## Технічне завдання

Розрахувати технічні параметри РЛС УВД з такими параметрами:

Ефективна відбиваюча поверхня цілі , 40



Ширина спектру флуктуацій траєкторії руху цілі , 0,2



Імовірність вірного виявлення цілі 0,92



Імовірність хибної тривоги 2



Максимальна віддаль виявлення цілі, 300



Сліпа віддаль, 0,2



Максимальна висота польоту цілі *,*  10



Сектор огляду простору в вертикальній площині

від до , 7,5-65



Релеївська розрізняльна здатність за віддалю , 150



Релеївська розрізняльна здатність за азимутом , 4



Максимальна імпульсна потужність передавача , 0,3



Коефіцієнт втрат, який враховує відхилення характеристик реальної апаратури від ідеальної *,* 15



Довжина хвилі, , 0,10



Зміст

Технічне завдання

1. Технічні параметри РЛС

1.1 Аналіз завдання до виконання курсової роботи

1.2 Розрахунок технічних параметрів РЛС

1.3 Розрахунок потужності шуму

1.4 Розрахунок коефіцієнту спрямованої дії антени передавача і ефективної площини антени приймача

1.5 Розрахунок енергії зондуючого сигналу

2. Вибір і опис зондуючого сигналу

2.1 Вибір зондуючого сигналу

2.2 Автокореляційна функція сигналу

2.3 Функціональні схеми пристроїв генерації та обробки зондуючого сигналу

3. Розрахунок реальної розрізняльної здатності та потенційної і реальної точності

3.1 Розрахунок реальної розрізняльної здатності за віддалю та азимутом

3.2 Розрахунок потенційної і реальної точності виміру віддалі і азимуту

4. Вибір схеми захисту від пасивних завад

Висновок

Додатки

Огляд роботи РЛС УВД

Структурна схема РЛС

## 1. Технічні параметри РЛС

## 1.1 Аналіз завдання до виконання курсової роботи

Завдання до виконання курсової роботи передбачає розрахунок технічних параметрів імпульсної оглядової РЛС.

Вихідні дані для розрахунків:

Параметри зони огляду:

Переріз зони огляду - кільце (коловий огляд), яке утворене максимальною віддаллю .



Переріз огляду в вертикальній площині наведено на рис.1, де - висота польоту цілі, та - мінімальний та максимальний кути місця цілі, тому:



, (1.1)



де - кут місця, що відповідає максимальній віддалі виявлення і максимальній висоті польоту цілі.





Рис.1

Якість виявлення:

РЛС повинна забезпечити виявлення цілі з ефективною відбиваючою поверхнею на фоні власних шумів приймача на межі зони огляду в кутомісцевій площині (рис.1) з імовірністю вірного виявлення та імовірністю хибної тривоги (для всієї зони огляду) при одноразовому перегляді. Модель сигналу (поодинокого) на вході приймача - сигнал з випадковою початковою фазою та флюктуючою амплітудою.



Динамічні параметри руху цілі: верхня межа спектра флюктуацій траєкторії руху цілі .



Координати цілі, які підлягають однозначному вимірюванню: віддаль та азимут .



Релеївські розрізняльні здатності РЛС: не гірше ніж за віддаллю та за азимутом (при рівномірному розподіленні поля в розкриві антени).



Максимальна імпульсна потужність передавача: .



Коефіцієнт втрат, який враховує відхилення характеристик реальної апаратури РЛС від ідеальної (оптимальної): .



Довжина хвилі зондуючого сигналу : знаходиться в межах .



Оскільки в оглядових РЛС задача розрізнення цілей за частотою Допплера не ставиться, то в такій РЛС можна застосувати некогерентну міжперіодну обробку.

## 1.2 Розрахунок технічних параметрів РЛС

Розрахунок ширини спектру зондуючого сигналу:

, (1.1)



де - релеївская роздільна здатність за віддаллю.



Вибір часу огляду з умови:

, (1.2)



де - верхня межа спектру траєкторії руху цілі



Розрахунок періоду (частоти) повторення імпульсів передавача з умови однозначного вимірювання віддалі:

(1.3)



де - максимальна віддаль однозначного виміряння;



- максимальна віддаль виявлення з урахуванням поглинання.



;



.



Розрахунок кількості імпульсів (кількість імпульсів в пачці), підходящих на вхід приймача РЛС за час опромінення цілі в режимі колового огляду:



, (1.4)



де - час опромінення цілі:



(1.5)



де - ширина діаграми спрямованості в азимутальній площі на рівні половинної потужності (Релеївська роздільна здатність за азимутом). Маємо:



;



.



Розрахунок коефіцієнта розрізнення для моделі сигналу з випадковою фазою і флюктуючою амплітудою:

(1.6)



де - відношення сигнал/шум, розраховуємо за формулою:



, (1.7)



де - імовірність правильного знаходження; - імовірність хибної тривоги для одного елементу розрізнення зони огляду.



(1.8)



, (1.9)



де m - число елементів розрізнення у зоні огляду, дорівнює добутку числа елементів розрізнення за віддалю m1 і за азимутом m2.

;



;



;



.



Визначимо коефіцієнт втрат при некогерентній обробці.



Для розрахованої імовірності хибної тривоги для одного елемента розрізнення і розрахованої кількості імпульсів визначимо параметр з рівняння:



, (1.10)



За допомогою ЕОМ побудуємо графік залежності (1.10) і знайдемо узагальнений поріг .

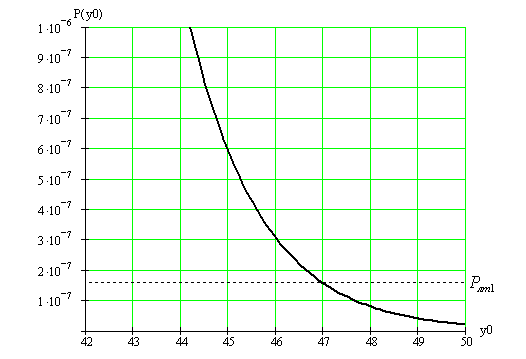


Рис.2

Розрахунок проведений на комп’ютері, показав .



Знаходимо необхідне відношення сигнал/шум для одного імпульсу при некогерентній обробці з рівняння:



. (1.11)



Згідно завданню . Підберемо для забезпечення при . За допомогою ЕОМ підрахуємо значення при . Дані ітерацій зведено в табл.1.



Табл.1

|  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- |
|  |  |  |  |
| 60 | 0.913 | 68 | 0.923 |
| 61 | 0.914 | 69 | 0.924 |
| 62 | 0.915 | 70 | 0.925 |
| 63 | 0.916 | 71 | 0.925 |
| 64 | 0.917 | 72 | 0.926 |
| 65 | 0.919 | 73 | 0.927 |
| 66 | 0.920 | 74 | 0.929 |
| 67 | 0.922 | 75 | 0.930 |

Маємо, що при виконується потрібна нам рівність.



Так як згідно визначенню характеризує енергетичні втрати, що виникаючі при переході від когерентної до некогерентної обробки, а відношення сигнал/шум в одному імпульсі при когерентній обробці дорівнює:



(1.12)



де розраховано за формулою (1.7), отже:



(1.13)



## 1.3 Розрахунок потужності шуму

Розрахуємо спектральну щільність шуму . Для цього потрібно вибрати тип активного елементу вхідного пристрою супергетеродинного приймача РЛС для заданої довжини хвилі випромінюваного коливання.



Значення визначаються формулою



, (1.14)



де - постійна Больцмана,



- нормальна температура,



- коефіцієнт шуму підсилюючого елементу. Як відомо:



Потужність шуму на вході приймача в смузі прийому розраховується за формулою:



, (1.15)



де - ефективна ширина смуги пропускання лінійного тракту приймача з урахуванням узгодженого фільтру.



