записаний у вигляді

$$\gamma = 0,126 C_i \sum I_i. \quad (6.24)$$

Із співвідношення (6.24) випливає, що послаблення в дощі з інтенсивністю I , $мм/год$ лінійно залежить від парціальних інтенсивностей I_i , обумовлених групами крапель різних розмірів. Однак, як показує досвід, така залежність між ефективною площею послаблення й інтенсивністю дощу I спостерігається лише для деяких середніх умов. Можуть мати місце випадки, коли дощі з однаковою інтенсивністю I , $мм/год$ будуть давати різне послаблення.

Для найбільш типових законів розподілу крапель в дощах різної

інтенсивності коефіцієнт послаблення визначають за допомогою емпіричної формули

$$\gamma = \beta I^\alpha, \quad (6.25)$$

де γ виражено в дБ/км , а I – у мм/год . Значення коефіцієнтів β і α для різних довжин хвиль при температурі 18°C будуть наступні:

λ , см.....	0,9	1,24	1,8	3,2	5,6	10
β	0,22	0,12	0,045	0,0074	0,0022	0,0003
α	1,00	1,05	1,14	1,31	1,17	1,00

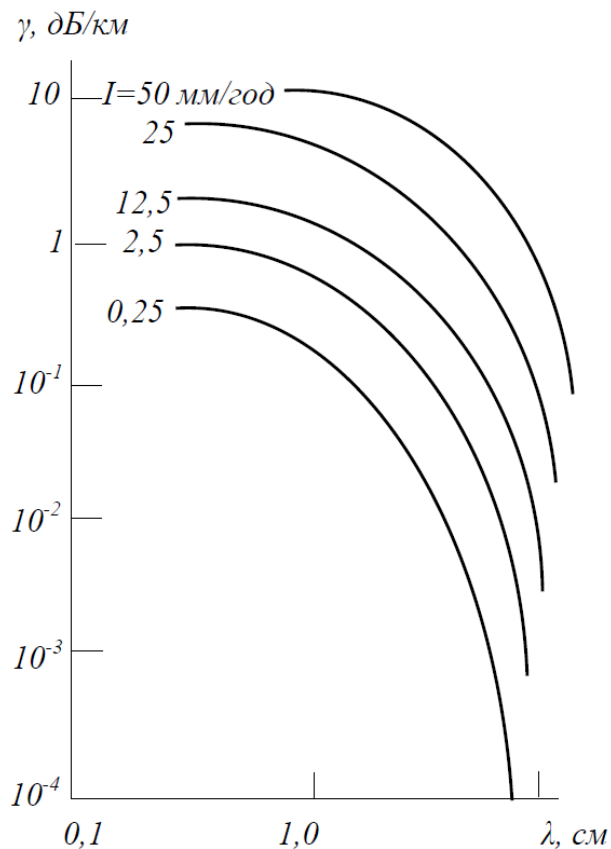


Рис. 6.5 - Залежність коефіцієнта послаблення від довжини хвилі при різній інтенсивності дощу

На рис.6.5 представлена залежність питомого коефіцієнта послаблення від довжини хвилі при різній інтенсивності дощу і температурі 18°C .

Послаблення в хмарах і туманах можна розрахувати, користуючись водністю, що для монодисперсного утворення зі сферичними частками визначається співвідношенням

$$W = N \frac{\pi d^3}{6} \rho, \quad (6.26)$$

де N – число часток у 1 г/м^3 ; ρ - густина речовини; d – діаметр часток.

Для краплинно-рідких хмар і туманів ($\rho=1$) коефіцієнт послаблення

визначається формулою:

$$\gamma_{\Sigma} = \left[0,43 \frac{6\pi}{\lambda} I_m \left(-\frac{m^2 - 1}{m^2 + 2} \right) \right] W. \quad (6.27)$$

У діапазоні хвиль $\lambda = 0,5 \dots 1,0 \dots 10$ см величина множника, що знаходиться в квадратних дужках, обернено пропорційна λ , тому вираз (6.27) може бути представлений як

$$\gamma = 0,438 \frac{W}{\lambda^2}. \quad (6.28)$$

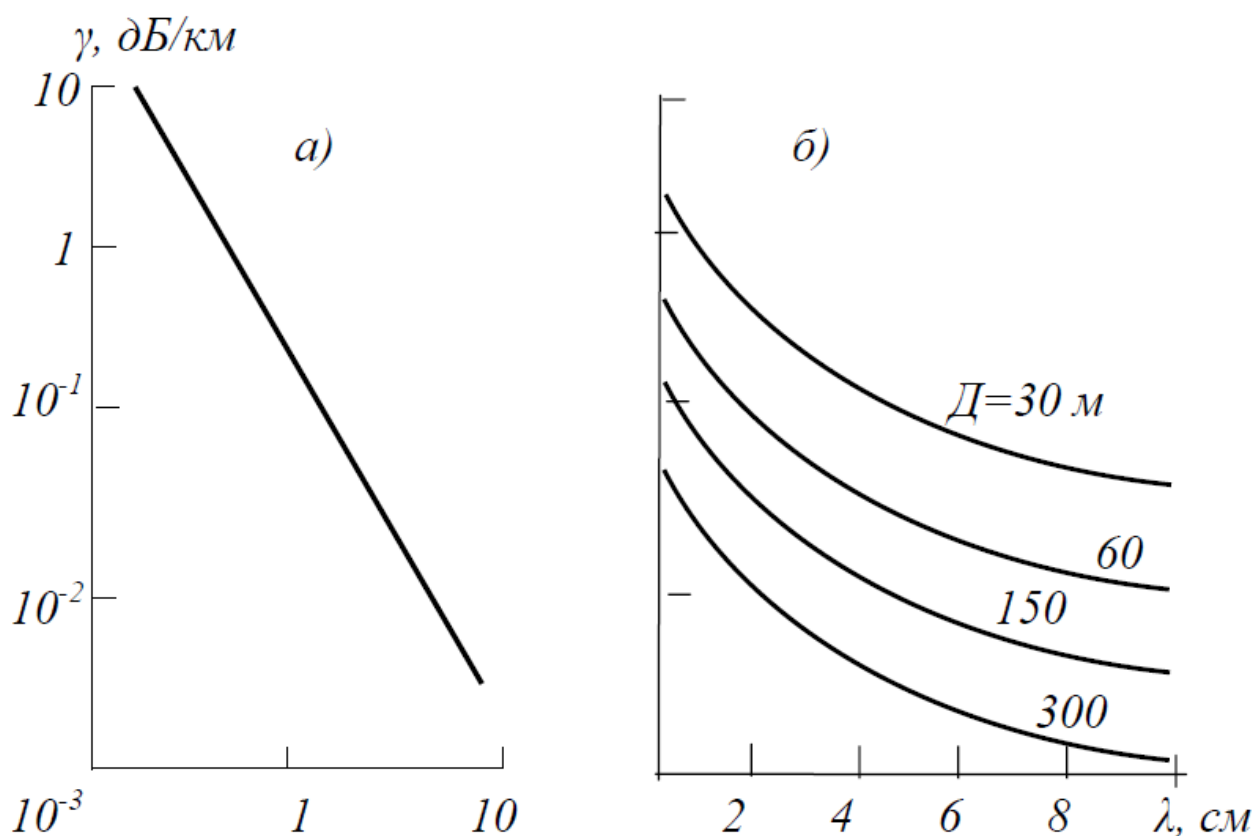


Рис. 6.6 - Залежність коефіцієнта послаблення в тумані від довжини хвилі а- водність 1 г/м^3 , б – перемінна дальність видимості

Залежності коефіцієнта послаблення γ від довжини хвилі в тумані і хмарах розраховують для водності 1 г/м^3 та температур $0-18^\circ\text{C}$ (рис. 6.6 а). Для інших краплинно-рідких хмар і туманів відповідно до співвідношення (6.28) перераховують пропорційно водності. Однією з основних характеристик туману є оптична дальність видимості D в метрах, зв'язана з водністю співвідношенням

$$W = 9286 D^{-1,43}. \quad (6.29)$$

Дальність видимості може використовуватися як параметр у графіках коефіцієнта послаблення (рис. 6.6 б).

Послаблення в граді та снігу складає усього кілька відсотків

послаблення в дощі тієї ж інтенсивності, що обумовлено малим значенням множників

$$\left| \frac{m^2 - 1}{m^2 + 2} \right|^2 \quad I_m \left(-\frac{m^2 - 1}{m^2 + 2} \right)$$

у співвідношеннях (6.21) і (6.22). Тому, якщо інтенсивність граду не дуже велика, послабленням у граді можна зневажити. Що стосується послаблення в снігу, то у випадку сухого снігу ним також зневажають. Однак, якщо сніг мокрий, то в ньому послаблення таке ж, як і в дощі тієї ж інтенсивності.

Контрольні питання

1. Поясніть залежність дальності радіолокаційного спостереження точечного об'єкта від параметрів РЛС.
2. Як необхідно змінити параметри РЛС для збільшення дальності радіолокаційного спостереження точечного об'єкта в два рази ?
3. Сформулюйте умову збалансованості системи при активній радіолокації.
4. Виведіть рівняння радіолокації для метеооб'єкта.
5. Поясніть залежність дальності радіолокаційного спостереження від параметрів метеооб'єкта.
6. Поясніть зміст понять потенціал РЛС і відбиваність метеооб'єкта.
7. Як необхідно змінити параметри РЛС для збільшення дальності радіолокаційного спостереження метеооб'єкта в два рази?

7 Відбитий сигнал

Діаграма спрямованості зворотного вторинного випромінювання (ДСЗВВ) таких об'єктів має порізаний характер. Тоді ЕПР об'єктів в кожний момент часу буде випадкова, отже і закон зміни відбитого сигналу носить випадковий характер. Випадкові зміни відбитого сигналу називають флуктуаціями.

Флуктуації перешкоджають виявленню об'єктів. По-перше, вони супроводжуються значним зменшенням сигналу в окремі моменти часу. По-друге, флуктуації можуть значно спотворити форму сигналу, що приводить до погіршення умов виявлення приймачем РЛС і збільшення помилок виміру параметрів сигналу.

Таким чином, відбитий сигнал виявляється промодульованим за законом

$$\dot{B}(t) = B(t) \exp(j\varphi_b(t)),$$

що є випадковим. Тут $B(t)$ - множник, що модулює; $B(t) = |B(t)|$ - випадкова модуляція амплітуди відбитого сигналу $\varphi_b(t)$, - модуляція фази відбитого сигналу. $|B(t)|^2$ - пропорційний потужності відбитого сигналу, тобто описує випадкові зміни ЕПР σ навколо її середнього значення. Ці величини можна характеризувати щільностями імовірності амплітуд $p(B)$, початкових фаз $p(\varphi_B)$, ефективної поверхні $p(\sigma)$, енергетичним спектром $G_B(f)$ і автокореляційною функцією $R_B(\tau)$ модулюючого множника.

Для флуктуацій в сантиметровому діапазоні хвиль характерний релеєвський розподіл амплітуді рівноймовірний розподіл початкових фаз

$$P(B) = \frac{B}{\overline{B}^2} e^{-\frac{B^2}{2\overline{B}^2}} \quad \text{при } B \geq 0,$$

і рівноймовірний розподіл початкових фаз

$$P(\varphi_B) = \frac{1}{2\pi},$$

де $\overline{B}^2$ - дисперсія амплітуд $B(t)$.

Розподіл ЕПР у цьому випадку є експонентним

$$P(\sigma) = \frac{1}{\overline{\sigma}_{0\delta}} e^{-\sigma/\overline{\sigma}_{0\delta}},$$

де $\overline{\sigma}_{0\delta}$ - середнє значення ЕПР об'єкта.

Середнє значення ЕПР об'єкта визначається як

$$\overline{\sigma}_{0\delta} = N\overline{\sigma}_1,$$

де $\overline{\sigma}_1$ - середнє значення ЕПР одного відбивача; N - число відбивачів в дозволяємому об'ємі.

Останнє співвідношення відповідає когерентному підсумку. Некогерентний підсумок (по потужності) відповідає дифузійному розсіюванню, а когерентний - дзеркальному відбиттю. Можливі також

проміжні випадки.

Енергетичний спектр відбитого сигналу $G_X(f)$ можна представити, якщо замінити об'єкт сукупністю відбивачів. При русі об'єкта швидкості окремих відбивачів не залишаються постійними, а окремі відбивачі флюктують. Тому спектр прийнятого сигналу $G_X(f)$ є суцільним і займає смугу частот від $f_{\min}$ до $f_{\max}$. Через пряме і зворотнє перетворення Фур'є енергетичний спектр зв'язаний з автокореляційною функцією $R_X(\tau)$

$$\dot{R}_X(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{G}_X(f) e^{j2\pi f\tau} df$$
$$\dot{G}_X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{R}_X(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau$$

Рівність нулю $\dot{R}_X(\tau)$ є ознакою незалежності функції, розділених інтервалами часу $|\tau| > \tau_0$. При $|\tau| > \tau_0$ позначаються незалежними значення прийнятого сигналу $x(t)$. Час τ_0 називають часом кореляції – час, протягом якого за попереднім значенням прийнятого сигналу можна передбачити його наступне значення.

За часом кореляції можна визначити ширину енергетичного спектра ΔF зі співвідношення $\Delta F = 1/\tau_0$.

За часом кореляції можна визначити також ступінь когерентності сигналу. Якщо $\tau_C \ll \tau_0$, то сигнал когерентний, а при $\tau_C \geq \tau_0$ – сигнал некогерентний. Виділити таке коливання за допомогою резонансної системи неможливо.

Таким чином, енергетичний спектр і автокореляційна функція дозволяють визначити, як часто відбувається завмирання сигналу, яка максимально припустима тривалість сигналу при якій перекручування мало ймовірні.

Контрольні питання

1. Що називають флюктуаціями відбитого сигналу?
2. Чому флюктуації відбитого сигналу утрудняють виявлення об'єкта?
3. За яким законом розподіляється амплітуда відбитого сигналу?
4. За яким законом розподілена ефективна площа розсіювання об'єкта?
5. Дати визначення часу кореляції відбитого сигналу.
6. Сформулюйте умови когерентності і некогерентності відбитого сигналу.

8ЗАВДАННЯ ОПТИМАЛЬНОГО ВИЯВЛЕННЯ

8.1 Постановка завдання

Якісні показники виявлення Виявлення полягає у виробленні рішення про наявність чи відсутність цілі в довільному роздільному об'ємі. Вироблення рішення зв'язане зі здобуванням інформації з реалізації коливань, що надходять на вхід РПрП. Реалізація коливань при наявності цілі може бути представлена:

$$y(t) = n(t) + x(t), \quad (8.1)$$

а при відсутності цілі:

$$y(t) = n(t), \quad (8.2)$$

де $n(t)$ - коливання шуму; $x(t)$ – сигнал цілі.

Процес виявлення полягає у виробленні рішення, яка з зазначених реалізацій має місце. Ці два вирази можна об'єднати і представити у вигляді

$$y(t) = n(t) + Ax(t), \quad (8.3)$$

де A – дискретний випадковий параметр, дорівнює одиниці або нулю. Якщо $A=1$ (позначається A_1), то цілі є, а у випадку $A=0$ (позначається A_0) цілі немає.

Задача виявлення зводиться до прийняття рішення A_1 (цілі є) або A_0 (цілі немає).

За рахунок перешкод і флуктуацій сигналу кожне з рішень A_0 і A_1 може бути прийняте при двох умовах: A_1 – цілі є або A_0 - цілі немає. Отже, можливі чотири спільних події:

A_1A_1 - правильне виявлення;

A_0A_1 - пропуск цілі;

A_1A_0 - помилкова тривога;

A_0A_0 - правильне невиявлення.

Перерахованим ситуаціям відповідає чотири імовірності:

$$P(A_1A_1)+P(A_0A_1)+P(A_1A_0)+P(A_0A_0) \quad (8.4)$$

Відомо, що

$$P(A_\ell A_K) = P(A_K)P(A_\ell / A_K)$$

Тоді (8.4) можна переписати:

$$P(A_1)P(A_0 / A_1) + P(A_1)P(A_1 / A_1) + P(A_0)P(A_1 / A_0) + P(A_0)P(A_0 / A_0) = 1$$

Імовірності умов $P(A_1)$ і $P(A_0)$ називають апіорними (додослідними), звичайно відомими.

Умовні імовірності для кожного РЛС визначаються експериментально або розрахунковим шляхом. Тому якість виявлення характеризується умовними імовірностями ухвалення рішення:

$$D = P(\hat{A}_1 / A_1)$$

-імовірністю правильного виявлення;

$$\bar{D} = P(\hat{A}_0 / A_1) = 1 - D$$

- імовірністю пропуску цілі при наявності цілі;

$$F = P(\bar{A}_1 / A_1)$$

- імовірністю помилкової тривоги

$$F = P(\bar{A}_0 / A_1) = 1 - D$$

- імовірністю правильного виявлення при відсутності цілі.

Якість виявлення можна характеризувати будь-якою парою умовних імовірностей з чотирьох. На практиці використовують умовні імовірності правильного виявлення D і помилкової тривоги F .

Умовну імовірність D прагнуть зробити якнайбільше, що важко забезпечити на великих дальностях, бо енергія відбитих сигналів мала. Границі зони виявлення РЛС визначаються величиною граничної дальності, на якій умовна імовірність D дорівнює гранично припустимому значенню $D_{\text{доп}} = 0,5 \div 0,999$.

Умовну імовірність F вибирають якнайменше з наступних міркувань. РЛС за цикл огляду простору переглядає m роздільних об'ємів. Кожний об'єм може бути джерелом помилкової тривоги F . Тоді імовірність хоча б однієї помилкової тривоги за цикл огляду m роздільних об'ємів, дорівнює:

$$F_m = 1 - \bar{F}_m = 1 - (1 - mF) = mF$$

Звідси випливає, що $F \ll 1/m$. Тоді $F_m = mF \ll 1$. Тому умовну імовірність F для кожного об'єму вибирають з умови $F_{\text{доп}} \ll 1/m$. Цьому відповідає значення $F_{\text{доп}} = 10^{-4} \div 10^{-10}$.

У межах зони видимості РЛС повинні забезпечувати вимоги

$$F \leq F_{\text{доп}} \text{ і } D \geq D_{\text{доп}}.$$

Охарактеризувати якість виявлення однією характеристикою не можна. Припустимо умовну імовірність пропуску цілі $\bar{D} = 0$, тоді умовна імовірність помилкової тривоги $F = 1$. Припустимо $F = 0$, тоді $\bar{D} = 1$. У такому випадку для порівняння алгоритмів виявлення дії РЛС використовуються умовні імовірності D і F .

Розглянута задача і показники якості відповідають двоальтернативному виявленню: приймається два рішення – «так» і «ні». Іноді використовують триальтернативне рішення: приймається рішення – «так», «не знаю», «ні». Триальтернативне виявлення використовується в РЛС із гнучким оглядом простору.

8.2 Критерій оптимальності виявлення

Критерієм оптимальності виявлення називається ознака (властивість), за якою порівнюються можливі виявители, вибирається найкращий. Найбільш загальним є критерій мінімуму середнього ризику. Згідно з цим критерієм оптимальним вважається такий виявитель, що забезпечує мінімальну імовірність

помилкових рішень з врахуванням ціни їхніх наслідків. Ціна помилкових рішень характеризує те, наскільки вони небажані. Сутність оптимізації, за даним критерієм виявителя, полягає в наступному:

Кожному випадку прийняття помилкових рішень

$$A_0 A_1 \text{ і } A_1 A_0$$

задається своя ціна r_{10} помилкової тривоги;

1. З врахуванням випадкового характеру прийняття цих рішень визначається середній ризик помилок:

$$\bar{r} = \sum_{i,j=0}^1 r_{ij} P_{ij} = r_{01} P(A_0 A_1) + r_{10} P(A_1 A_0) \quad (8.5)$$

2. Знаходиться правило обробки прийнятого сигналу, при якому $\bar{r} = \min$ буде мінімальним.

Від цього критерію можна перейти до інших. Вираз (8.5) можна представити, як

$$\begin{aligned} \bar{r} &= r_{01} P(A_1) D + r_{10} P(A_0) F = r_{01} P(A_1) (1 - D) + r_{10} P(A_0) F = \\ &= r_{01} P(A_1) (1 - (D - l_0 F)) \end{aligned} \quad (8.6)$$

де

$$l_0 = \frac{r_{10} P(A_0)}{r_{01} P(A_1)}$$

-ваговий множник.

Мінімум виразу (8.6) при будь-яких умовах виявлення досягається при максимумі зваженої різниці

$$\Delta = D - l_0 F = \Delta_{\max},$$

тобто критерій мінімуму середнього ризику зводиться до вагового критерію. Цей критерій показує, що при $l_0 = \text{const}$ й $F = \text{const}$ оптимальний виявитель дає максимальну імовірність виявлення D . Ваговий критерій оптимальності виявлення введений Нейманом-Пірсоном. Надалі будемо користуватися ваговим критерієм.

8.3 Найпростіший приклад оптимізації виявлення. Вибір порога рішення

Нехай є стрілочний прилад, на який подається в загальному випадку $y = n + Ax$, де $A=0$ або 1 . Вважаємо, що величини x , y , n за час спостереження не змінюються. Закони розподілу x , n відомі. Будемо вважати, що перешкода n розподілена за нормальним законом. При наявності сигналу $n = y - x$. Якщо умовна щільність імовірності перешкоди підлягає нормальному закону, то умовна щільність імовірності *сигнал+перешкода* також підлягає нормальному закону, а крива $P_{cn}(y)$ зсунута на величину x по відношенню до $P_n(y)$ (рис. 8.1).

Задача виявлення сигналу x зводиться до того, щоб на фоні перешкоди n за

y , що вимірюють, дати оцінку $\hat{A}$ невідомого параметра A , оптимального з погляду вагового критерію. Це зробимо за наступним порядком.

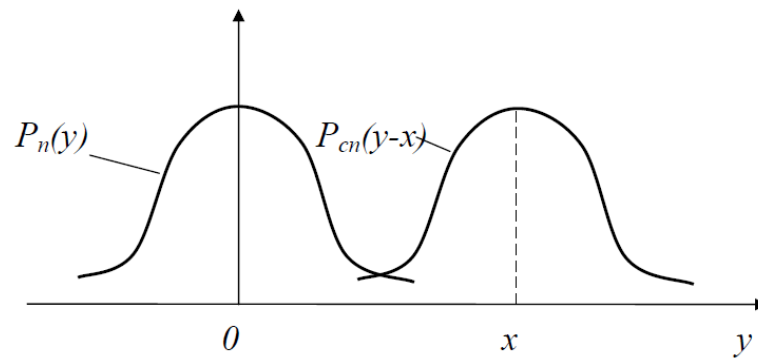


Рис. 8.1 – Умовні щільності імовірності перешкоди і сигналу+перешкоди

1. Введемо допоміжну функцію $\hat{A}(y)$;

2. Встановимо зв'язок між D , F і $\hat{A}(y)$;

Умовна імовірність D має зміст імовірності влучення величини y в інтервал, де $\hat{A}(y) = 1$ при наявності сигналу і перешкоди, тобто

$$D = \int_{-\infty}^{\infty} \hat{A}(y) P_{cn}(y) dy \quad (8.8)$$

Аналогічно визначається умовна імовірність F :

$$F = \int_{-\infty}^{\infty} \hat{A}(y) P_{II}(y) dy \quad (8.9)$$

3. Складемо вагову різницю:

$$\Delta = D - l_0 F = \int_{-\infty}^{\infty} \hat{A}(y) P_{II}(y) (l(y) - l_0) dy \quad (8.10)$$

де

$$l(y) = \frac{P_{cn}(y)}{P_{II}(y)} .$$

Максимум вагового критерію буде, коли $l(y) > l_0$. Отже, оптимальне правило виявлення має вид:

$$\begin{aligned} \hat{A}_{onm}(y) &= 1 \text{ при } l(y) > l_0 \\ \hat{A}_{onm}(y) &= 0 \text{ при } l(y) < l_0 \end{aligned} \quad (8.11)$$

Якщо $l(y) = l_0$, приймається рішення $\hat{A}_{onm}(y) = 0$ або 1.

Величина $l(y)$ називається відношенням правдоподібності. Вона характеризує (при порівнянні з порогом l_0), яка з зазначених гіпотез більш правдоподібна.

Як і щільності імовірності $P_{cn}(y)$ і $P_{II}(y)$, $l(y)$ не може бути негативною. Нехай перешкода має дисперсію n_0^2 .

$$P_{II}(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi n_0}} e^{-\frac{y^2}{2n_0^2}} \quad (8.11)$$

$$P_{cn}(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}n_0} e^{-\frac{(y-x)^2}{2n_0^2}} \quad (8.12)$$

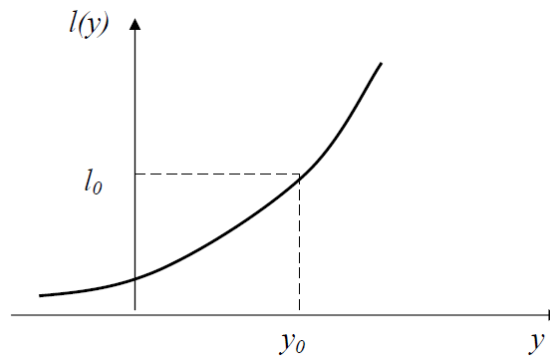


Рис. 8.2 – Закон зміни відношення правдоподібності

$$l(y) = \frac{P_{cn}(y)}{P_{cn}(x)} = e^{-\frac{x^2 - xy}{2n_0^2}} \quad (8.13)$$

Залежність $l(y)$ для $x > 0$ показана на рис. 8.2.

Внаслідок монотонності кривої умову $l(y) > l_0$ можна замінити умовою $y > y_0$. Тоді для $x > 0$

$$\begin{aligned} \hat{A}_{onm}(y) &= l \text{ при } y > y_0 \\ \hat{A}_{onm}(y) &= 0 \text{ при } y < y_0 \end{aligned} \quad (8.14)$$

Замість обчислювання відносини правдоподібності можна використовувати саму реалізацію y , а порогом вважати y_0 .

Розглянемо геометричний зміст ймовірностей D і F і графік оптимальної функції $\hat{A}_{onm}(y)$ (рис. 8.3).

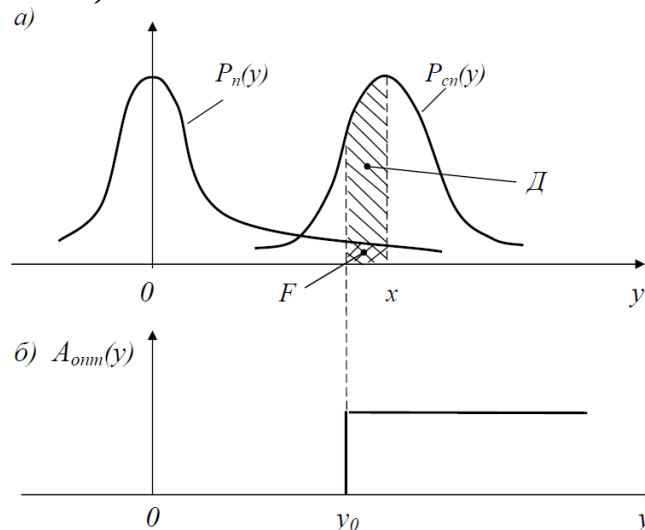


Рис. 8.3 – Умовні щільності імовірностей і оптимальна функція $\hat{A}_{onm}$

Умовна імовірність помилкової тривоги F дорівнює площі під кривою $P_{cn}(y)$, тобто

$$F = \int_{y_0}^{\infty} P_{\Pi}(y) dy \quad (8.15)$$

Імовірність F при заданій дисперсії перешкоди n_0^2 залежить тільки від величини y_0 . Отже, величину порога y_0 можна вибирати за припустимим значенням помилкової тривоги.

Умовна імовірність правильного виявлення D чисельно дорівнює площі під кривою $P_{СП}(y)$, тобто

$$D = \int_{y_0}^{\infty} P_{СП}(y) dy \quad (8.16)$$

При заданому рівні перешкод n_0^2 D залежить не тільки від порога y_0 , але і від величини очікуваного сигналу x_y .

8.4 Кореляційно-фільтрова обробка сигналів

8.4.1 Виявлення цілком відомого сигналу

При наявності в складі прийнятого сигналу $y(t)$ цілком відомого сигналу $X(t)$ він відрізняється від випадкового шуму $n(t)$ на величину $X(t, \alpha)$, де α – відомі параметри сигналу (амплітуда, початкова фаза, частота Допплера і т.д.). Отже, дискретні вибірки задовольняють рівності

$$y_k = n_k + x_k.$$

Наявність сигналу приводить до зсуву центрів розподілу випадкових вибірок y_k на величину x_k у порівнянні з випадком відсутності сигналу, тобто $y_k = n_k$. Тоді

$$P_{СП}(y_1, y_2, \dots) = P_{\Pi}(y_1 - x_1, y_2 - x_2, \dots) = P_{\Pi}(y_1 - x_1) \dots (y_k - x_k)$$

Тепер відношення правдоподібності можна представити у вигляді:

$$l(Y) = \frac{P_{\Pi}(y_1 - x_1) \dots P_{\Pi}(y_k - x_k)}{P_{\Pi}(y_1) P_{\Pi}(y_2) \dots} = \Pi_{\kappa} l(y_{\kappa}), \quad (8.17)$$

де $l(y_{\kappa})$ – відношення правдоподібності для y_{κ} .

Відомо, що

$$P_{\Pi}(y_{\kappa}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi N_0 f_m}} e^{-\frac{y_{\kappa}^2}{2N_0 f_m}} = \sqrt{\frac{\Delta f}{N_0 f_m}} e^{-\frac{y_{\kappa}^2 \Delta f}{N_0}},$$

$$l(y_{\kappa}) = e^{-\frac{x_{\kappa}^2 \Delta f}{N_0}} e^{\frac{2x_{\kappa} y_{\kappa} \Delta f}{N_0}} \quad (8.18)$$

Підставляючи (8.18) у (8.17), одержимо

$$l(Y) = e^{-\frac{1}{N_0} \sum_k x_k^2 \Delta t} e^{\frac{2}{N_0} \sum_k x_k y_k \Delta t} \quad (8.19)$$

При переході від квазібілого шуму до білого шуму

$$f_{uu} \rightarrow \infty, \text{ а } \Delta t \rightarrow 0,$$

тоді

$$l(Y) = e^{-\frac{1}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} X^2(t) dt} e^{\frac{2}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} X(t) y(t) dt} \quad (8.20)$$

Де інтеграл

$$\int_{-\infty}^{\infty} X^2(t) dt = E$$

- енергія виявленого або очікуваного сигналу, а

$$\int_{-\infty}^{\infty} X(t) y(t) dt = Z$$

- кореляційний інтеграл. Вираз (8.20) можна переписати:

$$l(Y) = e^{-\frac{E}{N_0}} e^{\frac{2Z}{N_0}} \quad (8.21)$$

Введемо позначення:

$$q^2 = \frac{2E}{N_0} \quad (8.22)$$

- параметр виявлення;

$$\xi = \frac{2Z}{N_0} \quad (8.23)$$

- ваговий інтеграл.

З врахуванням введених позначень:

$$l(y(t)) = e^{\xi \frac{q^2}{2}} \quad (8.24)$$

На рис. 8.4, а наведена залежність $l(y(t))$ від величини кореляційного інтеграла, а на рис. 6.4, б – оптимальне рішення. Оптимальна функція рішення має вигляд:

$$\begin{aligned} \hat{A}_{onm} l(y(t)) &= 1 \text{ при } Z \geq Z_0 \\ \hat{A}_{onm} l(y(t)) &= 0 \text{ при } Z < Z_0 \end{aligned} \quad (8.25)$$

Отже, для ухвалення оптимального рішення необов'язково обчислювати відношення правдоподібності, а досить обчислити Z , ξ і порівняти їх з відповідним цій величині порогом.

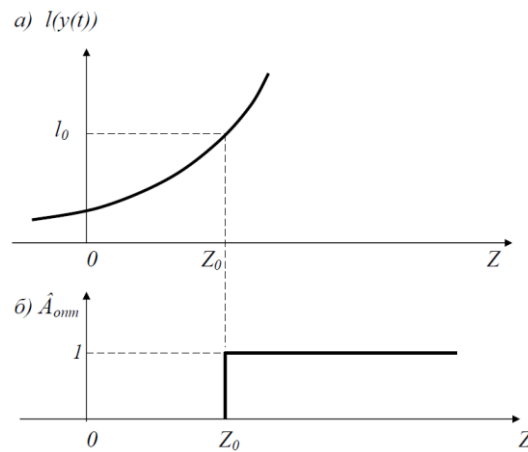


Рис. 8.4 – Графік відношення правдоподібності і оптимальної функції $\hat{A}_{omn}$

8.4.2 Найпростіший кореляційний виявитель

Математичній операції обчислення кореляційного інтеграла Z і знаходження $\hat{A}_{omn}(y(t))$ відповідає схема на рис. 8.5.

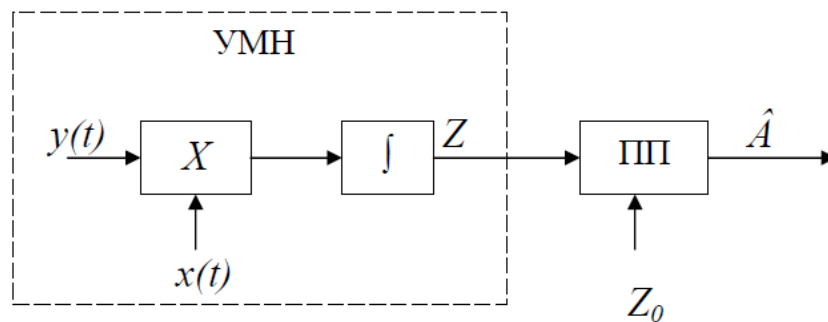


Рис. 8.5 – Схема корелятора

Схема складається з перемножувача, інтегратора і граничного пристрою (ГП). Перемножувач і інтегратор утворюють корелятор. На корелятор подаються прийняті коливання $y(t)$ і опорне коливання $x(t)$, що є точною копією очікуваного прийнятого сигналу. На виході корелятора виходить кореляційний інтеграл Z , що порівнюється з Z_0 у ГП. Граничний пристрій являє собою обмежник знизу. Якщо на виході ГП є сигнал, приймається рішення "так", а якщо немає сигналу, то приймається рішення "ні". Рівень порога Z_0 вибирається так, щоб імовірність F помилкового його перевищення не перевищувала припустиму.

Опорний сигнал $x(t)$ може вироблятися спеціальним гетеродином із затримкою щодо зондувального сигналу на час запізнювання $t=t_3$, або виходити безпосередньо від РПП локатора через лінію затримки на час t_3 , пропорційний точно відомій дальності до об'єкта.

На рис. 8.5 представлена схема виявителя, у якого поріг Z_0 змінюється плавно в залежності від рівня сигналу і перешкоди. На рис. 8.6 представлена схема виявителя з фіксованим порогом. У цьому випадку виробляється нормований ваговий інтеграл $\xi_H = \xi/q$ і виробляється порівняння з порогом ξ_{0H} . Поріг в цьому випадку для заданої імовірності F не змінюється, тому що при збільшенні амплітуди очікуваного сигналу в кілька разів, у те ж число раз

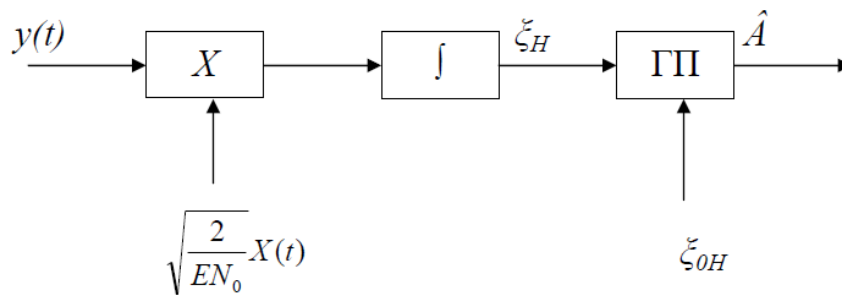


Рис. 8.6 – Схема виявителя з фіксованим порогом

Зменшується коефіцієнт $1/\sqrt{E}$, на який збільшується опорний сигнал $x(t)$. Імовірність F залежить у цій схемі не тільки від енергії очікуваного сигналу E , але і від спектральної щільності потужності перешкоди N_0 , від введення нормуючого множника $\sqrt{2/EN_0}$ в опорний сигнал. Таке нормування можна виконати схемою автоматичного регулювання посилення (АРП) приймача, стабілізуючого не тільки рівень сигналу, але і перешкоди. Фізичний зміст кореляційної обробки зводиться до визначення подібності (кореляції) або її відсутності між прийнятими і очікуваними коливаннями.

8.4.3 Виявлення сигналу з випадковою фазою

Сигнал з випадковою початковою фазою можна записати у вигляді

$$x(t)=X(t)\cos(2\pi f_0t-\varphi_x+\varphi_0(t-t_3)). \quad (8.26)$$

Енергія сигналу від випадкової початкової фази φ_x не залежить, тобто $E(\varphi_x)=E$. Знайдемо залежність $Z(\varphi_x)$.

Представимо модель сигналу у вигляді:

$$x(t)=x_1(t)\cos\varphi_x+x_2(t)\sin\varphi_x,$$

де

$$x_{1,2}(t)=X(t)\cos(2\pi f_0t+\varphi_0(t-t_3)).$$

При цьому значення кореляційного інтеграла

$$\begin{aligned} Z(\varphi_x) &= \int_{-\infty}^{\infty} X(t, \varphi_x) y(t) dt = Z_1 \cos\varphi_x + Z_2 \sin\varphi_x = \\ &= |Z| \cos(\varphi_x - \theta), \end{aligned}$$

де

$$Z_{1,2} = \int_{-\infty}^{\infty} x_{1,2}(t) y(t) dt$$

- кореляційні інтеграли, обчислені при зрушених

на 90° опорних сигналах;

$$|Z| = \sqrt{Z_1^2 + Z_2^2}$$

- модуль кореляційного інтеграла;

$$\theta = \arctg(Z_2/Z_1)$$

- аргумент кореляційного інтеграла.

Величину $Z(\varphi_x)$ називають частинним значенням кореляційного інтеграла. Відповідно до (8.21) частка відношення правдоподібності визначається:

$$l(y(t/\varphi_x)) = e^{\frac{E(\varphi_x)}{N_0}} e^{\frac{2Z(\varphi_x)}{N_0}} \quad (8.27)$$

Відомо, що випадкова фаза розподілена за рівноімовірним законом в межах $0 \div 2\pi$. Проведемо усереднення частинного відношення правдоподібності в цих межах. Тоді

$$l(y(t)) = e^{-\frac{E}{N_0}} \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{\frac{2|Z|}{N_0} \cos(\varphi_x - \theta)} d\varphi_x \quad (8.28)$$

Вираз

$$I_0(U) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{U \cos \psi} d\psi \quad (8.29)$$

є функцією Беселя першого роду нульового порядку. Тоді остаточно одержимо

$$l(y(t)) = e^{-\frac{E}{N_0}} I_0\left(\frac{2|Z|}{N_0}\right) = e^{-\frac{q^2}{2}} I_0(q|Z|) \quad (8.30)$$

Графік залежності $I_0(U)$ приведено на рис. 8.7

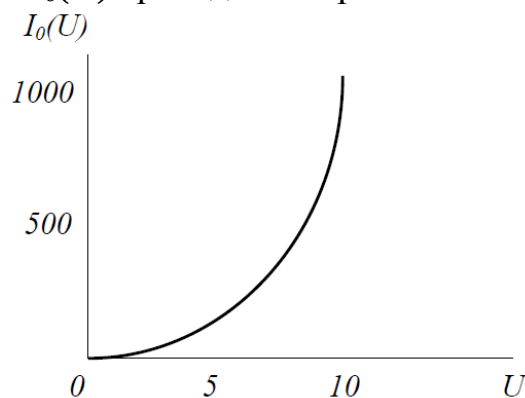


Рис. 6.7 – Графік функції Беселя

Відношення правдоподібності для сигналів з випадковою початковою фазою є монотонною функцією модуля кореляційного інтеграла $|Z|$ або його нормованого значення:

$$|Z_H| = \frac{|Z|}{E} \quad (8.31)$$

Оптимальне правило та оптимальний виявитель будуть приведені нижче.

8.4.4 Виявлення сигналу з випадковою амплітудою і фазою

Цей сигнал записують у вигляді:

$$x(t)=BX(t)\cos(2\pi f_0t+\varphi_0(t)-\varphi_x),$$

де φ_x , B - випадкова фаза та амплітуда сигналу.

Раніше було показано, що для сигналу з випадковою фазою відношення правдоподібності обчислюються за формулою:

$$l(y(t)/B)=e^{-\frac{E}{N_0}}I_0\left(\frac{2|Z(B)|}{N_0}\right), \quad (8.32)$$

де $|Z(B)|=B|Z|$; $E(B)=B^2E$; E - середня енергія сигналу.

Задаючи релєєвським законом розподілу амплітуди й усереднення приватного відношення правдоподібності до B одержимо:

$$l(y(t))=\frac{N_0}{E+N_0}e^{-\frac{|Z|^2}{N_0(E+N_0)}}=\frac{1}{1+0,5q^2}e^{-\frac{q^2|Z_H|}{4(1+0,5q^2)}} \quad (8.33)$$

Таким чином, відношення правдоподібності, як і для сигналу з випадковою фазою, монотонно залежить від модуля кореляційного інтеграла. Оптимальне правило виявлення в обох випадках має вид:

$$\begin{aligned} \hat{A}_{onm}(y(t))&=I \text{ при } |Z|>Z_0, \\ \hat{A}_{onm}(y(t))&=0 \text{ при } |Z|<Z_0. \end{aligned} \quad (8.34)$$

Цьому правилу відповідає схема виявителя, представлена на рис. 8.8. На перемножувачі подаються опорні сигнали, зсунуті на 90° . Такі сигнали називаються квадратурними, схему називають квадратурним кореляційним виявителем. Наявність квадратурних каналів виключає втрату сигналу за рахунок незнання початкової фази. Якщо корисний сигнал не дає ефекту нагромадження в одному каналі, то обов'язково буде нагромадження в іншому каналі. Тому при наявності двох каналів результат обробки не залежить від випадкової фази.

Як правило, виявлення сигналів виробляється з невідомим часом запізнювання. Тому кореляційні виявители для перегляду всієї дальності повинні мати велику кількість рівнобіжних каналів. Це є недоліком таких виявитель.

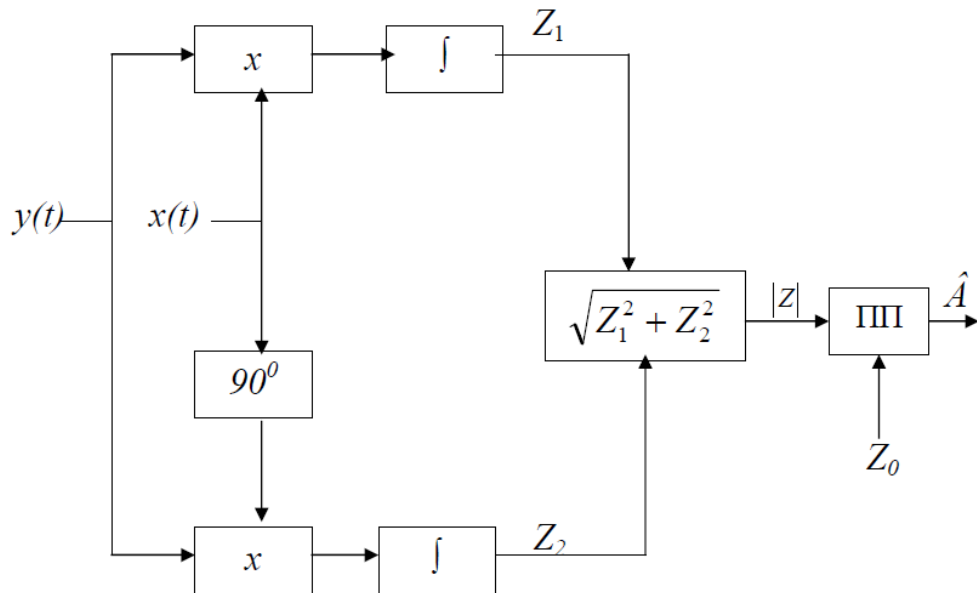


Рис. 8.8 – Схема квадратурного кореляційного виявителя

8.4.5 Погоджений фільтр

При виявленні, як правило, час запізнювання t_3 очікуваних сигналів є невідомим. Представимо сигнал:

$$x(t_1, t_3) = U(t - t_3), \quad (8.35)$$

де $U(t)$ – зондувальний сигнал, тому що $t_3 = 0$.