При узгодженій обробці дорівнює:



, (1.16)



де - ширина спектру зондую чого сигналу, розрахована нами за формулою (1.1). Тоді, підставивши знайдені значення у формулу (2.2), обчислимо потужність шуму:



## 1.4 Розрахунок коефіцієнту спрямованої дії антени передавача і ефективної площини антени приймача

Оскільки РЛС, параметри якої розраховуються, повинна забезпечити розрізнення і точний вимір тільки по одній кутовій координаті - азимуту, то в РЛС необхідно застосувати антену, яка формує плоску діаграму спрямованості і при цьому сканує її в азимутальній площині.

Ширина головного променя ДС в азимутальній площині на рівні 0,5 за потужністю визначається заданою розрізняльною здатністю по азимуту (), а ширина променя в площині кута місця визначається заданою величиною .



Основним виразом для визначення параметрів РЛС є рівняння віддалі, яке має вигляд:

, (1.17),



де - максимальна віддаль виявлення,;



- імпульсна потужність передавача, ;



- кількість імпульсів, що приймаються антеною за час повороту в площині азимуту на кут, який відповідає ширині антенного променя на рівні 0,5 за потужністю;



- коефіцієнт спрямованої дії антени передавача;



- ефективна площа антени приймача, ;



- ефективна відбиваюча поверхня цілі, ;



спектральна щільність внутрішнього шуму;



- коефіцієнт розрізнення;



- база зондуючого сигналу;



- коефіцієнт втрат в системі.



В рівнянні віддалі дії (1.17) входить коефіцієнт підсилення антени, який наряду з іншими заданими параметрами, що входять в (1.17), забезпечує виявлення цілі із заданими ймовірностями та на .



Для цілей, що мають кут місця в межах , віддаль виявлення повинна бути і, отже, .



В той же час, оскільки максимальна висота цілі обмежується величиною і , то для цілей, що летять на висоті і мають кут місця в межах , максимальна віддаль між РЛС і ціллю буде менше ніж .



Із рис.1 бачимо, що для .



. (1.18)



Тому для кутів в межах для забезпечення виявлення цілей, що летять на висоті із заданими ймовірностями та може бути менше ніж . Вказаним умовам задовольняє антена, яка має для кутів місця коефіцієнт підсилення , а для кутів - коефіцієнт підсилення



. (1.19)



Таку антену називають косеканс-квадратною. Відомі кілька способів побудови косеканс-квадратної антени. В найбільш поширеному з них верхня половина відбивача являє собою параболу. Вона відбиває енергію опромінювача, що розміщується в фокусі параболи, в напрямках, які паралельні осі антени, як у звичайної параболічної антени. Нижня частина відбивача трохи відрізняється від параболи. Вона видозмінена у такий спосіб, щоб частина енергії випромінювача відбивалась вверх по відношенню до осі антени.

Коефіцієнт підсилення параболічної антени із плоским променем розраховується за формулою:

, (1.20)



де ,



,



.



Отже,

.



Коефіцієнт підсилення косеканс-квадратної антени з тією ж апертурою як і у параболічної для кутів буде трохи меншою, ніж розрахований за формулою (1.20), і визначається співвідношенням:



. (1.21)



Для суміщеної антени при коефіцієнті корисної дії ефективна площа антени визначається як:



. (1.22)



Тому по розрахованому значенню (1.21) і формулою (1.22) можливо розрахувати ефективну площу косеканс-квадратної антени:



. (1.23)



Наближені лінійні горизонтальний та вертикальний розміри косеканс-квадратної антени розраховуються за формулами:

; (1.24)



(1.25)



де кути підставляються в градусах.

## 1.5 Розрахунок енергії зондуючого сигналу

Оскільки перед РЛС, параметри якої потрібно розрахувати, відповідно до вихідних даних не ставиться задача розрізняння цілей за радіальною швидкістю, то в ній можна застосувати узгоджену внутріперіодну обробку і некогерентну міжперіодну обробку - імпульсної пачки. Для цього випадку максимальна віддаль дії визначається співвідношенням:



(1.26)



де - імпульсна енергія випроміненого імпульсу, Дж;



- коефіцієнт втрат при некогерентній обробці послідовності із N імпульсів;



- граничне відношення сигнал/шум на виході узгодженого з одним із імпульсів фільтру, який забезпечує потрібну якість виявлення при когерентній обробці.



З урахуваннями (1.26) енергія зондуючого сигналу в одному імпульсі визначається співвідношенням:



. (1.26)



.



Енергія - імпульсного пакету, що приймається, буде рівнятись



. (1.27)



Із розрахованої енергії і заданої потужності можна визначити протяжність одного радіоімпульсу зондуючого сигналу



. (1.28)



Для перевірки коректності приведених розрахунків необхідно виконати контрольний розрахунок :



, (1.29)



,



і визначити відносну похибку:

. (1.30)



. (1.31)



Перевіряємо виконання умови

(1.32)



Умова виконується.

## 2. Вибір і опис зондуючого сигналу

## 2.1 Вибір зондуючого сигналу

Коефіцієнт стиснення сигналу (база) визначається як добуток ширини його спектру на тривалість:



(2.1)



Характер та якість інформації, що вилучається РЛС з прийнятого коливання, залежать від структури та властивостей зондуючого сигналу. Призначення РЛС в значній мірі визначає властивості зондуючого сигналу, тому що навіть теоретично не існує радіолокаційного сигналу, який би ідеально підходив би для будь-яких застосувань.

На вибір зондуючого сигналу впливають віддаль виявлення цілей, роздільна здатність РЛС, невизначеності різного виду, точність визначення параметрів радіолокаційного сигналу, практичне виконання пристроїв генерації, випромінювання та обробки сигналу та інші загальні вимоги. Ці фактори часто суперечать один одному (як теоретично, так і практично). Тому при виборі зондуючого сигналу часто доводиться вдаватися до компромісних рішень.

Виходячи із оптимізованих даних, отриманих у п.1 зондуючий сигнал повинен бути складним база якого дорівнює . При такій базі краще вибрати біфазний сигнал (БФ), оскільки при малій базі сигналу, спектр ЛЧМ-сигналу є нерівномірним, що призводить до важкості реалізації узгодженого фільтру.



Біфазний сигнал на основі кодів Баркера, які при непарних існують лише при, що витікає з виразів: при парному :



(2.2)



при непарному :



(2.3)



Кореляційна функція кодів Баркера при F = 0: :



(2.4)



Іншим перерізом цієї функції (площиною t = 0) є:

(2.5)



яке приводить до рівняння:

. (2.6)



При цьому побічні максимуми менші головного максимуму приблизно в 5 разів. Складні сигнали кодів Баркера також мають наступні переваги перед іншими складними сигналами:

відносно малу тривалість головного викиду;

переважно велике перевищення центрального викиду над боковими;

Отже послідовність коду Баркера для наступна:



|  |  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| N |  |  |  |  |  |  |  |
| 7 | +1 | +1 | +1 | -1 | -1 | +1 | -1 |

## 2.2 Автокореляційна функція сигналу

Розрахунок кореляційної функцій зводиться до знаходження її значень в дискретних точках, що відповідають часовим зміщенням, кратним тривалості одиничного імпульсу .



Останнє не важко зробити за допомогою ромбовидної таблиці. У боковому стовпці записується послідовність зверху вниз.

Якщо в строчці бокового стовпця стоїть +, то перепишемо без зміни цю послідовність у горизонтальну строку, а якщо на вказаному місці стоїть - , то змінимо знаки усіх її елементів:

|  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| - | - | - | - | + | + | - | + |  |  |  |  |  |  |
| + |  | + | + | + | - | - | + | - |  |  |  |  |  |
| - |  |  | - | - | - | + | + | - | + |  |  |  |  |
| - |  |  |  | - | - | - | + | + | - | + |  |  |  |
| + |  |  |  |  | + | + | + | - | - | + | - |  |  |
| + |  |  |  |  |  | + | + | + | - | - | + | - |  |
| + |  |  |  |  |  |  | + | + | + | - | - | + | - |
|  | -1 | 0 | -1 | 0 | -1 | 0 | +7 | 0 | -1 | 0 | -1 | 0 | -1 |

Склавши елементи кожного вертикального стовпця, визначимо значення автокореляційної функції цієї послідовності в дискретних точках.

Побудувавши ці значення на графіку, отримаємо автокореляційну функцію послідовності, яка відрізняється від нормованої автореляційної функції лише масштабом по осі ординат.

Викладена методика є по суті матричним представленням виразу:

(2.7)



Графік автокореляційної функції сигналу представлений на рис.3:

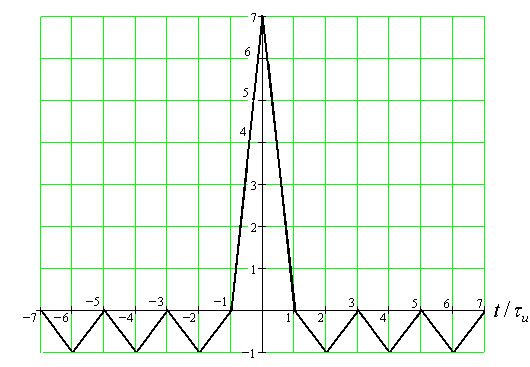


Рис.3

## 2.3 Функціональні схеми пристроїв генерації та обробки зондуючого сигналу

Сигнал, маніпульований за фазою на по закону коду Баркера можливо отримати порівняно простими засобами. Для цього можливо використати балансний модулятор (БМ), що живиться від генератора високої частоти (ГВЧ) і маніпульований послідовністю відеоімпульсів, що кодуються, які відтворюють закон зміни комплексної амплітуди сигналу:



Послідовність же кодованих амплітуд сигналу можна отримати шляхом алгебраїчного (з врахуванням полярності) сумування імпульсів, знятих з відводів лінії затримки загальної тривалості , на вхід якої поступає прямокутний імпульс тривалості . Лінія затримки має відводів, які забезпечують затримку на величину кратну. Імпульси отримані з початку лінії, з усіх кінців відводів та кінця лінії, складаються у суматорі з вагою, що відповідає значенню члену коду Баркера. В наслідку цього підсумування з’являється послідовність кодованих відео імпульсів (рис.5).



Функціональна схема такого пристрою приведена на рис.4 (ГОИ - генератор одиночного імпульсу):

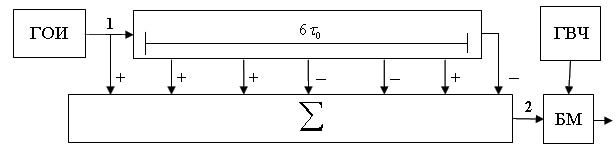


Рис.4

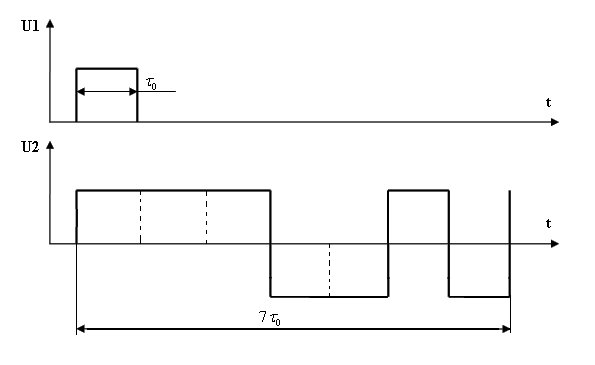


Рис.5

При маніпулюванні послідовністю відеоімпульсів балансного маніпулятора і подачі на його вхід коливань високої частоти на його виході з’являється сигнал, фаза якого маніпульована за законом кода Баркера.

Слід замітити, що розглянута вище методика розрахунку автокореляційної функції огинаючої фазоманіпульованого сигналу детально відтворює механізм проходження цієї огинаючої крізь багатовідвідну лінію затримки і суматор із дзеркальним відносно коду сигналу законом підсумування сигналу у відводах. Лінія затримки і суматор (рис.5) входять до складу РОФОС (радіочастотного оптимального фільтру для одиночного сигналу).

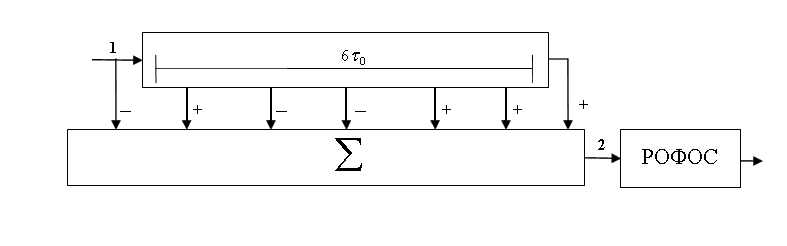


Рис.6

## 3. Розрахунок реальної розрізняльної здатності та потенційної і реальної точності

Розглянемо одноканальну імпульсну некогерентну РЛС кругового огляду, структурна схема якої має вигляд (рис.3.1).