Відомо, що кореляційний інтеграл

$$Z(t_3) = \int_{-\infty}^{\infty} y(t) U(t - t_3) dt \quad (8.36)$$

є інтегралом згортки, яким виражається сигнал на виході лінійного фільтра. Властивості фільтра визначаються його імпульсною характеристикою. $U(t)$ – напруга на виході фільтра при впливі на його вхід при $t=0$ дельта функції (рис. 8.9).

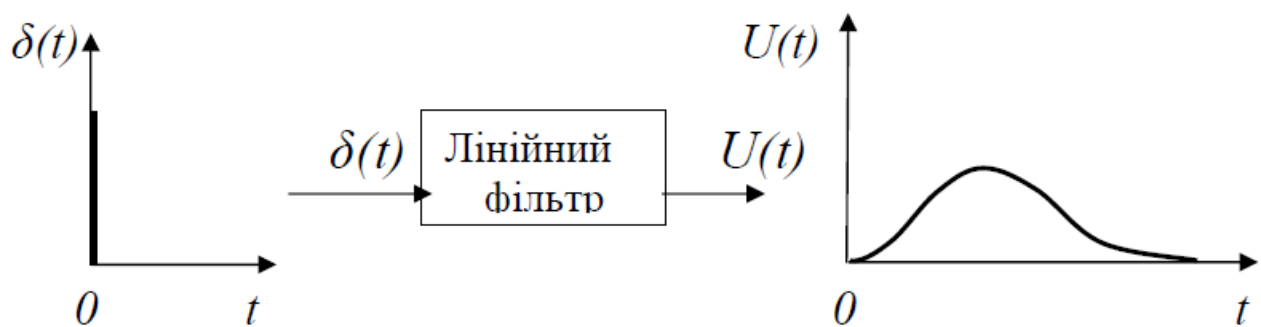


Рис. 8.9 – Фільтр і його імпульсна характеристика

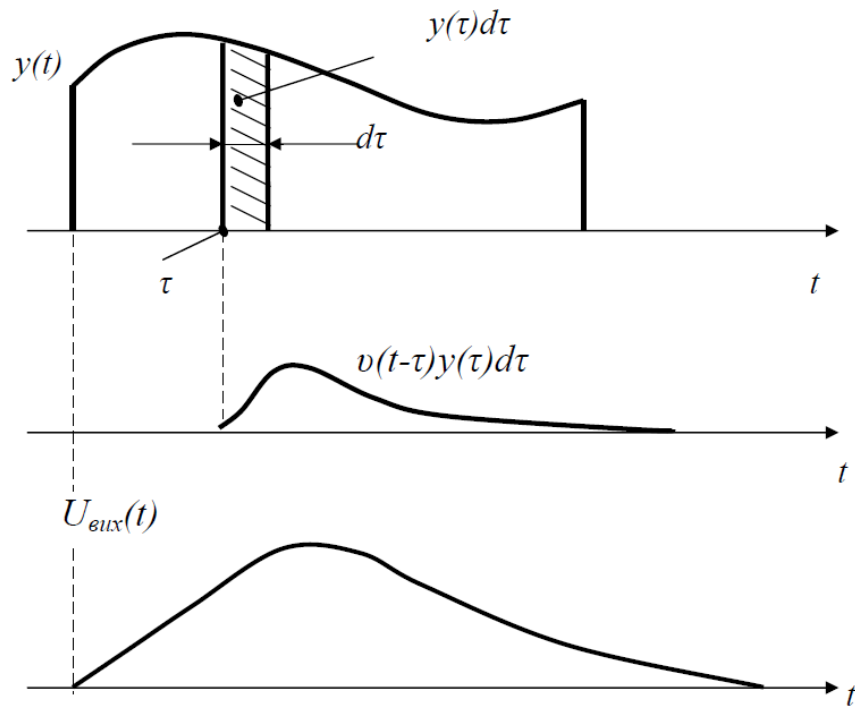


Рис. 8.10 – Принцип одержання сигналу на виході

Напруга на виході фільтра $U_{\text{вих}}(t)$ у момент t при впливі безупинного колювання $y(t)$ визначається за принципом суперпозиції (накладення). Вона дорівнює сумі напруг $v(t-\tau)$, викликаних впливом безперервнослідуючих дельта-імпульсів виду $\delta(t-\tau)$ з амплітудним множником $y(\tau)d\tau$ (рис. 8.10) за весь попередній час

$$U_{\text{вих}}(t) = \int_{-\infty}^t v(t-\tau)y(\tau)d\tau \quad (8.37)$$

У (8.37) верхню межу інтеграла можна замінити на ∞ , тому що при $t < \tau$, $t-\tau < 0$ і $v(t-\tau)=0$. Шляхом перебору імпульсної характеристики фільтра можна забезпечити обчислення кореляційного інтеграла $Z(t_3)$ для будь-якого часу запізнювання. Такий фільтр називається погодженим.

8.4.6 Імпульсна характеристика погодженого фільтра

Зажадаємо, щоб на виході фільтра, постійно за часом, визначалося значення кореляційного інтеграла, тобто:

$$U_{\text{вих}}(t_3+t_0)=CZ(t_3), \quad (8.38)$$

де C – стала, що характеризує коефіцієнт передачі фільтра; t_0 – час затримки сигналу у фільтрі.

У формулу (8.38) підставимо (8.36), (8.37) і одержимо:

$$\int_{-\infty}^{\infty} v(t_3+t_0-\tau)y(\tau)d\tau = C \int_{-\infty}^{\infty} y(\tau)U(\tau-t_3)d\tau$$

Ця рівність дотримується, якщо

$$v(t_3 + t_0 - \tau) = CU(\tau - t_3) .$$

Позначимо $t_3 + t_0 - \tau = t$ і з огляду на те, що $\tau - t_3 = t_0 - t$ одержимо вираз для імпульсної характеристики погодженого фільтра:

$$v_{c\phi}(t) = CU(t_0 - t) . \quad (8.39)$$

Отже, основна операція оптимальної обробки на тлі некорельованих перешкод обчислення кореляційного інтеграла може бути виконана лінійним фільтром, погодженим тільки з очікуваним сигналом.

Підстановка в (8.39)

$$t = S + \frac{t_0}{2}, C=1$$

приводить до формули

$$v_{c\phi}\left(\frac{t_0}{2} + S\right) = U\left(\frac{t_0}{2} - S\right) ,$$

тобто імпульсна характеристика погодженого фільтра являє собою дзеркальне відображення очікуваного сигналу щодо часу $t=t_0/2$.

8.4.7 Частотна характеристика погодженого фільтра

Імпульсна і частотна характеристика собою зв'язані перетворенням Фур'є:

$$v(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{K}(f) e^{j2\pi ft} dt , \quad (8.40)$$

$$\dot{K}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} v(t) e^{-j2\pi ft} dt . \quad (8.41)$$

Визначимо частотну характеристику погодженого фільтра. Для цього в (8.41) підставимо (8.39) і зробимо заміну перемінних $t_0 - t = S$, одержимо:

$$\dot{K}(f) = C \int_{-\infty}^{\infty} U(S) e^{-j2\pi fS} dS e^{j2\pi ft_0} = C \dot{G}^*(f) e^{-j2\pi ft_0} , \quad (8.42)$$

де

$$\dot{G}^*(f) = \int_{-\infty}^{\infty} U(S) e^{j2\pi fS} dS$$

- комплексно-сполучена спектральна щільність очікуваного сигналу.

Таким чином, частотна характеристика погодженого фільтра з точністю до константи C та множника запізнювання $\exp(-j2\pi ft_0)$ виражається комплексною сполученою спектральною щільністю очікуваного сигналу. Це значить, що з точністю до константи C оптимальна амплітудно- частотна характеристика фільтра збігається з амплітудно-частотним спектром сигналу, а оптимальна фазочастотна характеристика з точністю, що складає $2\pi ft_0$, дорівнює за величиною, але зворотна за знаком, фазочастотному спектру сигналу:

$$\begin{aligned} \dot{K}_{c\phi}(f) &= |K_{c\phi}(f)| = CG(f), \\ \arg K_{c\phi}(f) &= -\arg \dot{q}(f) - 2\pi f t_0. \end{aligned} \quad (8.43)$$

Сигнал на виході погодженого фільтра можна знайти з тимчасового або частотного представлення сигналу. У першому і в другому випадку $U_{\text{вих макс}} = CE$. На практиці часто цікавляться відношенням *сигнал-шум* на виході погодженого фільтра:

$$\frac{U_{\text{вих макс}}}{U_{\text{шкв}}} = \sqrt{\frac{2E}{N_0}} = q, \quad (8.44)$$

де $U_{\text{шкв}}$ – середньоквадратичне значення шуму.

Таке ж значення параметра виявлення було отримано і при кореляційній обробці сигналу.

Контрольні питання

1. У чому полягає процес виявлення об'єкта?
2. Які події можливі при виявленні об'єкта?
3. Чим характеризується якість виявлення об'єкта?
4. Якими повинні бути умовні імовірності правильного виявлення і помилкової тривоги?
5. За яких умов вибираються імовірності правильного виявлення і помилкової тривоги?
6. Поясніть поняття двох і триальтернативного виявлення?
7. Дайте визначення поняття “критерій оптимальності виявлення”?
8. Який виявитель вважається оптимальним?
9. У чому полягає сутність оптимізації виявлення?
10. Який виявитель вважається оптимальним згідно вагового критерію?

9 ОГЛЯД ПРОСТОРУ

9.1 Загальні відомості. Види огляду

В РЛС необхідно використовувати огляд простору за кутовими координатами, дальністю, швидкістю. Огляд дальності, швидкості, кутовим координатам може бути послідовним і одночасним.

Для послідовного огляду потрібно плавно або стрибкоподібно змінювати час затримки або частоту опорного сигналу через інтервали, не перевищуючі роздільну здатність. При великій кількості роздільних елементів такий спосіб огляду вимагає тривалого часу. Тому одноканальні кореляційні схеми, що перебудовуються, звичайно не використовуються як приймачі виявлення, але вони є основою для РЛС автоматичного супроводу цілі по дальності і швидкості цілі.

Для одночасного огляду потрібні багатоканальні кореляційні схеми виявлення. Кожний канал такої схеми вибирається за умов, щоб розлад між каналами дорівнював роздільній здатності по відповідній координаті. Отже, навіть при одночасному огляді простору при великому числі елементів дозволу потрібна досить велика кількість каналів.

9.2 Огляд простору за кутовими координатами

На теперішній час розрізняють рівнобіжний (одночасний), послідовний і змішаний методи огляду простору.

При одночасному огляді діаграма спрямованості антени (ДСА) має стільки променів, скільки потрібно для перекриття всієї зони огляду або таку ширину ДСА, що перекриває всю зону огляду.

При послідовному огляді перегляд зони виконується за допомогою одного променя, що за часом змінює своє кутове положення. Послідовний огляд може здійснюватися за твердою або гнучкою програмами. Жорстка програма – це коли промінь РЛС переміщується незалежно від результатів локації, а гнучка програма – коли закон переміщення променя антени залежить від результатів попереднього огляду. Послідовний огляд вимагає значного часу, що знижує темп видачі інформації.

При змішаному огляді РЛС забезпечує одночасний огляд по одній з кутових координат (звичайно по куту місця) і послідовний по іншій (звичайно по азимуту).

9.3 Параметри послідовного огляду

Розглянемо параметри огляду для випадку, коли промені передавальної і приймальної антени одночасно переміщаються при огляді.

А) Число циклів огляду n за хвилину або $m = n/60$ на секунду. При $m < 1$ здійснюють повільний огляд, а при $m > 1$ – швидкий огляд.

Б) Час огляду простору $T_{огл} = 1/m$, протягом якого здійснюється один цикл

огляду.

В) Число секторів, що роздільно опромінюються за час огляду. Воно дорівнює $\varphi_{огл}/\varphi_{0,5}$, де $\varphi_{огл}$ - повний сектор огляду; $\varphi_{0,5}$ - ширина ДСА у відповідній площині.

Г) Час опромінення цілі $T_{опр} = T_{огл} \varphi_{0,5}/\varphi_{огл}$.

Д) Тривалість прийнятого від цілі сигналу $\tau_{ц}$. В імпульсних РЛС використовується та сама антена на прийом і передачу. Тоді

$$\tau_{ц} = T_{огл} \varphi_{0,5A} / \varphi_{огл}, \quad (9.1)$$

де $\varphi_{0,5A}$ – підсумкова ширина ДСА.

Часто вважається, що

$$\varphi_{0,5A} = \varphi_{0,5} / \sqrt{2}.$$

Е) Число імпульсів M в прийнятому від цілі сигналі:

$$M = \frac{\tau_{ц}}{T_{п}} = \frac{T_{огл}}{T_{п}} \frac{\varphi_{0,5A}}{\varphi_{огл}}, \quad (9.2)$$

де $T_{п}$ – період проходження імпульсів до цілі і назад.

Наведені співвідношення можуть бути використані в багатьох випадках. Однак їхнє застосування обмежене. Наприклад, можна застосувати електронне сканування променя за час тривалості імпульсу. У цьому випадку не можна одночасно переміщувати промені приймальної і передавальної антени. Однією з можливих технічних реалізацій приймальної антени є виконання її у вигляді системи парціальних каналів. З формули (9.2) випливає, що довільно вибирати параметри послідовного огляду не можна, тому що може наступити «імпульсний голод»: антена відвернеться від цілі раніш, ніж прийде відбитий сигнал від неї. Для виключення цього переходять до рівнобіжних методів або до огляду по гнучкій програмі.

Найбільш перспективним на сьогодні є використання практично безінерційного керування променем антени. Електронне керування променем антени здійснюється у фазованих антенних решітках (ФАР).

В РЛС із рухливими антенами сканування променя по одній кутовій координаті може бути механічним, а по другій – електронним. У станціях з нерухомими антенами сканування променя по обох площинах може здійснюватися електронним шляхом.

Контрольні питання

- 7.1. Які види огляду простору існують?
- 7.2. Поясніть види огляду простору по координатах?
- 7.3. Які існують види послідовного огляду по кутових координатах?
- 7.4. Якими параметрами характеризуються послідовний огляд імпульсного РЛС?

10 ВИБІР ОСНОВНИХ ТЕХНІЧНИХ РІШЕНЬ

Вибір основних технічних рішень виконується на основі пред'явлених вимог до РЛС. Стандартної методики вибору рішень немає, тому що в процесі вибору потрібно враховувати багато факторів. Розглянемо один з варіантів методики вибору основних технічних рішень. Припустимо, що складено наступне завдання: спроектувати наземну РЛС виявлення з наступними даними:

- максимальна дальність виявлення $r_{\max}$ при ЕОП об'єкта σ з імовірністю F ;
- координати, що вимірюються – дальність r , азимут β , кут місця ε (висота H);
- роздільна здатність по дальності Δr , азимуту $\Delta\beta$, куту місця $\Delta\varepsilon$;
- середньоквадратична похибка виміру дальності σ_r , азимута σ_β , кута місця σ_ε ;
- джерела енергоживлення - власні агрегати живлення і можливість
- підключення до промислової мережі.

Проведемо вибір основних технічних рішень і зробимо їхній розрахунок.

Вибір основних технічних рішень включає: вибір методу огляду простору і виміри координат; вибір виду зондувального сигналу; вибір робочого діапазону частот; вибір способу знімання координат.

10.1 Вибір методу огляду

З огляду на цільове призначення РЛС доцільно вибрати послідовний огляд простору по азимуту в межах $0^\circ - 360^\circ$ і по куту місця в межах $0^\circ - 90^\circ$. Огляд простору буде здійснюватися шляхом рівномірного обертання антени по азимуту і куту місця. Обраний метод огляду простору дозволяє зупинитися на найбільш простому методі виміру азимута і кута місця об'єкта по фіксації положення антени в момент прийому максимуму пачки відбитих імпульсів.

10.2 Вибір виду сигналу зондування

Відомі прості і складні сигнали зондування. Простий радіоімпульс з прямокутною огинаючою має ширину спектра $\Delta f_c = 1/\tau_i$. Очевидно, що для такого радіоімпульсу $\Delta f_c \tau_i = 1$.

Складні сигнали характеризуються відношенням $\Delta f_c \tau_i \gg 1$. Складний сигнал можна отримати з простого шляхом внутрішньоімпульсної модуляції по фазі або по частоті. При тій же тривалості за рахунок додаткової модуляції збільшується ширина спектра Δf_c сигналу.

В даний час добре розроблені РПП простих сигналів. Тому перевагу віддають пачці прямокутних імпульсів, якщо вони задовольняють вимогам по роздільній здатності і точності виміру координат.

Радіолокаційних сигналів, добре придатних для будь-яких ситуацій, не існує навіть теоретично. Тому в РЛС передбачають кілька режимів роботи, при яких змінюється або вид сигналу, або його параметри (період повторення, тривалість імпульсу несучої частоти і т.д.).

10.3 Вибір робочого діапазону хвиль

Від довжини хвилі випромінювання залежать наступні характеристики РЛС, об'єкта і середовища: загасання хвиль в атмосфері; величина ЕОП об'єкта; коефіцієнт підсилення і ширина діаграми спрямованості антени.

При поширенні радіохвиль в атмосфері має місце їхнє загасання за рахунок поглинання і розсіювання. Поглинання хвиль виконується в основному молекулами води і кисню. На рис. 6.4 наведені графічні залежності коефіцієнта поглинання молекулами води і кисню від довжини хвилі.

А) Розсіювання енергії виконують краплі дощу, туману, хмари. На рис. 6.5, 6.6 наведені графічні залежності коефіцієнта поглинання від інтенсивності дощу і туману. З аналізу цих залежностей випливає, що з погляду загасання хвиль довжину хвилі варто вибирати в якомога більшому діапазоні сантиметрових хвиль. Наприклад, при $\lambda = 10$ см загасання хвиль при виборі λ можна не враховувати.

Б) Відомо, що для більшості об'єктів ЕОП об'єкта σ обернено пропорційна довжині хвилі. З погляду підвищення ЕОП об'єкта довжину хвилі необхідно вибирати як найменшою.

В) Коефіцієнт підсилення антени зв'язаний з ефективною площею антени співвідношенням

$$G = \frac{4\pi}{\lambda^2} S_{ef}, \quad (8.1)$$

де $S_{ef} = KBП S_a$ – ефективна площа антени; $KBП$ – коефіцієнт використання площі антени; S_a – геометрична площа антени.

З останнього виразу видно, що чим менше λ , тим при менших розмірах антени може бути отримане необхідне значення коефіцієнта підсилення антени.

Крім того, від довжини хвилі залежить ширина діаграми спрямованості осесиметричної антени, обумовлена виразом

$$\Delta\varphi_{0,5} = 60^\circ \frac{\lambda}{d} \quad (8.2)$$

де $\Delta\varphi_{0,5}$ – ширина діаграми спрямованості на половинному рівні; d – максимальний розмір антени.

Вибір довжини хвилі здійснюється за суперечливих умов. З одного боку λ необхідно збільшувати, а з іншого – зменшувати. Якщо пред'являються тверді вимоги до дальності виявлення і точності виміру координат, то доцільно вибирати довжину хвилі більш короткою.

Вибір способу відліку координат. Знімання координат з кінцевого пристрою РЛС може бути автоматичним, напівавтоматичним і ручним. Вибір способу знімання координат визначається вимогами до точності. Виходячи з вимоги найменшої вартості і найбільшої простоти апаратури, доцільно вибирати

ручний спосіб знімання координат.

10.5 Структурна схема імпульсної РЛС

Варіант спрощеної структурної схеми імпульсної РЛС представлений на рис. 10.1.

На схемі позначено:

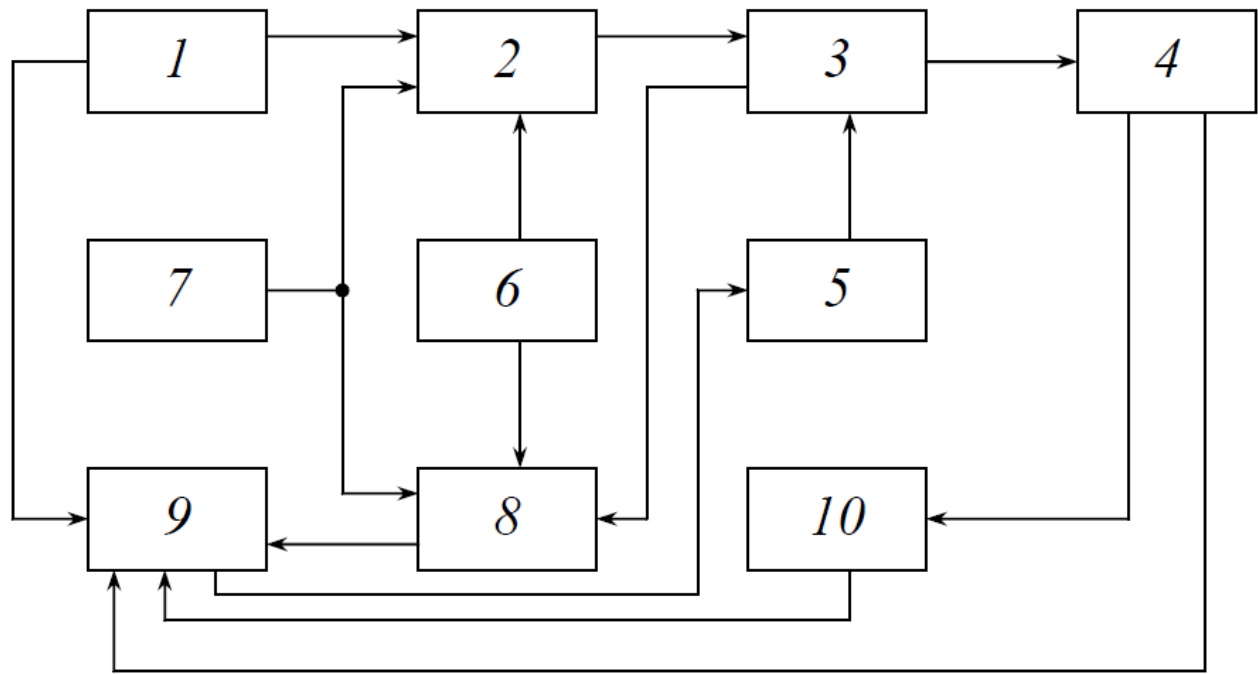


Рис. 10.1 - Структурна схема імпульсного РЛС

1 - система синхронізації і масштабних міток дальності;

2 – радіопередавальний пристрій;

3 – антенно-хвильоводна система;

4 – система передачі кута повороту антени;

5 – система обертання антени;

6 – система автоматичного підстроювання частоти;

7 – система перебудови частоти;

8 – радіоприймальний пристрій;

9 – індикаторний пристрій;

10 – система формування масштабних міток азимута.

Система синхронізації і масштабних міток дальності служить для синхронізації роботи трактів і систем РЛС. Система виробляє імпульси запуску з періодом повторення T_0 . Вона виробляє також послідовність рівновідстоячих один від одного за часом імпульсів, жорстко зв'язаних з імпульсами запуску, які застосовуються як масштабні мітки дальності.

У тракті генерації і випромінювання радіолокаційних сигналів виробляються високочастотні сигнали тривалістю τ_i , з несучою частотою f_0 , перетворюються в електромагнітні хвилі і спрямовано випромінюються у вигляді електромагнітних хвиль у простір.

В проміжках між випромінюваннями ведеться прийом відбитих імпульсів. Прийом здійснюється антенною системою. Фідерна система передає відбиті

сигнали в РПрП, яке підсилює їх, перетворює на проміжну частоту (ПЧ), підсилює на ПЧ, перетворює на відеочастоту і підсилює на відеочастоті.

Таким чином, випромінювання сигналів зондування і прийом відбитих сигналів рознесені за часом. Цим обумовлені дві важливі позитивні якості імпульсного методу радіолокації. По-перше, порівняно просто вирішується проблема поділу слабких відбитих сигналів. По-друге, з'являється можливість використання однієї антени для прийому і випромінювання.

Сигнали з виходу РПрП подаються на індикаторні пристрої. Індикаторні пристрої створюють некогерентне нагромадження, як елемент виявителя, а з іншого боку служать для радіолокаційного відображення імпульсів на екрані індикатора.

Система АПЧ і перебудови частоти автоматично підтримують частоту випромінювання, частоті, на яку налагоджений прийомний тракт і здійснює перехід на іншу частоту випромінювання. Аналізуючи ступінь взаємного відхилення частот, АПЧ робить необхідне підстроювання елементів передавального або приймального тракту.

Система обертання антени призначена для обертання антени в горизонтальній і вертикальній площинах з метою забезпечення огляду простору в необхідних секторах огляду.

Система передачі кута повороту антени служить для забезпечення синхронного і синфазного з антеною переміщення розгорнень індикаторних пристроїв.

Контрольні питання

1. Умови вибору довжини хвилі РЛС.
2. Умови вибору зони огляду РЛС.
3. Умови вибору форми діаграми спрямованості антени (ДСА) РЛС.
4. Умови вибору параметрів ДСА РЛС.
5. Умови вибору тривалості випроміненого імпульсу РЛС.
6. Умови вибору виду сигналу зондування РЛС.
7. Намалювати структурну схему імпульсної РЛС та пояснити призначення його елементів.

11 ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ СИСТЕМИ СИНХРОНІЗАЦІЇ І МАСШТАБНИХ МІТОК ДАЛЬНОСТІ

Система синхронізації і масштабних міток дальності призначена для узгодження за часом роботи трактів і систем РЛС і виробляє імпульси масштабних міток дальності, за допомогою яких виконується відлік дальності до об'єкта. Застосування електричних масштабних міток сприяє підвищенню точності виміру координат, тому що при цьому виключається помилка паралакса.

Слід зазначити, що розглянута система складається з двох автономних систем, одна з яких формує імпульси запуску, а інша – імпульси масштабних міток.

11.1 Вимоги, які ставляться до системи синхронізації і масштабних міток дальності

Основними технічними параметрами системи є:

- амплітуда, період повторення і форма імпульсів запуску;
- амплітуда і форма імпульсів масштабних міток дальності;
- ціна розподілу масштабних міток дальності.

Амплітуда імпульсів запуску повинна бути достатня для стійкої синхронізації всіх елементів РЛС. З погляду мінімізації розкиду моменту запуску різних пристроїв РЛС імпульси, що виробляються, повинні мати малу тривалість передніх фронтів.

Період повторення імпульсів запуску звичайно дорівнює періоду повторення, такі ж вимоги і до параметрів сигналу зондування.

Амплітуда масштабних міток дальності повинна бути достатньою для виразного спостереження міток на екранах індикаторів. При цьому для зручності зчитування дальності амплітуда імпульсів міток дальності вищої градації повинна бути більше амплітуди імпульсів міток нижчої градації.

Вимоги до стабільності частоти масштабних імпульсів формуються виходячи з необхідної точності виміру дальності. Максимальна помилка виміру дальності, викликана нестабільністю частоти повторення масштабних імпульсів, дорівнює:

$$\Delta r_{\text{макс}} \approx r_{\text{макс}} \frac{\Delta f_{\text{макс}}}{f_{\text{мн}}},$$

де $\Delta f_{\text{макс}}$, $f_{\text{мн}}$ - максимальне відхилення частоти повторення масштабних імпульсів і його номінальне значення.

Вважаючи, що флуктуації частоти повторення розподілені по нормальному закону, вираз для середньоквадратичної похибки запишеться у вигляді

$$\sigma_r = \frac{r_{\text{макс}}}{3\sqrt{3}} \frac{\Delta f_{\text{мн}}}{f_{\text{мн}}}.$$

11.2 Система синхронізації і масштабних міток дальності з задаючим генератором

Схему цієї системи наведено на рис. 11.1. Блокінг - генератор формує імпульси запуску РЛС, а інші каскади утворюють схему формування масштабних міток дальності. Розширювач запускається блокінг – генератором і формує негативні імпульси, тривалість яких дорівнює тривалості розгорнення Ці імпульси подаються на запуск генератора з контуром ударного збудження (КУЗ). В контурі генератора виникають загасаючі синусоїдальні коливання з періодом повторення, який дорівнює періоду повторення масштабних міток (рис. 11.2, в). Після підсилення і двостороннього обмеження (рис. 11.2, е) прямокутні імпульси диференціюються (рис. 11.2, з). Позитивні імпульси запускають формуючий каскад, який виробляє послідовність імпульсів масштабних міток дальності з необхідними параметрами (рис. 11.2, е, ж, з) дальності ІКО (рис. 11.2).

Щоб отримати імпульси більшої градації необхідно передбачити дільник частоти. З виходу дільника імпульси обох градацій подаються на змішувач, з виходу якого імпульси масштабних міток дальності надходять на індикаторні системи.

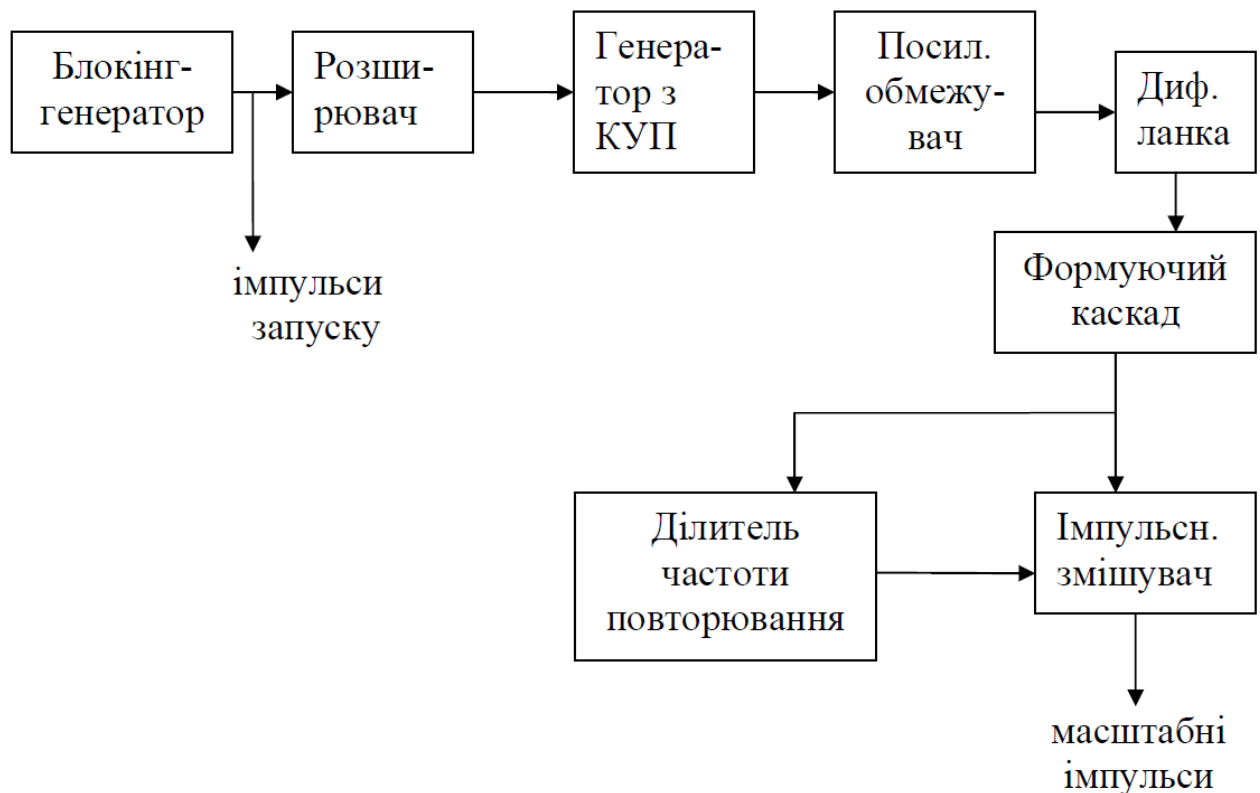


Рис. 11.1 - Система синхронізації із задаючим генератором

Перевагами схеми є: простота технічної реалізації, можливість сполучення з зовнішнім джерелом синхронізації.

Недоліками схеми є: низька стабільність періоду повторення імпульсів запуску; низька стабільність частоти повторення масштабних міток.

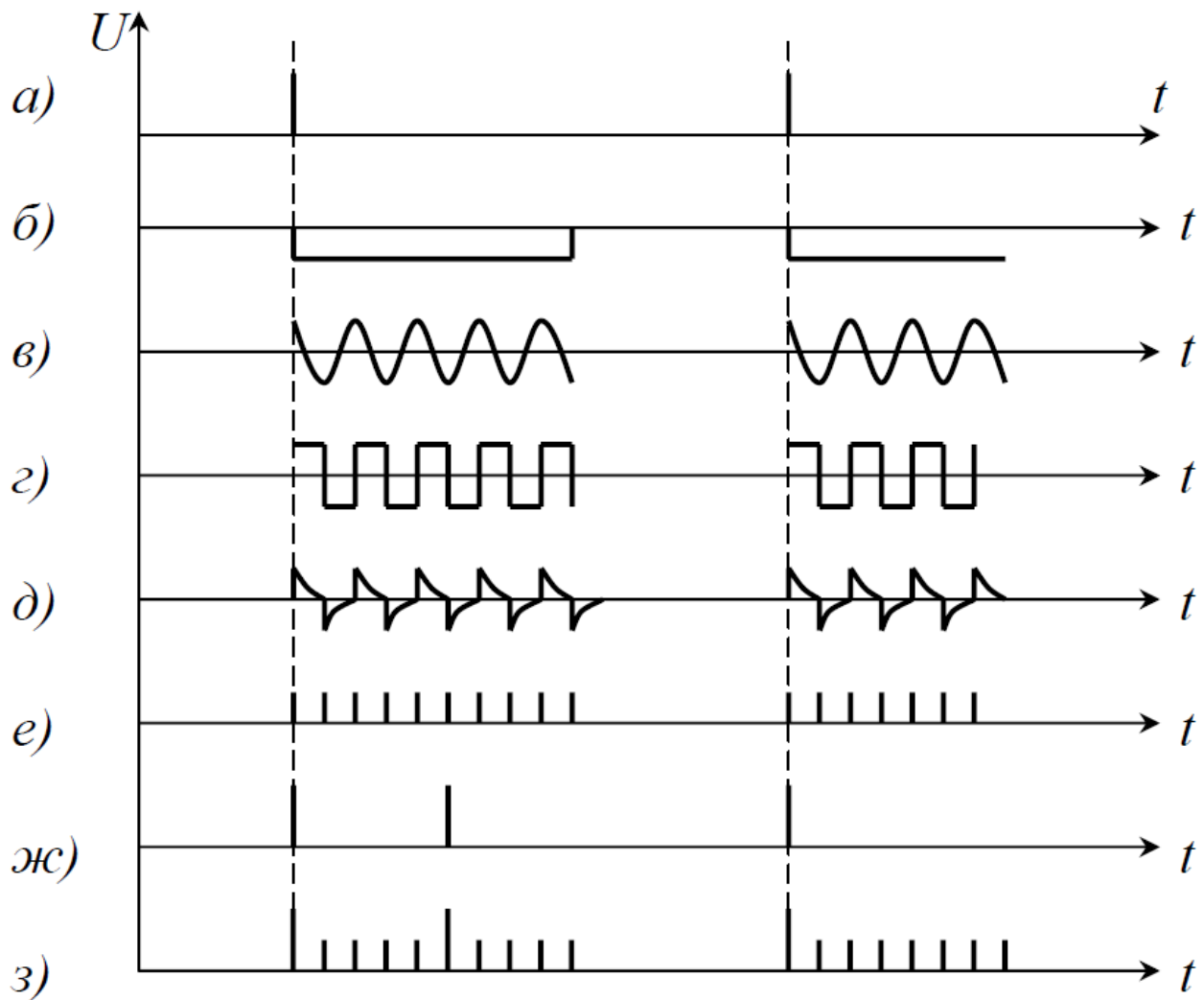


Рис. 11.2 - Графіки, що пояснюють принцип роботи системи

11.3 Система синхронізації і масштабних міток дальності з розподілом частоти кварцового генератора

Структурна схема системи показана на рис. 11.3. Кварцовий генератор виробляє синусоїдальні коливання, період яких дорівнює періоду повторення масштабних імпульсів нижчої градації. Позитивними імпульсами цих коливань запускають блокінг – генератор. Вихідні імпульси блокінг – генератора є імпульсами масштабних міток дальності. Шляхом послідовного розподілу частоти повторення цих імпульсів одержують масштабні імпульси дальності більш високих градацій. На виході останнього діляника формуються імпульси запуску РЛС. Всі імпульси запуску на виході схеми надходять через лінії затримки, що призначені для вирівнювання затримок різних імпульсів в каскадах схеми.

Перевагою схеми є порівняно висока стабільність періодів повторення. Недоліком схеми є неможливість сполучення з зовнішнім джерелом синхронізації.

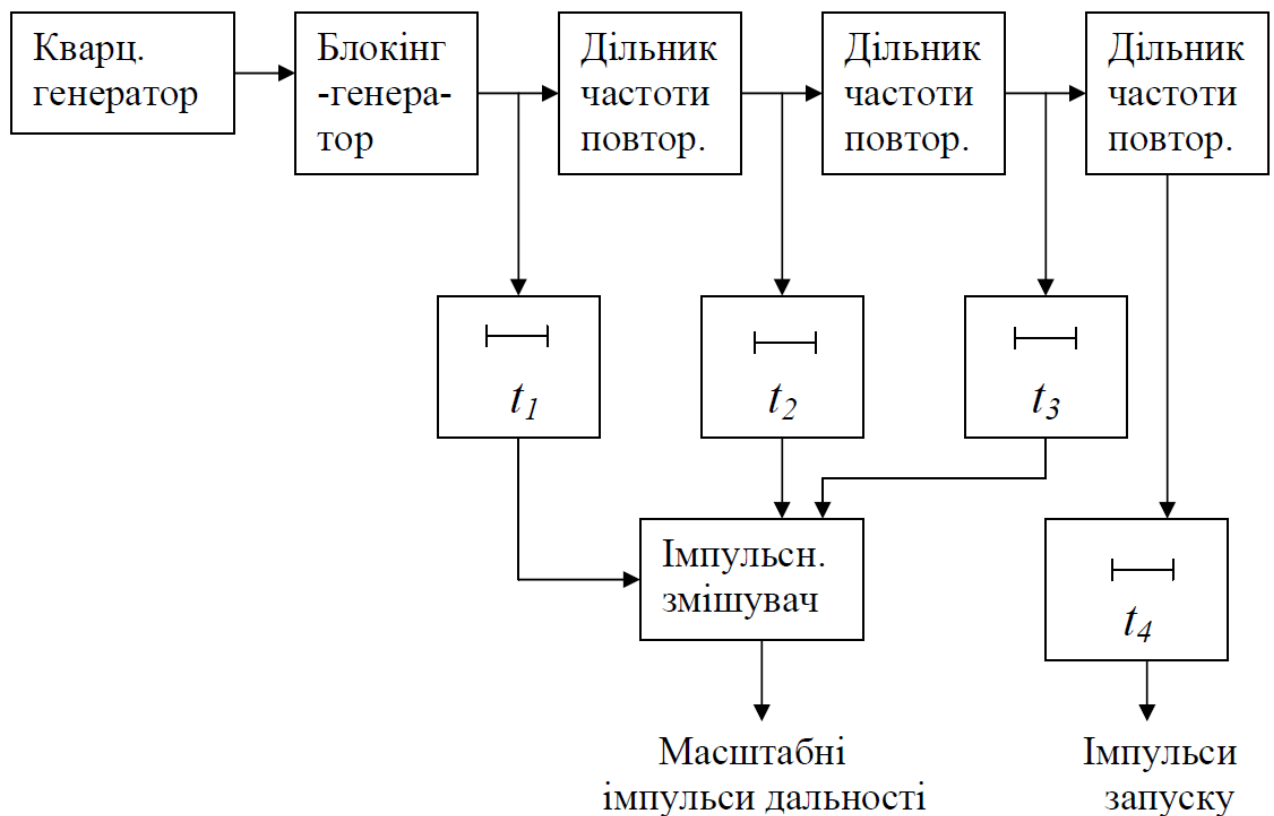


Рис. 11.3 - Система синхронізації з розподілом частоти кварцевого генератора

Контрольні питання

1. Призначення та вимоги, пропоновані до системи синхронізації МРЛ.
2. Достоїнства та недоліки системи синхронізації з задаючим генератором.
3. Достоїнства та недоліки системи синхронізації з розподілом частоти кварцевого генератора.
4. Намалювати схему системи синхронізації з розподілом частоти кварцевого генератора та пояснити за допомогою графіків принцип її дії.
5. Намалювати схему системи синхронізації з задаючим генератором та пояснити її роботу за допомогою графіків.
6. Вимоги, пропоновані до системи формування масштабних міток дальності.

12. ОСНОВИ ПОБУДОВИ ТРАКТУ ГЕНЕРАЦІЇ І ВИПРОМІНЮВАННЯ

12.1 Основи побудови радіопередавальних пристроїв

Тракт генерації і випромінювання радіолокаційних сигналів призначений для формування короточасних ВЧ імпульсів спрямованого випромінювання їх у просторі, прийому і передачі їх у РПрП. Структурна схема тракту показана на рис. 12.1.

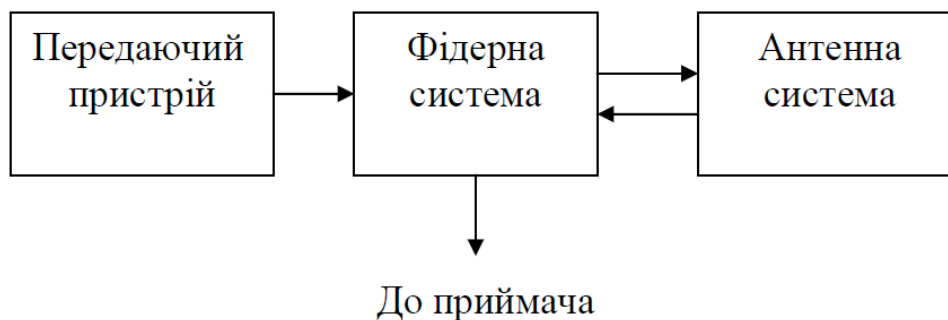


Рис. 12.1 - Схема тракту генерації

Основними елементами тракту є РПП, фідерна система, антенна система. Дві останні системи часто називають антенно – фідерною системою (АФС).

РПП призначено для вироблення короточасних (одиниці *мкс*) потужних (десятки *МВт*) радіоімпульсів НВЧ (десятки *ГГц*).

Фідерна система здійснює каналізацію енергії НВЧ від РПП до антенної системи. В імпульсних РЛС використовується одна антена і на прийом і на випромінювання. У зв'язку з цим на фідерну систему покладаються функції комутації антени і каналізації енергії відбитих сигналів від антени до приймача. Комутація антени полягає в підключенні її до РПП на час випромінювання і до РПрП на час прийому.

Антенна система здійснює зв'язок РЛС із навколишнім середовищем.

В імпульсних РЛС антенна система виконує наступні функції:

- перетворення енергії хвиль, які передаються по фідерній системі в енергію електромагнітних хвиль, що поширюються в просторі, і їхнє спрямоване випромінювання;
- прийом енергії відбитих електромагнітних хвиль і перетворення її в енергію хвиль, що поширюються у фідерній системі.

12.2 Вплив основних параметрів РПП на характеристики РЛС

Основними параметрами передавального пристрою є: потужність (імпульсна або середня); тривалість імпульсів, ширина спектра і частота повторення імпульсів, що генеруються; довжина хвилі коливань, що генеруються; коефіцієнт корисної дії (ККД); діапазон перебудови частоти. Від потужності, тривалості імпульсів, що генеруються, залежить енергетичний потенціал РЛС,

що впливає на максимальну дальність $r_{\max}$ виявлення, роздільну здатність РЛС по дальності, точність виміру $\sigma_{\text{ном}}$ дальності.

Слід зазначити, що роздільна здатність РЛС визначається тривалістю імпульсів, що генеруються, тільки для простих сигналів, у яких добуток $\tau_i \Delta f_c = 1$, де Δf_c - ширина спектра імпульсу, що генерується. В загальному випадку потенційна роздільна здатність РЛС залежить від ширини Δf_c спектра сигналу, що генерується. Тому при розрахунку необхідного значення τ_i потрібно виходити з забезпечення необхідної енергії сигналу зондування при практично реалізованій імпульсній потужності спектра

Δf_c імпульсу зондування. При цьому ширина спектра імпульсу зондування вибирається такою, щоб забезпечити задану точність виміру дальності і роздільну здатність. Якщо в рамках простого сигналу ці суперечливі вимоги виконати не вдається, то в якості сигналу зондування вибирають складний сигнал, для якого $\tau_i \Delta f_c \gg 1$.

Частота повторення коливань, що генеруються, F_n при обраних ширині діаграми спрямованості антени $\Delta\phi_{0,5}$ і часу огляду простору, визначає кількість відбитих імпульсів в точці M , і отже, сумарну енергію сигналу. Це в свою чергу впливає на дальність виявлення і точність виміру координат $P_{\text{сер}} = P_i \tau_i F_n$. Отже, частоту F_n потрібно вибирати як можна більшою. Обмежує збільшення частоти повторення необхідність однозначного виміру дальності до об'єкта. Варто мати на увазі, що середня потужність не повинна перевищувати припустиму для генераторних приладів обраного діапазону хвиль.

Вплив інших параметрів РПП на характеристики РЛС очевидний.

12.3 Багатокаскадні передавальні пристрої

Багатокаскадні РПП застосовуються для генерації складних сигналів з високою стабільністю параметрів внутрішньоімпульсної модуляції, а також для формування зондувальних сигналів в вигляді когерентної послідовності простих імпульсів.

Один з варіантів багатокаскадної схеми РПП імпульсної РЛС показаний на рис. 12.2.

Високочастотна частина передавача включає збуджувач, помножувач частоти, каскади посилення. На збуджувача покладається завдання формування сигналу з заданою структурою і забезпечення необхідної стабільності параметрів, що визначають цю структуру.

Для забезпечення необхідної стабільності збуджувач є малопотужним і працює на зниженій частоті. Тому РПП використовуються помножувач і підсилюючі каскади.

Імпульсна модуляція здійснюється або в одному вихідному каскаді, або в декількох каскадах в залежності від рівня вихідної потужності.

Основною перевагою багатокаскадних РПП є когерентність сигналу, що генерується і висока стабільність несучої частоти.

Істотним недоліком багатокаскадних РПП є складність експлуатації і громіздкість.

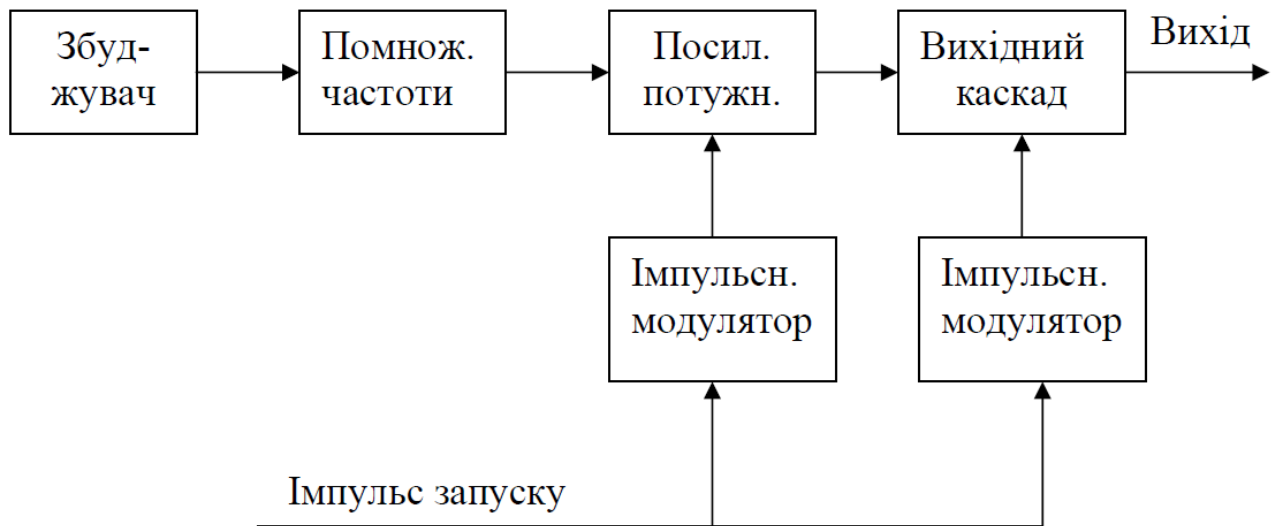


Рис. 12.2 - Схема багатокаскадного РПП

12.4 Однокаскадні передавальні пристрої

В сучасних РЛС кругового огляду широко застосовуються однокаскадні передавальні пристрої. Типова структурна схема такого пристрою показана на рис. 12.3, а.

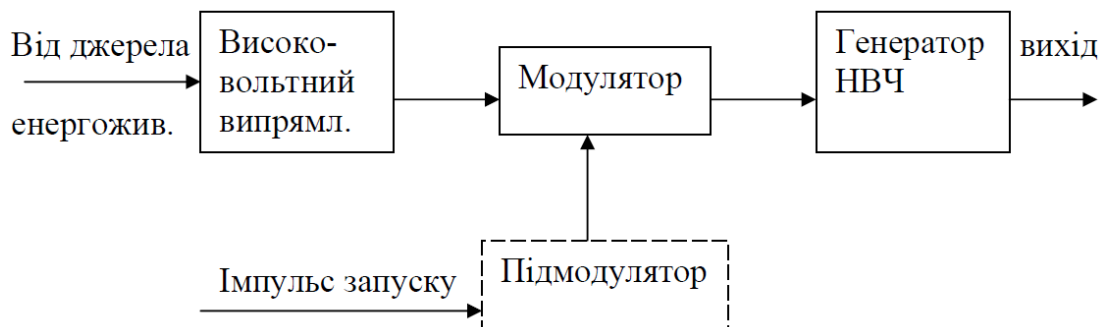


Рис. 12.3 - Схема однокаскадного РПП

Основними його елементами є високовольтний випрямляч, імпульсний модулятор, генератор НВЧ. У деяких РЛС РПП може містити підмодулятор.

Високовольтний випрямляч перетворює енергію джерела живлення в енергію високовольтної постійної напруги, що подається в модулятор.

Модулятор керує роботою високочастотного генератора. У радіолокаційних РПП застосовується анодна модуляція. Модулятор включає анодне живлення генератора НВЧ на час, що дорівнює тривалості імпульсу зондування.

Генератор НВЧ виробляє радіоімпульси з заданими параметрами. В сантиметровому діапазоні хвилі як генератори НВЧ використовуються магнетронні генератори. В даний час магнетронні генератори можуть генерувати імпульси потужністю до десятків мегаватів.

Принциповою особливістю модулаторів РЛС є здійснювана ними трансформація потужності. Модулятор накопичує енергію, що надходить від високовольтного вирівнювача (ВВ) протягом періоду повторення $T_{\text{п}}$. При цьому

$$E_m = P_{\epsilon} T_{\Pi}, \quad (12.1)$$

де E_m – енергія, накопичена модулятором; P_{ϵ} – потужність ВВВ; T_{Π} – період повторення коливань, що генеруються.

Накопичена енергія віддається модуляторам в навантаження протягом тривалості імпульсу. Отже

$$E_m = P_m \tau_i \quad (12.2)$$

де P_m – потужність вихідних імпульсів модулятора; τ_i – тривалість імпульсів, що генеруються.

Тоді потужність високовольтного випрямляча

$$P_{\epsilon} = P_m \frac{\tau_i}{T_{\Pi}} \quad (10.3)$$

Оскільки $\tau_i \ll T_{\Pi}$, то $P_{\epsilon} < P_m$. Це дає можливість вибрати ВВВ меншої потужності. Модулятори сучасних РЛС розділяються на два типи:

- модулятори з накопичувальним конденсатором і електровакуумними лампами;
- модулятори з накопичувальними лініями і тиратронами.

Тривалість, амплітуда і форма імпульсу генератора НВЧ визначаються імпульсами модулятора.

Форма імпульсу модулятора повинна бути по можливості ближче до прямокутної. Це зв'язано з наступним.

При великій тривалості фронту імпульсу модулятора в генераторі виникають низьковольтні коливання, спектр яких виходить за межі смуги пропускання приймача. Втрати енергії на створення таких коливань приводять до зменшення ККД генератора.

Спад вершини імпульсу модулятора викликає зміну частоти імпульсів генератора. Це приводить до погіршення якості фільтрації приймача відбитих сигналів і до зменшення дальності виявлення. Вважається задовільним, якщо відносна тривалість фронту імпульсу, що модулюється, і відносний спад його вершини не перевищує 10^{-1} .

У модуляторах зі штучною лінією і тиратронами форма імпульсу, що модулюється, не залежить від форми імпульсу запуску, а в модуляторах з накопичувальним конденсатором і електровакуумними лампами залежність визначається формою імпульсу запуску. Тому в них застосовується малопотужний підмодулятор, що формує імпульс прямокутної форми. Це ускладнює конструкцію РПП.

Важливою перевагою модулятора на тиратронах є високий ККД. З метою підвищення ККД модуляторів на електровакуумних лампах застосовують кілька рівнобіжних ламп. Однак у РЛС далекого виявлення, як правило, застосовують модулятори на тиратронах.

12.5 Основи побудови фідерних систем

Структурна схема фідерної системи показана на рис. 12.4. Основними елементами цієї системи є фідерні лінії, антенний комутатор, зчленування, що обертаються. До складу фідерної системи можуть входити погоджуючі пристрої.

Антенний комутатор призначений для автоматичного підключення антени до РПП на час випромінювання і до приймача на час прийому радіолокаційних сигналів.

Обертаюче зчленування здійснює електричне з'єднання між нерухомою фідерною лінією, що обертається разом з антеною.

По фідерних лініях передається високочастотна енергія від РПП до антени і від антени до приймача.

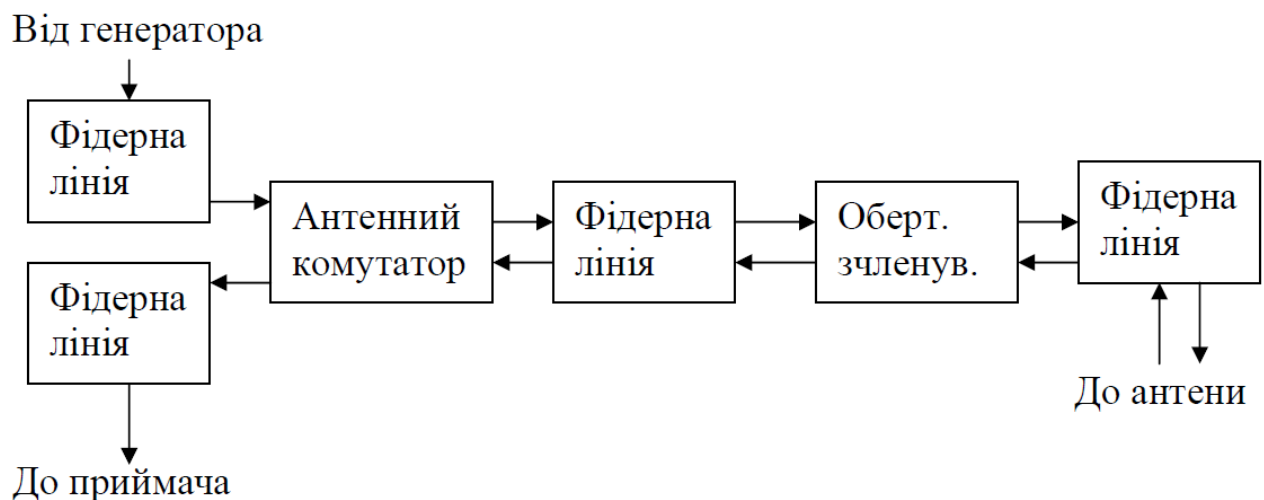


Рис. 12.4 - Схема фідерної системи

За допомогою погоджуючих пристроїв виробляється узгодження вхідних і вихідних опорів елементів фідерної системи.

12.6 Вплив параметрів фідерної системи на характеристики РЛС. Вимоги, які ставляться до фідерної системи

Фідерна система характеризується наступними основними параметрами:

- максимально припустимою потужністю $P_{дон}$ переданих імпульсів; коефіцієнтом корисної дії η_{ϕ} ;
- коефіцієнтом хвилі, що біжить, K_{ϕ} ;
- шириною смуги пропускання.

Максимальна припустима потужність, що передається по фідерній системі, повинна бути менше необхідної потужності випромінювання. Звичайно ця вимога виконується. Якщо потужність випромінювання виявляється більше припустимої, то фідерну систему роблять багатоканальною. Це приводить до збільшення габаритів фідерної системи. Через складність технічної реалізації багатоканальних обертових зчленувань огляд у таких РЛС здійснюється

шляхом обертання всієї приймально-передавальної kabіни, що приводить до збільшення витрат на експлуатацію РЛС.

Під коефіцієнтом корисної дії фідерної системи розуміють відношення потужності, що віддається в антену, до потужності, що підводиться до фідерної системи. На величину ККД, крім загасання сигналів у системі, впливає ступінь її узгодження, що характеризується коефіцієнтом біжучої хвилі. Ця залежність виражається співвідношенням:

$$\frac{1 - \left(\frac{1 - K_{\phi}}{1 + K_{\phi}} \right)^2}{1 - \eta_0^2 \left(\frac{1 - K_{\phi}}{1 + K_{\phi}} \right)^2} \eta_0 \quad (12.4)$$

де η_0 - ККД ідеально погодженої фідерної системи.

Зменшення η_{ϕ} приводить до збільшення загального коефіцієнта енергетичних втрат, що підвищує вимогу до енергетичного потенціалу РЛС.

Ступінь узгодження фідерної системи впливає не тільки на її ККД, але також і на максимально припустиму потужність сигналів, що передаються. Якщо при ідеальному узгодженні системи максимально припустима потужність дорівнює P_0 , то при неузгодженості вона зменшується до величини:

$$P_{\text{дон}} = P_0 K_{\phi} \quad (12.5.)$$

Ширина смуги пропускання фідерної системи впливає на можливі діапазони перебудови РЛС. Відповідно до вище викладеного до фідерної системи ставляться наступні вимоги:

- ККД і K_{ϕ} системи повинні бути по можливості ближче до одиниці; величина $P_{\text{дон}}$ повинна бути не менше необхідної імпульсної потужності P_i ;
- смуга пропускання фідерної системи повинна бути не менше необхідного діапазону перебудови РЛС.

До фідерної системи пред'являються й інші вимоги, зв'язані з її габаритами, вагою, вартістю та ін.

12.7 Фідерні лінії РЛС

Основним типом фідерної лінії метрового діапазону хвиль є коаксіальний кабель, заповнений поліетиленом. Вони зручні в експлуатації і володіють високою механічною міцністю і експлуатаційною надійністю.

Поперечні розміри кабелю вибираються виходячи з забезпечення необхідної $P_{\text{дон}}$ і прийнятного значення коефіцієнта загасання радіохвиль. При цьому повинна бути виключена можливість виникнення в кабелі хвиль вищих порядків, що порушують нормальну роботу фідерної системи. Хвилі вищого порядку будуть відсутні в кабелі, якщо виконується умова

$$\pi(D+d) < \lambda_{\phi} \quad (12.6)$$

де D – внутрішній діаметр зовнішнього провідника коаксіального кабелю; d – діаметр внутрішнього провідника кабелю; λ_{ϕ} – довжина хвилі в кабелі.

При зменшенні довжини хвилі переданих коливань необхідно зменшувати поперечні розміри кабелю, в зв'язку з цим у сантиметровому діапазоні хвиль у коаксіальних кабелів з'являється два серйозних недоліки. Коаксіальні кабелі отримують великий коефіцієнт загасання. По-друге, припустима потужність переданих ними сигналів стає малою.

Тому в сантиметровому діапазоні хвиль коаксіальні кабелі не використовуються. В цьому діапазоні хвиль в якості фідерних ліній використовуються хвилеводи. Їм не притаманні недоліки кабелів.

12.7 Антенні комутатори (АК)

До антенних комутаторів пред'являються наступні основні вимоги: час переключення на передачу повинен бути досить малим (менше тривалості зондувального імпульсу);

рівень розв'язки трактів, що комутуються, повинний бути достатнім для надійного захисту приймача під час випромінювання імпульсів великої потужності;

час відновлення (час переключення на прийом) не повинний перевищувати припустимі значення. Цей параметр визначає розмір «мертвої зони», тобто мінімальну дальність виявлення РЛС;

втрати, внесені АК під час передачі на прийом і передачу, повинні бути мінімальними.

АК можуть бути діодними, феритовими і газорозрядними.

Діодні комутатори мають малий час переключення (до 10 нс) і гарну широкополосність. Однак вони використовуються для переключення невеликих потужностей.

Феритові комутатори можуть бути побудовані на базі циркулятора, фазообертача або мостових з'єднань. Вони здатні комутувати як великі, так і малі потужності, мають високу надійність, малий час відновлення і більш широку смугу пропускання в порівнянні з газорозрядними АК.

Газорозрядний АК складається з відрізків фідерних ліній, розрядника блокування передавача (РБП), розрядника захисту приймача (РЗП). В якості фідерних ліній в залежності від діапазону хвиль можуть використовуватися коаксіальні кабелі або хвилеводи.

12.8 Обертові зчленування (ОЗ)

До ОЗ пред'являються наступні вимоги:

- високий ступінь узгодження рухливої і нерухомої частин фідерної лінії;
- збереження максимально припустимої потужності, що може бути передана по фідерній системі;
- висока стабільність параметрів під час обертання системи.

В РЛС середньої потужності можна застосовувати ОЗ з механічними

контактами тертя.

В РЛС великої потужності через підгорання контактів таке зчленування стає ненадійним. Тому контакт тертя замінюють ємнісним зв'язком. На рис. 12.5 показано коаксіальний кабель. Поверхня зовнішніх провідників обертового і нерухомих кабелів створюють конденсатор циліндричної форми. Інший такий конденсатор створюють внутрішні провідники. Для збільшення ємностей зв'язків між поверхнями, що з'єднуються, зазор зменшують до розмірів, обмежених можливою тонкістю виготовлення.

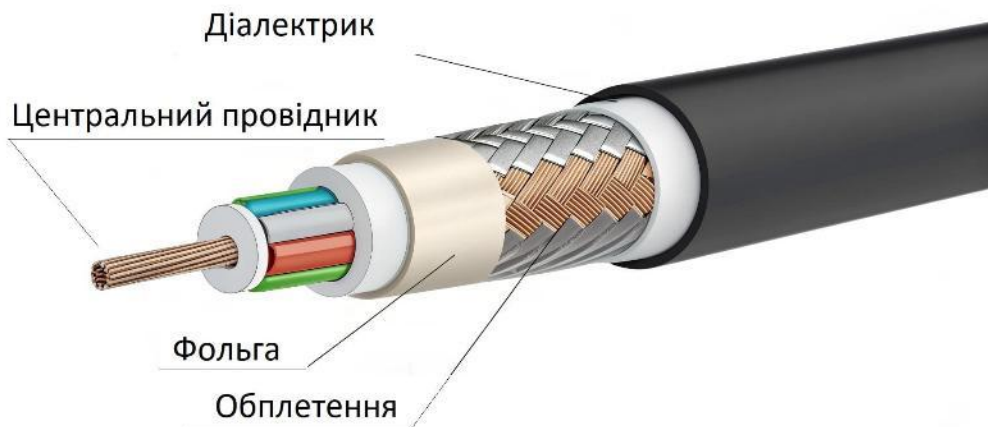


Рис. 12.5 - Коаксіальний кабель

Для РЛС сантиметрового діапазону зчленування такого типу не застосовують через велике паразитне випромінювання. Тому в сантиметровому діапазоні застосовують ОЗ із $\lambda/4$ дросельними фланцями. Зазор між обертовим і нерухомими хвильоводами з'єднується накоротко напівхвильовою замкнутою лінією.

В якості узгоджуючих пристроїв застосовуються чвертьхвильові трансформатори опорів, індуктивні і ємнісні діафрагми, шлейфи Татарінова та інші пристрої.

12.9 Основи побудови антен

12.9.1 Вплив параметрів антени на характеристики РЛС.

Вимоги, які ставляться до антени

Основними параметрами антени є:

- форма і ширина діаграми спрямованості антени (ДСА) в горизонтальній і вертикальній площинах;
- рівень бічних пелюстків ДСА;
- коефіцієнт підсилення;
- коляризація випромінювання;
- діапазонність (ширина смуги пропускання);
- габарити, вага, парусність і т.д.

Антени мають діаграми спрямованості (ДС) двох основних видів: голкоподібні і віялові (плоскі).

Голкоподібними ДС називаються діаграми, в яких ширина за рівнем половинної потужності однакова для обох площин, тобто

$$\Delta\beta_{0,5P} = \Delta\varepsilon_{0,5P}$$

Віялові (плоскі) діаграми мають істотні розходження ширини в площинах, наприклад,

$$\Delta\beta_{0,5P} \ll \Delta\varepsilon_{0,5P}$$

Для ДС, що мають осьову чи площинну симетрію, ширина за рівнем половинної потужності оцінюється формулою:

$$\varphi_{0,5P} = 60^\circ \frac{\lambda}{d} \quad (12.7)$$

де λ - довжина хвилі; d – лінійний розмір антени у відповідній площині.

Форма ДСА визначає ступінь раціонального розподілу випромінюваної енергії. Правильно обрана форма ДСА дозволяє зменшити енергетичні витрати при забезпеченні заданої дальності виявлення. Ширина ДСА впливає на роздільну здатність по кутових координатах, на точність виміру координат. Як уже відзначалося, роздільна здатність РЛС по кутових координатах дорівнює:

$$\Delta\varphi_{nom} = \Delta\varphi_{0,5P}, \quad (12.8)$$

а точність виміру кутових координат

$$\sigma_{nom}(\varphi) = \frac{\Delta\varphi_{0,5P}}{\sqrt{\pi q}}, \quad (12.9)$$

де q – відношення сигнал/шум; $\Delta\varphi_{0,5P}$ - ширина ДСА за рівнем половинної потужності.

Коефіцієнт підсилення антени є одним із співмножників, що визначають енергетичний потенціал РЛС, і визначається співвідношення:

$$G = \frac{2\pi}{\lambda^2} S_{ef} \quad (12.11)$$

де $S_{ef} = KB\Pi S_a$ - ефективна площа антени; $KB\Pi$ - коефіцієнт використання площі антени.

Рівень бічних пелюстків ДСА впливає на перешкодозахищеність РЛС, оскільки заважаючі сигнали, прийняті бічними пелюстками, можуть виявляти сильну маскуючу дію.

Від виду поляризації випромінюваних сигналів залежить інтенсивність заважаючих відображень від земної або водної поверхні. Наприклад, відображення від поверхні землі, покритої рослинністю при вертикальній поляризації більш інтенсивні, ніж при горизонтальній. Спокійна морська

поверхня навпаки в напрямку на РЛС краще відбиває горизонтально поляризовану хвилю.

Таким чином, до антени РЛС пред'являються наступні вимоги:

- достатній коефіцієнт підсилення для забезпечення енергетичного
- потенціалу РЛС;
- форма і ширина ДСА повинні забезпечити енергетичний потенціал, роздільну здатність, точність виміру координат;
- рівень бічних пелюстків ДСА і поляризація випромінювання повинні забезпечити перешкодозахищеність РЛС.

Смуга пропускання антени повинна бути не менша діапазону робочих частот РЛС.

12.9.2 Можливі варіанти побудови антен РЛС

Варіант побудови антени РЛС залежить від необхідної форми ДСА.

А) Якщо обрана ДС голкоподібної форми, то доцільно вибрати антену дзеркальну. Розмір антени вибирають згідно формули (12.7) по заданій величині ширини діаграми $\Delta\varphi_{0,5P}$ і довжині хвилі λ .

Б) Трохи складнішою постає справа у випадку необхідності формування віялової (плоскої) ДСА. Для РЛС кругового огляду формується косеконс-квадратична ДСА (ККДСА) (рис. 12.6), що описується виразом

$$F(\varepsilon) = \begin{cases} 1 \text{ при } \varepsilon_{\min} \leq \varepsilon \leq \varepsilon_K \\ \operatorname{cosec}^2 \varepsilon \text{ при } \varepsilon_K \leq \varepsilon \leq \varepsilon_{\max} \end{cases} \quad (12.11)$$

Для формування ККДСА також використовуються дзеркальні антени. За допомогою дзеркальних антен ККДСА може бути отримана в такий спосіб:

- застосуванням дзеркала спеціальної форми;
- парціальних діаграм;
- зміщених опромінювачей.

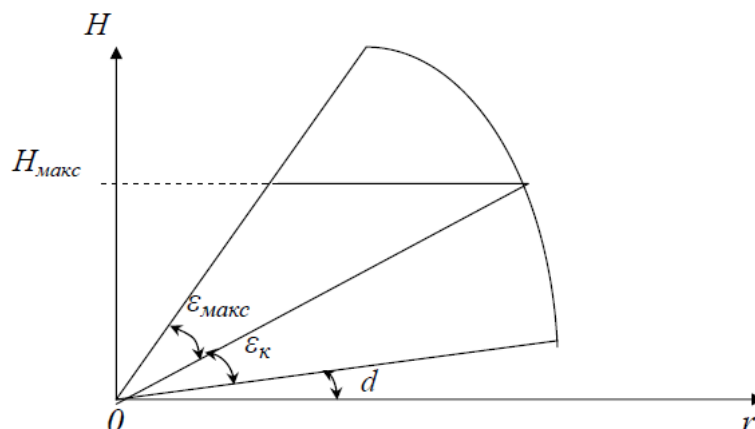


Рис. 12.6 - Косеконсна діаграма спрямованості комбінованим методом парціальних діаграм і зміщених опромінювачів

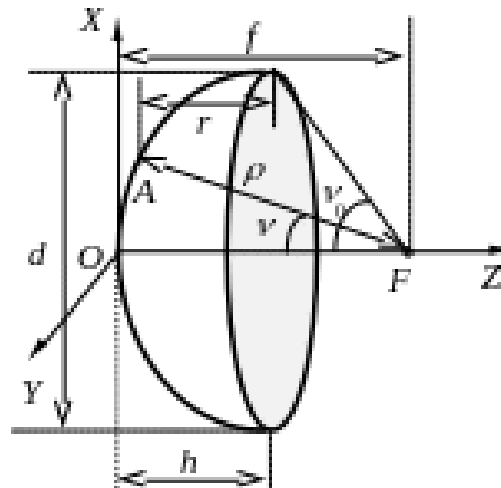


Рис. 12.7 - Профіль антени

При використанні першого методу застосовується дзеркало з профілем подвійної кривизни. На рис. 12.7 показано центральний перетин дзеркала вертикальною площиною. В точці F встановлюється опромінювач із симетричною ДС (стрілкою показаний напрямок максимуму його випромінювання).

Горизонтальний перетин такого дзеркала є параболою. Щоб ДСА була близька до косеконс – квадратичної, розміри дзеркала у вертикальній площині повинні бути досить великими, приблизно 20λ . Ширина ДСА

$$\Delta \varepsilon_{0,5P} = 40 - 60^\circ,$$

що є важливою перевагою методу. Крім того, використовується один опромінювач, що є перевагою для РЛС середньої потужності. До недоліків методу варто віднести складну конфігурацію дзеркала.

Формування ККДСА методом парціальних діаграм зводиться до того, що необхідний сектор за кутом місця створюється за допомогою декількох незалежних опромінювачей, розміщених на одній лінії (рис. 12.8). Кожен опромінювач формує порівняно вузьку незалежну (парціальну) ДС.

Максимуми парціальних ДС розташовані під різними кутами місця, при цьому сусідні діаграми повинні частково перекриватися для забезпечення безпровальної зони огляду. Зміна напрямків максимумів парціальних діаграм забезпечується зсувом опромінювачів з фокуса дзеркала у вертикальній площині. Щоб у межах перекриття парціальних діаграм не відбувалося компенсації полів, опромінювачі живляться від окремих генераторів НВЧ, що працюють на різних частотах. В цьому випадку не тільки канали випромінювання, але і канали прийому повинні бути незалежними. Багатоканальність тракту генерації і випромінювання дозволяє знизити вимоги до потужності генераторів НВЧ. Оскільки технічна реалізація багатоканальних ОЗ важка, то в РЛС із парціальними

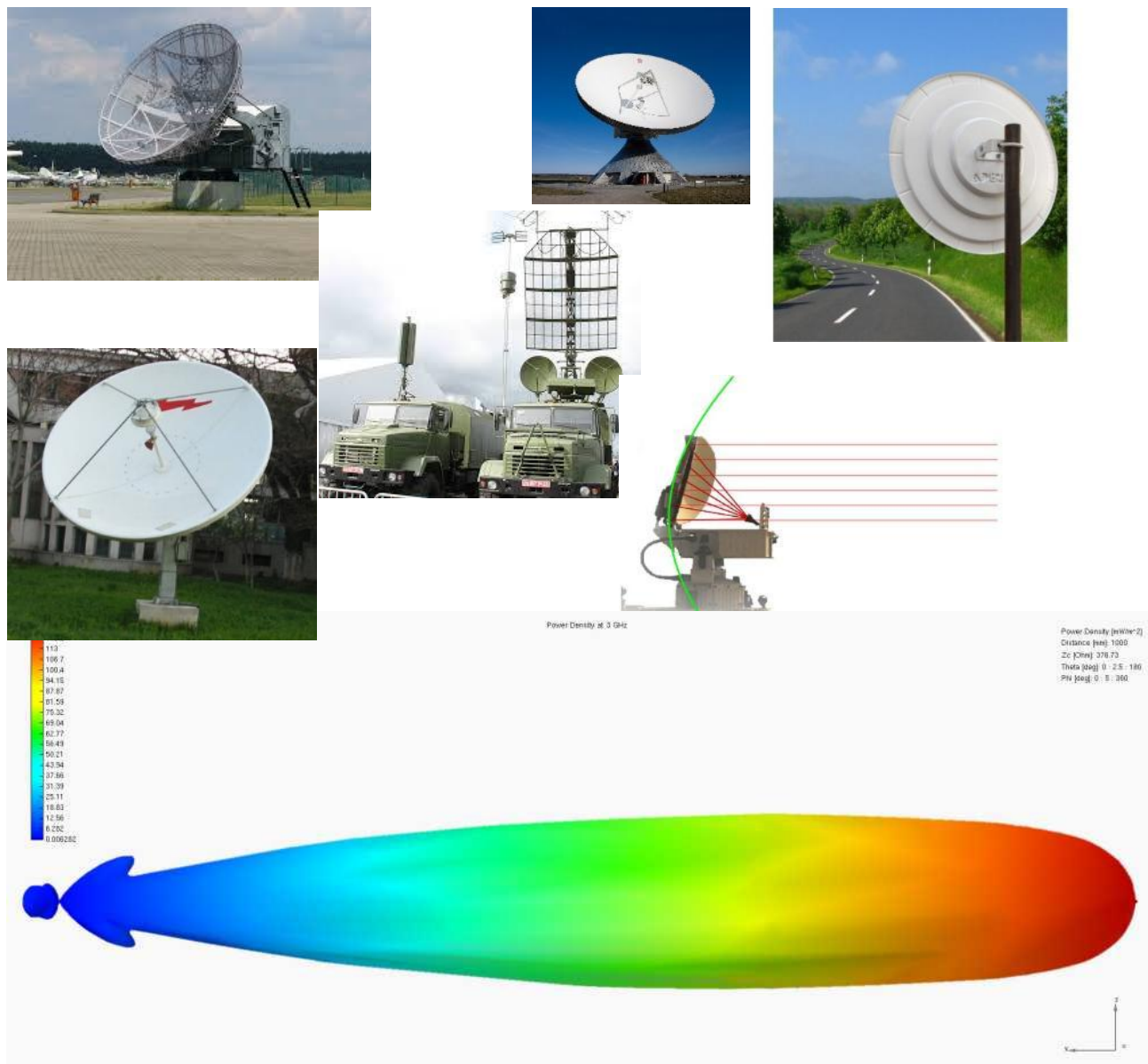


Рис. 12.8 - Форми дзеркальних антен і її діаграма спрямованості

ДСА обертається вся приймально – передавальна кабіна, на якій розміщена антена. При використанні методу зміщених опромінювачів ДСА в вертикальній площині формується також за допомогою винесених опромінювачів, але усі вони живляться від одного генератора НВЧ і підключені до загального приймача (рис. 12.9).

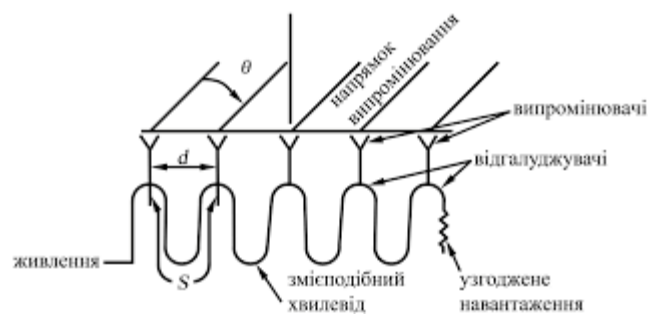


Рис. 12.9 - Схема підключення опромінювачів

Форма підсумкової ДСА в вертикальній площині має вигляд широкого

пелюстка з плоскою вершиною і наближається до ККДСА. Істотним недоліком цього методу є наявність електричного зв'язку між випромінювачами. При прийомі відбитих сигналів основну частину енергії приймають один чи два опромінювача, а інші перевипромінюють енергію в просторі. Це приводить до зменшення дальності виявлення РЛС. Сутність комбінованого методу показана на рис.12.10.

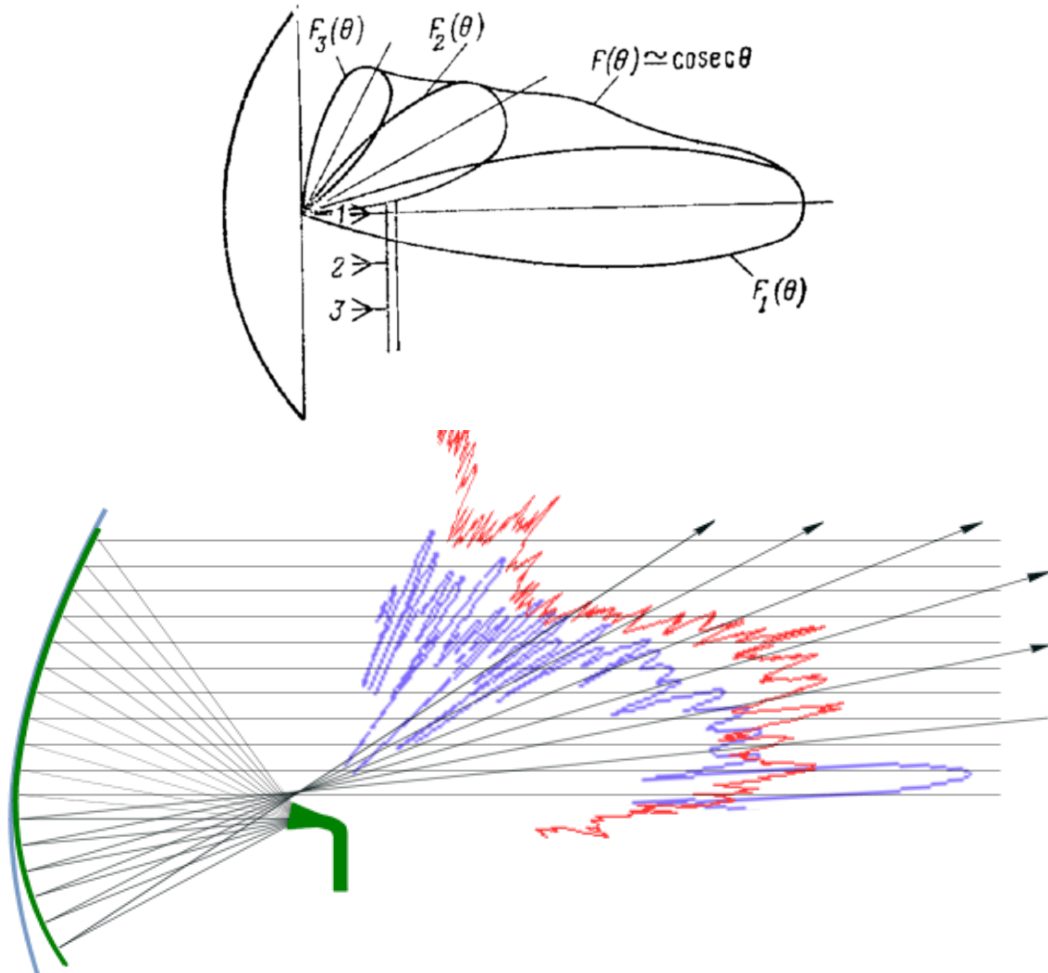


Рис. 12.10 - Комбінований метод формування діаграми спрямованості

Комбінований метод широко застосовується в сучасних РЛС, оскільки він дозволяє використовувати переваги методу парціальних діаграм і методу зміщених опромінювачів і істотно знизити їхні недоліки.

При радіолокаційному огляді переміщення променя антени в просторі може здійснюватися або механічним поворотом антени (механічне сканування), або зміною амплітудно – фазового розподілу в розкритті антени (електричне сканування). Електричне сканування дозволяє різко збільшити швидкість сканування і створити нові можливості в обробці сигналу.

Для електричного сканування використовуються фазовані антенні решітки (ФАР), що представляють собою систему випромінювачів з електрично керованим фазовим розподілом. ФАР дозволяє значно простіше реалізувати різні види амплітудно – фазового розподілу в дзеркальних, рупорних щілинних антенах.

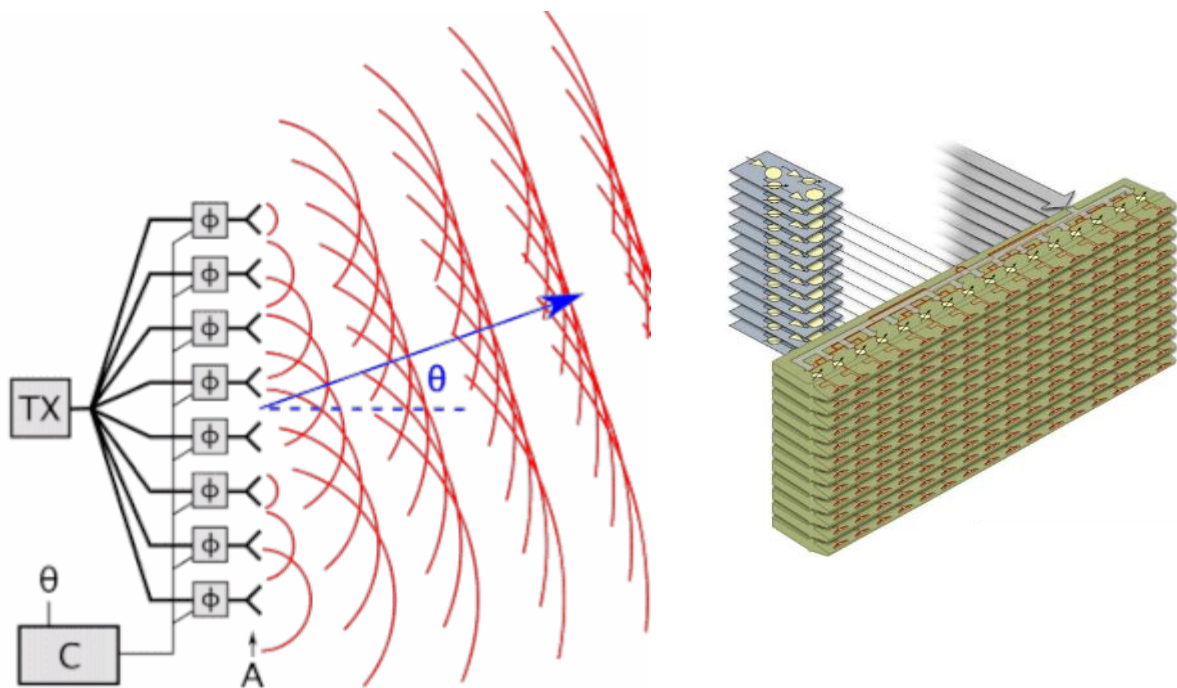


Рис.12.11 - Фазовані антенні решітки (ФАР)

ФАР дозволяють мінімізувати рівень бічних пелюстків і підійти до створення антен з оптимальними ДС. Принциповим недоліком ФАР є зміна ширини ДС при скануванні. Незважаючи на це ФАР знайшли широке застосування.

Решітки з частотним скануванням. Решітка з частотним скануванням являє собою особливий вид фазованої антенної решітки, в якій керування основним променем виконується шляхом перестроювання частоти збудника. Напрямок променю є функцією частоти випромінюваного сигналу. Антени такого типу називають антенними решітками з частотним скануванням. Звичайна конструкція передбачає живлення різних випромінювальних елементів від одного складеного хвилеводу. Антенна решітка з частотним скануванням являє собою спеціальний випадок фазованої антенної решітки з послідовним живленням. Її побудова заснована на властивостях розповсюдження конкретної хвилі у хвилеводі. Різниця фаз між двома випромінювальними елементами складає $n \cdot 360^\circ$ на нормальній частоті. У разі змінення частоти кут θ_s між віссю променю та нормаллю до антенної решітки змінюється. За допомогою такої антени можливо виконати сканування у вертикальній площині для визначення висоти цілі. Для цього застосовується така методика.

Якщо частота випромінювання радіолокатора збільшується, то промінь рухається вгору. Якщо частота випромінювання зменшується, то промінь рухається вниз. Таким чином, при зміні частоти промінь антени здійснює сканування по куту місця. Радіолокатор сконструйовано таким чином, що він запам'ятовує функцію змінення частоти і після приймання перетворює сигнали відлуння в дані тривимірного зображення.

Слід відмітити, що частотне сканування знижує значимість використання змінення частоти як способу досягнення інших корисних ефектів (наприклад,

переваг стискання імпульсів).