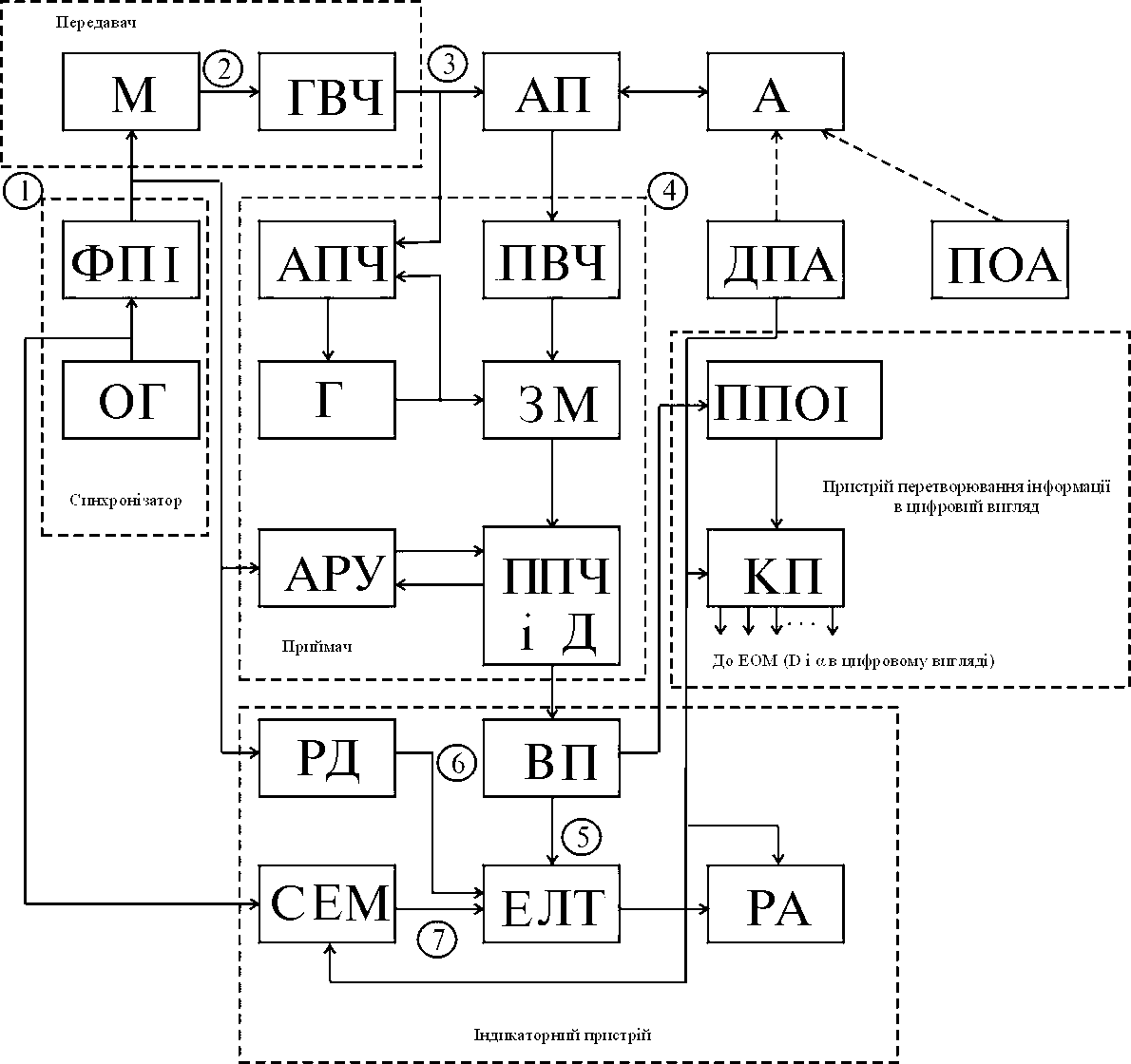


Рис.3.1 Структурна схема РЛС кругового огляду

Такі станції дозволяють виявляти цілі та визначати їхню дальність і азимут у межах зони огляду, обмеженою максимальною дальністю та шириною ДС у вертикальній площині . По азимуту ДС обертається з постійною швидкістю, здійснюючи за час одного оберту круговий огляд.



Для візуальної індикації двох координат цілі необхідний двовимірний індикатор кругового огляду (ІКО) з яскравістною оцінкою цілі. В ІКО звичайно застосовується ЕПТ із електромагнітним відхиленням променів. Імпульсні сигнали з виходу приймача подаються на керуючий електрод ЕПТ і збільшують яскравість світіння екрана під час їхньої появи.

Розгорнення дальності здійснюється за допомогою котушки, що відхиляє, що створює магнітне поле, що рівномірно переміщає електронний промінь від центра екрана ЕПТ до краю по радіусу. Азимутальне розгорнення, тобто кругове обертання променя, що розгортає, дальності синхронно з антеною, створюється або обертанням котушки, що відхиляє, за допомогою системи дистанційної передачі кута (СДПК), або за допомогою спеціально формованих напруг, що відхиляють, живильні нерухомі котушки, що відхиляють. У якості СДПК часто використається слідкуюча сельсинна система із грубим і точним каналами, що забезпечують досить високу точність передачі.

Механізм формування зображення на екрані ЕПТ пояснюється рис.3.2:

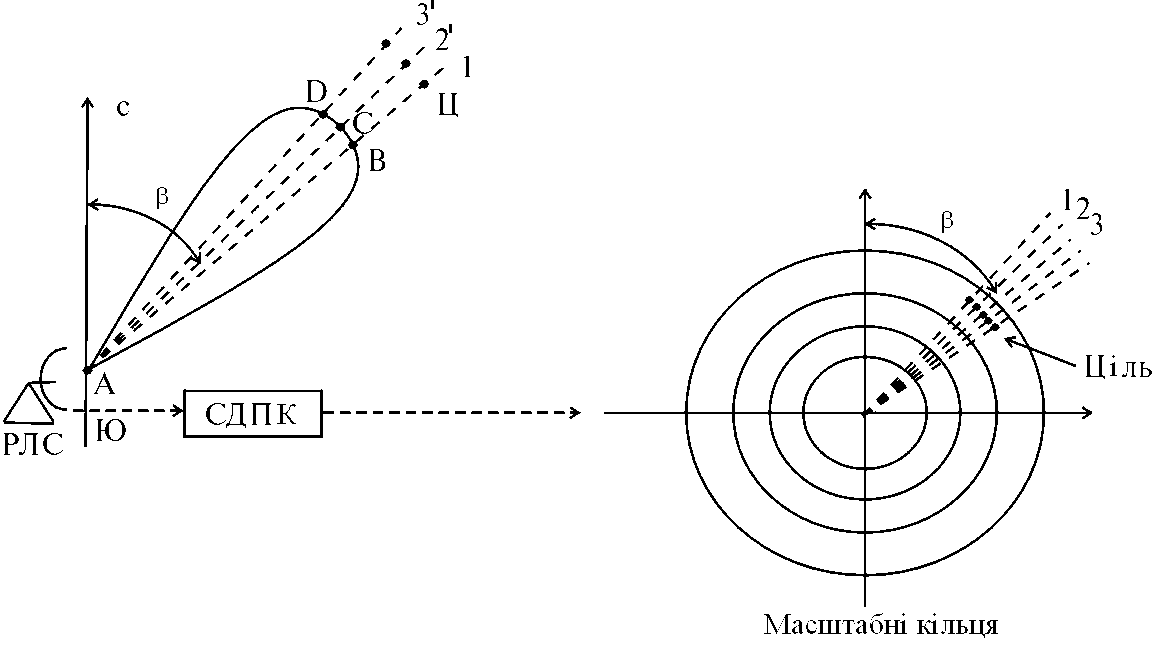


Рис.3.2 Механізм формування зображення на екрані ЕПТ

При обертанні антени, коли починається опромінення цілі (напрямок 1), на відповідному радіусі розгорнення під дією імпульсу цілі виникає яскрава крапка (амплітуда сигналу характеризується відрізком АВ діаграми спрямованості). На розгорненні також є менш яскраві масштабні крапки.

Обертання антени по годинній стрілці рівносильно переміщенню цілі у зворотному напрямку, так, що вона послідовно займає напрямки 2' і 3'. Радіуси розгорнення на ІКО займають відповідне положення 2 і 3 і на них виникають яскраві оцінки від цілі (амплітуди яких характеризуються відрізком АС і АД).

Після повного оберту антени на екрані утворяться масштабні кільця (електронна шкала дальності), а ціль буде мати вигляд невеликої дуги, кутові розміри якої приблизно дорівнюють кутовій ширині лугу антени.

Дальність до цілі відраховується за допомогою масштабних кілець. Азимут же відраховується по положенню середини її оцінки щодо якого-небудь початкового напрямку, наприклад північного напрямку меридіана (на рис 3.2 це напрямок 3, що відповідає максимуму ДС антени).

Для пояснення взаємодії елементів структурної схеми РЛС розглянемо часові діаграми сигналів (рис.3.3).