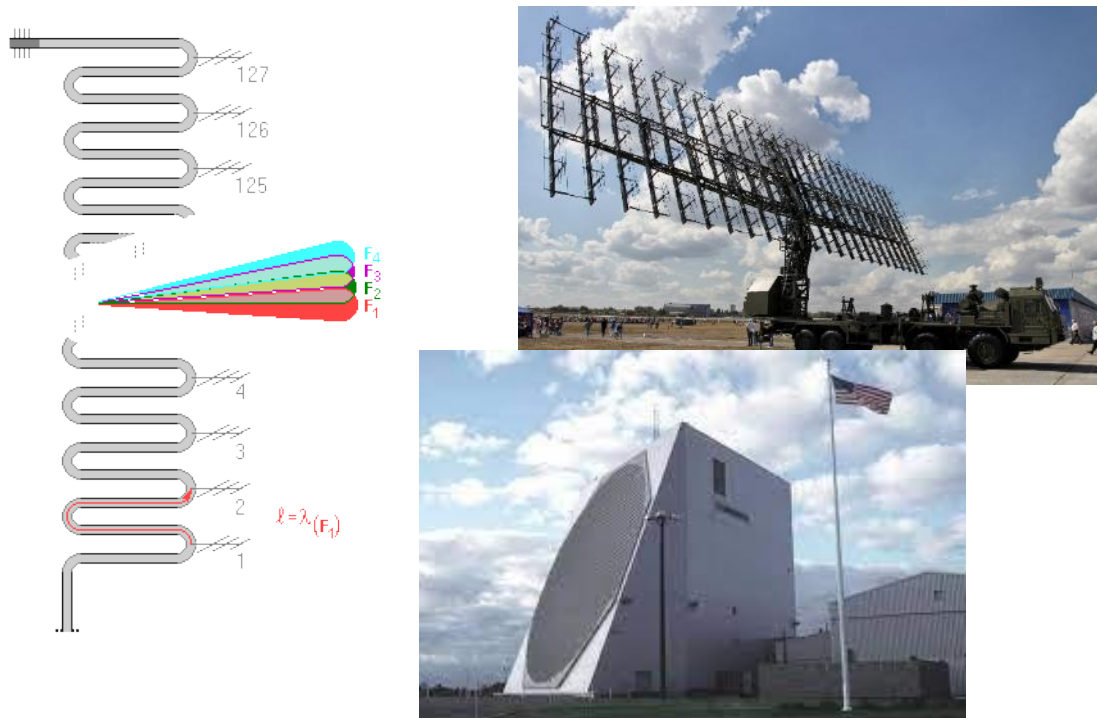


Рис.12.12 - Решітка з частотним скануванням

Розрахунок фазового зсуву. Різниця фаз $\Delta\varphi$ між двома сусідніми елементами є постійним і називається фазовим зсувом. Якої величини має бути фазовий зсув для того, щоби добитися переміщення променя на певний кут? Розглянемо лінійне розташування ізотропних випромінювальних елементів.

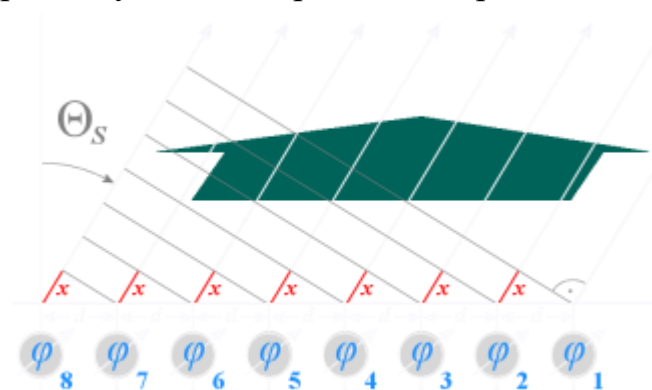


Рис.12.13 - Основний напрямок фазообертачі

Розрахункові формули

$$x = d \cdot \sin \Theta_s \quad (12.12)$$

$$\frac{360^\circ}{\Delta\varphi} = \frac{\lambda}{x} \quad (12.13)$$

$\Delta\varphi$ – зсув фази між двома сусідніми елементами; d – відстань між випромінювальними елементами; Θ_s – кут повороту променя

$$\Delta\varphi = \frac{360^\circ \cdot d \cdot \sin \Theta_s}{\lambda} \quad (12.14)$$

Контрольні питання

1. Призначення елементів тракту генерації.
2. Характеристики РПП.
3. Намалювати схему та пояснити принцип роботи багатокаскадного РПП.
4. Намалювати схему та пояснити принцип роботи однокаскадного РПП.
5. Призначення елементів фідерної системи.
6. Основні характеристики фідерної системи.
7. Перерахувати та дати визначення основних параметрів антен.
8. Способи формування косеконсної ДСА.
9. Пояснити принцип електричного сканування ДСА.

13 ПОБУДОВА ТРАКТУ ПРИЙОМУ І ФІЛЬТРАЦІЇ СИГНАЛІВ

Відомо, що оптимальний виявитель забезпечує найбільшу дальність виявлення об'єкта при заданих значеннях імовірностей правильного виявлення D з помилкової тривоги F . Структурна схема оптимального виявителя когерентної пачки імпульсів показана на рис. 13.1.

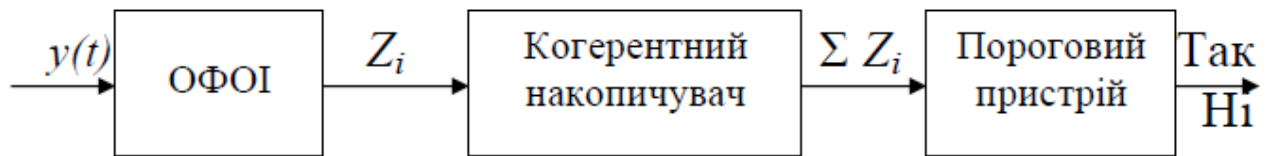


Рис. 13.1 - Схема оптимального виявителя

Відбитий від цілі сигнал $y(t)$ подається на вхід оптимального фільтра одиночного імпульсу (ОФОІ), що формує на своєму виході кореляційні інтеграли Z_i . Когерентний накопичувач здійснює когерентне підсумовування Z_i в межах усієї пачки імпульсів. В граничному пристрої результат накопичення порівнюється з порогом. Якщо ΣZ_i виявиться більше порога, то приймається рішення про наявність об'єкта, в противному разі про відсутність.

Однокаскадні генератори НВЧ формують послідовність радіоімпульсів з випадковою початковою фазою, яка є некогерентною. Однак обробку пачки можна зробити когерентною. Для цього випадку початкову фазу кожного випроменого імпульсу потрібно запам'ятати за допомогою спеціального генератора, а потім шляхом перетворення частоти або фазового детектування виключити її з фази відбитого сигналу. Після цього можливе когерентне нагромадження.

Когерентний нагромаджувач робить когерентне накопичення оптимально оброблених імпульсів. Для кожного значення радіальної швидкості об'єкта число вузькополосних фільтрів визначається при простому зондувальному сигналі шпаруватістю сигнал

$$Q = T / \tau_i \quad (13.1)$$

Радіальна швидкість об'єкта заздалегідь невідома. Тому когерентний нагромаджувач повинен бути багатоканальним по швидкості. Можна показати, що кількість каналів по швидкості повинна приблизно дорівнювати кількості імпульсів в пачці. Загальна кількість фільтрів в когерентному нагромаджувачі дорівнює NQ . При $N=10$, $T=3 \cdot 10^{-3}$ с, $\tau_i=1$ мкс це складе $3 \cdot 10^4$ каналів. Тому, когерентний нагромаджувач стає громіздким і широкого застосування не знаходить.

Замість нього застосовується некогерентний нагромаджувач, схема якого приведена на рис. 13.2.

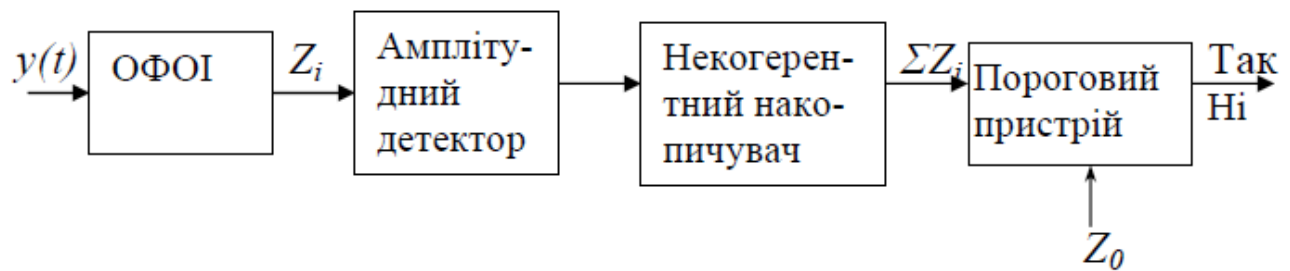


Рис. 13.2 - Схема квазіоптимального виявителя

Він називається квазіоптимальним виявелем. Перевагою його є простота технічної реалізації оптимального виявителя. Як нагромаджувач використовується електронно-променева трубка (ЕПТ), екран якого має достатнє післясяяння. Найчастіше ЕПТ використовується в ІКО.

Задача формування модульного значення кореляційного інтеграла покладається на приймач з амплітудним детектуванням (рис. 13.3).

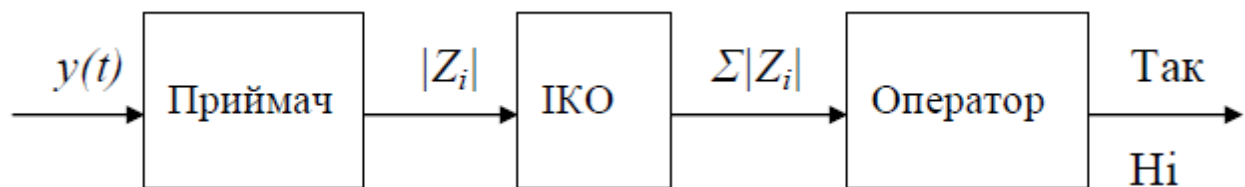


Рис. 13.3 - Схема приймача з амплітудним детектором

Порівняння результатів накопичення з порогом робить оператор і він же приймає рішення про наявність об'єкта.

13.2 Основи побудови РПрП

Синтез структурної схеми оптимального РПрП. Оптимальний приймач повинен формувати модульне значення кореляційного інтеграла одиночного імпульсу. Очікуваний сигнал можна представити у вигляді:

$$x(t) = X(t) \cos(\omega_0 t + \varphi(t)) \quad (13.1)$$

Припустимо $x(t) = x_1(t)x_2(t)$, де, наприклад, $x_1(t) = 1$, а $x_2(t) = x(t)$, $\omega_0 = \omega_1 + \omega_2$, $\varphi(t) = \varphi_1(t) + \varphi_2(t)$. Використовуючи це, введемо функції

$$\begin{aligned} x_1(t) &= X_1(t) \cos(\omega_1 t + \varphi_1(t)), \\ x_2(t) &= X_2(t) \cos(\omega_2 t + \varphi_2(t)). \end{aligned} \quad (13.2)$$

Добуток цих двох функцій з точністю до множника 0,5 і доданка з різницевою (дзеркальною) частотою $\omega_1 + \omega_2$ дає функцію $x(t)$

$$x_1(t)x_2(t) = 0,5X_1(t)X_2(t)(\cos(\omega_0 t + \varphi(t)) + \cos((\omega_1 - \omega_2)t + \varphi_1(t) - \varphi_2(t))) \quad (13.3)$$

Коливання $x(t)$ можна одержати шляхом фільтрації добутку $x_1(t)x_2(t)$ за допомогою фільтра, що не спотворює коливання частот першого доданка і придушує інші частоти.

Нехай імпульсна характеристика такого фільтра має вигляд

$$V(t) = 2x_3(t - t_0) \quad (13.4)$$

де t_0 - час затримки у фільтрі; 2 – компенсує дію множника 0,5 у виразі (13.3).

Тоді очікуваний імпульс можна представити у вигляді

$$x(t) = 2 \int_{-\infty}^{\infty} x_1(s)x_2(s)x_3(t - t_0 - s)ds \quad (13.5)$$

Прийнятий сигнал будемо вважати рівним $y(x)$. Тоді модульне значення кореляційного інтеграла дорівнює

$$|z| = \left| \int_{-\infty}^{\infty} y(t)x(t)dt \right| \quad (13.6)$$

Підставимо (13.5) у (13.6) і одержимо

$$|z| = \left| \int_{-\infty}^{\infty} y_e(\xi)x_2(\xi)d\xi \right|, \quad (13.7)$$

де

$$y_2(\xi) = y_1(\xi)x_1(\xi); \quad (13.8)$$

$$y_1(\xi) = 2 \int_{-\infty}^{\infty} y(t)x_3(t - t_0 - \xi)dt \quad (13.9)$$

Обчислення кореляційного інтервалу можна зробити в наступному порядку:

1. Обчислити $y_1(\xi)$;
2. Обчислити $y_2(\xi)$;
3. Обчислити кореляційний інтервал Z ;
4. Обчислити модульне значення кореляційного інтеграла. Перша операція може бути реалізована за допомогою фільтра з імпульсною характеристикою $V(t)=2x_3(t-t_0)$, друга операція за допомогою множника, третя за допомогою фільтра, четверта шляхом детектування.

Припустимо:

$$\begin{aligned} \omega_2 &= \omega_{np}; & \omega_1 &= \omega_0 - \omega_{np}; \\ x_2(t) &= x(t); & x_1(t) &= 1; \\ \varphi_2(t) &= \varphi(t); & \varphi_1(t) &= 0, \end{aligned}$$

то зазначені операції зводяться до наступного:

1. Фільтрація коливань ОЗ $y(t)$ за допомогою вхідного ланцюга й УВЧ, імпульсна характеристика яких дорівнює $V(t)=2x_3(t-t_0)$.
2. Перетворення частоти сигналу за допомогою гетеродина, частота коливань якого $\omega_0 = \omega_1 + \omega_{np}$, амплітуда і фаза не модульовані.

3. Фільтрація сигналу за допомогою погодженого ППЧ.
4. Детектування за допомогою лінійного детектора.

Зазначений алгоритм реалізується в РПрП, схема якого представлена на рис. 13.4. Дана схема відповідає звичайному супергетеродинному приймачу за умови, що амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) його ППЧ погоджена зі спектром імпульсу, очікуваного на виході перетворювача частоти.

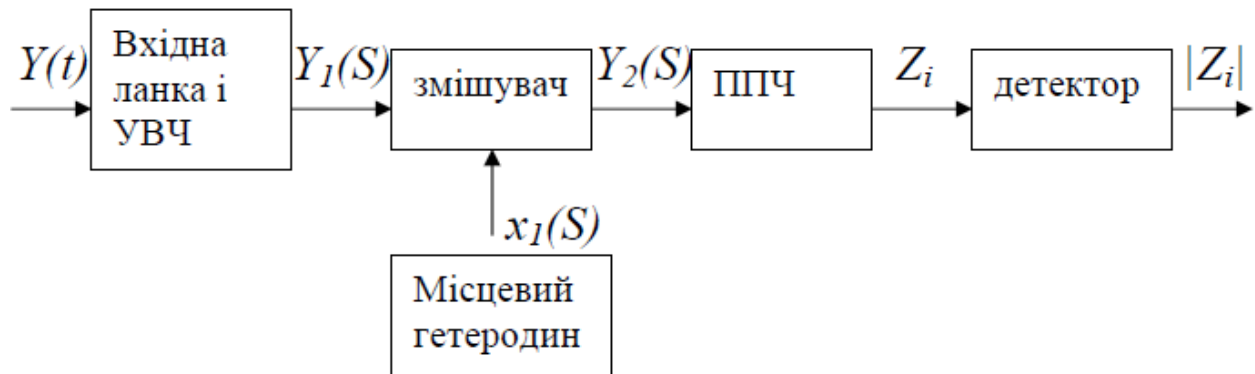


Рис. 13.4 - Схема супергетеродинного приймача

13.3 Основні технічні параметри РПрП і їхній вплив на характеристики РЛС

Основними параметрами РПрП є: коефіцієнт шуму $K_{ш}$; смуга пропускання $\Delta f_{пр}$; чутливість $P_{пр.мін}$; динамічний діапазон D ; коефіцієнт підсилення K .

Коефіцієнт шуму $K_{ш}$ - число, що показує в скільки разів відношення сигнал/шум на виході лінійної частини приймача менше відношення сигнал/шум на вході приймача і визначається співвідношенням:

$$K_{ш} = \frac{\frac{P_c}{P_{ш}}}{\frac{P_{с вих}}{P_{ш вих}}} = 1 + \frac{P_{ш_0}}{P_{ш} K_p}, \quad (13.10)$$

де P_c - потужність сигналу; $P_{ш}$ - потужність внутрішніх шумів приймача; $P_{ш} = K \cdot T_0 \Delta f_{ш}$ - потужність шумів на вхідному опорі приймача; $T_0 = 293 \text{ K}$ - шумова температура; $\Delta f_{ш}$ - шумова смуга – смуга частот, в межах якої міняється шумова напруга; K_p - коефіцієнт підсилення за потужністю лінійної частини приймача (до входу детектора).

В ідеальному приймачі $K_{ш} = 1$. Чим менше $K_{ш}$, тим краще приймач. Приймачі РЛС мають $K_{ш} = 5-25$, що складає близько 10 дБ. Можна показати, що $K_{ш}$ приймача визначається першими каскадами, тобто в перших каскадах варто зменшувати $K_{ш}$ і збільшувати коефіцієнт підсилення каскадів по

потужності K_p .

Смуга пропускання приймача – ширина АЧХ на рівні 0,7 від максимального значення. АЧХ – залежність коефіцієнта підсилення приймача від частоти. Максимальне значення коефіцієнта підсилення $K_{\max}$ на несучій частоті f_0 називається коефіцієнтом підсилення приймача. Ширина смуги приймача вибирається за умови узгодження шириною спектра сигналу. Максимальне значення відношення сигнал/шум на виході приймача залежить від (рис.13.5).

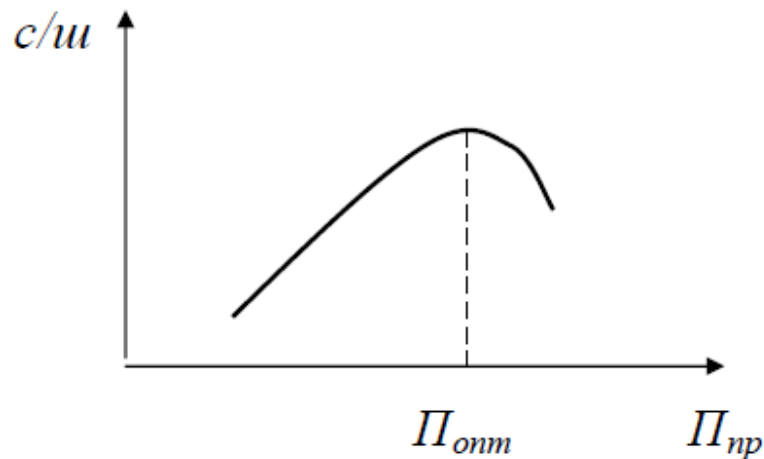


Рис. 13.5 - Графік залежності відношення сигнал/шум від смуги пропускання приймача

При зменшенні смуги пропускання потужність шуму на виході приймача зменшується. Однак, потужність сигналу теж зменшується, тому що велика частина спектральних складових сигналу не проходять на вихід приймача.

При збільшенні смуги пропускання спектральні складові сигналу малої амплітуди проходять на вихід приймача. Але разом з цими малими складовими проходять і шуми, потужність яких більше потужності сигналу. Тому відношення сигнал/шум теж зменшується. Максимальне значення відношення сигнал/шум має місце при $\Delta f_{\text{опт}}$.

Чутливість РПрП $P_{\text{пр.мін}}$ оцінюється мінімальною потужністю в антені, при якій забезпечується нормальна робота вихідного пристрою МРЛ. Кількісно чутливість оцінюється по формулі:

$$P_{\text{пр.мін}} = K \cdot T_0 \cdot K_{\text{ш}} \cdot \Delta f_{\text{пр}} \quad (13.11)$$

Часто чутливість РПрП порівнюють з величиною $P_0=1$ мВт або $P_0=10$ мкВт, тобто знаходять відношення $P_{\text{пр.мін}}/P_0$ і виражають у децибелах згідно

$$P_{\text{пр.мін}}, \text{дБ} = 10 \lg \frac{P_{\text{пр.мін}}}{P_0} \quad (13.12)$$

Динамічний діапазон приймача D – відношення максимальної потужності сигналу до мінімальної потужності сигналу на вході приймача, при яких забезпечується нормальна робота вихідного пристрою і дорівнює

$$D = \frac{P_{C \text{ макс}}}{P_{C \text{ мін}}} \quad (13.13)$$

Ця величина часто виражається в децибелах

$$D, \text{дБ} = 10 \lg D \quad (13.14)$$

Вимоги до РПрП: приймач повинний обчислювати модульне значення кореляційного інтеграла $|z_i|$ і з врахуванням некогерентного нагромадження в індикаторному пристрої забезпечити

- квазіоптимальне виявлення;
- чутливість приймача повинна бути достатньою для забезпечення необхідної дальності виявлення;
- динамічний діапазон повинний забезпечити необхідну перешкодозахищеність РЛС;
- -коефіцієнт підсилення повинний забезпечити необхідну спостереженість на екранах індикаторних пристроїв.

13.4 Особливості елементів РПрП метрового і сантиметрового діапазону хвиль

Вхідний ланцюг приймача може являти собою окрему коливальну систему або сукупність декількох, зв'язаних між собою, систем. В довгохвильовій частині метрового діапазону хвиль вхідні ланцюги виконуються у вигляді коливальних контурів із зосередженими параметрами, що складаються з котушок індуктивності і конденсаторів. Зі збільшенням частоти габарити котушок індуктивності зменшуються і вони стають важко здійсненними. Тому при більш високих частотах метрового діапазону хвиль вхідні ланцюги будуються на відрізках коаксіальних кабелів.

ПВЧ метрового діапазону хвиль являють собою лампові резонансні підсилювачі, налаштовані на несучу частоту корисного сигналу. На частотах до 180 МГц використовуються ОЗ пентоди, на частотах до 300 МГц використовуються тріоди зі штирьовими виводами, а на частотах вище 300 МГц використовуються тріоди з дисковими виводами.

В сантиметровому діапазоні хвиль в якості ПВЧ використовуються лампи біжучої хвилі (ЛБХ).

Змішувачі приймачів метрового діапазону хвиль виконуються на лампах, а в сантиметровому діапазоні хвиль застосовуються кристалічні змішувачі

(напівпровідникові діоди).

Гетеродин виконується на лампах до частот 4000 МГц , а на більш високих частотах виконується на відбивних клістронах.

ППЧ, як правило, виконуються на пентодах з контурами у виді одиночних налаштованих контурів із зосередженими параметрами.

13.5 Принципи побудови систем регулювання і підсилення приймача

Корисні сигнали на вході РПрП змінюють свою величину у великих межах. Причинами цього є зміни дальності до об'єкта, величини її відбиваючої поверхні, умов поширення радіохвиль. Відношення

$$\frac{P_{C\text{ макс}}}{P_{C\text{ мін}}}$$

досягає величини $10^4 - 10^5$, тобто сигнал великої амплітуди може перевищувати амплітуду внутрішнього шуму на кілька порядків. Якщо посилення приймача незмінно, то сигнали великої амплітуди в останніх каскадах ППЧ виходять за межі лінійної ділянки характеристики ламп ППЧ. Настає амплітудне обмеження або перевантаження приймача. Частина корисного сигналу губиться.

Запобігти перевантаженню приймача і забезпечити на його виході практично однакову напругу можна регулюючи посилення. Коефіцієнт підсилення електронного підсилювача визначається формулою:

$$K = S \cdot R_a,$$

де S – крутість анодно-сіткової характеристики лампи; R_a - навантажувальний опір підсилювача.

Зміну коефіцієнта підсилення можна здійснювати зміною крутості S або резистора R_a . Від величини R_a залежить смуга пропускання підсилювача, що повинна залишатися незмінною. Тому доцільно змінювати структуру S . Зміну крутості S ламп ППЧ можна здійснювати шляхом зміни напруги на керуючій сітці або екранній сітці. По способу зміни крутості ламп S ППЧ розрізняють: ручне регулювання посилення (РРП) і автоматичне регулювання посилення (АРП).

РРП здійснюється оператором. Воно забезпечує на виході приймача таку напругу сигналу, при якій він потрапляє на лінійну ділянку амплітудної характеристики індикатора. При цьому мітка від об'єкта на екранах індикаторів не спотворюються, умови роботи оператора найкращі. По швидкості спрацьовування АРП поділяються на інерційну (ІАРП), швидкодіючу (ШАРП) і миттєву (МАРП). ІАРП має час спрацьовування t_{CER} , що перевищує період

огляду МРЛ по кутовій координаті ($t_{CEP} > T_{OGL}$).

ШАРП має час спрацьовування, порівняний з тривалістю імпульсу $t_{CEP} \ll I$.
Різновидом ІАРП є шумова АРП (ШАРП), що підтримує постійний рівень шуму на виході приймача.

Контрольні питання

1. Намалювати схему оптимального виявителя та пояснити призначення його елементів.
2. Отримати алгоритм обчислення модуля кореляційного інтеграла.
3. Намалювати схему приймаючого пристрою, що реалізує алгоритм обчислення модуля кореляційного інтеграла.
4. Дати визначення основним характеристикам РПрП.
5. Які особливості елементів РПрП метрового та сантиметрового діапазону.
6. Пояснити принцип регулювання посилення приймача.
7. Пояснити вплив параметрів РПрП на характеристики РЛС.

14 ОСНОВИ ПОБУДОВИ СИСТЕМ АВТОМАТИЧНОГО НАСТРОЮВАННЯ ЧАСТОТИ І СИСТЕМИ ПЕРЕБУДОВИ ЧАСТОТИ РЛС

14.1 Призначення системи автоматичного настроювання частоти

В процесі роботи частоти передавача і місцевого гетеродина змінюються під дією різних факторів. Для забезпечення безперебудовного прийому відбитих сигналів, необхідно, щоб ширина смуги пропускання приймача вибиралося з врахуванням можливого відходу частот цих генераторів, тобто щоб виконувалася умова:

$$\Delta f_{\text{ПР}} = \Delta f_{\text{С}} + 2m(\Delta f_{\text{ПЕР}} + \Delta f_{\text{ГЕТ}}), \quad (14.1)$$

де $\Delta f_{\text{С}}$, $\Delta f_{\text{ПЕР}}$, $\Delta f_{\text{ГЕТ}}$ - ширина спектра сигналу, максимальні відхилення частот передавача і місцевого гетеродина; m – коефіцієнт, що враховує імовірність одночасного відхилення зазначених частот на максимальні величини в протилежні сторони від своїх номінальних величин.

Неважко переконатися, що ширина смуги пропускання повинна бути широкою. Відомо, що генератори СВЧ у сантиметровому діапазоні хвиль мають відхід частоти близько 10 МГц . Якщо тривалість зондувального імпульсу дорівнює 1 мкс , то $\Delta f_{\text{С}} = 1 \text{ МГц}$, а $\mu = 0,5$. Ширина смуги пропускання приймача повинна дорівнювати $\Delta f_{\text{пр}} = 21 \text{ МГц}$. Це в 21 раз більше смуги пропускання погодженого фільтра. Відношення сигнал/шум на виході такого приймача в порівнянні з погодженим випадком було в 21 раз менше.

Необхідність розширення смуги пропускання приймача викликається тим, що через флуктуації частот передавача гетеродина, частота випромінювання не дорівнює частоті, на яку настроєний прийомний тракт. Прагнення зменшити втрати у відношенні сигнал/шум призвело до створення систем автоматичного підстроювання частот (АПЧ). При наявності систем АПЧ ширина смуги пропускання приймача повинна дорівнювати:

$$\Delta f_{\text{ПР}} = \Delta f_{\text{С}} + 2\Delta f_{\text{ном}}, \quad (14.2)$$

де $\Delta f_{\text{ном}}$ - помилка системи АПЧ.

Зі співвідношення (14.2) видно, що при досить малій $\Delta f_{\text{ном}}$ смуга пропускання приймача може бути оптимальною. На практиці, $\Delta f_{\text{ном}}$ вибирають, виходячи не з умов вибору смуги пропускання приймача, а з припустимих втрат відношення сигнал/шум.

Звідси, АПЧ призначена для автоматичної підтримки рівності частоти випромінювання і частоти, на яку встановлений прийомний тракт РЛС, із припустимим залишковим розладом.

14.2 Вплив основних параметрів системи АПЧ на характеристики РЛС

Основними параметрами системи АПЧ є: запас стійкості, точність АПЧ, швидкодія, смуга охоплення.

Запас стійкості системи АПЧ визначає діапазон реальних умов експлуатації, в межах якого система АПЧ буде працездатною. Якщо система АПЧ буде нестійкою, то потрібно переходити до безперестроюваного прийому, що веде до зменшення відношення сигнал/шум. Очевидно, що втрати у відношенні сигнал/шум призведуть до зменшення дальності виявлення, збільшення помилок виміру координат. Пред'явлення звичайних для систем АПЧ вимог до запасу стійкості систем АПЧ (до 40° по фазі і до 10 дБ по амплітуді) виявляється достатнім.

Точність системи АПЧ визначає ширину смуги пропускання приймача. Коефіцієнт втрат в граничному сигналі, за рахунок неоптимальності смуги пропускання приймача, відповідно до (14.2), буде дорівнювати:

$$L_{\text{ПР}} = \frac{\Delta f_c + 2\Delta f_{\text{ном}}}{\Delta f_c} = 1 + 2 \frac{\Delta f_{\text{ном}}}{\Delta f_c} \quad (14.3)$$

Задаючись граничним значенням втрат, можна висунути вимоги до точності системи АПЧ:

$$\frac{\Delta f_{\text{ном}}}{\Delta f_c} = \frac{L_{\text{ПРДОП}} - 1}{2} \quad (14.4)$$

Швидкодію системи АПЧ треба вибирати такою, щоб тривалість процесів в системі була б менше тривалості зондувального імпульсу. Однак такі системи практично не реалізовані. Тому система АПЧ повинна відпрацьовувати повільні плавні відходи частоти.

Смуга охоплювання системи АПЧ повинна бути досить широкою і забезпечити роботу при максимальному відхиленні частоти.

14.3 Класифікація систем АПЧ По стабілізуючому

По стабілізуючому параметру розрізняють:

- різницеві системи АПЧ – підтримують різницю частот передавача і місцевого гетеродина (проміжної частоти) незалежно від стабільності кожного з них;
- абсолютні системи АПЧ – стабілізують абсолютні частоти кожного генератора незалежно від стабільності іншого генератора.

По способу одержання керуючого сигналу АПЧ поділяють на:

- автономні системи АПЧ – канал АПЧ і канал приймача виконані окремо один від іншого;
- сполучені системи АПЧ – канал АПЧ і канал приймача сполучені.

По типу дискримінатора системи АПЧ поділяють на два класи:

- системи частотної АПЧ – в якості дискримінатора використовується частотний детектор;
- системи фазової АПЧ – в якості дискримінатора застосовується фазовий детектор.

По типу виконавчого пристрою розрізняють електронні, електромеханічні і комбіновані системи АПЧ. Абсолютні системи АПЧ є громіздкими і складними в експлуатації. Тому вони широкого застосування не одержали. Перевагою різницевої АПЧ є їхня простота. Різницеві системи АПЧ широко застосовуються в РЛС кругового огляду.

14.4 Варіанти побудови систем АПЧ

Різницева сполучена система АПЧ. На рис. 14.1 представлена структурна схема різницевої сполученої системи АПЧ. На виході змішувача формується сигнал ПЧ

$$\Delta f_{\text{ПЧ}} = f_c - f_r.$$

Сигнал з виходу ППЧ надходить на дискримінатор. На виході дискримінатора формується сигнал, величина і знак якого визначається величиною і напрямком відходу проміжної частоти від номінального значення. Дискримінатор характеризується дискримінаційною характеристикою, що представляє залежність його вихідної напруги від проміжної частоти (рис. 14.2).

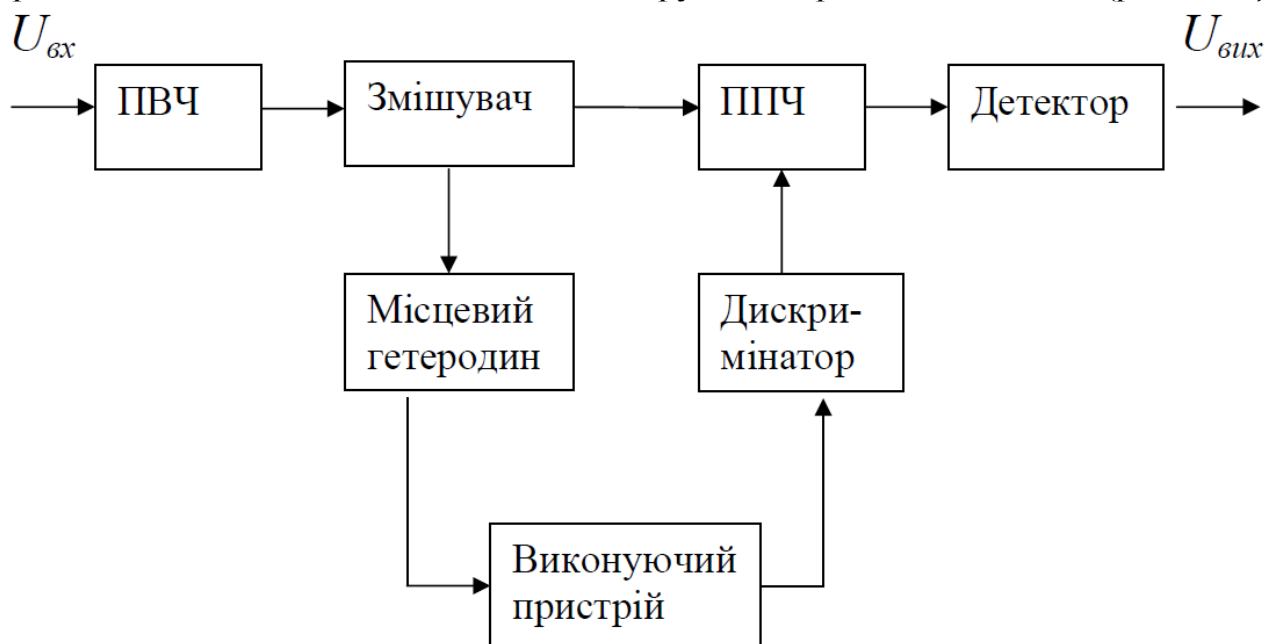


Рис. 14.1 - Схема різницевої сполученої системи АПЧ

Вихідна напруга дискримінатора впливає на виконавчий пристрій, що змінює частоту гетеродина доти, поки проміжна частота не буде дорівнювати її номінальному значенню. Таким чином, процес регулювання частоти здійснюється по замкнутій петлі зворотного зв'язку, утвореної наступними елементами: змішувач, ППЧ, дискримінатор, виконуючий пристрій, гетеродин.

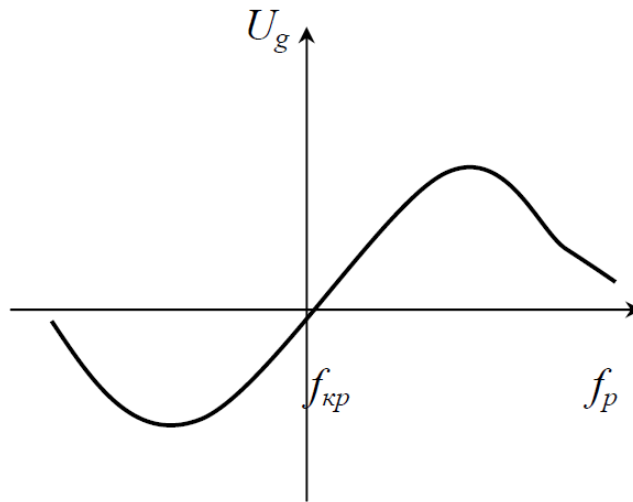


Рис. 14.2 - Дискримінаційна характеристика АПЧ

Сполучена система АПЧ проста в конструктивному відношенні. Однак, вона має серйозний недолік. Цим недоліком є, те що для її роботи використовується частина відбитого сигналу. Тому використовується найчастіше різницева автономна система АПЧ.

Різнцева автономна система АПЧ. Структурна схема системи АПЧ представлена на рис. 14.3. Частина енергії РПП через спрямований відгалуджувач надходить на змішувач АПЧ. Гетеродин виробляє коливання, що надходять на змішувач АПЧ і змішувач приймача. Змішувач АПЧ виробляє різницеву проміжну частоту

$$f_{\text{ПР}} = f_{\text{ПРАПЧ}} = f_{\text{С}} - f_{\text{Г}}.$$

Напруга проміжної частоти (ПЧ) через посилювач проміжної частоти (ППЧ) надходить на дискримінатор, що виробляє керуючу напругу, яка через виконавчий пристрій змінює частоту гетеродина. В якості дискримінатора в АПЧ використовується частотний дискримінатор. Недоліком даної системи АПЧ є її громіздкість. Однак вона широко застосовується.

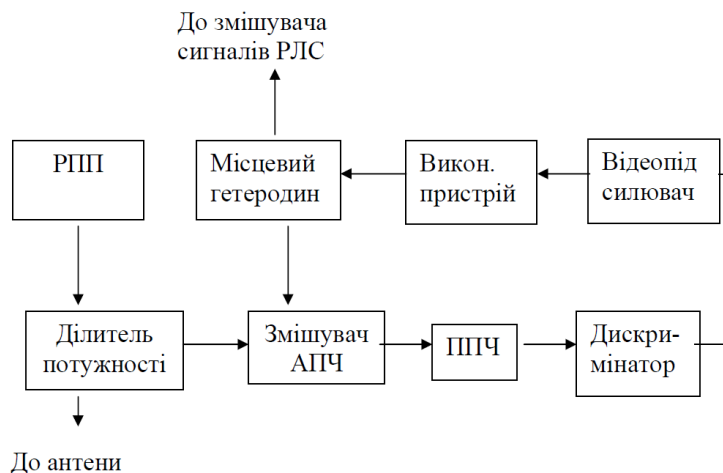


Рис. 14.3 - Різнцева автономна система АПЧ

14.5 Основи побудови систем перебудови частоти РЛС

Параметри і вимоги, які ставляться до системи перебудови частоти РЛС. Основними параметрами системи перебудови частоти є: діапазон перебудови робочої частоти; час, необхідний для перебудови частоти; точність установки частоти. Вплив цих параметрів на характеристики РЛС очевидний і пояснення не вимагає. Тому розглянемо вимоги, пропоновані до системи перебудови частоти.

З погляду перешкодозахищеності РЛС діапазон її перебудови повинен бути більший діапазону перебудови генератора джерела заважаючих впливів. В даний час технічно реалізованими вважаються широкі діапазони перебудови частоти РЛС. Якщо діапазон перебудови недостатній, то використовують декілька РПП. Однак вартість РЛС при цьому може виявитися неприпустимо великою.

Що стосується часу перебудови, то він не повинен перевищувати період огляду простору. Хоча, в ідеальному випадку, він повинен бути менше часу перебудови генератора джерела заважаючого впливу.

Вимоги до точності установки частоти визначаються смугою охоплення системи АПЧ. Якщо помилка перебудови усувається системою АПЧ, то припустима середньоквадратична похибка системи визначається шириною смуги охоплення системи АПЧ

$$\gamma_{прч} \leq \frac{\Delta f_{охоп}}{6} . \quad (14.5)$$

Якщо система АПЧ за умовами роботи не усуває помилок системи перебудови, то вимоги до точності влаштовуються як і вимоги до точності АПЧ.

Варіанти побудови систем перебудови частоти РЛС. Найпростіше система перебудови реалізується в тих РЛС, РПП яких містять декілька настроєних на різні частоти генераторів НВЧ, а РПрП – таке ж число неперестроюваних гетеродинів і УВЧ. Система перебудови в цьому випадку вироджується в звичайну систему комутації генераторів, УВЧ, гетеродинів. До інших переваг такої побудови РЛС відносяться порівняно широкий діапазон перебудови, висока швидкість. Головними недоліками є громіздкість і висока вартість.

Іншим прикладом системи перебудови, здатною швидко (від імпульсу до імпульсу) перебудовувати частоту є РЛС, у якого генератор НВЧ за допомогою електромеханічного пристрою безупинно перебудовується по деякому періодичному (наприклад, синусоїдальному) закону. Якщо при цьому період повторення зондувальних імпульсів і період перебудови генератора не є кратними величинами, то частота випромінювання буде від імпульсу до імпульсу змінюватися. Гетеродин приймача також повинен перебудовуватися за цим законом. Серед недоліків цієї системи слід зазначити складність системи перебудови гетеродина, а також жорсткі вимоги до точності.

Найбільш широке застосування одержали системи, побудовані за схемою на рис. 14.4.

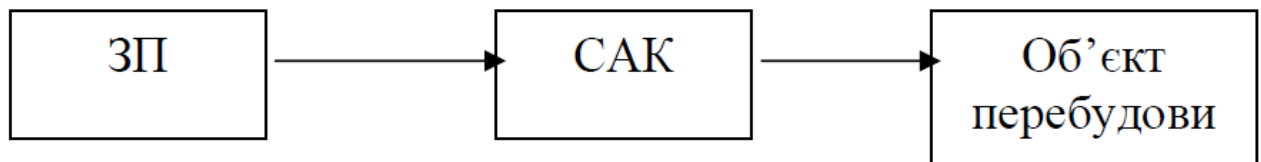


Рис. 14.4 – Система з задаючим пристроєм

Під час попередньої настройки РЛС у запам'ятовуючий пристрій (ЗП) вводиться інформація про положення органа перебудови, наприклад, генератора НВЧ на кожний із запасних частот програми. Потім при перебудові РЛС система автоматичного керування (САК) установлює його в необхідне положення. ЗП і САК повинно бути стільки, скільки в РЛС об'єктів перебудови. Основною перевагою даної системи є її простота і невисока вартість.

Контрольні питання

1. Пояснити вплив параметрів системи АПЧ на характеристики МРЛ.
2. Намалювати схему та пояснити принцип роботи різницевої сполученої системи АПЧ.
3. Намалювати схему та пояснити принцип роботи різницевої автономної системи АПЧ.
4. Перерахувати параметри та вимоги, пропоновані до системи перебудови частоти РЛС.
5. Перерахувати основні варіанти побудови систем перебудови частоти РЛС.

15 РАДІОЛОКАЦІЙНА СИСТЕМА КОНТРОЛЮ РУХУ БЕЗПІЛОТНИХ ЛІТАЛЬНИХ АПАРАТІВ МОНІТОРИНГ РУХУ МАЛОРОЗМІРНИХ БПЛА

15.1 Підходи до виявлення та моніторингу руху БПЛА

Сфера застосування сучасних БПЛА (безпілотних літальних апаратів) на сьогоднішній день дуже актуальна. Велику кількість БПЛА широко використовують як у цивільному, так і у військовому середовищі, що є важливим джерелом даних для спостереження, картографування, та моделювальні програми. Моделі постійно модернізуються та вдосконалюються і це дозволяє практично непомітно з повітря збирати інформацію про цікавий для нас об'єкт.

Малорозмірні повітряні об'єкти типу керованих ракет (снарядів), плануючих (керованих) авіаційних бомб, крилатих ракет різного виду базування (авіаційного, наземного або морського) вже багато тисячоліть є великою проблемою для систем ППО. Для ефективної боротьби з подібними повітряними цілями раніше створювалися спеціалізовані зенітні ракетні та артилерійські комплекси, що володіють малим часом реакції, високою скорострільністю та ефективністю ураження, великим запасом ракет (боєприпасів), що є у вогневих одиницях.

Проблема боротьби з малорозмірними повітряними цілями була настільки складною і актуальною, що для її вирішення розроблялися спеціальні програми розвитку зенітного озброєння, що вводяться в дію урядовими постановами. Звісно, слід зазначити, що чим дорожчим є пристрій, тим складніше протистояти йому, а це робить складне завдання боротьби з дронами нерівноправним боєм, адже без спеціального обладнання звичайній людині не протистояти дрону. Отже, виявлення дронів є актуальною проблемою та ключовим елементом у забезпеченні безпеки громадських та секретних приміщень.

БПЛА створюють із композитних матеріалів та пластику зі спеціальним забарвленням і з особливою комбінацією шарів, їх невеликі бензинові і тим більше електричні двигуни мало випромінюють тепла і працюють майже безшумно. Тож, для ефективності виконання завдання нам потрібно використати одночасно кілька способів виявлення БПЛА.

Нижче наведені основні способи виявлення в електромагнітному спектрі:

- використання тепловізора інфрачервоного діапазону ЕМ хвиль;
- використання камер оптичного діапазону ЕМ хвиль;
- використання радіолокаційних станцій;
- здійснення радіомоніторингу.

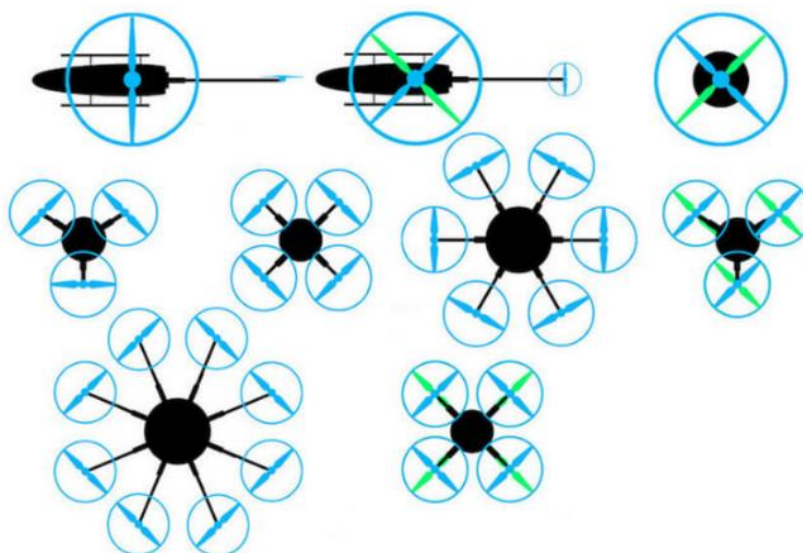


Рисунок 15.1 – Види та типи дронів

Виявлення дронів за допомогою зображень або відео, знятих датчиками камери, базується на комп'ютерні алгоритми зору і можуть виконуватися традиційними алгоритмами машинного навчання або глибокими алгоритми на основі навчання. Для цього підходу лінія видимості (LoS) є обов'язковою, а продуктивність залежить від якості знятого зображення, яке може погіршитися через несприятливі умови навколишнього середовища, такі як туман, хмара, пил або низьке навколишнє освітлення. Результати виявлення можуть бути покращені за допомогою теплової, лазерної або панорамної камери, що вимагає значно більшої вартості. Використовуючи звук, створений літаючим дроном, акустичне виявлення виключає цю можливість плутання птахів чи літаків із дронами. Аудіо метод ефективний лише на дуже коротких відстанях. Шумне середовище є ще однією проблемою для цього методу. Тому виробники збільшують стійкість до шуму, що пропонує передові методи виділення акустичних характеристик.

Враховуючи підвищену стійкість до погодних умов та умов освітлення, методи виявлення дронів активно оновлюються, оскільки вони можуть забезпечити більшу зону покриття, ніж попередні моделі. Методи, пов'язані з радіочастотними сигналами, поділяються на активні (із використанням радіолокаційних датчиків) і на пасивні методи спостереження. Як правило, між дронами та їх контролером існує висхідна лінія та передача по низхідній лінії зв'язку, яку використовують промисловий, науковий і медичний частотний спектр.

Таку саму пропускну здатність використовує величезна кількість пристроїв Wi-Fi і Bluetooth, які можуть перешкоджати і прикривати цільову передачу. В даний час індустрія дронів надає можливості автономного наведення на основі глобальної системи позиціонування (GPS) і робить політ безпілотників у повністю автономному режимі неможливим та виявляється за допомогою пасивних радіочастотних методів.

Через поширення дронів та їх використання і для корисного, і для поганого існує нагальна потреба для точного виявлення і класифікації дронів, які дозволені або заборонені під час відстеження їх траєкторії. В даний час існують різні методи для виявлення дронів у повітряному просторі : радари, акустичні датчики, детектування радіочастотного сигналу, візуальні та оптичні датчики, як показано на рисунку 15.2.

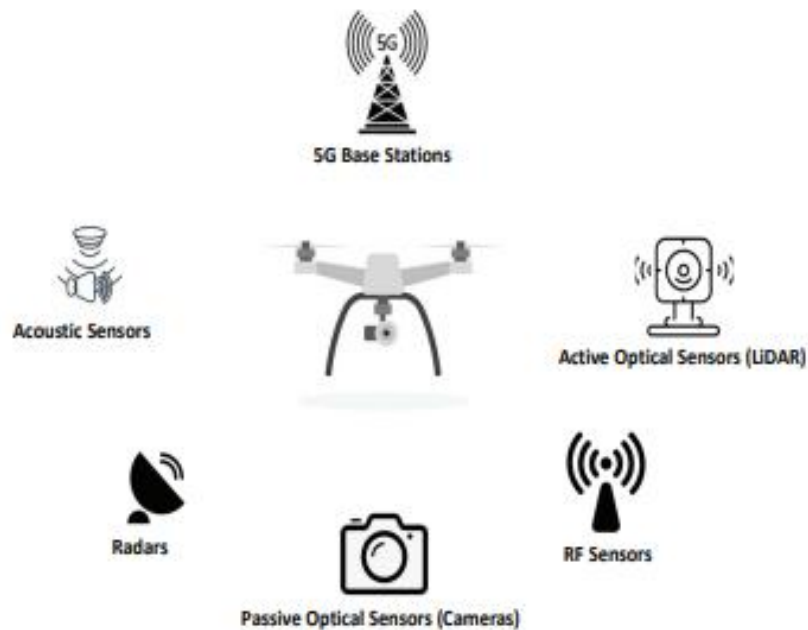


Рисунок 15.2 – Методи виявлення дронів у повітряному просторі

Коли траєкторія дрона входить або планується увійти в заборонену для польотів зону система виявлення може відстежувати дрон і ідентифікувати його це або як свій, або як невідомий дрон. Згодом система може сповістити оператора або запровадити автоматизовану систему. Системи спостереження на основі радарних датчиків є надійним рішенням для автономного виявлення БПЛА.

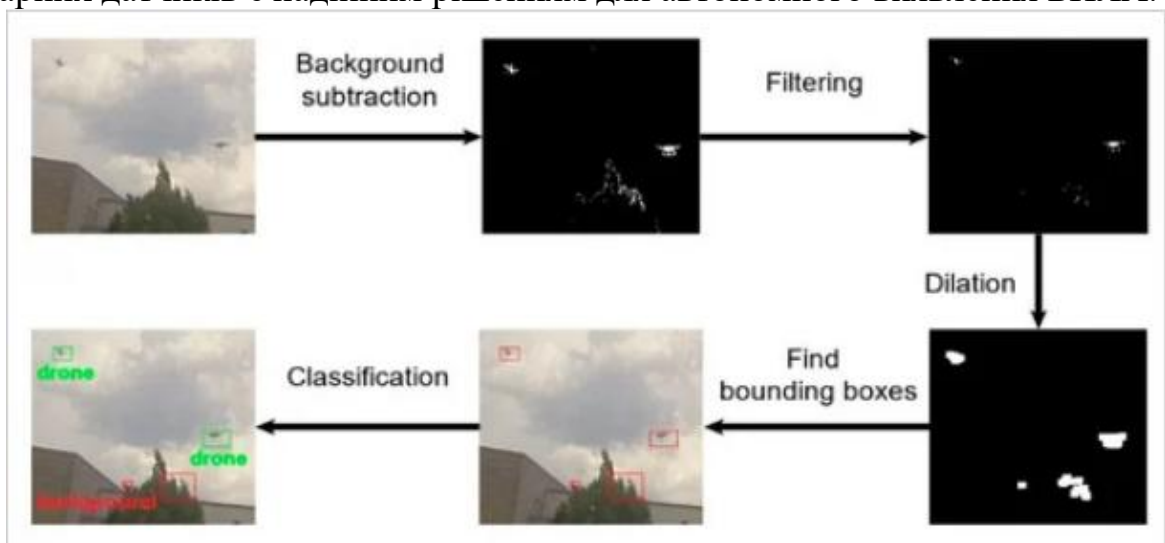


Рисунок 15.3 – Приклад роботи системи виявлення дронів

Для виявлення об'єктів, що відрізняються від навколишнього середовища, використовуються інфрокрасні тепловізійні камери, що можуть здійснювати спостереження за допомогою БПЛА навіть в умовах обмеженої видимості та в нічний час. Для отримання найбільш інформативних і стабільних результатів можливо точне змішання тепловізійних знімків з видимими зображенням.

Для цього застосовується тепловізор та фотокамера для одночасного ведення аерофотосъемки у видимому діапазоні. Отримані інфрокрасні зображення в відтінках сірого можуть бути перетворені в превдокольорові, де темними відтінками відповідають низькі температури, а світлими – високі.

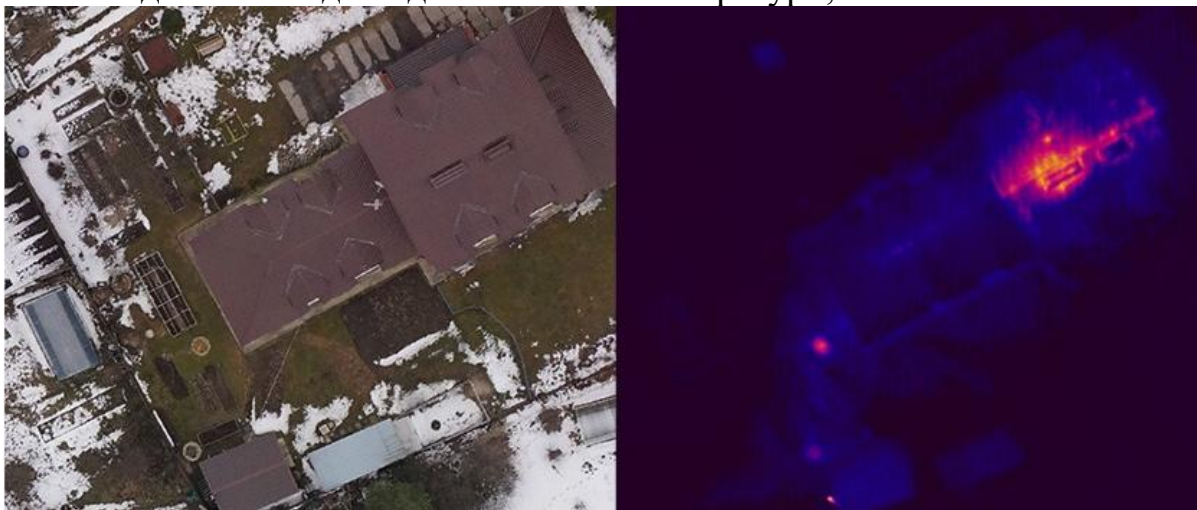


Рисунок 15.4 – Приклад інфокрасного зображення зробленого завдяки фотокамери та тепловізора

Основним засобом виявлення БПЛА є радіолокаційні станції. У ряді випадків БПЛА є складною метою для існуючих РЛС. Ці апарати мають малу ЕПР, через що їх виявлення стає досить складним завданням. Зокрема, знижується максимальна дальність виявлення. Розрахункові дальності про виявлення БПЛА станціями радіолокації, при різних значеннях ЕПР БПЛА, складають:

- РЛС метрового діапазону – 8–14 км для БПЛА з ЕПР близько $0,1 \text{ м}^2$ та 0,1–1,5 км для БПЛА з ЕПР, що дорівнює $0,01 \text{ м}^2$;
- РЛС дециметрового діапазону – 9–16 км ($\text{ЕПР} = 0,1 \text{ м}^2$) та 0,8–2,0 км ($\text{ЕПР} = 0,01 \text{ м}^2$);
- РЛС сантиметрового діапазону – 12–25 км та 1,4–2,8 км.

Враховуючи встановлення на них антирадарного покриття, найбільшу ефективність дає застосування двочастинних імпульсних радіолокаторів. Перша група частот у дециметровому діапазоні, друга в сантиметровому для виявлення БПЛА. Також, більш ефективним є комбінування основних способів виявлення: використання радіолокаційних засобів, обладнання радіомоніторингу, ІЧ та оптична відеокамера. Даний варіант є дорожчим, але кожен із методів доповнює інший, і, таким чином, зменшується кількість хибних виявлених, але збільшується загальна ефективність системи. Алгоритм роботи наступний: радар

виявляє БПЛА, паралельно з цим комплекс приймає сигнали, і знаходить серед них подібні, після цього, відеокамери знаходять передбачуваний об'єкт, і приймається рішення о передачі команди на подавлення, перехват або знищення цілі.

Також, слід зазначити, що оптико-електронні методи (ОЕМ) також відомі через їх високу точність в режимах вимірювань, це обумовлює їх успішну інтеграцію з радіоелектронними комплексами різного призначення. Пасивні методи забезпечують високу скритність своєї роботи, і це дозволяє автоматизувати процеси виявлення і визначення координат малих БПЛА. Особливо актуальні методи, що не потребують участі зорового апарату людини в знятті вимірювальних відліків і забезпечують повну автоматизацію прийняття рішення. Прогрес дуже сприяє в технологіях створення ефективних та фоточутливих сенсорів у вигляді матриць, чутливих в області денного світла 0,4 ... 0,7 мкм.

Однокамерний ОЕМ метод вимірювання дальності до об'єктів за їхніми зображеннями, передбачає отримання оптичного зображення рухомого повітряного об'єкта з однієї точки вимірювань до розпізнавання об'єкта по оцифрованому зображенню і визначення дальності до об'єкта за формулою:

$$D = \frac{FL}{1}, \quad (15.1)$$

де F – фокусна відстань оптичної системи; L – фактичний лінійний розмір розпізнаного об'єкта по базі даних; l – відповідний лінійний розмір зображення рухомого повітряного об'єкта на фоточутливій матриці з урахуванням проекційних спотворень.

Цей метод має низьку точність, через те, що використовується фактичний лінійний розмір об'єкта, що визначається по розпізнаванню. Об'єкт може бути розпізнаний помилково або розпізнаний правильно, але він іншої модифікації, і лінійний розмір буде іншим. До того ж, облік проекційних спотворень відповідного лінійного розміру зображення вимагає знання багатьох параметрів польоту об'єкта, що робить задачу важкою і з великими похибками.

В системах оптичного і інфрачервоного діапазонів сигнали відображення і випромінювання від об'єктів проходять через оптичні лінзи, потім перетворюються в рівні амплітуди і відображаються на матрицях двох камер, взаємно віддалених в просторі, і утворюють стереопари кадрів зображень об'єкта. Отримані зображення об'єктів в k -х матрицях ($k = 1, 2$) сегментуються виділенням однорідних за амплітудою підобластей за допомогою відомих операцій сегментації, і кожен сегмент представляється вектором параметрів, що включає координати центру сегмента, середню амплітуду і геометричні характеристики. Для вимірювання дальності до об'єкта розглядається пара сполучених точок:

$$V_k = (x_k, y_k, l), \quad (15.2)$$

$k = 1, 2$ – центрів сегментів, що відображають центр об'єкта в прямокутних координатах двох матриць оптичного зображення (одиниця заміщає невідому третю координату).

Інфрачервоний (ІЧ) канал ми розглянемо як один з каналів у комплексній системі виявлення, розпізнавання, ідентифікації БПЛА. В комплексній системі використовують радіолокаційні, акустичні і оптико-електронні методи. В ІЧ переважно використовують :

- середньохвильовий (3...5,5 мкм) спектральний діапазон;
- довгохвильовий (7...14 мкм) спектральний діапазон.

Основною задачею тепловізійної техніки є двовимірне перетворення власного теплового випромінювання від об'єктів і місцевості або фону, в видиме зображення. Скануючі системи теплобачення використовують різні типи сканування: одноелементне, паралельне і послідовне. Сканування може проводитися як в просторі предметів (об'єктів), так і їх зображень. Розрізняються типи сканування по траєкторіях сканування, закону сканування і ряду інших ознак. На даний момент можна вважати, що скануючі тепловізори застосовуються для вузького кола спеціальних задач, для яких важливі унікальні характеристики. А в інших випадках матричні тепловізори покривають весь спектр розв'язуваних практичних задач. У зв'язку з використанням принципу накопичення інформаційного сигналу матричні тепловізори при інших рівних умовах виграють у скануючих систем по сукупності таких параметрів, як надійність, чутливість, швидкодія і просторова роздільна здатність.

Перевагою матричних ОЕМ є можливість одночасного застосування усіх трьох датчиків денного, нічного та теплового бачення, що дозволить проводити надійне виявлення, розпізнавання та вимірювання координат малих повітряних об'єктів.

Незважаючи на те, що дрони мають багато практичних переваг, але вони викликають дедалі більшу тривогу. Як і в управлінні будь-якою потенційною загрозою, надійне й негайне усвідомлення ситуації є життєво важливим. Щоб реагувати на потенційні загрози належним чином і вчасно, ми повинні знати, з чим ми маємо справу, щоб не відволікатись на помилкові сповіщення. Нам також потрібен високий рівень автоматизації, щоб уникнути помилок, викликаних людиною, яка неминуча в більшості випадків. Технології дронів продовжують розвиватись все більш дистанційними методами керування польотом, а також використанням кількох дронів або безпілотників, що ускладнює виявлення та відстеження дронів. Часто першим вибором для будь-якого користувача є те, який зробити вибір між ефективністю або вартістю. Таким чином, радар став найнадійнішим основним датчиком, який підтримує вторинні датчики для підвищення рівня надійності.

Для уникнення перешкод, як правило, важливу роль відіграє інформація про відстань цільового об'єкта. Однак важко оцінити відстань лише за допомогою монокулярної камери. Деякі підходи використовують для обчислення відомої інформації, таку як фокусна відстань камери та висота

об'єкта, і зазвичай припускають, що висота або ширина об'єктів відомі. Для виявлення об'єктів, більшість досліджень використовують зображення, отримані з БПЛА або супутника, для виявлення та відстеження об'єктів на землі. Завданням модуля радіолокаційних засобів є безпомилкове виявлення БПЛА на максимально великій відстані в умовах зі складною радіолокаційною обстановкою і отримання інформації, яка необхідна для проведення аналізу, до якої відноситься швидкість БПЛА, дальність до нього, а також розпізнавання типу об'єкта. Загальна ефективність системи залежить як від індивідуальних параметрів передавача, антени, приймача, злагодженої роботи між ними, так і від способу радіолокації [10].

Кожна технологія зазвичай має свої переваги та недоліки. Як я відзначала раніше, і загалом існує два різних підходи:

- активне стеження: система виявлення посилає радіосигнал, а потім прослуховує його відбитий компонент (принцип РЛС);
- пасивне стеження: система приймає, витягує та аналізує отриманий радіосигнал.

Активний метод стосується спостережень за відбитими радіосигналами, а пасивний – шляхом аналізу зв'язку між БПЛА та його контролером. Сигнали, що надаються мережею датчиків, аналізуються у вбудованій програмі спостереження, що знаходиться в центральному комп'ютері мережі. Широка категорія датчиків, що використовуються для виявлення дронів, представлена електрооптичними, інфрачервоними типами, які часто фіксують зображення навколишнього середовища для виявлення несанкціонованих літаючих об'єктів. На відміну від звичайних датчиків денного світла, вони здатні виявляти цілі при слабкому освітленні. Однак у технології розпізнавання зображень об'єкти довкілля, такі як гори, дерева, будівлі тощо, можуть бути фоном об'єкта, тобто дрони, які потрібно виявити.

15.2 Теоретичні засади побудови РЛС малої дальності для виявлення дронів та квадрокоптерів

Отже, виявлення дронів є активною та актуальною сферою досліджень і це привертає увагу багатьох науковців та дослідників. Удосконалені дрони часто складно виявити, і тому вони, іноді, можуть бути небезпечним для життя людей. В даний час більшість методів виявлення засновані на відео, звуці, радарі, температурі, радіочастоті або Wi-Fi. Однак кожен метод виявлення має кілька недоліків, які роблять їх недосконалим вибором для виявлення дронів у чутливих областях.

Зловмисники завжди прагнуть розробити дрони, щоб їх було важко виявити, відключити та нейтралізувати їхню загрозу. Щоб наш світ був безпечнішим, ми повинні багато працювати задля вдосконалення методів виявлення дронів, для швидкої протидії та знищення небажаних безпілотників.

Принцип роботи РЛС є простим для розуміння. Проте, теорія може бути трохи складніша. Знання теорії важлива для розуміння принципів роботи вузлів

і підсистеми радару. У створенні та функціонуванні радіолокатора використовуються знання з техніки обробки електронних сигналів та інформації. Вимірювання дальності радіолокатором стає можливим завдяки деяким властивостям поширення радіохвиль. Електромагнітні хвилі відображаються при зустрічі з провідною поверхнею. Якщо хвиля відбита, то вона, можливо, прийнята у точці, звідки ведеться випромінювання, і це свідчить про наявність перешкоди у бік випромінювання.

Електромагнітні хвилі переміщуються з однаковою швидкістю приблизно рівною швидкості світла 300,000 км/с. Постійність швидкості дозволяє визначити дальність до об'єкта шляхом вимірювання часу проходження випромінюваного імпульсу. Електромагнітна хвиля переміщається в просторі по прямій, і ця властивість змінюється під впливом атмосферних та погодних умов. Завдяки використанню спеціальних радіолокаційних антен ця енергія може бути випромінювана в потрібному нам напрямку. Тому, ми спроможні виміряти напрям (азимут і кут місця) на відбиває об'єкт. Ці принципи можуть бути відносно легко втілені в системі радіолокації і дозволять виконувати визначення напрямку, висоти і дальності до об'єкта.

БПЛА можуть бути виявленими засобами радіотехнічної розвідки шляхом прийому і аналізу радіосигналів ліній зв'язку та управління, радіолокаційних висотомірів, постановників активних перешкод і радіолокаційних станцій.

$$D_{\max} = \sqrt[4]{\frac{P_t G_t G_r \lambda \sigma}{(4\pi)^3 P_{r.\min}}}, \quad (15.3)$$

де, P_t - потужність передавача; G_t - коефіцієнт підсилення антени при випромінюванні; G_r - коефіцієнт посилення антени при прийомі; λ - довжина хвилі; σ - ефективна площа розсіювання цілі; $P_{r.\min}$ - мінімальна чутливість приймача.

Цей метод вимагає мінімального обладнання та дозволяє швидко та ефективно визначити ціль. Точність визначення підвищується при збільшенні часу спостереження, тому випромінювання бортових РЛС і постановка активних завад БПЛА можуть бути виявлені на ще більших відстанях.

Як було зазначено раніше, радар є найбільш ефективним і надійним у системі боротьби з дроном. Радари бувають різних форм і розмірів, кожен з них розроблений та оптимізований спеціально для конкретного застосування та середовища. Щоб бути ефективним проти дронів, радар має бути компетентним на наступному:

- Надійний у виявленні об'єктів, які рухаються швидко, повільно чи нерухомо, у широкому діапазоні умов навколишнього середовища;
- Він повинен класифікувати виявлену ціль як безпілотник;
- Вказувати положення конкретної цілі в тривимірному просторі (напрямок, дальність і висота), для того, щоб направляти інші датчики або ефектори на цю мішень;

- Розрізняти декілька одночасно супроводжуваних цілей різних типів (наприклад, дрони, птахи, інші літаки, люди, транспортні засоби, тварини тощо);
- Працювати без спеціального оператора.

Радари надзвичайно ефективні для виявлення фізичних «речей». Вони надійно використовуються у величезному асортименті військових, комерційних і програми для відстеження погоди. Маленькі дрони зазвичай мають радіолокаційний переріз від $0,1 \text{ м}^2$ і $0,01 \text{ м}^2$ і для цього потрібна виняткова чутливість від радара, щоб забезпечити надійне виявлення. Ці дрони мають подібні розміри та швидкість з птахами і це створює проблеми для того, щоб розрізняти дрони та уникати великої кількості помилкових тривог.

Дрони також можуть повільно рухатися або зависати, і це зазвичай відбувається нижче їх мінімальної швидкості, при якій звичайний радар наземного спостереження зможе визначити ціль. На щастя, сучасні системи дронів дозволяють розрізняти дрон та інші схожого об'єкт. Але відбита енергія на десятки дБ нижча за потужність, ніж відображення від тіла дрона або птаха, і це вимагає набагато більш чутливої радіолокаційної технології, щоб мати можливість приймати та відстежувати це крихітне відображення.

Конструктори радарів витрачають багато часу для тестування і визначення оптимальної форми, частоти та потужності переданих радіохвиль, узгоджуючи їх з головним призначенням радара. Як і будь-який інший радар застосування, вибір форми сигналу та передачі смуги частот є ключем до максимальної продуктивності роботи проти дронів. Частота радіолокаційної передачі є критичною з точки зору продуктивності радара. На більш низьких частотах радіолокаційної передачі, більше мікро-доплера досягається у потужності прийому, що теоретично дозволяє для більшої дальності виявлення, однак її мало для пропускну здатності у мікро-доплерівському поверненні, його важко відрізнити від фонового безладу.

Отже, щоб бути ефективним у виявленні дронів, нам потрібен радар. Тому, виробники були зосереджені на створенні абсолютно нового дизайну радара з наступними характеристиками:

- 3D-радар, щоб досягти майже миттєвого охоплення всієї півкулі на 360° . Уявіть купол, центрований на радарі, який виявляє будь-які безпілотники, щойно вони входять у цей повітряний простір (рисунок 15.5 ілюструє це), мінімізація можливості для безпілотника пройти непоміченим;
- Тривимірна система, яка забезпечує найвищу точність вимірювань за азимут, дальністю та висотою. Це дозволяє точно й автоматизовано контролювати, встановлювати та відстежувати камеру для запису доказів, ручної перевіри загрози та пом'якшення загрози безпілотника;
- Характеристика в режимі реального часу мікродоплерівських сигнатур від рухомих частин потенційної цілі, щоб забезпечити швидке та ефективне виявлення загроз з низьким рівнем помилкових тривог. Це дозволяє системі протидії дронів розпізнавати, але розглядати як низькопріоритетні (або

ігнорувати, якщо потрібно), радіолокаційні треки від загального фонового руху, включаючи людей, транспортні засоби, дерева, птахи, листя та будь-які інші рухомі споруди;

- Дальність виявлення від 20 м до 2 км, що дозволяє безперервно відстежувати цілі, в тому числі ті, що рухаються дуже повільно або через зависання.



Рисунок 15.5 – Ілюстрація купола 3D-радару

В Україні виробники розробили актуальні системи в галузі безпілотних літальних апаратів, створені підприємствами як державної, так і приватної форми власності, які здатні виявляти будь-які БПЛА.

Ударний безпілотник «Сокіл-300»

Проект ударного безпілотника, який призначений для ведення розвідки території, уражати по об'єктах противника як в тилу, так і на передових позиціях. Дальність ураження – 10 км. Комплекс буде оснащуватися керованими ракетами РК-2П, які виробляє компанія "Артем". У бойовому варіанті «Сокіл-300» є високоточною зброєю виробництва КБ «Луч». БПЛА отримає спеціальну синтезовану апертурну антену, яка дозволить виявляти цілі незалежно від погодних умов .



Рисунок 15.6 – Ударний безпілотник «Сокіл-300»

RIFF-P – ефективний комплекс протидії дронам

Переносний комплекс протидії дронам RIFF-P призначений для боротьби з безпілотними літальними апаратами роторного типу – квадрокоптерів, гексакоптерів тощо. «Антидронову» гвинтівку RIFF-P можуть застосовувати для захисту об'єктів критичної інфраструктури, військових баз, контрольно-пропускних пунктів, запобігання випадків незаконного перетину державного кордону, а також під час проведення масових заходів із великою кількістю людей.



Рисунок 15.7 – Мобільний комплекс протидії дронам RIFF-P

«Лелека-100»

«Лелека-100» створений для розв'язання завдань з аеророзвідки та визначення точних географічних координат об'єктів у режимі реального часу. Розроблений він для роботи в умовах складної радіоелектронної обстановки, у режимі навмисної постановки радіозавад або блокування систем супутникової навігації. Слід визначити, що безпілотною стійкий до погодних умов та придатний для використання у будь-який час доби.



Рисунок 15.8 – Розвідувальний БПЛА «Лелека-100»

15.3 Проблеми радіолокаційного виявлення малорозмірних БПЛА

А зараз ми розглянемо традиційні проблеми радіолокаційної системи.

- Дрони для них замалі

Наприклад, радарні системи виявляють об'єкти випромінюючи радіохвилі короткими імпульсами. Якщо цей сигнал потрапляє на об'єкт, він відбивається назад до антени радара. Потім радар посилює відбитий сигнал, щоб дізнатися, наскільки великий об'єкт і як швидко він рухається. Традиційна радіолокаційна технологія дуже добре ловить об'єкти з великим перерізом радіолокації, так само як і пілотовані літаки далекої відстані. Але йому може бути важко виявити все більш мініатюрні дрони, багато з яких мають розмір з птаха.

- Вони не можуть відрізнити дронів від птахів

Навіть якщо радіолокаційна система може виявляти дуже маленькі об'єкти, більшість з них повідомляє вам, що об'єкт є, але насправді його там немає. Дрон можна легко сплутати з справжньою птицею. РЛС виявлення дронів, які не можуть автоматично класифікувати, чи є об'єкт птахом чи дроном, можуть призвести до плутанини та втрати часу. Дуже важливо мати можливість швидко визначити, чи маєте ви справу з птахом чи дроном.

- Вони не можуть відслідковувати кілька цілей, які швидко рухаються

На відміну від літаків з пілотами, для виявлення яких розроблено більшість РЛС, безпілотики керуються дистанційно. Це означає, що вони можуть літати з різною швидкістю, навіть у сувору погоду, як-от туман або шторм, через що їх набагато важче виявити. Дрони також здатні літати величезними зграями. Більшість систем просто не можуть одночасно відстежувати таку кількість дрібних цілей, які швидко рухаються.

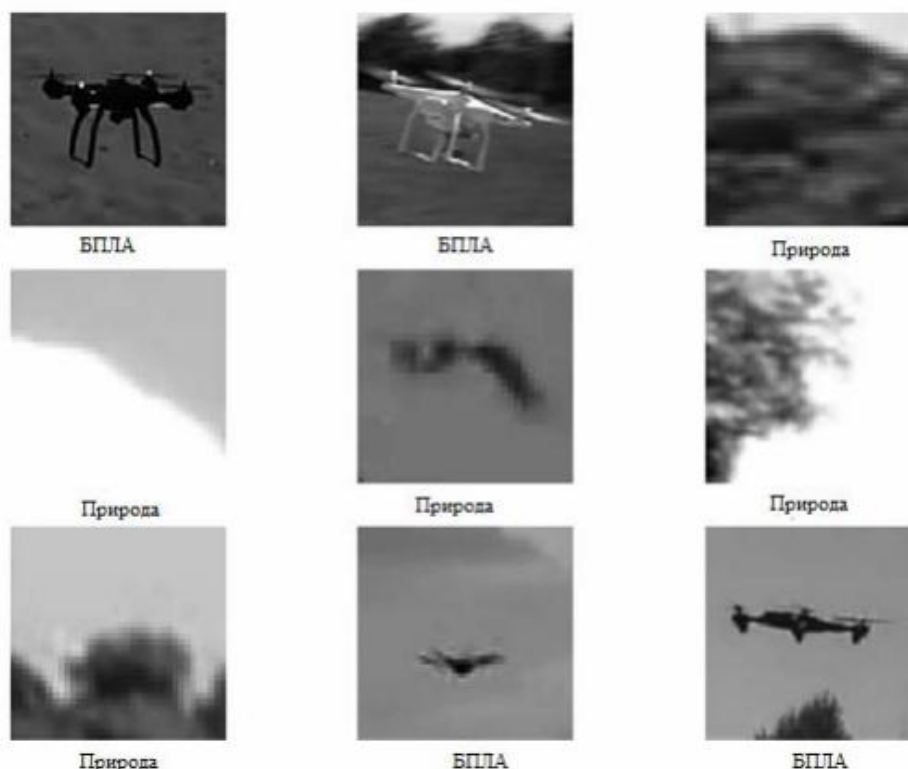


Рисунок 15.9 – Визначення цілей БПЛА

- Обмежуються в застосуванні залежно від часу доби та погодних умов для окремих категорій БПЛА;

Використання БПЛА можливе лише у сприятливих умовах, наприклад, за швидкості вітру менше 10 м/с. Застосування малих БПЛА проблемні у використанні при сильному дощі, в умовах високої вологості повітря, чи при середньому та сильному тумані.

- Низький рівень технічної надійності та інтелектуальності дій БПЛА в автономному режимі;

За досвідом застосування БПЛА у локальних війнах фахівці зробили висновок про те, що частота аварій БПЛА у 100 разів вище, ніж пілотованих ЛА. Основними причинами цього є значно менша надійність бортового радіоелектронного обладнання (РЕО) на борту БПЛА та відсутність дублювання функцій основного РЕО через малу вантажопідйомність БПЛА, на відміну від пілотованих ЛА. Традиційно БПЛА оснащується комплектом мінімально необхідної апаратури. До переліку такої бортової апаратури можна віднести:

- навігаційну систему (автономну чи засновану на використанні сигналів супутникових радіонавігаційних систем);

- систему зв'язку, що включає в себе каналоутворюючу апаратуру КРП, за якою здійснюється управління БПЛА та передаються телеметричні дані про стан обладнання БПЛА, а також каналоутворюючу апаратуру передачі даних від цільового навантаження;

- цільове навантаження (апаратуру розвідки або засоби ураження).

- Низька скритність каналів радіоуправління (КРП) та передачі даних;

Низька живучість та скритність БПЛА до фізичного впливу будь-якого роду, від попадання скла до сильного пориву вітру, що призводить до втрат просторового орієнтування та зриву БПЛА у неконтрольованому режимі польоту. Кожне суттєве зовнішнє обурення може призвести до втрати орієнтації БПЛА та наступної аварії. Багато безпілотних літальних апаратів мають серйозні недоліки конструкції, і більшість з них розроблені без бездротового захисту і шифрування переданих даних. За допомогою GPS, інформацію можна легко захопити або змінити. Ця вразливість у каналі передачі даних дозволяє передавати дані, перехоплювати та маніпулювати їми, забезпечуючи повний контроль над БПЛА. Під час встановлення контролю використовуються протокол зв'язку каналу з БПЛА для дистанційного керування безпілотними літальними апаратами. Однак їх використання виявляється доволі небезпечним. Потенційний супротивник може створити корисне навантаження ТЗР, ввести його в файл пам'яті БПЛА, і це дозволить приховано встановлювати шкідливі програми в системи, що працюють на землі в станції.

Канали передачі даних використовуються для моніторингу навколишнього середовища та об'єктів і реалізуються через середовище бездротової передачі даних, що робить їх уразливими до різних загроз. Ці перехоплення даних перехоплюють і змінюють попередньо визначений маршрут польоту. Це дає можливість вводити та розгортати багато заражених цифрових файлів (відео,

зображення) з БПЛА.

Крім того, при перебоях у роботі пілотованого ЛА, льотчик у ряді випадків здатний швидко діагностувати та виправляти те, що сталося під час польоту аварійної ситуації, усунути несправність, взяти на себе ручне керування тощо, а при експлуатації БПЛА такі дії в польоті провести неможливо. Висока вразливість БПЛА від різних факторів та їх низька «інтелектуальність» в автономному режимі, відсутність таких незамінних людських якостей, як оперативне прийняття рішення, можливість перенесення основних зусиль на нові, більш важливі об'єкти, вміння ухилитися від небезпеки є сьогодні нерозв'язними проблемами, що знижують ефективність бойового застосування сучасних БПЛА.

Найбільшу вразливість БЛА обумовлює наявність електромагнітного випромінювання. До електромагнітних ознак відносяться:

- сигнали бортового відповідача;
- сигнали радіолокаційних станцій, відображені від корпусу та агрегатів БЛА;
- сигнали телевізійних ретрансляторів, широкомовних станцій, базових станцій стільникового зв'язку, відображені від БЛА;
- команди та «доповіді» каналу управління між наземним пунктом управління та БЛА, а також між БЛА та супутником-ретранслятором системи навігації;
- сигнали бортової РЛС бокового огляду;
- канали обміну розвідувальною інформацією;
- сигнали системи автоматичної посадки на аеродром та ін.

Тепер ми розберемо чому традиційний радар більше не ефективний, та що очікувати від сучасного радара. Очевидно, що потрібен радар для виявлення дронів, який зможе ідентифікувати та відстежувати невеликі об'єкти, що швидко рухаються. Але одного цього недостатньо. Тож, потрібна система, яка може:

- Працювати в умовах поганої видимості;
- Виявляти та відстежувати кілька цілей одночасно;
- Відрізнити дрони від інших рухомих об'єктів, зокрема і птахів;
- Інтегрувати з іншими технологіями, щоб швидко підтверджувати та збирати детальну інформацію.

Мікродоплерівський радар є ключовою технологією, який робить це можливим. На відміну від традиційного радара, мікродоплерівський радар може виявляти різну швидкість руху всередині рухомих об'єктів. Цей дрон рухається з зовсім іншою швидкістю, ніж крила птаха. Мікродоплерівський радар використовує це для виявлення дронів і відрізнення їх від птахів. Коли ви інтегруєте даний радар з іншими технологіями, такими як камери та системи безпеки, то у вас є потужна система виявлення дронів, яка надасть вам раннє та завчасне попередження про входні загрози.

Очевидно, що чим вища автономність та неоднорідність БПЛА, тим складніші завдання вона може виконувати. Найближчим часом, найімовірніше,

відбудеться створення автономних змішаних цільових та багатоцільових груп БПЛА. При цьому проміжним створення форм застосування БПЛА може розглядатися створення змішаних груп БПЛА та пілотованих ЛА.

Передбачається, що дрони відіграватимуть головну роль у майбутньому, через їх використання в системі спостереження та захисту, а також для підтримки безпеки. Хоча дрони і можуть використовуватись для покращення повсякденного життя, але зловмисні організації можуть використовувати їх для кібератаки на інфраструктуру, приватну або державну власність. Управління повітряного руху для безпілотних систем є важливими для забезпечення безпеки. Отже, різні методи виявлення, моніторингу та запобігання потенційно небажаних дронів першочергове завдання для систем моніторингу.

15.4 РЛС моніторингу руху малорозмірних БПЛА

Структурна схема радіолокаційної системи з малим радіусом дії

У більшості РЛС застосовується імпульсна модуляція передавача. При такій модуляції передавач генерує коливання у вигляді короткочасних радіоімпульсів, за якими слідують порівняно тривалі паузи. Модулятор передавача запускається короткочасними гострими імпульсами, що генеруються спеціальним блоком РЛС – синхронізатором. Модулятор формує відеоімпульси прямокутної форми великої потужності, які є модулюючими для генератора НВЧ. Під дією напруги генератор НВЧ збуджується і генерує радіоімпульси, тривалість і форма яких визначається тривалістю та формою модулюючих відеоімпульсів. Коливання високої частоти від генератора НВЧ надходять з антенного перемикача в антену. Антенний перемикач дає можливість поєднати роботу передавача та приймача на загальну антену. Під час генерації імпульсу він підключає антену до виходу передавача та блокує вхід приймача, а на решту часу підключає антену до виходу приймача. Відбиті від мети імпульси надходять з антени через антенний перемикач в приймач, де вони посилюються, детектуються і з його виходу подаються на індикатор.

Для вимірювання малих інтервалів часу потрібні прилади з малою інерційністю. Тому в індикаторах дальності як вимірювальні прилади використовуються електронно-променеві трубки (ЕПТ). Сутність виміру дальності за допомогою ЕПТ можна пояснити на прикладі використання простої лінійної розгортки. У цьому випадку лінія розгортки має вигляд горизонтальної прямої з початком біля лівого краю екрана.

При використанні амплітудної позначки мети відбитий сигнал, що надходить із входу приймача, викликає відхилення променя в перпендикулярному напрямку. Таким чином, відображений сигнал можна бачити на екрані трубки. Що далі мета, тим більше часу проходить досі появи відбитого сигналу і далі вправо встигає переміститися промінь вздовж лінії розгортки. До переваг імпульсного методу відноситься також робота РЛС на одну антену.

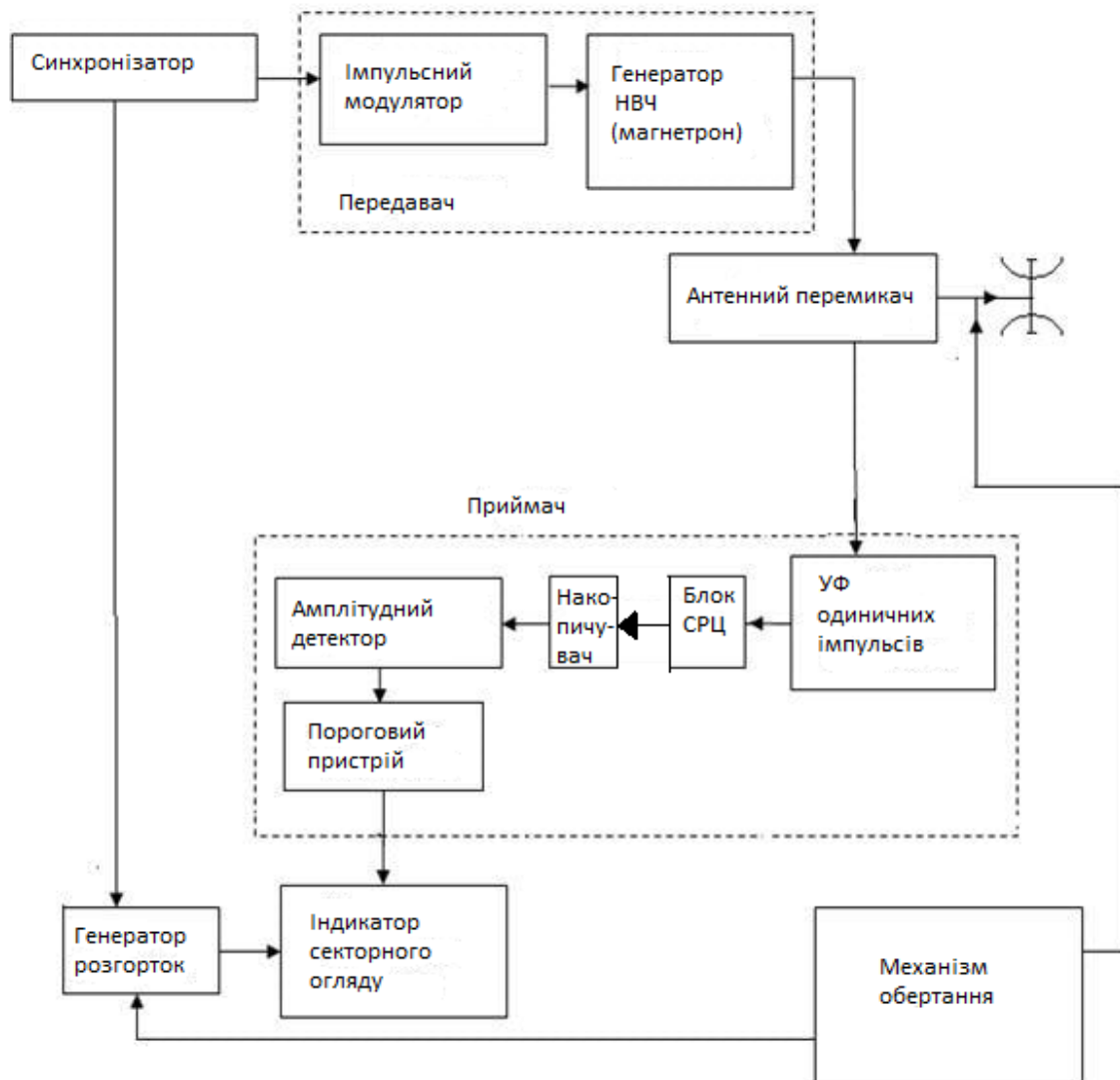


Рисунок 15.10 – Структурна схема імпульсної РЛС

- Синхронізатор виробляє послідовність запускаючих синхроімпульсів, що управляють роботою передавача і генератора розгортки;
- Передавач, що складається з імпульсного модулятора та генератора НВЧ під дією синхроімпульсів генерує потужні «зондуючі» імпульси НВЧ;
- Антенний перемикач комутує антену з передачі на прийом і назад;
- Приймач посилює прийняті відбиті ехо-сигнали і перетворює їх на відеоімпульси, що надходять на індикатор;
- Індикатор відображає навігаційну обстановку та дозволяє визначити координати об'єктів;
- Механізм обертання сканує простір в межах 360°;
- Генератор розгортки забезпечує високу лінійність генеруемого сигналу та надає стабільність тимчасових і амплітудних параметрів.