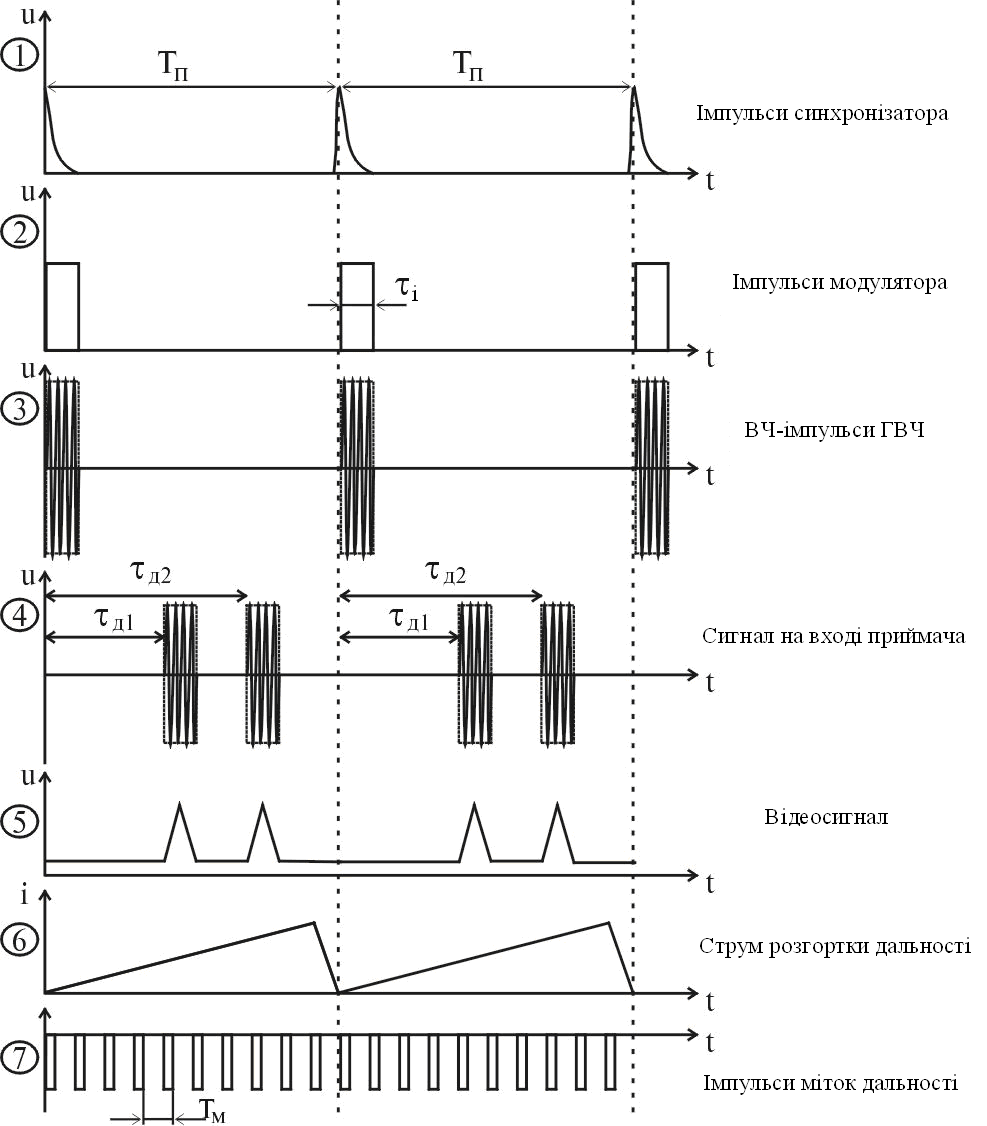


Рис 3.3 Часові діаграми сигналів

Пристроєм, що забезпечує погоджену в часі роботу всіх елементів РЛС, є синхронізатор, що складається з високостабільного опорного генератора ОГ, коливання якого заданої частоти й форми (звичайно синусоїдальної) є вихідними для формування пускових імпульсів ФПІ з необхідною тривалістю й частотою повторення , у тому числі імпульсів запуску модулятора М и розгорнення дальності РД. Імпульси модулятора визначають тривалість і частоту повторення високочастотних імпульсів, генерованих генератором високої частоти ГВЧ (магнітронного, клістронного типу). Через антенний перемикач АП, що блокує вхід приймача на час , високочастотні коливання надходять на антену й випромінюються нею в напрямку мети. По закінченні випромінювання імпульсу й відновлення чутливості прийомного тракту (час відновлення ) РЛС готова до прийому відбитих сигналів за допомогою тієї ж антени.



Таким чином, тривалість зондувального імпульсу й час відновлення чутливості прийомного тракту обмежують мінімальну дальність дії (мертву зону) РЛС:



(4.1)



Прийнятий радіосигнал підсилюється й детектується в приймачі РЛС і у вигляді відеоімпульсу, посиленого відео підсилювачем ВП в ІКО, надходить на моделюючий електрод (сітку або катод) ЕПТ. Обертання лінії розгорнення синхронно з обертанням ДС антени за допомогою схеми РА, керованого від датчика положення антени ДПА.

Обертання ДС антени здійснюється пристроєм обертання антени ПОА, яким звичайно є електродвигун з редуктором.

Відеосигнали приймача за допомогою пристрою первинної обробки інформації ППОІ відокремлюються від перешкод і після перетворення в цифрову форму пристроєм, що кодує, передаються в ЕОМ для вторинної обробки, що полягає в побудові траєкторії руху цілей.

## 3.1 Розрахунок реальної розрізняльної здатності за віддалю та азимутом

Оберемо ЕПТ 31ЛМ5В, яка має слідуючи характеристики:

- діаметр екрана;



- діаметр плями;



Реальна розрізняльна здатність по віддалі визначається як:

, (3.1)



де і відповідно потенційна та інструментальна розрізняльні здатності.



При використанні індикатора колового огляду (ІКО):

, (3.2)



де - діаметр плями на екрані електронно-променевої трубки (ЕПТ), - масштаб віддалі на екрані ЕПТ. Враховуючи, що масштаб віддалі:



, (3.3)



де - коефіцієнт використання екрану ЕПТ ІКО;



- діаметр екрану;



- інтервал віддалі, яку можна оглянути на індикаторі, одержимо:



, (3.4)



де - добротність (якість фокусування) ЕПТ.



Отже отримаємо:

(3.5)



(3.6)



Реальна розрізняльна здатність по кутовій координаті (азимуту) розраховується за формулою:

, (3.7)



де - відповідно потенційна та інструментальна розрізняльна здатність.



При використанні ІКО:

, (3.8)



де - діаметр плями ЕПТ; - масштаб по азимуту.



Масштаб по азимуту в ІКО являється функцією відстані позначки цілі від центра екрану і визначається як:

, (3.9)



де - відстань позначки цілі від центра екрану.



Враховуючи (53), формулу (52) можна записати у вигляді:

(3.10)



де



-



відповідно, діаметр плями і відстань позначки цілі від центра екрану, які перераховані в справжні відстані.

Отже, отримаємо:

. (3.11)



Із (3.9) видно, що розрізняльна здатність по азимуту в ІКО залежить від віддалі до цілі. Розрізняльна здатність по азимуту тим вища, чим дальше ціль. Біля центру екрану розрізняльна здатність дуже низька.

## 3.2 Розрахунок потенційної і реальної точності виміру віддалі і азимуту

Потенційна точність визначає граничну точність вимірювання, що може бути досягнута, і залежить тільки від відношення сигнал/шум та форми зондуючого сигналу. Відношення сигнал/шум одного імпульсу:

(3.12)



Дисперсія потенційної похибки виміру віддалі розраховується за формулою:

(3.13)



Середньоквадратичне значення потенційної похибки виміру кутової координати (азимуту) при умові, що діаграма спрямованості має дзвоноподібну форму, а пеленгація в РЛС колового огляду виконується методом максимуму, визначається співвідношенням:

(3.14)



Середньоквадратичне значення результуючої похибки виміру будь-якої координати визначатиметься формулою:

, (3.15)



де - потенційна похибка, яка розраховується за приведеними вище формулою, - похибка, що викликана викривленням траєкторії розповсюдження радіохвиль, - похибка, що обумовлена значенням точності в -му вузлі РЛС, - загальна кількість вузлів.