Основні параметри радіолокаційної системи

Вихідні дані для розробки РЛС:

$R_{max} = 2500 \text{ м}$	$C = 3 \cdot 10^8 \text{ м/с}$	$T0 = 290 \text{ К}$
$P_x = 2 \cdot 10^{-3}$	$k = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{ Вт/с}$	$\Delta r = 15 \text{ м}$
$P_v = 0.8$	$\sigma = 0.1 \text{ мВт}$	$f_n = 10 \cdot 10^9 \text{ Гц}$
$K_s = 3 \text{ дБ}$	$V_{max} = 700 \text{ м/с}$	$\Delta V = 35 \text{ м/с}$

Розрахунок параметрів радіоімпульсу:

1. Частота повторення ЗС:

$$T_p = \frac{2 \cdot R_{max}}{c} = 1.667 \cdot 10^{-5} \text{ с} \quad (15.4)$$

2. Довжина стиснутого імпульсу:

$$t_{imp} = \frac{2 \cdot \Delta r}{c} = 100 \cdot 10^{-9} \text{ с} \quad (15.5)$$

3. Ширина спектру сигналу:

$$\Delta f = \frac{1}{t_{imp}} = 1 \cdot 10^7 \text{ Гц} \quad (15.6)$$

де R_{max} - максимальна дальність;

c – швидкість світла;

Δr – роздільна здатність.

Розрахунок параметра q :

$$q1 = 2 \cdot \left(\frac{\ln\left(\frac{1}{P_x}\right)}{\ln\left(\frac{1}{P_v}\right)} - 1 \right) = 53.701 \text{ разів} \quad (15.7)$$

$$q2 = 10 \cdot \log(q1) = 17.3 \text{ дБ} \quad \text{с/ш виході ОФ} \quad (15.8)$$

Розрахуємо мінімальну потужність сигналу на вході приймача за допомогою вибраного сигналу радіоімпульсу. Ми маємо очікувану кількість прийнятих імпульсів, які відбиті від цілі $M=11$.

Для сигналу кода Баркера розрахуємо співвідношення сигнал/шум на вході:

Код Баркера 13 позиційний

$$N=13, \text{ де } K=N,$$

де, K - це коефіцієнт стиснення сигналу

$$q = \frac{q^2}{K^2} = 0.318 \text{ раз} \quad (15.9)$$

$$q1 = 10 \cdot \log q = -4.979 \text{ дБ} \quad \text{с/ш вході ОФ} \quad (15.10)$$

Отже, за рахунок кореляційної обробки сигналу співвідношення сигнал/шум значно покращується і тому:

$$N = K_s \cdot \Delta f \cdot T_0 \cdot k = 1.201 \cdot 10^{-13} \text{ Вт} \quad (15.11)$$

$$P_{pr_min} = \frac{q}{M \cdot 2 \cdot K^2} \cdot N = 1.0260792329370108 \cdot 10^{-17} \text{ Вт} \quad (15.12)$$

Розрахована мінімальна потужність свідчить про високу чутливість приймача. Розрахуємо параметри антени:

$$\lambda = \frac{c}{f_n} = 0.03 \text{ м} \quad (15.13)$$

$$G=15 \text{ дБ}$$

Визначимо потужність передавача:

$$P_{pr} = \frac{R_{max} \cdot (4 \cdot \pi)^3 \cdot P_{pr_min}}{G^2 \cdot \sigma \cdot \lambda^2} = 39.278 \text{ Вт} \quad (15.14)$$

Розрахуємо величину та кількість швидкісних каналів за частотою доплера:

$$\Delta F = 2 \cdot \frac{\Delta V}{\lambda} = 2.333 \cdot 10^3 \quad (15.15)$$

$$N = \frac{V_{max}}{\Delta V} = 20 \quad (15.16)$$

де, ΔV – роздільна здатність по швидкості.

Довжина радіолокаційного сигналу:

$$t = N \cdot t_{imp} = 1.3 \cdot 10^{-6} \text{ с} \quad (15.17)$$

Сліпа зона:

$$R = \frac{c \cdot t}{2} = 195 \text{ м} \quad (15.18)$$

Дальність виявлення цілей з визначенням ЕПР розрахуємо за формулою (15.3):

$$\sigma_{ц1} = 0.1 \text{ м кв}$$

$$R1 = \sqrt[4]{\frac{P_{pr} \cdot (G^2 \cdot \sigma_{ц1} \cdot \lambda^2)}{(4 \cdot \pi)^3 \cdot P_{pr_min}}} = 2.5 \cdot 10^3 \text{ м.}$$

Антенна система для РЛС виявлення БПЛА

Антенна система РЛС- це фазована антенна решітка 6X12 елементів, де напрям випромінювання та форма відповідної діаграми спрямованості регулюються зміною амплітудно-фазового розподілу струмів або полів збудження на випромінюючих елементах.

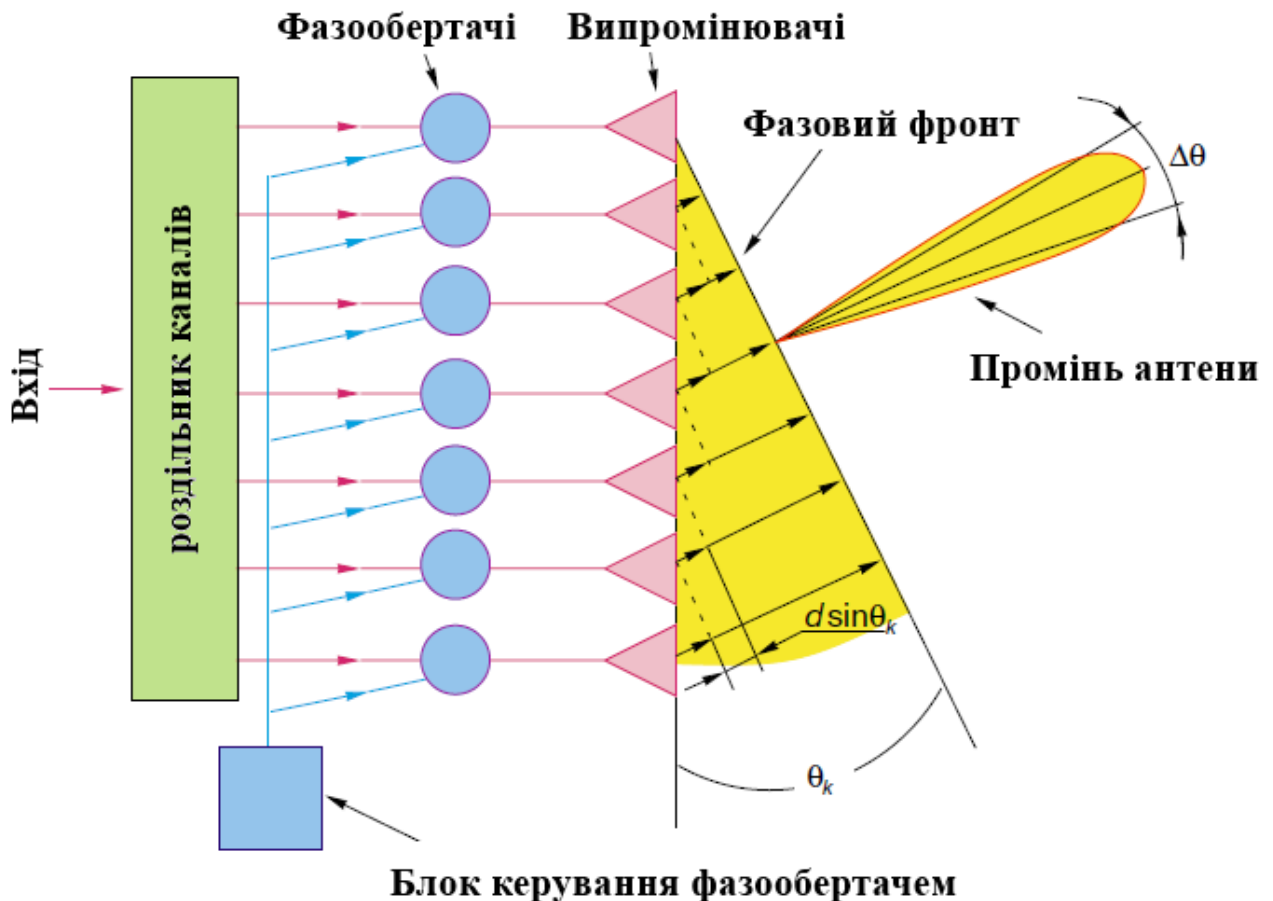


Рисунок 15.4 – Принцип роботи ФАР

Елементом ФАР є патч-антена – тип слабоспрямованої антени діапазонів УВЧ та НВЧ. Патч-антена - тип вузькосмугової НВЧ антени, що складається з плоскої металевої пелюстки, закріпленої на деякій відстані паралельно пластині землі. Патч-антена може використовуватися як окремий пристрій, так і як опромінювач для побудови більш ефективних систем на основі параболічних відбивачів. Патч-антени дуже схожі на мікросмужкові антени, які є ні що інше, як патч-антени, розміщені на діелектричній підкладці.

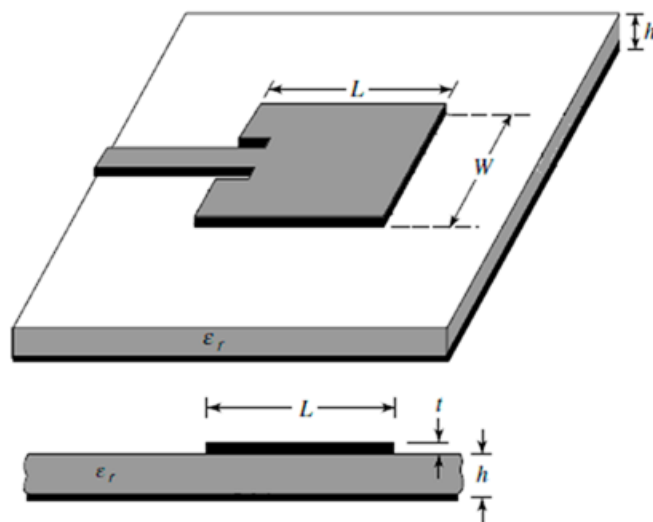


Рисунок 15.5 – Патч-антена

Параметри були розраховані в програмі MATLAB. Розрахунок ширини та довжини патч-антени:

Постійна стала швидкості світла $c = 3 \cdot 10^8$ м/с;

Частота $f_0 = 10000$ МГц ;

Вхідний опір $W = 50$ Ом;

Діелектрична постійна підкладки $\varepsilon = 11$;

Висота підкладки $h = 3$ мм.

$$Width = \frac{c}{2 \cdot f_0 \cdot \sqrt{\frac{\varepsilon + 1}{2}}} = 6.124 \cdot 10^3$$

$$\varepsilon_1 = \frac{\varepsilon + 1}{2} + \frac{\varepsilon - 1}{2} \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{1 + 12 \cdot \left(\frac{h}{W} \right)}} \right) = 9.812$$

$$Length = \frac{c}{2 \cdot f_0 \cdot \sqrt{\varepsilon_1}} - 0.824 \cdot h \cdot \left(\frac{(\varepsilon_1 + 0.3) \cdot \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\varepsilon_1 - 0.258) \cdot \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \right) = 4.786 \cdot 10^3$$

Результати розрахунків патч-антени зроблені завдяки Microstrip Patch Antenna Calculator Version 20.04.2015:

Довжина хвилі λ : 30 мм

Розмір патчу W : 6.12 мм

Розмір патчу L : 3.18 мм

Мінамальний розмір екрану eL : 8.51 мм

Мінамальний розмір екрану eW: 11.45 мм

Вхідний імпеданс патчу Z : 337.95 Ом

Відстань x0 для узгодження з 50 Ом : 1,19 мм

Ширина проміжку g : 0,09 мм

Ширина макросмушкового фідера Wt : 2.29 мм

В програмі MATLAB побудована ФАР :

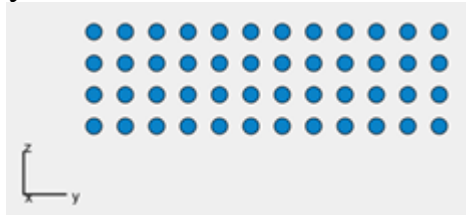


Рисунок 15.6 – Геометрія антени 4X12

Геометрія антени 4X12 елементів ізотропна, відстань між елементами пів довжини хвилі.

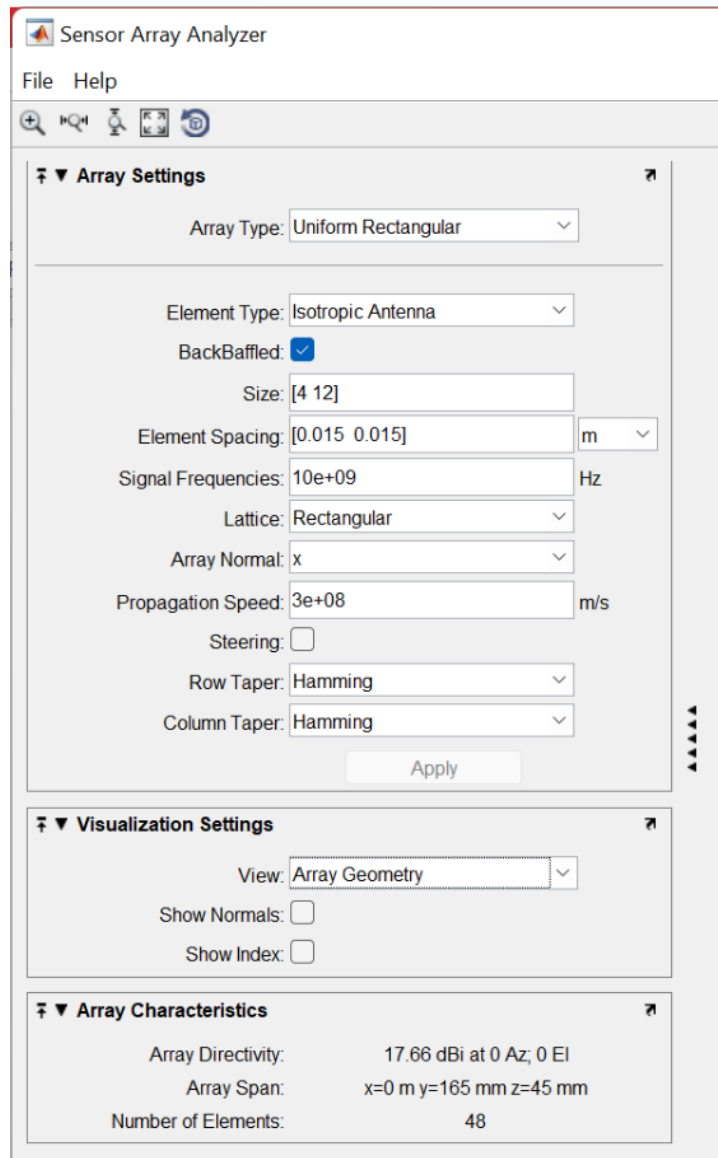


Рисунок 15.7 – Розрахунок параметрів антенної системи в програмі Sensor Array Analyzer

Коефіцієнт підсилення складає 17.7 дБ. Розподіл енергії вздовж апертури антени в вертикальній і горизонтальній площинах у вигляді функції Хемінга ДН в азимутальній площині:

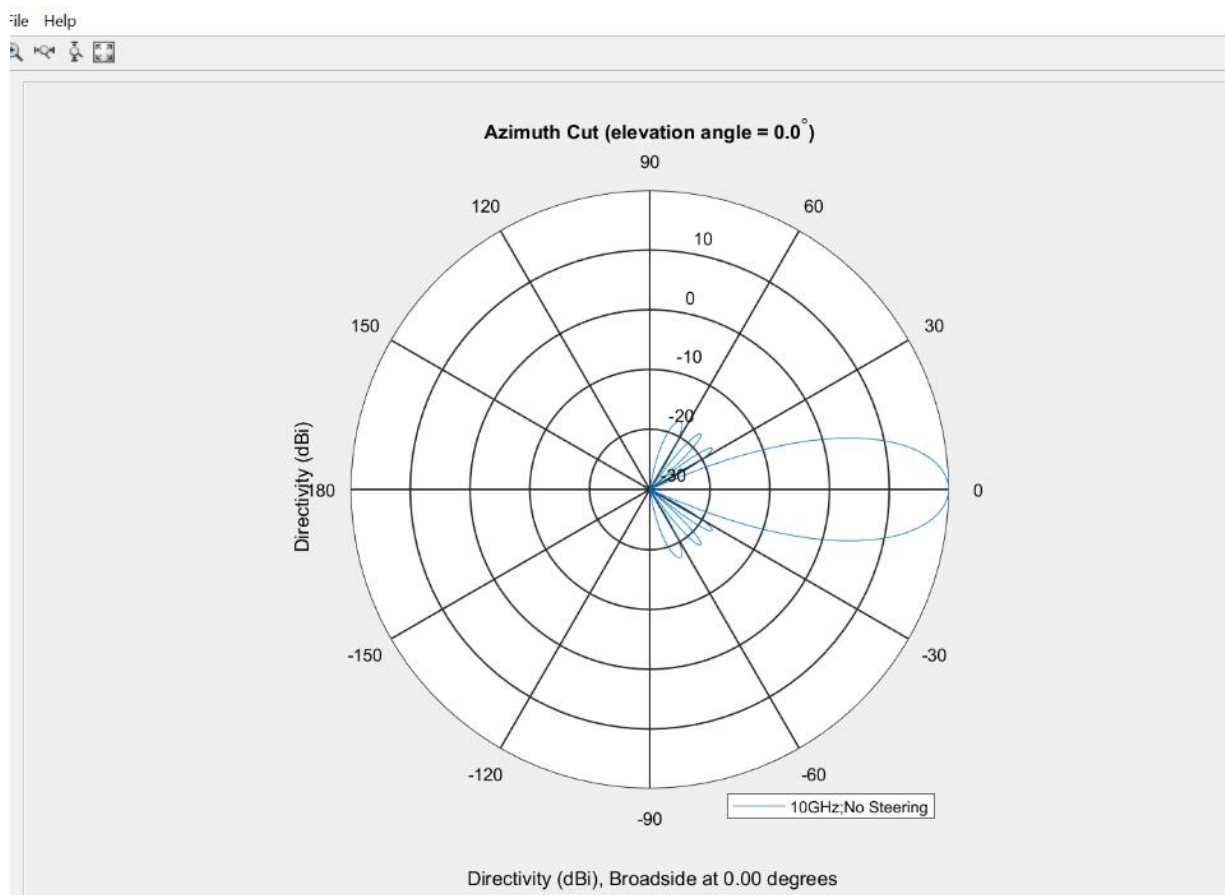


Рисунок 15.8 – В полярній системі координат

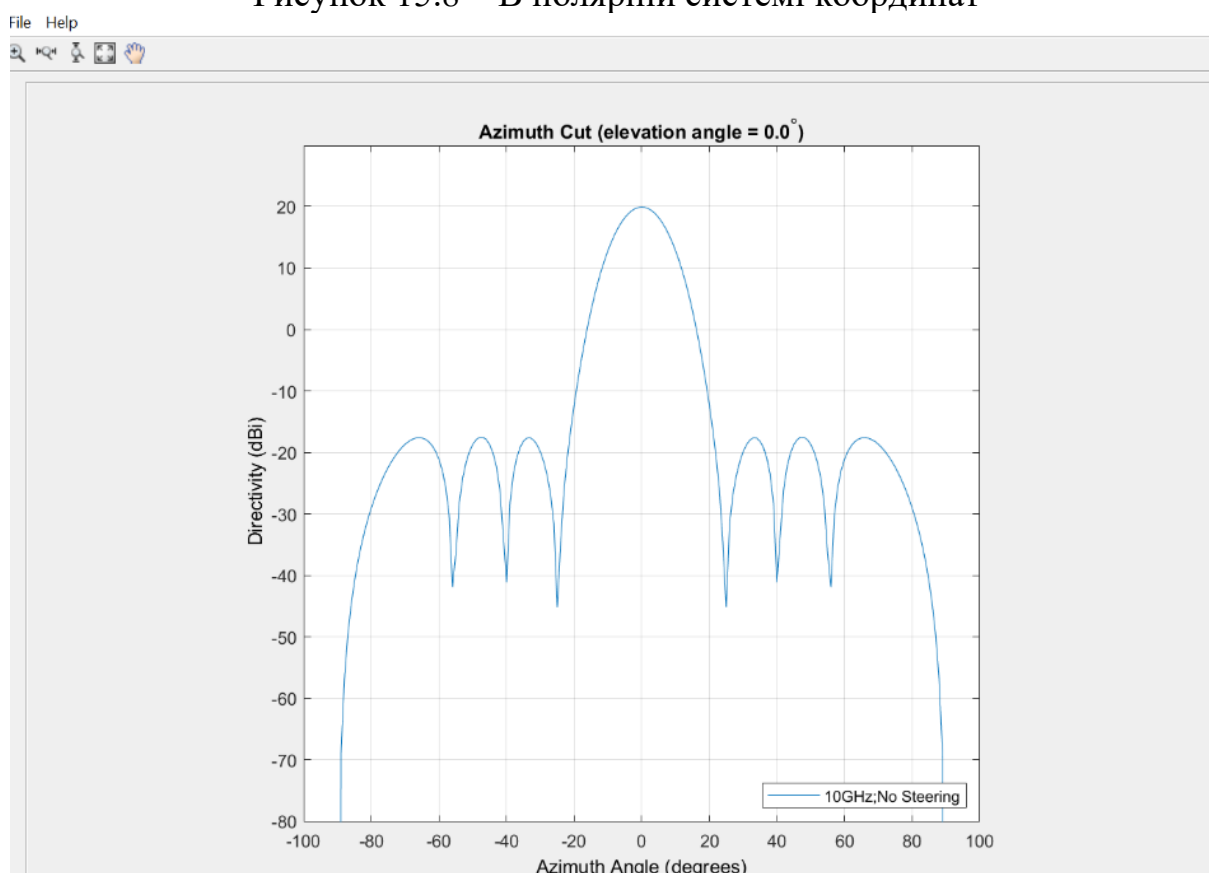


Рисунок 15.9 – В прямокутній системі координат
Ширина ДН антени в азимутальній площині складає 12°.

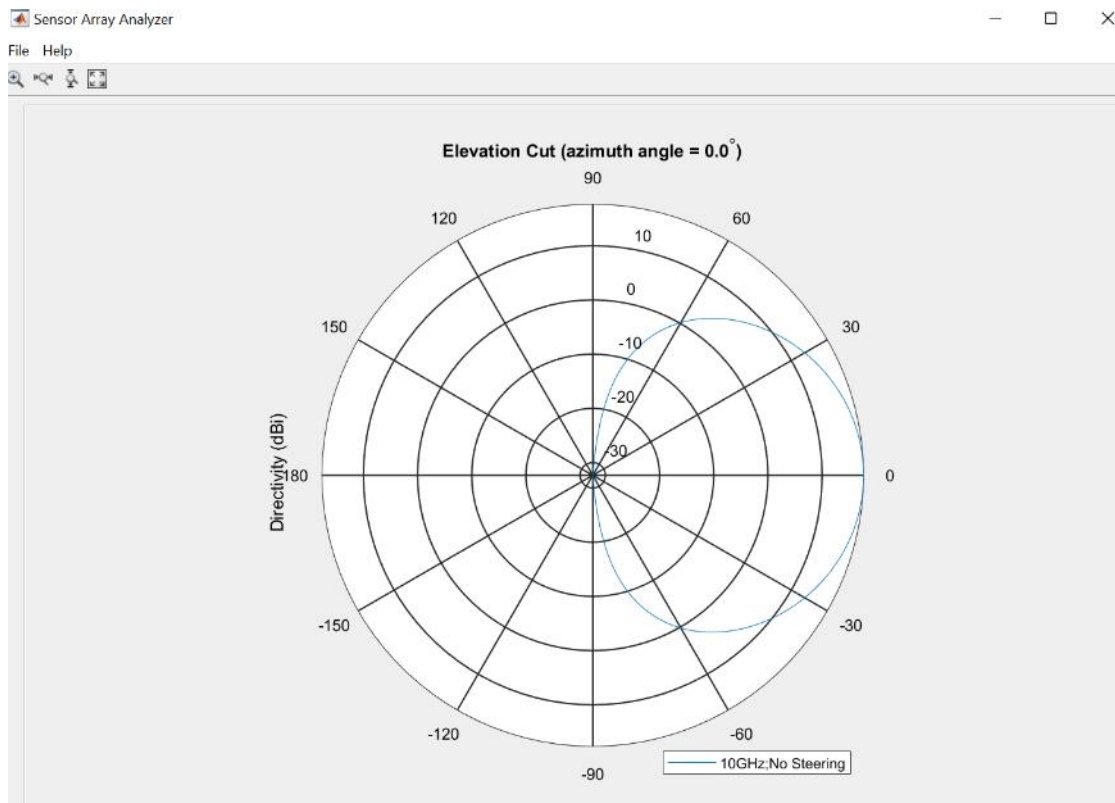


Рисунок 15.10 – ДН в вертикальній(Н) площині

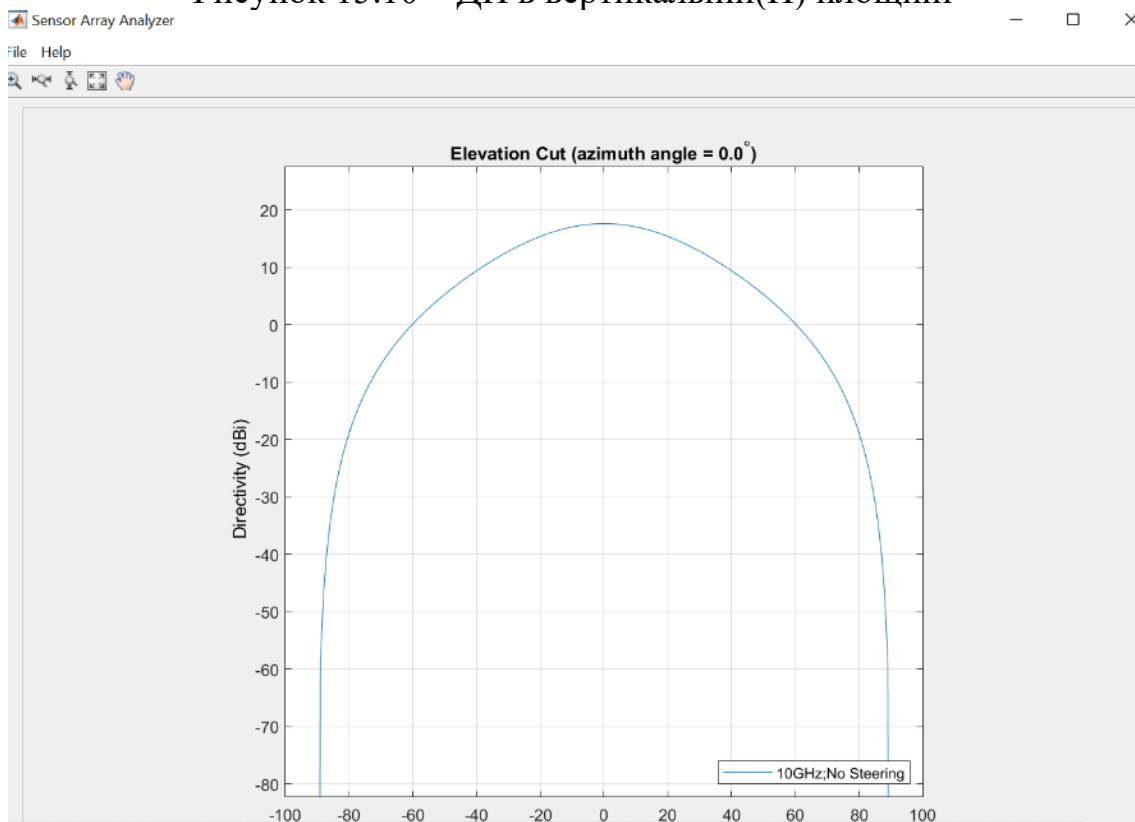


Рисунок 15.11 – ДН в вертикальній(Н) площині

За рахунок широкої ДН охоплюється вертикальна площу за всіма висотами. У

вертикальній площі ми нічого не вимірюємо, там важливий лише факт опромінення по всій висоті, для того щоб знайти мету. Тому, ширина ДН антени в вертикальній площині складає 60°.

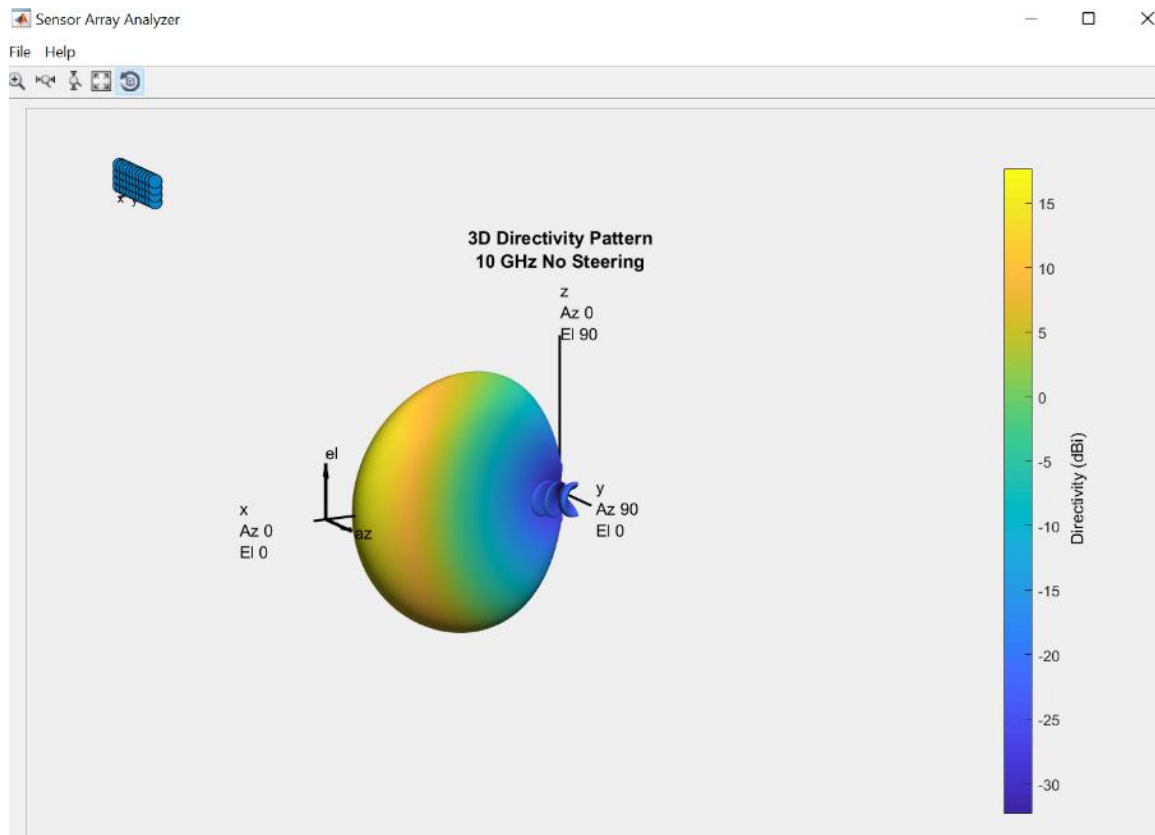


Рисунок 15.12 – 3-D простір ДН антени

В даному розділі проведено розрахунок антенної системи для виявлення БПЛА. Визначено ширину діаграми направленості 12° в горизонтальній площині, що задовільняє для вирішення задач, визначення місця розташування БПЛА в двох координатах азимут – дальність.

АНАЛІЗ РОБОТИ РЛС

Дальність виявлення цілей з меншими ЕПР визначаються за формулою (15.3):

$$\begin{aligned}
 \sigma_{ц1} &= 0.1 \text{ м кв} \\
 R1 &= \sqrt[4]{\frac{P_{pr} \cdot (G^2 \cdot \sigma_{ц1} \cdot \lambda^2)}{(4 \cdot \pi)^3 \cdot P_{pr_min}}} = 2.5 \cdot 10^3 \text{ м} \\
 \sigma_{ц2} &= 0.07 \text{ м кв} \\
 R2 &= \sqrt[4]{\frac{P_{pr} \cdot (G^2 \cdot \sigma_{ц2} \cdot \lambda^2)}{(4 \cdot \pi)^3 \cdot P_{pr_min}}} = 2.287 \cdot 10^3 \text{ м} \\
 \sigma_{ц3} &= 0.05 \text{ м кв} \\
 R3 &= \sqrt[4]{\frac{P_{pr} \cdot (G^2 \cdot \sigma_{ц3} \cdot \lambda^2)}{(4 \cdot \pi)^3 \cdot P_{pr_min}}} = 2.102 \cdot 10^3 \text{ м} \\
 \sigma_{ц4} &= 0.01 \text{ м кв}
 \end{aligned}$$

$$R4 = \sqrt[4]{\frac{P_{pr} \cdot (G^2 \cdot \sigma_{ц2} \cdot \lambda^2)}{(4 \cdot \pi)^3 \cdot P_{pr_min}}} = 1.406 \cdot 10^3 \text{ м}$$

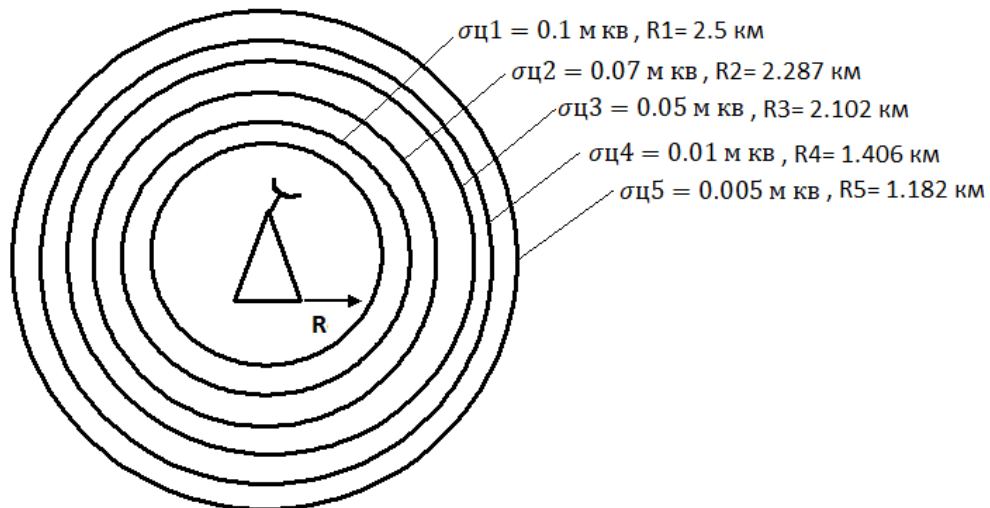
$$\sigma_{ц5} = 0.005 \text{ м кв}$$

$$R5 = \sqrt[4]{\frac{P_{pr} \cdot (G^2 \cdot \sigma_{ц5} \cdot \lambda^2)}{(4 \cdot \pi)^3 \cdot P_{pr_min}}} = 1.182 \cdot 10^3 \text{ м}$$

На рисунку 15.13 зображена зміна зони огляду РЛС відповідно до зменшення ЕПР цілей. При цьому, імовірність вірного виявлення та хибної тривоги залишилися незмінними.

Таблиця 15.1 – Зміна дальності зі зменшенням ЕПР цілей

ЕПР $\sigma_{ц}$, м кв	Дальність R , км
0,1	2,5
0,07	2,287
0,05	2,102
0,01	1,406
0,005	1,182



де, R - радіус сліпої зони 190 м.

Рисунок 15.13 –Зона обзору РЛС

Отже, чітке розуміння вигляду РЛС та технічних характеристик, необхідних для вирішення поставленого завдання неможливо без експериментальних оцінок спостережуваності (ЕПР) об'єктів інтересу. Отримані оцінки ЕПР для малих БЛА, на основі яких можуть бути розраховані межі виявлення перспективних РЛС, в змозі розраховувати на створення у перевазі дешевої РЛС для контролю польотів БЛА, наприклад над районами міської забудови. Експериментально виміряні ЕПР мають величину близько $0,1 \text{ м}^2$. Доступні моделі БЛА можуть бути виявлені РЛС на дистанціях приблизно 3-5 км, що достатньо для забезпечення безпеки об'єктів, що охороняються, масових заходів та т.п.

Аналіз зонduючого сигналу радіолокаційної системи

Відомо лише дев'ять кодів Баркера і найвідоміший з яких має довжину 13. Наразі вважається, що інших кодів Баркера не існує.

Таблиця 15.2 – Відомі коди Баркера

	Коди		
2	+1 -1	+1 +1	-3.01 дБ
3	+1 +1 -1		-6.53 дБ
4	+1 +1 -1 +1	+1 +1 +1 -1	-6.02 дБ
5	+1 +1 +1 -1 +1		-7.96 дБ
7	+1 +1 +1 -1 -1 +1 -1		-9.12 дБ
11	+1 +1 +1 -1 -1 -1 +1 -1 +1 -1		-10.83 дБ
13	+1 +1 +1 +1 +1 -1 -1 +1 +1 -1 +1 -1 +1		-11.49 дБ

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

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

де $l = 0, 1, \dots, (N-1)/2$.

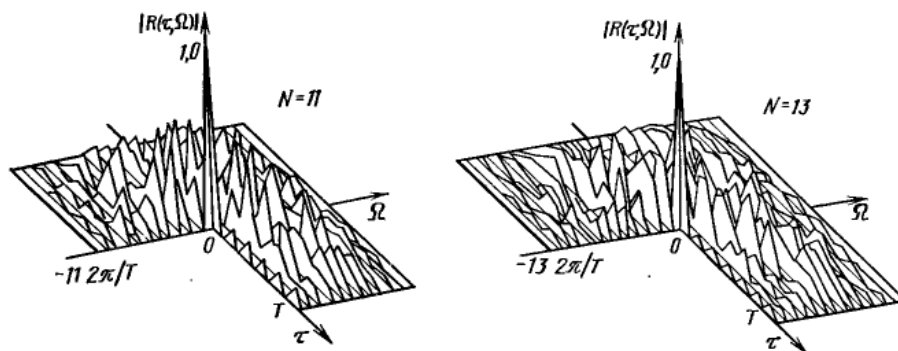


Рисунок 15.14 – Тіло невизначеності автокореляційні функції сигналів Баркера
Перетин функції невизначеності побудовані для:

$$\Omega = \frac{(2\pi \cdot l)}{\tau_0 \cdot N} \quad (15.18)$$

при $l = 0, \pm 1, \dots, \pm N$.

Дослідження вибраного аділокаційного сигналу проведено на основі програми Radar Waveform Analyzer з пакету Matlab.

Параметри сигналу щодо його потенційної роздільної здатності:

Частота вибірки: $3 \cdot 10^7$ Гц

Кількість імпульсів: 1

Код: Баркер

Ширина стружки: $1 \cdot 10^{-7}$ с
 Кількість мікросхем: 13
 Швидкість поширення: $3 \cdot 10^8$ м/с.

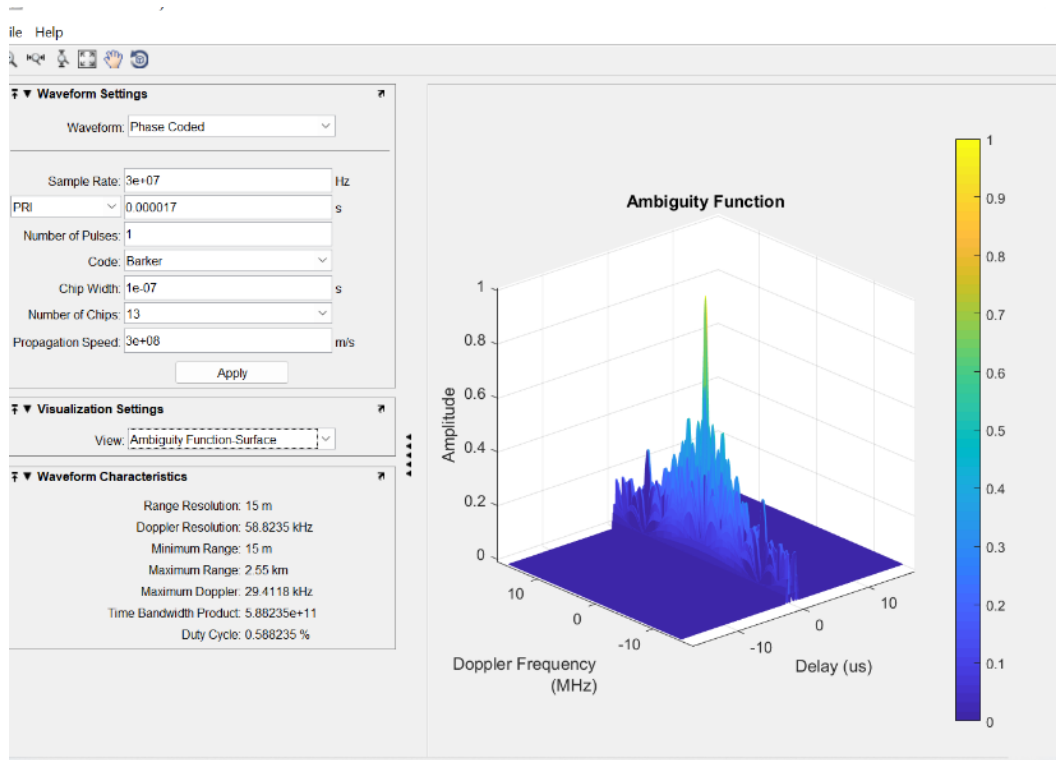


Рисунок 15.15 – Функція невизначеності

На рисунку 15.16 зображена нормована автокореляційна функція сигналу Баркера $N=13$, коли час затримки дорівнює «0».

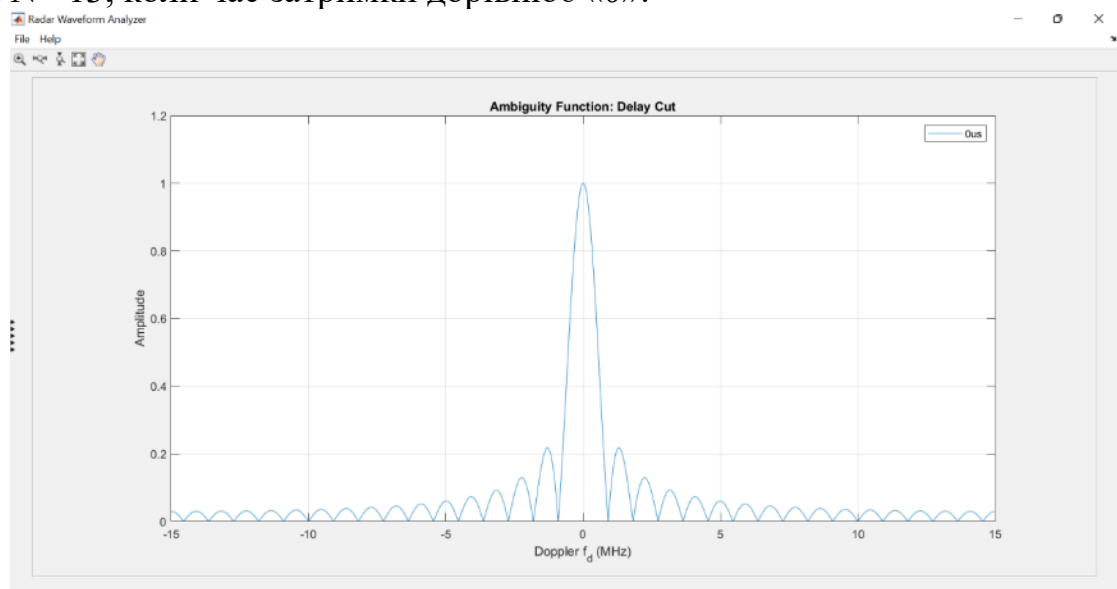


Рисунок 15.16 – Нормована автокореляційна функція при часі затримки «0»

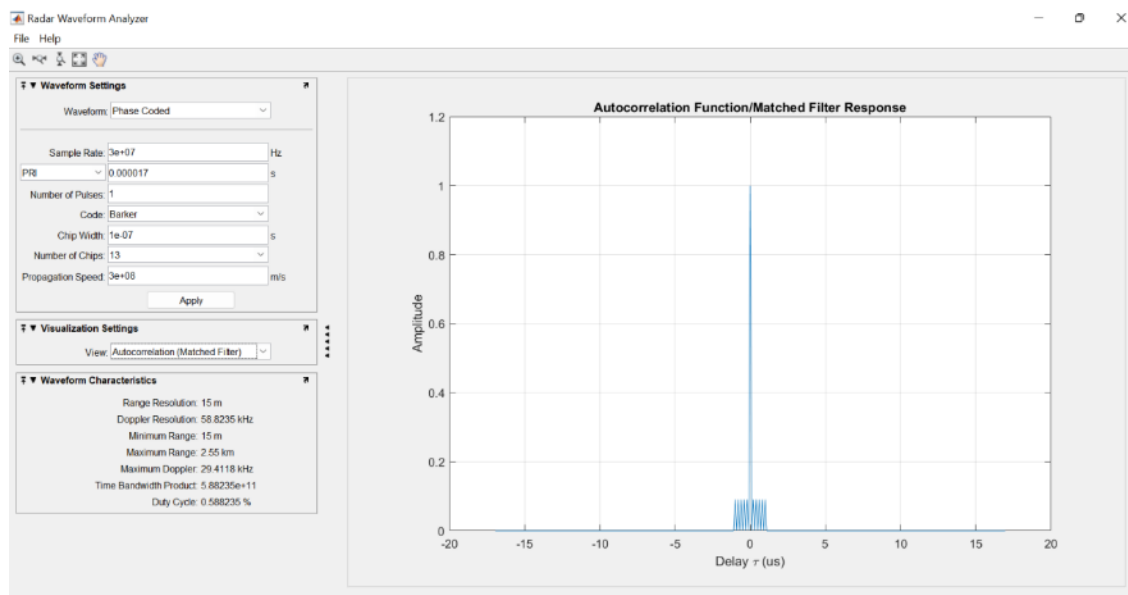


Рисунок 15.17–Вид сигналу після обробки в оптимальному фільтрі

Ми бачимо, що за рахунок оптимальної обробки ми отримуємо низький рівень бокових пелюсток та значне збільшення амплітуди сигналу за рахунок його стиснення в N разів.

В даному розділі ми розраховано роздільну дальність виявлення цілей з меншими ЕПР і зроблено аналіз зонduючого сигналу РЛС використовуючи код Баркера, досліджено вибраний аділокаційний сигнал та побудовано нормовану автокореляційну функцію сигналу Баркера $N = 13$, коли час затримки дорівнює «0».

Контрольні питання

1. Пояснити підходи до виявлення та моніторингу руху БПЛА.
2. Теоретичні засади побудови РЛС малої дальності для виявлення дронів та квадрокоптерів
3. Пояснити проблеми радіолокаційного виявлення малорозмірних БПЛА.
4. Намалювати структурну схему радіолокаційної системи з малим радіусом дії.
5. Антенна система для РЛС виявлення БПЛА. Принцип роботи ФАР.
6. Розрахунок дальності виявлення цілей з меншими ЕПР.
7. Намалювати патч-антену та пояснити принцип її роботи.
8. Аналіз зонduючого сигналу радіолокаційної системи.

16 ЧАСТОТНО-МОДУЛЬОВАНИЙ РАДАР БЕЗПЕРЕРВНОЇ ХВИЛІ

Радар FMCW – це спеціальний тип радарного датчика, який випромінює безперервну потужність передачі, подібно до простого радар безперервної хвилі (CW-радар). На відміну від цього радару CW, FMCW-радар може змінювати свою робочу частоту під час вимірювання: тобто сигнал передачі модулюється за частотою (або фазою). Можливості радарних вимірювань за допомогою вимірювань під час виконання технічно можливі лише за таких змін частоти (або фази).

Прості радіолокаційні пристрої безперервної хвилі без частотної модуляції мають недолік: вони не можуть визначити дальність до цілі, оскільки їм бракує мітки часу, необхідної для того, щоб система точно визначала час циклу передачі та прийому та перетворювала його на дальність. Така часова відлікова точка використовується для вимірювання відстані до стаціонарних об'єктів, але може бути згенерована за допомогою частотної модуляції переданого сигналу. У цьому методі передається сигнал, частота якого періодично збільшується або зменшується. Коли приймається луна-сигнал, ця зміна частоти отримує затримку Δt (за рахунок зсуву під час виконання), як це показано на рис.16.1.

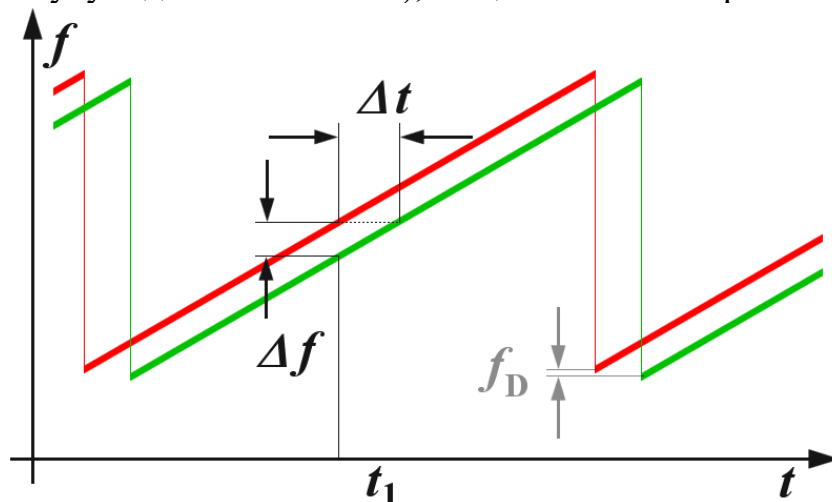


Рисунок 16.1 – Вимірювання дальності за допомогою системи FMCW

В імпульсному радарі час роботи необхідно вимірювати безпосередньо. У радарі FMCW замість цього вимірюються різниці у фазі або частоті між фактично переданим і прийнятим сигналом.

Основні особливості FMCW-радіолокаторів:

- можливість вимірювання дуже малих відстаней до цілі (мінімальна вимірювана дальність співставна з довжиною хвилі випромінювання);
- можливість одночасного вимірювання дальності до цілі та її відносної швидкості;
- дуже висока точність вимірювання дальності;
- обробка сигналів після змішувача виконується в діапазоні низьких частот, що

- суттєво спрощує реалізацію схем обробки;
- краща безпека через відсутність імпульсного випромінювання з великою імпульсною потужністю.

Принцип вимірювання

Характеристики радара FMCW:

- Вимірювання відстані здійснюється шляхом порівняння частоти прийнятого сигналу з опорною частотою (зазвичай безпосередньо сигналом передачі).
- Тривалість переданої форми хвилі T значно перевищує необхідний час прийому для встановленого діапазону вимірювання відстані.

Відстань R до об'єкта, що відбиває, можна визначити за допомогою таких співвідношень:

$$R = \frac{c_0 \cdot |\Delta t|}{2} = \frac{c_0 \cdot |\Delta f|}{2 \cdot \frac{\delta(f)}{\delta(t)}} \quad (16.1)$$

c_0 – швидкість світла $3 \cdot 10^8$ м/с; Δt – час затримки, час виконання [с]; Δf – виміряна різниця частот [Гц]; R – відстань між антеною та об'єктом, що відбиває (землею) [м] $\delta(f)/\delta(t)$ – зсув частоти за одиницю часу.

Якщо зміна частоти є лінійною в широкому діапазоні, то дальність радара можна визначити простим порівнянням частот. Різниця частот Δf пропорційна відстані R . Оскільки можна виміряти лише абсолютну величину різниці частот (від'ємних чисел для частоти не існує), результати на лінійно зростаючій частоті дорівнюють зменшенню частоти (у статичному сценарії: без ефектів Доплера).

Якщо об'єкт, що відбиває, має радіальну швидкість відносно приймальної антени, то сигнал відлуння отримує доплерівську частоту f_D (обумовлену швидкістю). Радар вимірює не лише різницю частоти Δf відносно поточної частоти (обумовлену часом виконання), але й додатково доплерівську частоту f_D (обумовлену швидкістю). Потім радар вимірює, залежно від напрямку руху та напрямку лінійної модуляції, лише суму або різницю між різницею частотами як носієм інформації про відстань та доплерівською частотою як носієм інформації про швидкість. Якщо вимірювання проводиться під час спадаючого фронту пилоподібного зубця (див. праву частину рис. 16.1), тоді доплерівська частота f_D віднімається на зміну частоти під час виконання. Якщо об'єкт, що відбиває, віддаляється від радара, то частота ехо-сигналу зменшується на додатково доплерівську частоту. Тепер, якщо вимірювання виконується за допомогою пилоподібного графіка, як показано на рисунку 16.1, то прийнятий ехо-сигнал (зелений графік) зміщується не тільки на час пробігу праворуч, але й на частоту Доплера вниз. Виміряна різницева частота Δf на частоту Доплера f_D вища, ніж повинна бути згідно з реальним часом пробігу.

Максимальна дальність та роздільна здатність по дальності

Шляхом відповідного вибору відхилення частоти за одиницю часу можна визначити роздільну здатність радару, а вибором тривалості збільшення частоти (довша грань червоної пілкоподібної кривої на рисунку 16.1) можна визначити максимальну неоднозначну дальність. Максимальний зсув частоти та крутизна грані можуть змінюватися залежно від можливостей реалізованої технології схеми. Для роздільної здатності по дальності FMCW-радару визначальною є ширина смуги пропускання переданого сигналу (як у так званому ЛЧМ-радарі). Однак технічні можливості швидкого перетворення Фур'є обмежені в часі (тобто тривалістю пілкоподібної кривої T). Роздільна здатність FMCW-радару визначається зміною частоти, яка відбувається протягом цього часу.

$$\Delta f_{FFT} = \frac{1}{T} = \frac{\delta(f)}{\delta(t) \cdot (f_{UP} - f_{DWN})} \quad (16.2)$$

де Δf_{FFT} – найменша вимірювана різниця частот; $\delta(f)/\delta(t)$ – Крутизна відхилення частоти; f_{UP} – верхня частота (кінець пілкоподібної кривої); f_{DWN} – нижня частота (початок пілкоподібної кривої)

Обернена величина тривалості пілкоподібного імпульсу призводить до найменшої можливої частоти виявлення. Це можна виразити в рівнянні (16.1) як $|\Delta f|$ і призводить до роздільної здатності FMCW-радару за дальністю.

Наприклад, заданий радіолокаційний комплекс із лінійним зсувом частоти тривалістю 1 мс може забезпечити максимальну однозначну дальність теоретично менше 150 км. Це значення є результатом необхідного перекриття сигналу передачі з сигналом луни (див. Рисунок 1), що дозволяє отримати достатньо часу для вимірювання різницевої частоти. Більше цієї дальності ніколи не вдається досягти через низьку потужність передавача. Таким чином, завжди залишається достатньо часу для вимірювання різницевої частоти.

Якщо максимально можливий зсув частоти для модуляції передавача становить 250 МГц, то залежно від крутизни цього фронту час затримки 4 нс забезпечує різницю частот 1 кГц. Це відповідає роздільній здатності по дальності 0,6 м.

Цей приклад вражаюче демонструє перевагу FMCW-радару: імпульсний радар повинен вимірювати цю різницю затримки в 4 нс, що призводить до значної

Смуга пропускання сигналу FMCW-радару може становити від 1 МГц до 390 МГц. (Її верхня межа здебільшого обмежена юридичними причинами. Наприклад, європейський діапазон ISM-радіо, що найчастіше використовується для FMCW-застосунків, визначено від 24 000 МГц до 24 250 МГц із заданою шириною смуги 250 МГц.) Зі збільшенням смуги пропускання досяжна роздільна здатність дальності зменшується, а це означає, що об'єкти спостереження можна побачити точніше. Максимальна виявлена дальність зменшується зі збільшенням смуги пропускання. Це можна показати в наступній таблиці 16.1.

Таблиця 16.1 – Зв'язок між пропускнуою здатністю та іншими параметрами

Пропускна здатність	Роздільна здатність діапазону	Максимальна дальність	приблизно потрібно потужність передавача	Наведено приклад
400 кГц	4 000 м	120 км	1,4 кВт	76N6 («Черепашка молюска»)
50 ... 500 кГц	1 500 ... 100 м	15 ... 250 км	30 Вт	ОТН океанографічний радар WERA
1 МГц	150 м	75 км	1,4 ... 4 кВт	kleines Schiffsradar mit Magnetron
2 МГц	75 м	37,5 км		
10 МГц	5 м	7500 м		
50 МГц	3 м	500 м	4 мВт	ДПР-886
65 МГц	2,5 м	1200 м	100 мВт	Широкопуговий радар™
250 МГц	0,6 м	500 м	4 мВт	Skyradar Basic II
8 ГГц	3,5 см	9 м	4 мВт	Skyradar PRO

Як і у випадку з будь-яким радаром FMCW, окрім виділеної смуги пропускання, кутову роздільну здатність при виявленні об'єктів визначає ширина променя антени.

Шаблон модуляції

Існує кілька можливих шаблонів модуляції, які можна використовувати для різних цілей вимірювання:

- **Пилкоподібна модуляція**

Ця схема модуляції використовується у відносно великому діапазоні (максимальна відстань) у поєднанні з незначним впливом доплерівської частоти (наприклад, морський навігаційний радар).

- **Трикутна модуляція**

Ця модуляція дозволяє легко відокремити різницеву частоту Δf від доплерівської частоти f_D

- **Модуляція прямокутної хвилі** (проста частотна маніпуляція, FSK) Ця модуляція використовується для дуже точного вимірювання відстані на близькій відстані шляхом фазового порівняння двох частот ехо-сигналу. Її недолік полягає в тому, що ехо-сигнали від кількох цілей неможливо відокремити один від одного, і цей процес забезпечує лише невеликий однозначний діапазон вимірювання.

- **Ступінчаста модуляція (сходова напруга)**

Це використовується для інтерферометричних вимірювань та розширює діапазон однозначного вимірювання.

- **Синусоїдальна модуляція**

Синусоїдальні форми модуляції використовувалися в минулому. Їх можна було легко реалізувати за допомогою двигуна, який обертав конденсаторну пластину в резонансній камері генератора передавача. Тоді радар використовував лише відносно лінійну частину синусоїдальної функції поблизу точки перетину нуля.

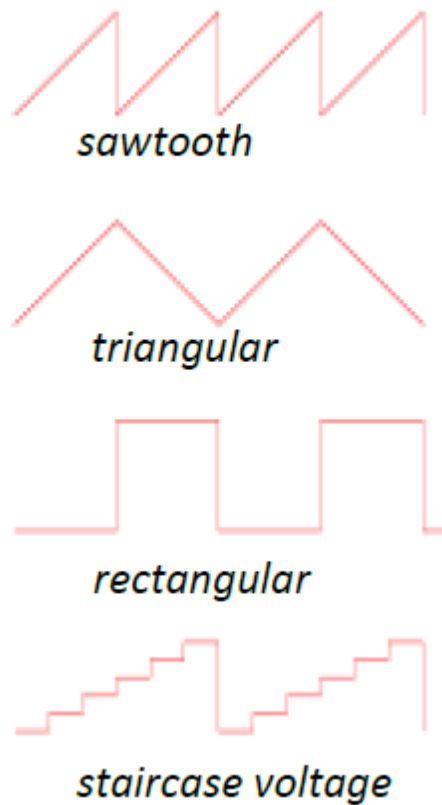


Рисунок 16.2 – Загальна схема модуляції для радіолокатора FMCW

Лінійна зміна частоти пилкоподібної форми

При лінійній пилкоподібній зміні частоти (див. Рисунок 1) затримка зміщує сигнал відлуння в часі (тобто праворуч на зображенні). Це призводить до різниці частот між фактичною частотою та затриманим сигналом відлуння, яка є мірою відстані до об'єкта, що відбиває. Ця частота

Різниця називається «частотою биття». Виникаюча доплерівська частота тепер зміщуватиме частоту всього ехо-сигналу або вгору (рухаючись до радара), або вниз (рухаючись від радара).

У цій формі модуляції приймач не має можливості розділити дві частоти. Таким чином, доплерівська частота буде виникати лише як похибка вимірювання при розрахунку відстані. При виборі оптимальної частотної розгортки можна апріорі враховувати, що очікувані доплерівські частоти настільки ж малі, як і роздільна здатність, або, принаймні, що похибка вимірювання є якомога меншою.

Це буде, наприклад, у випадку морського навігаційного радара: човни рухаються в прибережній зоні з обмеженою швидкістю, можливо, максимум 10 метрів за секунду. У цьому діапазоні частот цих радарів (переважно Х-діапазон)

очікувана максимальна частота Доплера становить 666 Гц. Якщо обробка радіолокаційного сигналу використовує роздільну здатність у кілогерцовому діапазоні на метр, ця частота Доплера є незначною. Оскільки на аеродромі відбуваються швидкості зльоту та посадки до 200 м/с, морський навігаційний FMCW-радар мав би взагалі проблеми з розпізнаванням цих літаків. Похибка вимірювання, спричинена частотою Доплера, може бути більшою за відстань, яку потрібно виміряти. Тоді цільові знаки теоретично з'являтимуться на негативній відстані, тобто до початку відхилення на екрані.

Трикутна зміна частоти

У трикутній зміні частоти вимірювання відстані може виконуватися як на наростаючому, так і на спадаючому фронті. На рисунку 3 показано, що луна-сигнал зміщений праворуч через час проходження порівняно з сигналом передачі. Без доплерівської частоти величина різниці частот під час наростаючого фронту дорівнює вимірюванню під час спадаючого фронту. Доплерівська частота зміщує луна-сигнал по висоті (зелений графік на рисунку 16.3). Вона виглядає як сума різниці частот Δf та доплерівської частоти f_D на наростаючому фронті, а також різниця між цими двома частотами на спадаючому фронті. Це відкриває можливість точного визначення відстані, незважаючи на зсув частоти, спричинений частотою Доплера, який тоді складається з середнього арифметичного двох частин вимірювань на різних краях трикутної діаграми. Водночас точну доплерівську частоту можна визначити з двох вимірювань. Різниця між двома різницевиими частотами вдвічі перевищує доплерівську частоту. Однак, оскільки дві різниці частот доступні не одночасно, це порівняння вимагає цифрової обробки сигналу з проміжним зберіганням результатів вимірювань.

Частота, скоригована за доплерівською частотою для визначення відстані, та доплерівська частота рухомої цілі розраховується за формулою:

$$f(R) = \frac{\Delta f_1 + \Delta f_2}{2} \quad (16.3)$$

$$f_D = \frac{|\Delta f_1 - \Delta f_2|}{2} \quad (16.4)$$

де $f(R)$ – частота як міра визначення відстані; f_D – Доплерівська частота як міра вимірювання швидкості; Δf_1 – різниця частот на наростаючому фронті; Δf_2 – різниця частот на спадному фронті.

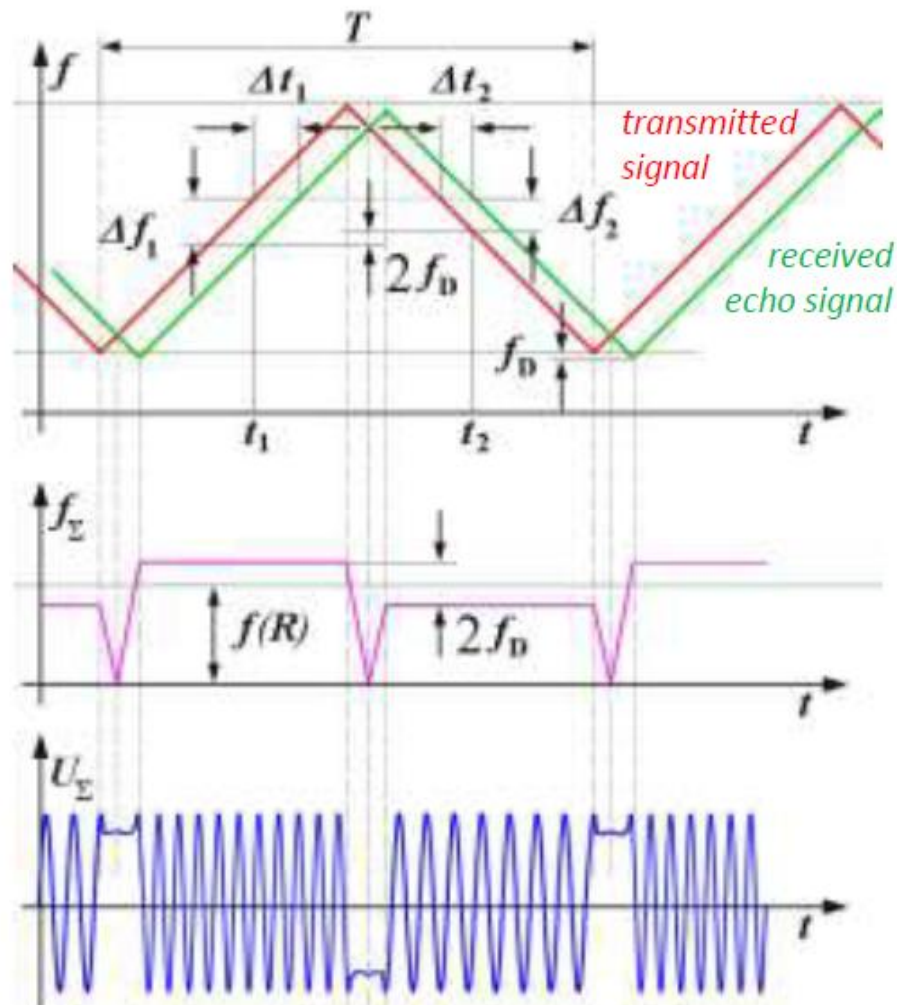


Рисунок 16.3 – Зв'язки з трикутною модуляційною схемою

Частоту $f(R)$ потім можна використовувати у формулі (16.1) для обчислення точної відстані. Однак, цей метод має недолік: якщо з'являється кілька відбивних об'єктів, виміряні доплерівські частоти не можуть бути однозначно пов'язані з ціллю. Призначення неправильної доплерівської частоти пункту призначення на неправильній відстані може призвести до появи цілей-привидів. На рисунку 16.4 показано графічне рішення. Положення першої цілі визначається функціями $[-\delta f_1]_1 + f_D$ та $[+\delta f_2]_1 - f_D$. Перетин двох ліній - це положення цілі 1. Коли з'являється другий об'єкт ($[.....]_2$) з другою доплерівською частотою, саме тоді обидві пари лінійних схилів дають загалом чотири перетини, два з яких є фантомними цілями. Положення фантомних цілей також залежить від крутизни модуляційної картини. Отже, проблему можна вирішити, вимірюючи цикли з різною крутизною схилів: тоді будуть відображатися лише ті цілі, координати яких виміряні в обох циклах в одному й тому ж положенні.

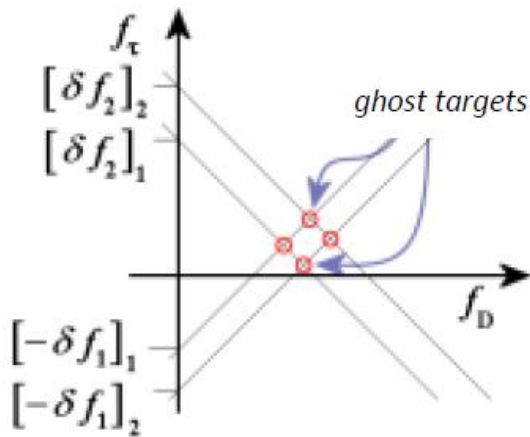


Рисунок 16.4 – Примарні цілі, графічне рішення

Частотна маніпуляція (FSK)

Приймач-передавач просто перемикається туди-сюди за допомогою прямокутної керуючої напруги між двома частотами передачі. Існує два основних способи обробки вихідних сигналів приймача-передавача. Перший варіант – вимірювання тривалості зміни частоти. На виході приймача-передавача з'являється сигнал, обвідна якого є імпульсом із заданою шириною імпульсу як мірою відстані. Однак це вимірювання є чистою марною тратою часу, як і вимірювання імпульсного радара, і тому є або неточним, або технологічно дуже складним.

Друга можливість полягає в порівнянні фазового кута ехо-сигналів двох частот. Під час вершини прямокутного імпульсу радар працює на першій частоті, а під час міжімпульсного періоду – на другій.

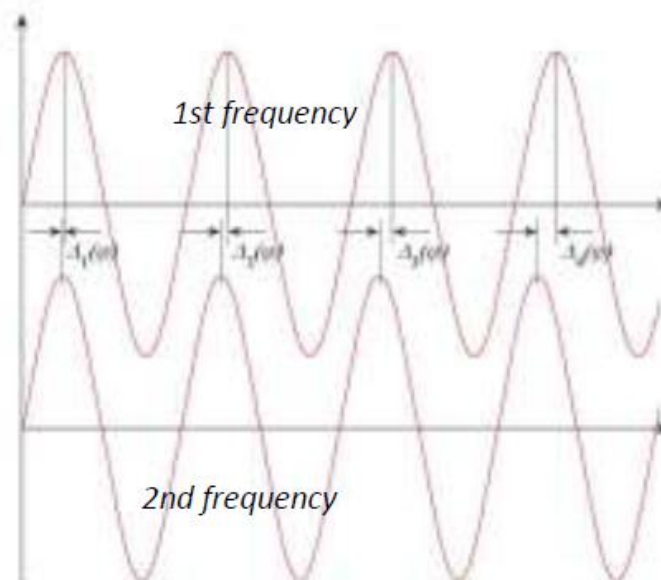


Рисунок 16.5 – Різниця фаз $\Delta\phi(f)$ – це міра того, скільки довжин хвиль дорівнює подвоєній відстані (туди й назад)

Протягом цих проміжків часу в мілісекундному діапазоні радар працюватиме як для методу безперервного радіолокатора. На виході змішувача з пониженням частоти (див. блок-схему) з'являється напруга постійного струму як міра різниці

фаз між сигналом прийому та сигналом його передачі. Різниця фаз між ехо-сигналами різних частот передачі (технічно: різниця напруги на виході змішувача) є мірою відстані. Знову ж таки, обидва ехо-сигнали не вимірюються одночасно, значення напруги повинні зберігатися в цифровому вигляді.

Однак, через періодичність синусоїди, цей метод має лише дуже обмежену однозначну відстань вимірювання, яка знаходиться навіть у цьому діапазоні; там різниця фаз між обома луна-сигналами менша за півдовжини хвилі. Різниця частот 20 МГц між двома частотами передачі призводить до однозначного діапазону вимірювання 15 метрів. Кілька цілей на близькій відстані неможливо розділити, оскільки на виході змішувального каскаду можна виміряти лише один фазовий кут. Кілька цілей перекриваються лише однією вихідною напругою, при якій домінує найсильніша ціль.

Якщо обидва методи аналізу (у часі та у фазі) застосовуються одночасно, то визначення відстані, що залежить від часу, може бути використане для грубої оцінки. Детальні результати фазового аналізу потім можна множити, доки результат не буде достатньо близьким до відстані, отриманої за допомогою вимірювання часу. Таким чином, уникається поганого однозначного максимального діапазону вимірювання різниці фаз.

Ступінчаста зміна частоти

Загалом, застосовуються ті ж переваги та недоліки ступінчастої частотної модуляції, що й метод з прямокутною модуляцією. Однак радар FMCW тепер працює з кількома послідовними частотами. На кожній з цих окремих частот вимірюється фазовий кут відлуння. Однак діапазон однозначних вимірювань значно розширюється, оскільки тепер фазові співвідношення між кількома частотами повинні повторюватися, щоб створити неоднозначності.

Цей метод буде дуже цікавим, якщо на нерівностях об'єкта, що відбиває, можна буде спостерігати резонанси для окремих частот компонентів. Тоді цей метод вимірювання є галуззю інтерферометрії.

Блок-схема радіолокаційного датчика FMCW

Радар FMCW складається, по суті, з приймача-передавача та блоку керування з мікропроцесором. Приймач-передавач являє собою компактний модуль і зазвичай включає патч-антену, реалізовану як окремі передавальна та приймальна антени. Висока частота генерується генератором, керованим напругою, який безпосередньо живить передавальну антену, або його потужність додатково підсилюється. Частина високої частоти виводиться та подається на змішувач, який перетворює прийнятий та посилений ехо-сигнал у базовій смузі частот.

Плата керування містить мікропроцесор, який керує трансивером, перетворює ехо-сигнали в цифровий формат, а також (зазвичай через USB-кабель) забезпечує підключення до персонального комп'ютера або ноутбука. За допомогою цифро-аналогового перетворювача керуюча напруга подається на частотний регулятор. Вихідна напруга змішувача оцифровується.

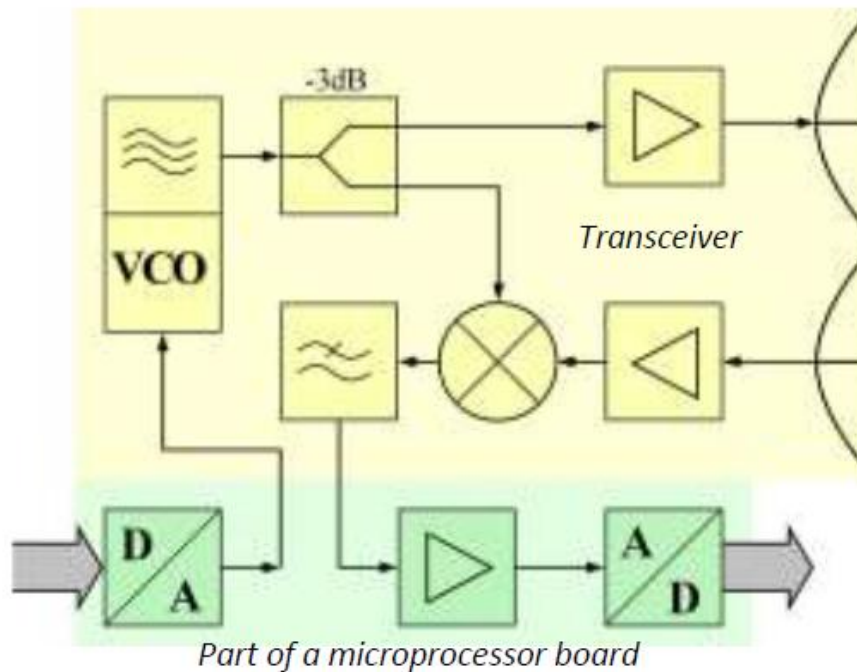


Рисунок 16.6 – Блок-схема радару FMCW

Якщо використовується одна антена, то через метод (одночасна передача та прийом) радіолокатор FMCW потребує феритового циркулятора для розділення передавальних та приймальних сигналів. Однак у сучасних патч-антенах використання окремих передавальних та приймальних антен є набагато дешевшим. На спільній підкладці безпосередньо одна над одною розміщуються передавальна та приймальна антенні решітки. Напрямок поляризації часто повертається на 180° один відносно одного. Часто додаткова екрануюча пластина зменшує прямий «перехресний зв'язок» (тобто прямий позитивний зворотний зв'язок між двома антенами). Оскільки вимірювання виконується як різниця частот між передавальною та приймальною сигналами, сигнал, який утворюється внаслідок цього прямого зв'язку, може бути придушений через дуже малу різницю частот.

У чисто безперервних радіолокаційних застосуваннях необхідно обробляти лише доплерівську частоту. Це включає частоти лише до 16,5 кГц за допомогою приймача FMCW, що працює в К-діапазоні (близько 24 ГГц), а очікувана швидкість запису становить до 360 кілометрів на годину. Тому як мікропроцесор можна використовувати простий стереоаудіопроцесор, який виробляється у великих кількостях і використовується, наприклад, у звукових картах для домашніх комп'ютерів. Навіть у методі FSK (модуляція з прямокутною діаграмою спрямованості) такий процесор можна використовувати умовно.

На відміну від цього, приймач у застосуванні радару FMCW повинен бути здатним обробляти весь зсув частоти передавача. Таким чином, в прийнятому сигналі очікуються частоти до 250 МГц. Це суттєво впливає на смугу пропускання наступного підсилювача та необхідну частоту дискретизації аналого-цифрового перетворювача. Таким чином, плата обробки сигналів радару FMCW значно дорожча порівняно з радаром CW.

Наразі на ринку є багато недорогих радарних датчиків FMCW або радарних

модулів FMCW, які містять повний приймач-передавач з інтегрованою решіткою патч-антени як так званий «передній кінець» радіолокаційного пристрою FMCW. Ці модулі зазвичай включають в якості ядра модуль MMIC TRX_024_xx (див. технічний опис) від Silicon Radar з вихідною потужністю до 6 дБм. Цей чіп працює в К-діапазоні (24,0 ... 24,25 ГГц) і може використовуватися як датчик для вимірювання швидкості та відстані. Модуляція або зміна частоти залежить від керуючої напруги та підключена до зовнішнього кола, яке має або фіксовану напругу (тоді модуль працює як радар безперервної дії), або керується процесором на основі вихідної напруги цифро-аналогового перетворювача. Вихідний сигнал змішувача зазвичай подається у вигляді сигналів I та Q, і його необхідно суттєво посилити перед аналого-цифровим перетворенням.

Зображення FMCW радар

Цей метод радіолокації використовується в так званому широкосмуговому радаріTM як навігаційному радарі для морських застосувань. Однак тут частотна розгортка зупиняється після досягнення максимального діапазону вимірювання. Тому передаваний сигнал більше схожий на сигнал імпульсного радара з використанням внутрішньої імпульсної модуляції. Ця перерва не має прямого впливу на максимальну відстань вимірювання тут.

Однак, необхідно зчитувати виміряні дані з буфера та передавати їх без втрат через вузько смугову лінію на блок відображення. Завдяки своїй роботі – порівнянню частоти прийнятого відлуння сигнал із переданим сигналом, який доступний на всій відстані – він залишається радаром FMCW, він лише періодично вимикається на кілька мілісекунд, оскільки більше даних просто не потрібно.



Рисунок 16.7 – Решітка патч-антени морського навігаційного радара FMCW у діапазоні X

Радар зображення повинен виконувати вимірювання відстані для кожної точки на моніторі. Роздільна здатність за дальністю тут більше залежить від розміру пікселя цього екрана та від здатності обробки сигналу надавати дані з необхідною швидкістю. Потрібен екран з високою роздільною здатністю, щоб для кожної різниці дальності було доступно щонайменше два пікселі, тому, навіть якщо виміряний сигнал знаходиться точно між положеннями двох пікселів, обидва пікселі «засвічуються», і при русі цілі кількість використаних пікселів, а отже, і відносна яскравість символу цілі, залишаються однаковими.

На прикладі вищезгаданого широкосмугового радара™ зі зсувом частоти 65 МГц за мілісекунду можна отримати якісні вимірювання.

- Для однозначного вимірювання часу роботи за допомогою цього радара можна виміряти лише максимум 500 мкс (див. Рисунок 16.1), що відповідає можливій максимальній дальності 75 км.
- Відхилення частоти 65 МГц на мілісекунду відповідає зміні частоти 65 герц на наносекунду. Якщо наступні фільтри технічно здатні розділяти різницю частоти 1 кГц, то таким чином можливе вимірювання різниці в часі 15 наносекунд, що відповідає роздільній здатності за дальністю близько 2 метрів.
- Якщо, згідно з оцінкою, максимальна оброблювана різницева частота становить два мегагерци, що забезпечує простий однокристальний мікрокомп'ютер, то можна виміряти відстані до 4000 метрів. (Без мікроконтролера тоді знадобилося б 4000 різних окремих фільтрів, що працюють паралельно.)
- Через метод вимірювання точність вимірювання приблизно дорівнює роздільній здатності дальності та все ще обмежена роздільною здатністю шкали екрана.

Таким чином, радар FMCW може отримати високу просторову роздільну здатність з мінімальними технічними зусиллями. Щоб отримати таку ж роздільну здатність, імпульсний радар повинен бути здатним вимірювати час у діапазоні наносекунд. Це означало б, що ширина смуги частот цього імпульсного радіолокаційного передавача повинна бути

Невізуалізуючий FMCW радар

Результат вимірювання цього FMCW-радару відображається або у вигляді числового значення на стрілочному приладі, або оцифровується у вигляді буквено-цифрового дисплея на екрані. Він може вимірювати лише один домінуючий об'єкт, але з дуже високою точністю аж до сантиметрового діапазону. Такий метод визначення відстані, наприклад, використовується в авіаційних радіовисотомірах. Навіть аналоговий стрілковий прилад може служити індикатором для радара FMCW. Вимірювач з рухомою котушкою має більший індуктивний імпеданс для вищих частот і тому демонструє значення, залежне від частоти, яке, однак, тоді не є лінійним.

16.2 Математична модель системи радіолокації за технологією FMCW

Найбільш популярною є пилкоподібний сигнал, математичний запис якого може бути представлено:

$$s(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \sin \left(\omega_0 \cdot (t + k\Delta T) + \int_0^{t+k\Delta T} u(\tau) d\tau \right), 0 \leq t < \Delta T$$

де ΔT - період сигналу; $u(t)$ – управляючий, оскільки це пилкоподібний сигнал, то це функція виду $\sum_{k=0}^{\infty} \alpha \cdot (t + k\Delta T) - \alpha k\Delta T$ для $0 \leq t < \Delta T$; ω_0 – носійна частота випромінюваного сигналу; α – коефіцієнт нахилу, який розраховується як:

$$\alpha = \frac{\Delta F}{\Delta T},$$

де ΔF - смуга частот сигналу.

Враховуючи $u(t)$, отримуємо:

$$s(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \sin \left(\omega_0(t + k\Delta T) + \int_0^{t+k\Delta T} \alpha(t + k\Delta T) - \alpha k\Delta T dt \right) = \quad (16.5)$$

$$= \sum_{k=0}^{\infty} \sin \left(\omega_0(t + k\Delta T) + \frac{\alpha}{2}(t + k\Delta T)^2 \right)$$

Даний вид сигналу часто називають лінійною частотною модуляцією (ЛЧМ). Передавач випромінює ЛЧМ сигнал, час проходження сигналу до цілі і назад напряму пов'язаний з дальністю цілі і називається часом затримки прийнятого сигналу. Швидкість поширення електромагнітних хвиль рівна швидкості світла. Час затримки можна порахувати як:

$$\tau = \frac{2R}{c}, \quad (16.6)$$

де τ - час затримки між прийнятим та переданим сигналом, R - дальність до цілі, а c – швидкість світла.

Таким чином, на виході з передавача ми маємо ЛЧМ сигнал (16.5), а на вході приймача отримуємо ЛЧМ сигнал затриманий на τ , який можна записати наступним чином:

$$r(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \sin \left(\omega_0 \cdot (t - \tau + k\Delta T) + \frac{\alpha}{2}(t - \tau + k\Delta T)^2 \right) \quad (16.7)$$

Таким чином, якщо прийнятий сигнал порівняти з переданим у момент приймання, то видно, що прийнятий сигнал є затриманою копією переданого сигналу.

Далі, відповідно до структурної схеми рис.16.8, стоїть змішувач. В якому відбувається перемноження випромінюваного (16.5) та прийнятого (16.7) сигналу. В результаті на виході отримуємо наступне:

$$s(t) \cdot r(t) =$$

$$= \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{\infty} \cos \left(\omega_0(t + k\Delta T) - \omega_0(t + k\Delta T - \tau) + \frac{\alpha}{2}(t + k\Delta T)^2 - \frac{\alpha}{2}(t + k\Delta T - \tau)^2 \right)$$

$$- \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{\infty} \cos \left(\omega_0(t + k\Delta T) + \omega_0(t + k\Delta T - \tau) + \frac{\alpha}{2}(t + k\Delta T)^2 + \frac{\alpha}{2}(t + k\Delta T - \tau)^2 \right)$$

Як бачимо сигнал на виході змішувача складається з двох компонент високочастотної та низько частотної. Після змішувача стоїть фільтр низьких частот (ФНЧ), який відфільтрує високочастотну складову та залишить низькочастотна.