В багатьох випадках похибки, що обумовлені скривленням траєкторії радіохвиль, можна не враховувати, а із апаратурних похибок враховувати тільки похибки вихідного пристрою. Отже:

(3.16)



де інструментальна точність виміру віддалі при використанні ІКО в основному визначається стабільністю початку розгортки, постійністю швидкості розгортки та точністю відліку віддалі на індикаторі.

Середньоквадратичне значення похибки виміру віддалі при урахуванні тільки похибки відліку визначається як:

(3.17)



де



і - відстань між електронними позначками віддалі на екрані ЕПТ.



Середньоквадратична реальна похибка за дальністю:

(3.18)



При використанні цифрового вимірювача віддалі похибка виміру з'являється в основному за рахунок дискретності відліку і нестабільності частоти повторення тактових імпульсів.

Середньоквадратична інструментальна похибка виміру віддалі за рахунок дискретності відліку визначається співвідношенням:

(3.19)



де - ціна інтервалу електронних імпульсів при електронному відліку.



Середньоквадратична похибка віддалі за рахунок нестабільності частоти повторення тактових імпульсів:

(3.20)



де - відносна середньоквадратична нестабільність повторення тактових імпульсів для кварцового генератора.



Тоді результуюча інструментальна похибка виміру віддалі цифровим методом розраховується за формулою:

(3.21)



При використанні ІКО визначається співвідношенням:



, (3.22)



де - інструментальна розрізняльна здатність по азимуту,



- ціна відлікових позначок по азимуту (коефіцієнт 0,15 визначає точність інтерполяції на ІКО).



Отже,

(3.23)



Реальна середньоквадратична похибка виміру кутової координати може бути визначено як:

(3.24)



При використовуванні цифрового вимірювача кутових координат інструментальна похибка вимірювання виникає в основному за рахунок дискретності відліку і неточності нанесення позначок на диск вимірювача (аналогічно нестабільності частоти тактових імпульсів для цифрового вимірювача віддалі). Розрахунок середньоквадратичної інструментальної похибки виміру кутової координати проводиться за формулою:

. (3.25)



В формулі (3.24):

; (3.26)



. (3.27)



де - максимальне значення вимірюваного кута, - величина дискрету відліку по кутовій координаті. Отже:



;



;



.



## 4. Вибір схеми захисту від пасивних завад

Показником якості функціонування системи захисту від пасивних завад є коефіцієнт поліпшення відношення сигнал/завада:

(4.4)



де та - вихідне та вхідне відношення потужності сигналу до потужності пасивної завади, усереднене за усіма швидкостями цілей. Цей параметр враховує як послаблення завади в фільтрі системи захисту, так і середній виграш системи. Таким чином, коефіцієнт поліпшення є показником відгуку фільтра системи захисту на сигнали пасивної завади по відношенню до усередненого відгуку на сигнали від цілей.



Співвідношення (4.4) можна записати так:

, (4.5)



де - реальний коефіцієнт придушення пасивної завади;



- усереднений за усіма доплеровськими частотами коефіцієнт підсилення потужності сигналу.



При цьому передбачається, що сигнал від цілі має постійну амплітуду, а її радіальна швидкість рівноймовірна для всього діапазону значень.

Як випливає з визначення коефіцієнта поліпшення, для його обчислення необхідно знати потужність залишків пасивної завади на виході системи захисту, на яку впливають нестабільності елементів системи, рух антени, вобуляція періоду та ін. Вплив кожного окремого фактора можна врахувати та оцінити через результуючий коефіцієнт поліпшення. Якщо перелічені фактори, які впливають на рівень залишків пасивної завади, статистично незалежні, то сумарна потужність залишків завади дорівнює сумі потужностей залишків від окремих факторів:



,



де - кількість факторів, які формують залишки після компенсації пасивної завади.



Тоді коефіцієнт поліпшення усієї системи (4.5) оцінюється через поодинокі коефіцієнти поліпшення за допомогою співвідношення [4]:

. (4.6)



Коефіцієнт поліпшення, що визначається формулою (4.6), враховує як зовнішні, так і внутрішні джерела, які сприяють формуванню залишків пасивної завади.

Якщо взяти значення сигналу як усереднене за усіма можливими швидкостями цілі та припустити, що енергія сигналу рівномірно розподілена за інтервалом частот , то середнє підсилення сигналу за потужністю фільтром системи захисту дорівнює підсиленню шуму за потужністю тим же фільтром [2]:



, (4.7)



де - амплітудно-частотна характеристика фільтра системи захисту. Якщо основою системи захисту є пристрій ЧПК, то [3]:



,



де - кратність пристрою ЧПК.



Як вже відмічалось, реальний коефіцієнт придушення пасивної завади залежить не тільки від статистичних властивостей завади, но і від багатьох інших факторів. Аналогічно коефіцієнту поліпшення, реальний коефіцієнт придушення пасивної завади визначається з виразу



,



де - коефіцієнт придушення пассивної завади, який залежить тільки від статистичних властивостей завади й називається потенційним коефіцієнтом придушення; він може бути визначений через коефіцієнт кореляції пасивної завади [3]:



- кількість факторів, які впливають на ступінь придушення пасивної завади; - поодинокі коефіцієнти придушення.



Коефіцієнт кореляції пасивної завади однозначно визначається її спектром флуктуацій. Відповідно до форми спектра флуктуацій, завади поділяються на гауссові та резонансні. Коефіцієнти кореляції гауссової та резонансної завад описуються відповідно такими виразами [4]:

та ,



де - півширина спектра флуктуацій завади на рівні 0,1.



Фактори, які впливають на ефективність функціонування системи захисту від пасивних завад, можна поділити на дві групи. Першу групу складають фактори, вплив яких неможливо виключити ніякими технічними засобами, а другу - ті, вплив яких можна зменшити схемотехнічно. До першої групи належить, наприклад, вплив сканування антени, а до другої - динамічний діапазон використованої елементної бази, нестабільності частот генераторів гармонічних коливань, нестабільності періоду повторення, тривалості і амплітуди зондуючих імпульсів, ефекти квантування при використанні цифрової елементної бази та ін. У [5] наведений достатньо повний їхній перелік; нижче наведені деякі поодинокі коефіцієнти придушення.

*Сканування антени.* Для гауссової апроксимації ДН антени [5]



Використання цієї формули при інших видах апроксимації припустимо на етапі ескізного проектування.

*Динамічний діапазон використованої аналогової елементної базі*. Практика свідчить, що динамічний діапазон сигналів на вході РЛС може перевищувати 100 дБ. Проте динамічний діапазон ультразвукових ліній затримки (УЗЛЗ) суттєво нижчий за цю величину: . Тому коефіцієнт придушення пасивної завади в аналоговій системі СРЦ обмежений величиною .



*Ефекти квантування при використанні цифрової елементної бази.* Враховуючи наявність квадратурних каналів, а також (4.7), коефіцієнт придушення пасивної завади в цифровій системі обмежений величиною

,



де - розрядність АЦП.



*Нестабільності частот генераторів гармонічних коливань* приводять до появи нескомпенсованих залишків від сигналу пасивної завади з середньоквадратичним значенням і обмежують коефіцієнт поліпшення величиною [5]



.



Враховуючи, що зміни фаз коливань генераторів незалежні, отримаємо

,



де - кількість генераторів гармонічних коливань в РЛС з середньоквадратичним значенням фази . Вважаючи, що на малих відрізках часу відхід частоти генератора можна з достатнім ступенем точності апроксимувати лінійним законом зі швидкістю зміни , знайдемо середньоквадратичне значення фазового зсуву



,



де - тривалість активної роботі -го аналізованого генератора протягом (для задавального генератора ЗГ схеми рис.4.4, а, стабільного генератора СГ та місцевого гетеродина схеми рис.4.4, б, когерентного КГ та місцевого МГ гетеродинів схеми рис.4.4, в , а для генератора високої частоти ГВЧ схеми рис.4.4, в ). Оскільки на роботу системи захисту від пасивної завади впливають відходи частоти за період повторення, то, запроваджуючи відповідні відносні нестабільності , остаточно отримаємо



.