Таким чином сигнал на виході фільтра

$$\sum_{k=0}^{\infty} \cos \left(\alpha \tau t - \frac{\alpha}{2} \tau^2 + \omega_0 \tau + \alpha \tau k \Delta T \right) \quad (16.8)$$

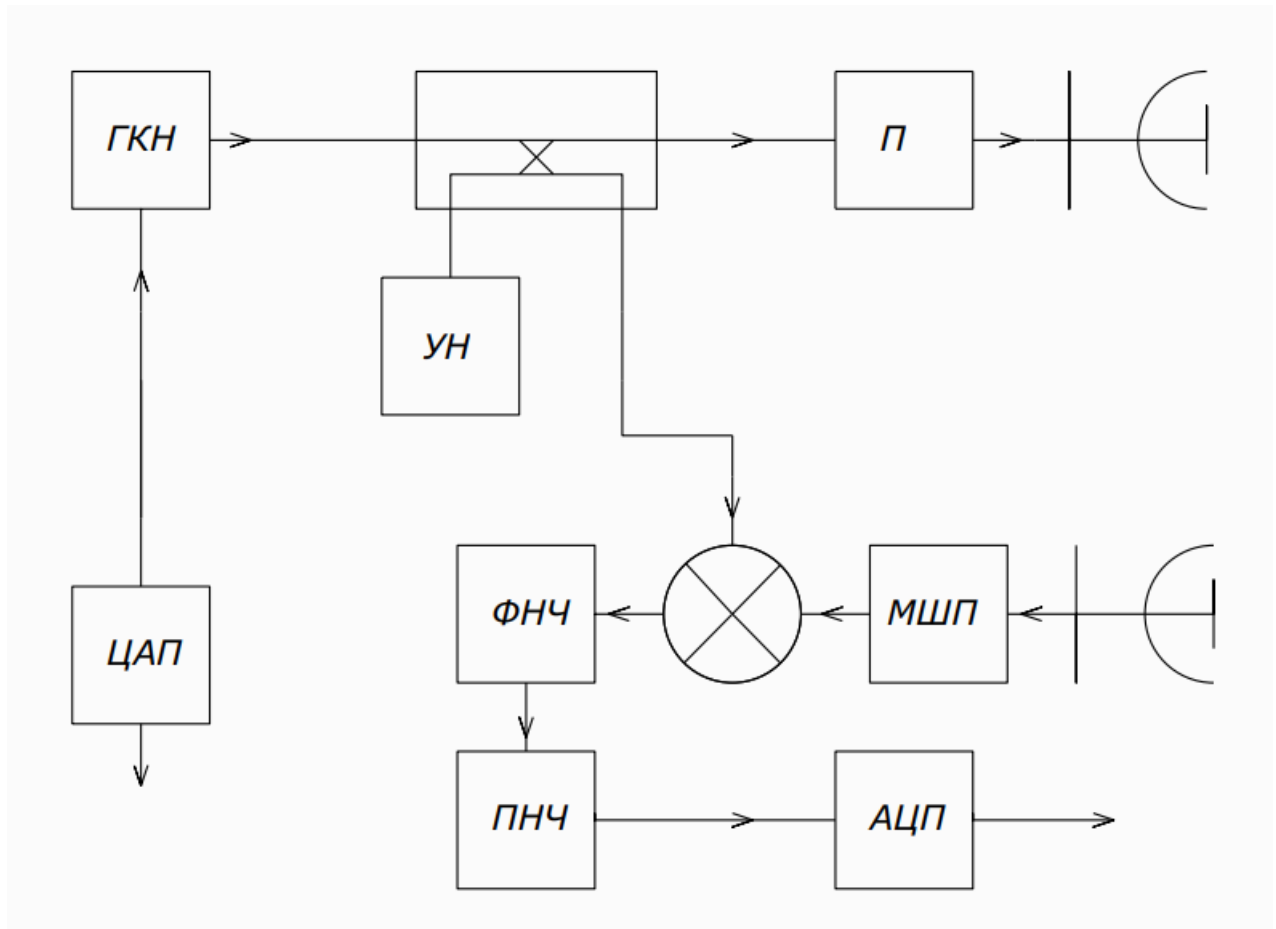


Рисунок 16.8 – Блок схема FMCW радара

Як видно з параметрів сигналу $\alpha \tau$ утворює різницю між частотами переданого та отриманого сигналів і через значення затримки τ зберігає інформацію про дальність до цілі. Цю різницю частот позначимо через f_{beat} .

З іншої сторони, процес випромінювання імпульсів ЛЧМ та прийому їх затриманих копій, можна схематично зобразити як показано на рис. 1.2. Частота переданого сигналу розгортається як пилка на несучій частоті. Зміна частоти відображається як ΔF , а період сигналу ΔT . τ представляє часову затримку між прийнятим і переданим сигналами. Просто взявши нахил функції відхилення частоти лише за один інтервал розгортки, можна отримати співвідношення між різницею частот та часом затримки:

$$\alpha = \frac{\Delta F}{\Delta T} = \frac{f_{beat}}{\tau} \quad (16.9)$$

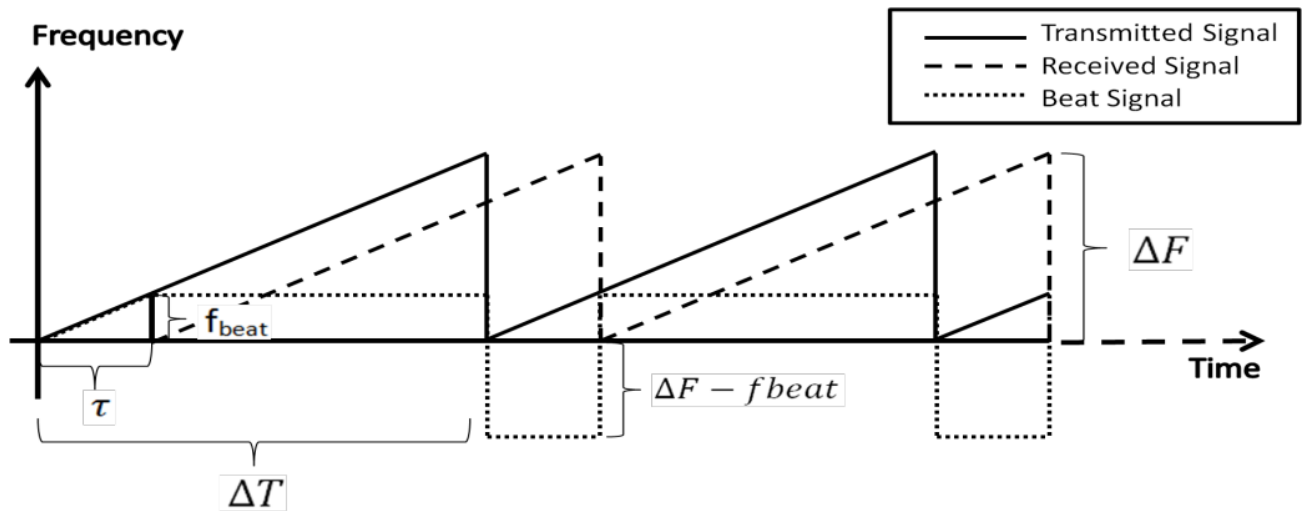


Рисунок 16.9 – Залежність частоти переданих, прийнятих і ударних сигналів від часу.

Беручи до уваги попередні твердження, можемо записати наступні формули. Відстань до цілі (R) та різницю частот (f_{beat}). Відповідно до формул (16.9) та (16.6) можемо вивести f_{beat} та R :

$$f_{beat} = \frac{2\alpha R}{c} \quad (16.10)$$

$$R = \frac{f_{beat} c}{2\alpha} \quad (16.11)$$

Максимальна дальність виявлення цілі R_{max} обмежена тим, що час затримки τ , не повинен перевищувати періоду сигналу. Таким чином R_{max} можна розрахувати:

$$R_{max} = \frac{\Delta F c}{2\alpha} = \frac{\Delta T c}{2} \quad (16.12)$$

16.3 Розрахунок енергетики радару

Рівняння енергетики радіолокаційної системи представляє собою залежність отриманої потужності на вході приймача $P_{прм}$ від таких параметрів, як потужність переданого сигналу, підсилення антен, довжини хвилі, дальність до цілі:

$$P_{прм} = \frac{P_{прд} G_{прд} G_{прм} \lambda_0^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4},$$

або у логарифмічному вигляді розрахунок $P_{прм}$:

$$P_{прм} = P_{прд} + G_{прм} + \sigma + G_{прд} - L(R) \quad (16.13)$$

$P_{прд}$ – потужність передавача в дБВт; $P_{прм}$ – потужність прийнятого сигналу в дБВт; $G_{прд}$ – коефіцієнт підсилення передавальної антени в дБ; $G_{прм}$ – коефіцієнт підсилення приймальної антени в дБ; σ – ефективна площа розсіювання (Radar Cross Section - RCS); $L(R)$ - атмосферне загасання.

До атмосферних загасань належать:

- W_0 – загасання у вільному просторі, що пов’язане зі сферичністю хвилі

$$W_0 = 10 \lg \left(\frac{(4\pi)^3 R^4}{\lambda_0^2} \right),$$

де λ_0 – довжина хвилі сигналу, що випромінюється.

- ΔW – додатковий фединг за рахунок загасання хвилі на трасі.
- Ймовірність безвідмовної роботи через метеоумови на трасі каналу.

З іншої сторони мінімальна потужність сигналу на вході приймача $P_{\text{прм}}$ повинно перевищувати потужність шуму $P_{\text{ш}}$ на вході приймача на задану величину D – граничне відношення С/Ш на вході демодулятора, яке забезпечує задану ймовірність пропуску цілі:

$$P_{\text{прм min}} = P_{\text{ш}} + D \quad (16.14)$$

Потужність шуму на вході приймача може бути розрахована:

$$P_{\text{ш}} = KT_{\text{ш}}\Delta f \quad (16.15)$$

де $K = 1.38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{Дж}}{\text{К}}$ – стала Больцмана; $T_{\text{ш}}$ – шумова температура; Δf – смуга частот корисного сигналу.

Перепишемо (16.15) пронормувавши до температури оточуючого середовища T_0 , зазвичай рівної 293К та приведеної смуги частот $\Delta f'$, зазвичай беруть значення 1МГц:

$$P_{\text{ш}} = KT_{\text{ш}}\Delta f = KT_0 \frac{T_{\text{ш}}}{T_0} \Delta f = KT_0 \Delta f' \frac{T_{\text{ш}}}{T_0} \frac{\Delta f}{\Delta f'}.$$

Перепишемо отримане рівняння для $P_{\text{ш}}$ в логарифмічній формі:

$$P_{\text{ш}} = 10 \lg(KT_0 \Delta f') + 10 \lg \left(\frac{T_{\text{ш}}}{T_0} \right) + 10 \lg \left(\frac{\Delta f}{\Delta f'} \right). [\text{дБВт}] \quad (16.16)$$

Підставивши стандартні значення у перший доданок з (2.4) отримаємо:

$$10 \lg(KT_0 \Delta f') = -144 \text{ дБВт}.$$

Шумова температура приймального тракту розраховується наступним чином:

$$T_{\text{ш}} = T_0 \left(10^{\frac{N_f + \Delta L}{10}} - 1 \right),$$

де N_f – коефіцієнт шуму малошумного підсилювача в дБ, ΔL – втрати в АТФ. Оскільки у якості вхідного підсилювача передбачається використовувати монолітну інтегральну схему з коефіцієнтом шуму 3 дБ, що є типовим для восьми міліметрового діапазону довжин хвиль, а втрати в АТФ для даного діапазону частот складають ≈ 0.5 дБ, отримуємо:

$$T_{\text{ш}} = T_0 \left(10^{\frac{3+0.5}{10}} - 1 \right) \approx 360\text{K}$$

Розрахуємо шумову температуру в дБ:

$$10 \lg \left(\frac{T_{\text{ш}}}{T_0} \right) = 10 \lg \left(\frac{360}{293} \right) \approx 0.9 \text{ дБ.}$$

Розрахуємо значення Δf .

Відповідно до формули (16.11) можемо розрахувати максимальне значення частоти яке буде відповідати максимальній дальності.

$$\Delta f = \frac{2 \Delta FR}{\Delta T c} = \frac{2 * 500 * 10^6 * 200}{100 * 10^{-6} * 3 * 10^8} = 6.6 \text{ МГц}$$

$$10 \lg \left(\frac{\Delta f}{\Delta f'} \right) = 10 \lg(6.6) \approx 8.2 \text{ дБ}$$

Отже отримаємо наступне значення $P_{\text{ш}}$

$$P_{\text{ш}}(\text{дБВт}) = -144 + 0.9 + 8.2 = -134.9 \text{ дБВт}$$

$$P_{\text{ш}}(\text{дБВт}) = -134.9 \text{ дБВт} = -104.9 \text{ дБм}$$

Вибираємо типове значення для $D = 6$ дБ, яке забезпечує необхідне значення ймовірності пропуску цілі. Розрахуємо загасання сигналу $L(R)$ де:

$$L(R) = W_0 + \Delta W.$$

Згідно ТЗ, відстань до цілі, на якій радар має забезпечувати виявлення цілі, рівна 100 метрів, а частота роботи 34 ГГц, тому загасання у вільному просторі рівне:

$$W_0 = 10 \lg \left(\frac{(4\pi)^3 R^4}{\lambda_0^2} \right) \approx 154 \text{ дБ,}$$

а λ_0 може бути розраховано як $\lambda_0 = \frac{c}{f_0} = \frac{3 \cdot 10^8}{34 \cdot 10^9} = 8.8 \cdot 10^{-3} \text{ м:}$

Враховуючи, що радар може використовуватись в польових умовах, потрібно враховувати додаткові втрати в атмосфері. Для забезпечення безвідмовної роботи радару в умовах атмосферних опадів інтенсивністю $J = 13$ мм/год (середня величина по Україні) з ймовірністю 99,9%, додаткове загасання можна розрахувати користуючись наступним емпіричним співвідношенням:

$$\Delta W = 0,154/R(\text{км}),$$

Розрахуємо втрати на відстані 1 км, отримаємо;

$$\Delta W = 0,154 \times 13 \times 1 = 2.02$$

Переведемо ΔW в дБ:

$$\Delta W = 10 \lg(2,02) \approx 3 \text{ дБ /км}$$

Поділимо отримане значення на 5, щоб порахувати втрати на відстані 0.2 км

$$\Delta W = \frac{3.0}{5} = 0.6 \text{ дБ}$$

Отже: $L(R) = W_0 + \Delta W = 154.6$ дБ

Коефіцієнти підсилення антен та RCS, зазначені в ТЗ

$$\begin{aligned} G_{\text{прм}} &= G_{\text{прд}} = 29 \text{ дБ} \\ \sigma &= -20 \text{ дБ} \end{aligned}$$

Підставивши (16.14) у (16.13), та виразимо $P_{\text{прд}}$ знаходження мінімальної потужності прередавача, що забезпечить необхідну потужність сигналу на вході приймача $P_{\text{прм min}}$:

$$P_{\text{прд min}} = P_{\text{ш}} + D - G_{\text{прм}} - G_{\text{прд}} - \sigma + L(R) \quad (16.17)$$

Підставляємо знайдені значення у (16.17), отримаємо

$$P_{\text{прд min}} = -134.9 + 6 - 29 - 29 - 20 + 154.6 = -52.3 \text{ дБВт} = -22.3 \text{ дБм} \quad (16.18)$$

Враховуючи неминучі втрати у вихідному фільтрі передавача та антенно-фідерному тракті і оцінюючи їх сумарною величиною 1.3 дБ, отримаємо що мінімальна необхідна потужність вихідного каскаду передавача рівна

$$P_{\text{вих}} = -21 \text{ дБм.}$$

16.4 Методи формування ЛЧМ

Розрізняють два методи формування неперервних сигналів з ЛЧМ:

- Активний метод формування.
- Цифровий метод формування.

Активний метод формування є найбільш популярним для формування ЛЧМ сигналу. Цей метод заснований на застосуванні генератора керованої напругою. На генератор одночасно подають дві імпульсні напруги:

- З імпульсного модулятора, що забезпечує формування необхідної тривалості сигналу.
- З генератора пилоподібної напруги, що здійснює частотну модуляцію протягом імпульсу.

Для забезпечення необхідної стабільності частоти у схемі рис. 16.9 використовується система автоматичного регулювання частоти (АПЧ) середньої частоти ЛЧМ сигналу та система автоматичного підстроювання закону модуляції.

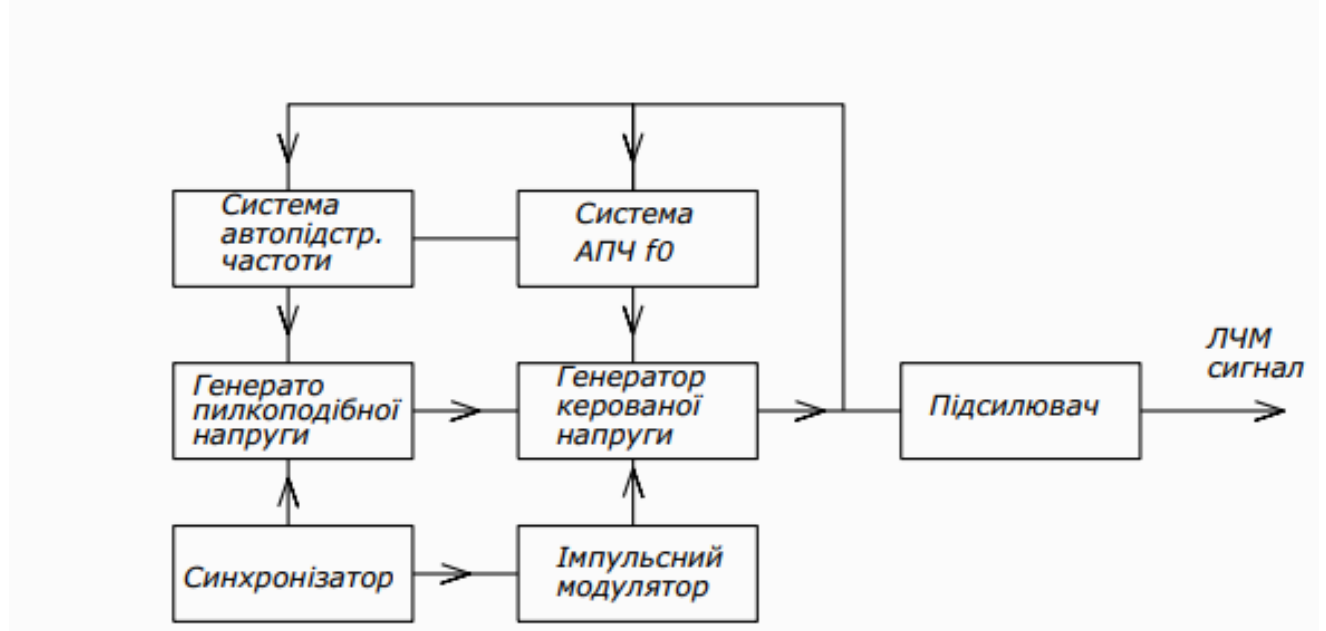


Рисунок 16.9 – Структурна схема пристрою формування сигналу ЛЧМ активним методом

Принцип роботи системи АПЧ закону ЛЧМ заснований на порівнянні закону модуляції вихідного сигналу генератора, з еталонним. У разі невідповідності виробляється сигнал помилки, який подається на генератор пилоподібної напруги. При цьому змінюється амплітуда пилоподібної напруги, і закон зміни частоти генератора у бік зменшення помилки.

Переваги та недоліки розглянутого способу формування ЛЧМ сигналу.

Переваги:

- Дозволяє здійснити частотну модуляцію на порівняно великому рівні потужності та безпосередньо на несучій частоті.
- Доступність в ціні.

Недоліки:

- Невисока стабільність параметрів сигналу, що формується.
- Технічні складності, пов'язані із забезпеченням лінійності закону зміни частоти.

Тому активний метод формування використовується лише при наявності системи АПЧ.

Широке застосування електронної обчислювальної техніки в сучасних РЛС дало можливості формування зондуючих сигналів цифровими методами.

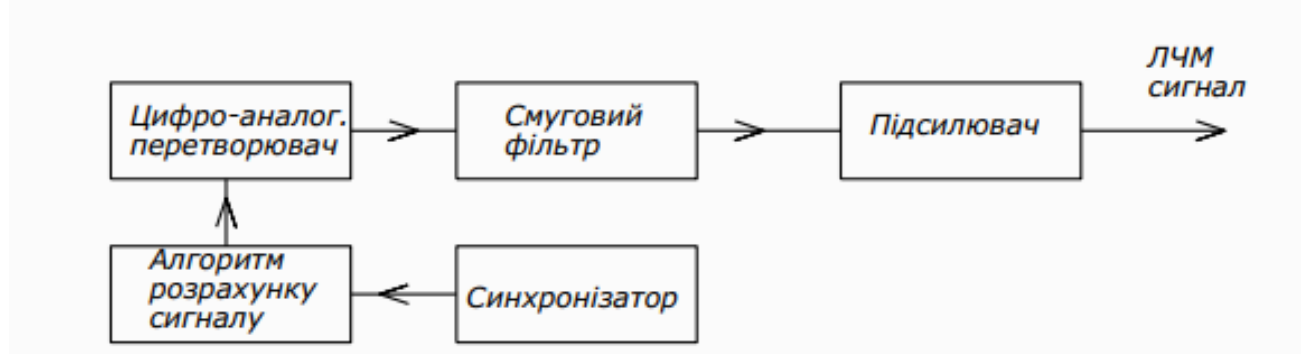


Рисунок 16.10 – Структурна схема формування сигналу з ЛЧМ цифровим методом

Алгоритм розрахунку сигналу в момент надходження числових кодів і тактових імпульсів від синхронізатора, розраховує числові коди. В останніх зберігається інформація про миттєве значення напруги формованого сигналу в фіксований момент часу затриманого на t . Цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП) забезпечує перетворення числових кодів у ступінчасту напругу. Ступінчастий сигнал, впливаючи на смуговий фільтр, викликає на виході фільтра відгук у вигляді аналогового ЛЧМ сигналу із заданими параметрами.

Переваги та недоліки розглянутого способу формування ЛЧМ сигналу.

Переваги:

- Обмеження максимальної тривалості формованого ЛЧМ сигналу практично відсутні.
- Забезпечується досить висока стабільність частоти та параметрів частотної модуляції.

Недоліки:

- Обмеження за максимальною величиною девіації частоти та несучої частоти.
- Проблеми реалізації методу при малій тривалості формованих сигналів.

Беручи до уваги вище написане, для подальшої розробки обираємо активний метод формування ЛЧМ, тому що генерація широкосмугових сигналів цифровим методом є дорогою, оскільки мікросхеми цифро-аналогові перетворювачі мають високу вартість.

Генератори, що управляються напругою на частоту 34 ГГц теж мають високу ціну, тому для розробки обираємо генератор НМС1160, який може генерувати сигнал на 8.5 ГГц та використаємо 2 подвоювачі частоти, щоб отримати частоту 34 ГГц.

Для формування пилкоподібної напруги використаємо синтезатор частоти ADF4159. Який може згенерувати керуючий сигнал з контролем по лінії зворотного зв'язку сигналу, що згенерований інтегральною мікросхемою НМС1160.

16.5 Розробка структурної схеми передавального тракту

Для вибору подвоювачів частоти, в першу чергу потрібно врахувати те, що перший із них буде на виході мати сигнал в діапазоні 17 ГГц, а наступний на виході формуватиме сигнал вже в діапазоні 34 ГГц. Цей факт дозволяє в якості першого із подвоювачів обирати інтегральну мікросхему з меншим робочим діапазоном частот, що безумовно приведе до зменшення собівартості самого радару.

В якості першого з подвоювачів частоти виберемо інтегральну мікросхему MAFC-004403, яка має робочий вихідний діапазон частот 16-24 ГГц та відповідає вимогам ТЗ. В якості другого подвоювача частоти, виберемо інтегральну мікросхему XX1000QT, яка має робочий вихідний діапазон частот 15-45 ГГц.

Оскільки для вирішення поставленого завдання було обрано генератор керований напругою НМС1160 на 8.5 ГГц, то відповідно до рис. 16.11, потужність на виході генератора буде дорівнювати 12.5 дБм.

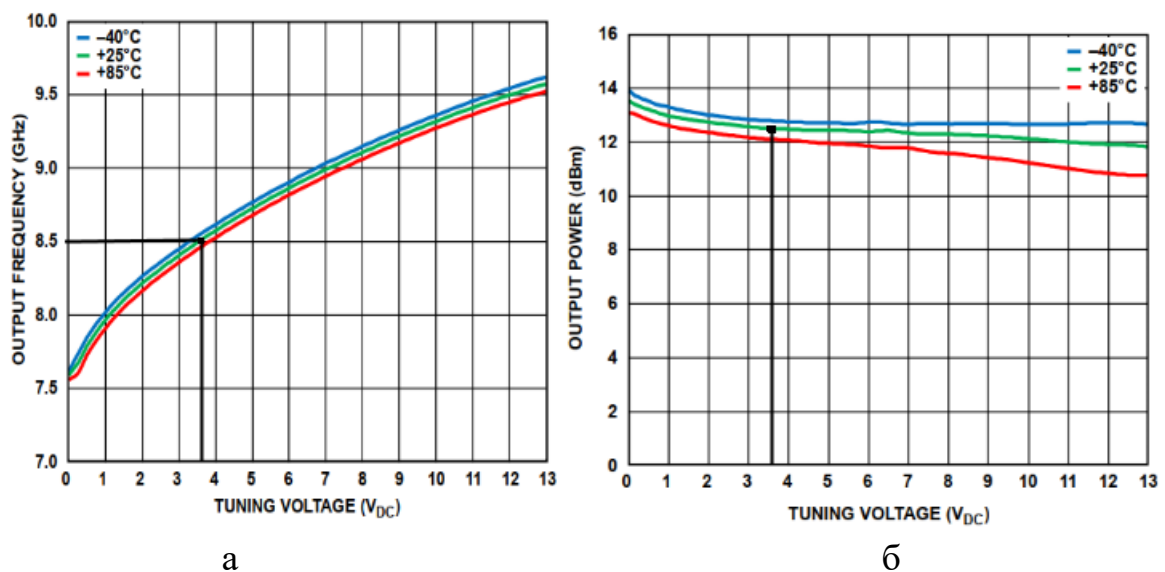


Рисунок 16.11 – Залежність вихідної частоти та вихідної потужності сигналу генератора НМС1160

Так як максимальна вхідна потужність сигналу для першого подвоювача частоти рівна 8 дБм, а на виході генератора керованого напругою рівень потужності сигналу 12.5 дБм, то потрібно поставити атенюатор на 6 дБ, щоб узгодити дві інтегральні мікросхеми між собою. Потужність сигналу після атенюатора рівна 6.5 дБм, та задовольняє параметри вхідного сигналу для подвоювача MAFC-004403.

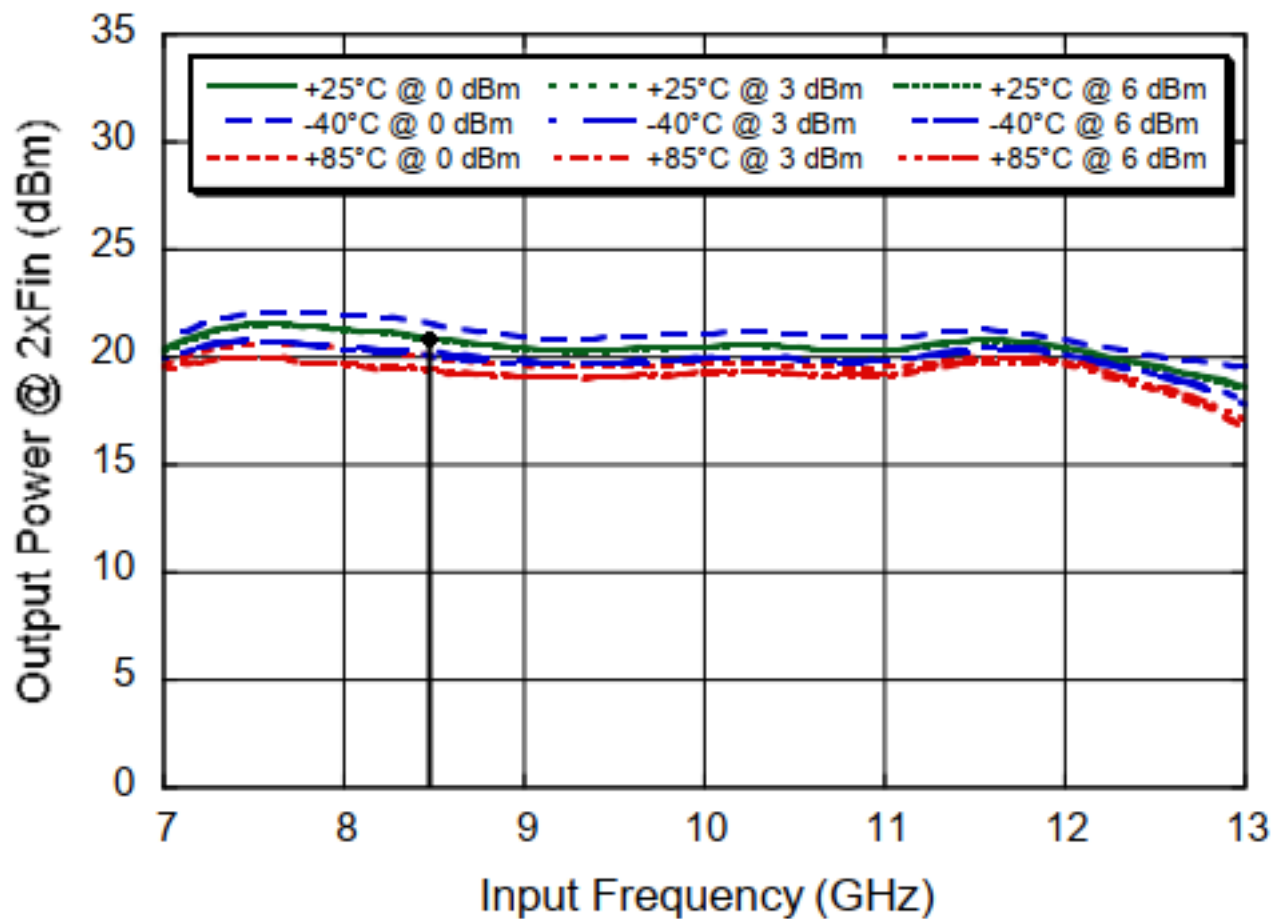


Рисунок 16.12 – Залежність вихідної потужності від вхідної частоти подвоювача частоти MFOC004403

На виході з першого подвоювача, як видно з рис. 16.12, потужність вихідного сигналу рівна 21 дБм. Оскільки, згідно опису на інтегральну мікросхему XX1000QT, максимальна вхідна потужність для другого подвоювача рівна 15 дБм, необхідно поставити атенюатор на 6 дБ, в результаті чого отримаємо на його виході рівень потужності сигналу 15 дБм, що задовольняють параметрам вхідного сигналу подвоювача.

На виході другого подвоювача частоти, рівень потужності сигналу, згідно рис. 16.13, рівний 17дБм. Наступним каскадом в структурі передавального тракту, згідно розглянутої структурної схеми FMCW радара на рис. 16.8 являється відгалужувач, який направляє частину енергії сигналу в приймальний тракт на помножувач. Для забезпечення нормальної роботи змішувача на його гетеродинному вході потужність має бути рівною ≈ 11.5 дБм. Виходячи з того, що на виході другого помножувача потужність рівна 17дБм, можемо розрахувати перехідне загасання напрямленого відгалужувача:

$$C = P_{\text{прд}} - 11.5 = 5.5\text{дБ}$$

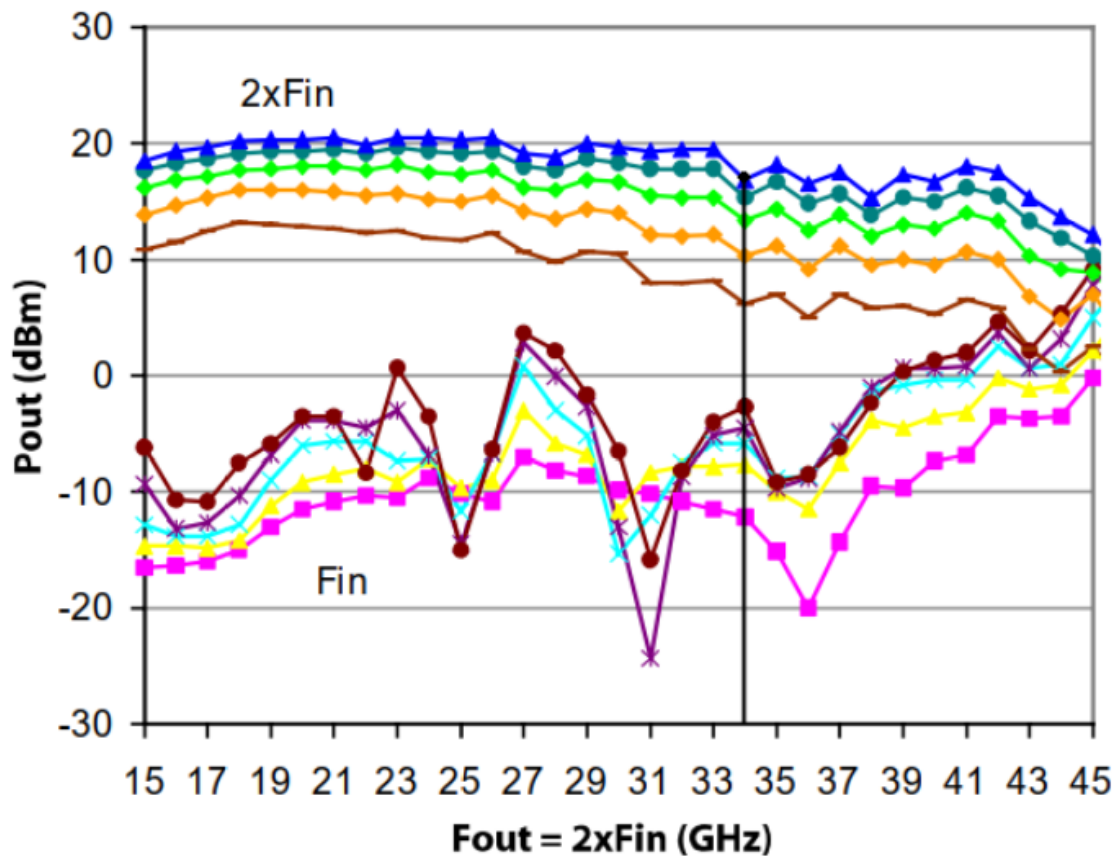


Рисунок 16.13 – Залежність вихідної потужності від вхідної частоти подвоювача частоти XX1000QT

Користуючись відомим співвідношенням, розраховуємо пряме загасання в напрямленого відгалужувача:

$$A = -20 \lg \sqrt{1 - 10^{\frac{-c}{10}}} = 20 \lg \sqrt{1 - 10^{\frac{-5.5}{10}}} \approx 2.9 \text{ дБ}.$$

Таким чином на виході направленного відгалужувача маємо 14.1 дБм. З урахуванням втрат а антенно-фідерному тракті приблизно 1дБ, отримаємо що $P_{\text{прд}}$ рівна 13.1 дБм.

Як бачимо, потужність на виході відгалужувача забезпечує розраховане значення мінімальної потужності передавача $P_{\text{прд min}}$, тому вихідний підсилювач ставити не потрібно. Отже отримуємо діаграму рівнів передавального тракту, зображену на рис. 16.14.

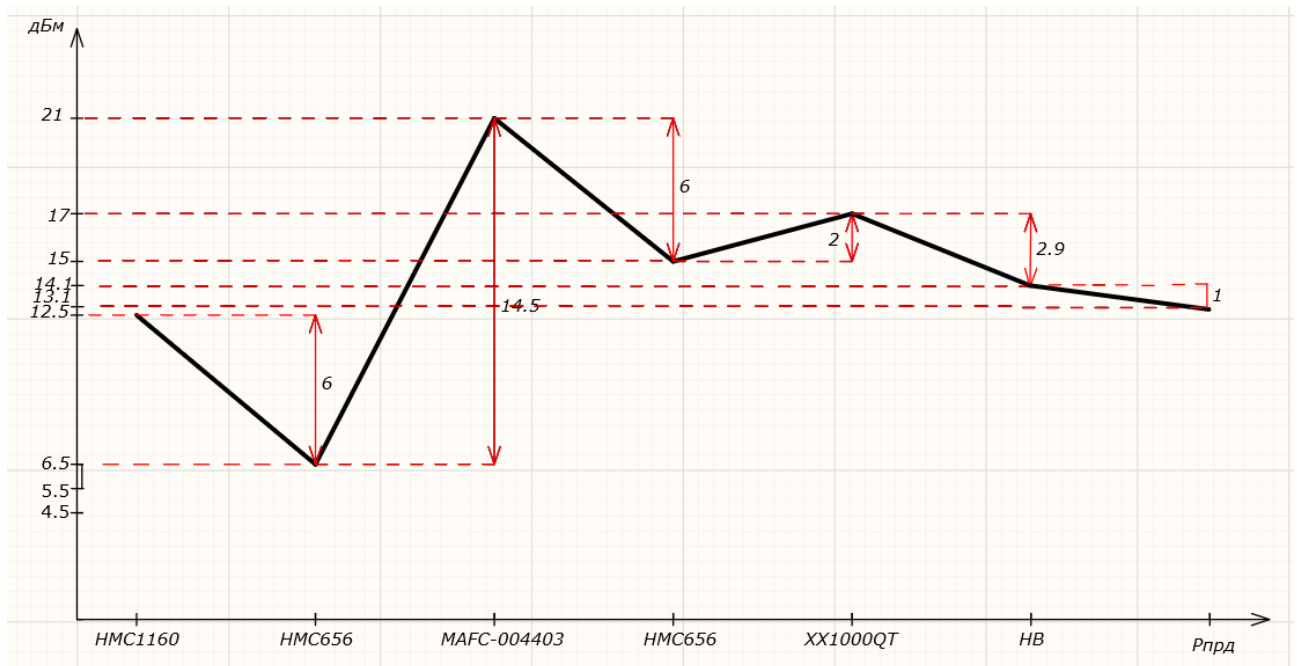


Рисунок 16.14 Діаграма рівнів передавального тракту

16.6 Розробка структурної схеми приймального тракту

Відповідно до (16.13) маємо:

$$\begin{aligned}
 P_{\text{прм}} &= P_{\text{прд}} + G_{\text{прм}} + \sigma + G_{\text{прд}} - L(R) = \\
 &= 13.1 + 29 + 29 - 20 - 154.6 = -103.5 \text{ дБм}
 \end{aligned}$$

В якості малошумного підсилювача (МШП) виберемо мікросхему XL1010-QT, яка в діапазоні 34 ГГц, згідно опису на мікросхемі, має коефіцієнт підсилення 16.5 дБ, який зображено на рис. 16.15.

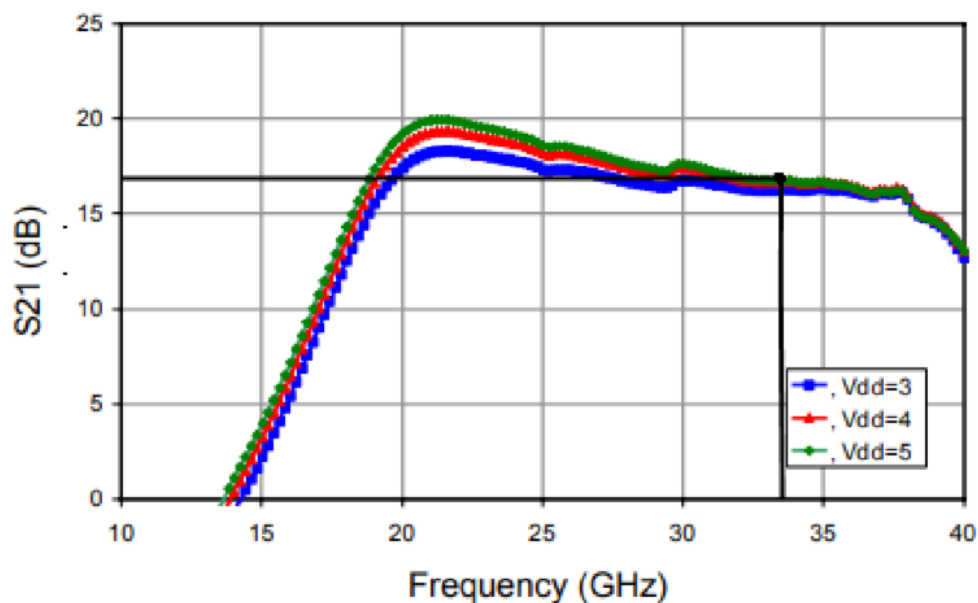


Рисунок 16.15 Залежність вихідної потужності від вхідної частоти малошумного підсилювача XL1010-QT

Орієнтуючись на типові значення втрат перетворення змішувача, рівні 7дБ, отримуємо, що на виході змішувача рівень сигналу складатиме -94.5 дБм. Щоб забезпечити необхідний рівень сигналу -6дБм, згідно ТЗ, нам необхідно поставити підсилювач низької частоти на 89 дБ. Таким чином діаграма рівнів матиме вигляд:



Рисунок 16.16 – Діаграма рівнів приймального тракту

16.7 Опис структурної схеми FMCW радару

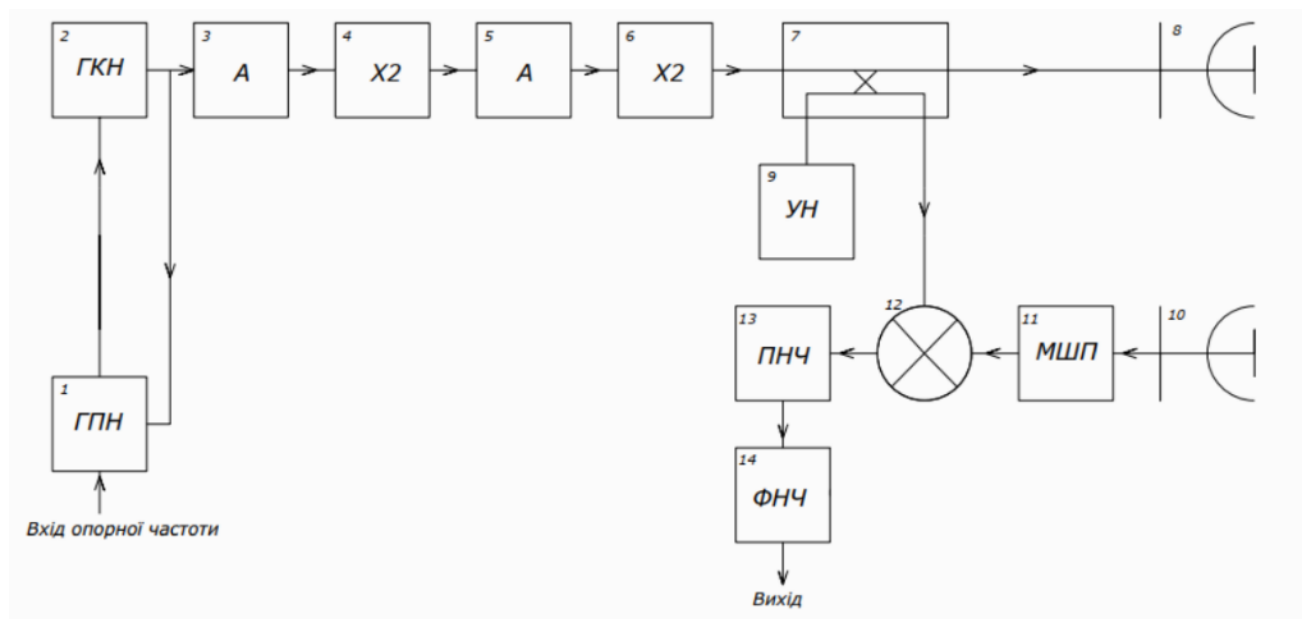


Рисунок 16.17 – Структурна схема FMCW радару

В якості схеми генерації сигналу з ЛЧМ була вибрана схема, що реалізує активний метод формування на генераторі керованого напругою HMC1160. Сам пилкоподібний сигнал генерується за допомогою синтезатора ADF4159. HMC1160 генерує сигнал на 8.5 ГГц, для отримання сигналу на частоті 34 ГГц використовується два подвоювачі частоти та два атенюатори, які потрібні для узгодження рівнів потужності сигналу. Далі цей сигнал розділяється на дві частини за допомогою відгалужувача, одна частина поступає на передавальну рупорну антену інша проходить на змішувач, де перемножується з прийнятим ехо сигналом. Така ж рупорна антена використовується і для приймання ехо-сигналів. Прийнятий сигнал з антени надходить на малошумний підсилювач, потім на змішувач, в якому відбувається перемноження прийнятого ехо-сигнала та відгалуженого сигналу з передавача. Після змішувача стоїть ПНЧ у зв'язку з необхідністю підсилення сигналу до значень необхідних для подальшої обробки та ФНЧ, який потрібний для усунення високочастотної складової, що з'являються в результаті перемноження.

Контрольні питання

1. Основні особливості FMCW-радіолокаторів.
2. Шаблони модуляції.
3. Трикутна зміна частоти.
4. Лінійна зміна частоти пилкоподібної форми.
5. Частотна маніпуляція (FSK).
6. Блок-схема радіолокаційного датчика FMCW.
7. Зображення FMCW радар.
8. Математична модель системи радіолокації за технологією FMCW.
9. Розрахунок енергетики радару.
10. Методи формування ЛЧМ.
11. Структурна схема передавального тракту.
12. Структурна схема FMCW радару.