Звичайно вважають, що кожний генератор однаково впливає на серед-ньоквадратичне значення випадкового фазового зсуву, тобто

.



*Нестабільність періоду повторення зондуючих імпульсів* відносно часу затримки УЗЛЗ спричиняється, в першу чергу, залежністю параметрів лінії від температури; вона обмежує коефіцієнт придушення пасивної завади величиною [15]



,



де - щілинність зондуючих імпульсів.



Таким чином, вибір схеми системи завадозахисту від пасивних завад здійснюється шляхом пошуку такого варіанта, який приводить до коефіцієнта поліпшення відношення сигнал/завада не нижче заданого при вибраних характеристиках окремих блоків РЛС. При виконанні курсової роботи треба проаналізувати не менше трьох наборів значень поодиноких коефіцієнтів придушення.



З метою поліпшення експлуатаційних характеристик системи завадозахисту в умовах апріорної невизначеності застосовуються адаптивні системи.

## Висновок

Згідно з технічним завданням на курсову роботу результаті виконання даної курсової роботи були розраховані технічні параметри імпульсної оглядової радіолокаційної станції.

А саме було розрахований сигнал, параметри сигналу, параметри антени, реальна розпізнавальна здатність за віддаллю та азимутом, потенційна та реальна точність виміру віддалі і азимуту.

Після виконання курсової роботи можна зробити висновок, що курсова робота відповідає всім вимогам технічного завдання.

## Додатки

Додаток А

|  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- |
|  | Параметр | Значення |  | Параметр | Значення |
| 1 | , с |  | 19 |  |  |
| 2 | , с |  | 20 |  |  |
| 3 | , с |  | 21 | , м2 |  |
| 4 |  |  | 22 | , м |  |
| 5 |  |  | 23 | , м |  |
| 6 |  |  | 24 | , Дж |  |
| 7 |  |  | 25 | , с |  |
| 8 |  |  | 26 | , м |  |
| 9 |  |  | 27 | ,% |  |
| 10 |  |  | 28 |  |  |
| 11 |  |  | 29 | , м |  |
| 12 |  |  | 30 | , м |  |
| 13 |  |  | 31 | , град |  |
| 14 | , м |  | 32 | , град |  |
| 15 | , дБ |  | 33 | , м |  |
| 16 | , Дж |  | 34 | , град |  |
| 17 | , Гц |  | 35 | , м |  |
| 18 | , Вт |  | 36 | , град |  |

Вибір типу РЛС

Когерентно-імпульсні РЛС з СРЦ підрозділяються на *дійсно когерентні* та *псевдокогерентні* [5]. Неоднаковість цих систем полягає в способі побудови передавального пристрою та способі отримання опорної когерентної напруги.

АП

ДЧ

ПЧ1

ПП

А

3М

РП

КД

ЧПК

ВП

ПЧ2

ПЧ3

М

3Г

а

ПП

МГ

ЗМ2

А

КД

ВП

ЧПК

М

СГ

ЗМ1

РП

АП

б

М

ГВЧ

МГ

ЗМ2

А

СК

ЗМ1

КД

ЧПК

ВП

КГ

РП

АП

СГ

в

**Рис**. 5.1. Структурні схеми когерентно-імпульсних РЛС: а – дійсно когерентна,

б, в – псевдокогерентні

На рис.5.1, а зображено варіант укрупненої структурної схеми дійсно когерентної РЛС. У цій системі передавач побудовано за багатокаскадним принципом. Гармонічні стабільні коливання зада-вального генератора ЗГ з частотою пере-множуються за частотою в помножувачі ПЧ1 до величини, що дорівнює несучій частоті РЛС . Коливання частоти надходять на підсилювач потужності ПП, де здійснюється імпульсна модуляція та підсилення коливань за потужністю. Модулятор керується від подільника частоти ДЧ з коефіцієнтом ділення , який шляхом ділення часто-ти ЗГ формує короткі імпульси з частотою повторення . Модулятор М формує імпульси тривалістю , які прямують з частотою . Прийнятий сигнал з виходу антенного перемикача АП подається на змішувач ЗМ, куди одночасно надходить коливання задавального генератора після помноження його частоти в помножувачах ПЧ2 та ПЧ3. Частота коливання з виходу ПЧ3 відрізняється від частоти на величину проміжної частоти . Відбитий сигнал з виходу змішувача ЗМ потрапляє до лінійного радіопідсилювача РП, якого настроєно на проміжну частоту, і далі на когерентний детектор КД. Одночасно на детектор КД надходить опорний сигнал, який отримано шляхом помноження частоти задавального генератора в помножувачі ПЧ2 до значення . Сигнал з виходу детектора КД надходить до пристрою черезперіодної компенсації (ЧПК). Сигнали з виходу пристрою ЧПК після перетворення в однополярні потрапляють до відеопідсилювача ВП, а з нього - на пристрій виявлення та вимірювання координат цілей.



На рис.5.1, б зображена укрупнена структурна схема псевдокогерентної РЛС з СРЦ, у якій за передавач використовується підсилювач потужності ПП з імпульсною модуляцією, а опорний сигнал формується за допомогою стабільного генератора СГ гармонічних коливань з частотою . Сигнал генератора СГ подається на когерентний детектор КД як опорний. Він же надходить до змішувача ЗМ1, куди одночасно подається сигнал від місцевого гетеродина МГ, який генерує гармонічні коливання на частоті або . Коливання з виходу ЗМ1 на частоті надходить до підсилювача ПП, в якому здійснюється його підсилення та імпульсна модуляція. На виході підсилювача ПП утворюються радіочастотні імпульси потрібної потужності та тривалості, які прямують з частотою . Ці імпульси через антенний перемикач АП надходять до антени А. У режимі приймання сигнали з виходу перемикача АП надходять до змішувача ЗМ2, куди одночасно подається коливання від гетеродина МГ. Сигнали проміжної частоти з виходу змішувача ЗМ2 надходять до радіопідсилювача РП і далі до когерентного детектора КД. Подальше проходження сигналів не відрізняється від викладеного для дійсно когерентної схеми.



На рис 5.1, в наведено укрупнену структурну схему псевдокогерентної РЛС з однокаскадним передавачем на магнетроні. У цьому випадку генератор високочастотних коливань ГВЧ працює в режимі самозбудження при модуляції імпульсами з частотою повторення РЛС. Опорний когерентний сигнал формується когерентним гетеродином КГ, який генерує стабільні гармонічні коливання з частотою та синхронізується за фазою імпульсами генератора ГВЧ, які перетворені на проміжну частоту. Схема керування СК призначена для зміни режиму роботи когерентного гетеродина перед початком фазування з метою підвищення його ефективності. Синхрогенератор СГ генерує послідовність відеоімпульсів з частотою повторення РЛС. По суті робота цієї схеми не відрізняється від роботи розглянутих раніше схем.



Для простих зондуючих сигналів () можна використовувати як дійсно когерентну, так і псевдокогерентні схеми побудови РЛС. У цьому випадку вибір структурної схеми визначається тим, який з типів високочастотних ламп, що освоєні промисловістю, задовольняє вимоги проектованої РЛС за несучою частотою, потужністю, коефіцієнтом корисної дії, тривалістю (шириною спектра) зондуючого сигналу, вартістю та ін. РЛС зі складними сигналами реалізуються за дійсно когерентною схемою або псевдокогерентною з підсилювачем потужності.



Обираємо дійсно когерентну РЛС

УМ

СМ 1

ФФМС

МГ

АП

СМ 2

У

СФ

СГ

КД

ЧПК

ВУ

Рис 5.2 Структурна схема когерентно-імпульсної РЛС

## Огляд роботи РЛС УВД

РЛС управління повітряним рухом використовуються для управління рухом літаків у повітрі в районі аеродрому і на землі після посадки. Такі станції дозволяють виявляти літаки, що прибувають, здійснювати їх індивідуальне розпізнання, направляти літаки в зони очікування і контролювати рух в цих зонах, послідовно виводити літаки на посадочний курс і спостерігати за виконанням посадки. Стежити за пересуванням літаків і автотранспорту по льотному полю.

Основні тактичні вимоги до РЛС формулювалися на міжнародних конференціях з повітряної навігації [1] з урахуванням специфіки руху літаків у районі аеродрому. Вважається, що віддаль дії РЛС спостереження за повітряною обстановкою в районі аеродрому повинна бути 150-200 км. Така віддаль забезпечує можливість отримання необхідної інформації про виявлений літак за час його наближення до аеродрому. Одночасно вона дозволяє організувати зону очікування для досить великої кількості літаків.

Огляд по азимуту цими станціями повинен здійснюватися в межах 360°, огляд по куту місця - від 1-2° до 25-30°. Помилка у визначенні віддалі не повинна перевищувати 0,4 км. Припустима помилка вимірювання азимута складає 1°. Визначення висоти польоту літаків на відстані до 40 км,на висотах до 3000 м і при кутах місця від 2 до 25° повинно здійснюватися з точністю не гірше за 300 м. Роздільна здатність по віддалі повинна бути не гірше за400 м,а по азимуту - не гірше за 2°. Період огляду не повинен перевищувати 15 с. Дуже важливими є вимоги індивідуального розпізнавання цілей, автоматичного попередження аварійних ситуацій і забезпечення працездатності системи УВС у самих різних метеоумовах.

РЛС управління повітряним рухом призначені для вирішення приблизно тих же завдань, що і РЛС виявлення і наведення, тобто виявлення літаків і визначення їх координат. Тому природно, що структура РЛС обох типів має багато спільного. Зараз за кордоном вважається перспективним використання для цілей управління повітряним рухом (УПР) РЛС ППО. Проте для станцій вказаних типів характерні істотні відміни, обумовлені перш за все тим, що РЛС УПР взаємодіють зі своїми літаками. Після виявлення літака з ним встановлюється двосторонній радіозв'язок, який дозволяє одержати важливу інформацію про літак та його траекторію, включаючи відомості, наприклад, про висоту польоту. Таким чином, РЛС УПР може не вимірювати висоти цілей.

На своїх літаках можуть встановлюватися відповідачі для використання при спостереженні за цілями методом активної відповіді. Це дозволяє у декілька разів підвищити віддаль виявлення (тобто істотно знижуються вимоги до РЛС виявлення), дуже просто здійснити індивідуальне розпізнавання цілей (кодування сигналів відповідача), забезпечити надійну роботу системи в поганих метеоумовах, а також передавати з борту літака на землю додаткову інформацію (наприклад, про висоту польоту). Природно, що застосування активної відповіді створює деякі додаткові труднощі: потрібна спеціальна апаратура на борту літаків, необхідно боротися із запуском відповідачів по бічних пелюстках діаграми РЛС виявлення, потрібна спеціальна наземна апаратура для прийому й індикації сигналів бортових відповідачів.

Як правило, сучасні РЛС управління повітряним рухом є імпульсними і некогерентними. Вважається перспективним також застосування в них режимів когерентної роботи (при забезпеченні внутрішньої або зовнішньої когерентності), що дозволяє краще виділяти літаки на фоні гідрометеорів і місцевих предметів [2]. Випромінювані імпульси мають малу тривалість ( = 0,5-2 мкс); рекомендується застосовувати частотну модуляцію випромінюваних коливань з подальшим стиском сигналів у часі. Скорочення тривалості сигналів сприяє поліпшенню спостереження сигналів на фоні гідрометеорів. Для підвищення завадостійкості системи при запиті відповідачів передавачі РЛС випромінюють кодовані сигнали.



Робоча частота РЛС обирається не довільно, а в певних діапазонах згідно вимогам Міжнародного союзу електрозв’язку.

Для РЛС управління повітряним рухом довжина хвилі випромінюємих коливань частіше лежить в короткохвильовій частині сантиметрового діапазону (λ ≈ 3 см),що дозволяє забезпечити добре розрізняння по кутових координатах при обмежених розмірах антен; програш у віддалі дії через поглинання в атмосфері на середніх відстанях (30-50 км) не дуже великий, а велика віддаль забезпечується за рахунок використання бортових відповідачів.

На Міжнародній конференції із застосування електроніки в цивільній авіації наголошувалася доцільність використання для подібних РЛС і 10-сантиметрового діапазону хвиль.

Для зменшення інтенсивності сигналів, відбитих від гідрометеорів, прагнуть використовувати поляризаційну селекцію. Конструкція опромінювачів антен, наприклад, передбачає можливість дистанційної зміни поляризації випромінюваних хвиль (від лінійної до кругової) [4].

Рис. 1.1. Діаграми спрямованості РЛС УПР у вертикальній площини:

плоского (1) та голкоподібного (2) променів

2

1

При прийомі сигналів використовуються поляризаційні фільтри.

Оскільки віддалі дії РЛС відносно малі, то і потужність випромінюваних коливань не дуже велика, імпульсна потужність складає 100-200 кВт. У РЛС використовуються або плоскі вертикальні промені "косекансної" форми (їх ширина в горизонтальній площині складає 1-2°), або вузькі голкоподібні промені (рис.1.1). Перевага першого рішення - це зменшення періоду огляду, а другого - можливість вимірювання висоти цілей і менша потужність передавача. Також існують РЛС з двома променями вказаної форми (відповідно два передавача і два приймача), в яких промінь косекансної форми використовується для спостереження за літаками на малих віддалях, а голкоподібний дозволяє виявляти літаки на великій віддалі.

Щоб виключити запит літакових відповідачів по бічних пелюстках діаграми спрямованості антени вживаються заходи для максимального придушення її бічних пелюстків. Вважається реальним зниження бічних пелюстків по потужності до 0,1% відносно основного.

Як вихідні пристрої в РЛС використовуються електронно-променеві індикатори кругового огляду (оцінка загальної обстановки), "віддаль-азимут" різних масштабів (високе розрізняння), "віддаль-висота". Застосування електронно-променевих трубок з великим післясвітінням дозволяє простежувати траєкторії літаків і коректувати їх відповідним чином. Зручно використовувати планшети, на яких нанесені межі зон очікування, положення злітно-посадочної смуги, що дозволяє вводити поточні дані про положення виявлених літаків.

## Структурна схема РЛС

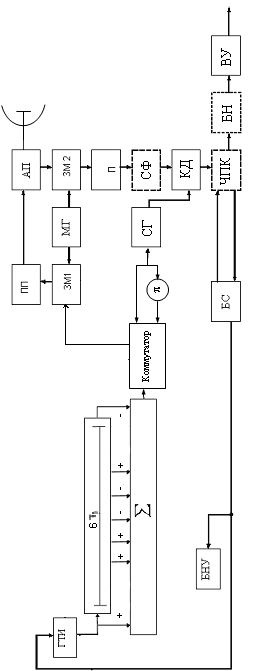


Рис 7.1 Структурна схема РЛС