

Міністерство освіти і науки України
Національний університет «Запорізька політехніка»
Кафедра радіотехніки та телекомунікацій

МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ

до курсового проектування з дисципліни
**«Теорія і проектування радіотехнічних
систем»**

для студентів спеціальності
172 «Електронні комунікації та радіотехніка»
ОПП «Радіотехніка»
всіх форм навчання

2024

Методичні вказівки до курсового проектування з дисципліни «Теорія і проектування радіотехнічних систем» для студентів спеціальності 172 «Електронні комунікації та радіотехніка» ОПП «Радіотехніка» всіх форм навчання / Укл.: Піза Д.М., Чорнобородов М.П. – Запоріжжя: НУ «Запорізька політехніка», 2024. – 62 с.

Укладачі: Д.М. Піза, професор, д.т.н.
М.П. Чорнобородов, доцент, к.т.н.

Рецензент: С.В. Морщавка, доцент, к.т.н.

Відповідальний за випуск: Є.І. Колеснікова, зав. лаб.

Затверджено:
на засіданні кафедри
радіотехніки та телекомунікацій
Протокол № 4 від 15.02.2024 р.;

Рекомендовано до видання НМК
факультету інформаційної без-
пеки та електронних комунікацій
Протокол № 5 від 15.02.2024 р.

ЗМІСТ

1	ЗАВДАННЯ НА КУРСОВЕ ПРОЕКТУВАННЯ. ЗМІСТ РОБОТИ.....	4
2	ОСНОВНІ ТЕНДЕНЦІЇ РОЗВИТКУ РЛС.....	6
2.1	Аналіз стану і розвитку оглядових РЛС великої дальності.....	6
2.2	Тенденції розвитку РЛС подвійного призначен- ня, що знаходяться у підпорядкуванні систем УПР.....	8
3	ОСНОВНІ ТАКТИКО–ТЕХНІЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ РЛС.....	10
3.1	Зона виявлення (дальність).....	10
3.2	Точнісні характеристики.....	13
3.3	Роздільна здатність.....	14
3.4	Радіoeлектронний захист.....	15
3.4.1	Захист від АШП.....	16
3.4.2	Захист РЛС від імпульсних перешкод.....	21
3.4.3	Первинна обробка інформації (ПОІ).....	25
4	ПРИКЛАДИ РОЗРАХУНКУ ТЕХНІЧНИХ ПАРАМЕТРІВ РЛС.....	46
4.1	Розрахунок геометричних розмірів і коефіцієнтів підсилення антени РЛС управління повітряним рухом (УПР).....	46
4.2	Розрахунок чутливості приймача.....	50
4.3	Розрахунок метеоканалу і метео РЛС.....	56
	СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ.....	59
	Додаток А.....	61

1 ЗАВДАННЯ НА КУРСОВЕ ПРОЕКТУВАННЯ. ЗМІСТ РОБОТИ

Технічним завданням передбачені основні тактико–технічні вимоги до РЛС: її призначення, максимальна дальність дії, вірогідність правильного виявлення і хибної тривоги, розмежувальна здатність по дальності і по кутовим координатам, ефективна площа розсіяння (ЕПР) радіолокаційної цілі, довжина хвилі.

Залежно від призначення РЛС можуть бути задані і інші тактичні характеристики. Так, для РЛС визначення характеристик земної поверхні – розмір досліджуваного елементу земної поверхні і допустима погрішність визначення характеристик поверхні, для метеорологічних РЛС – типи метеоутворень і так далі.

Додатковими вимогами завдання визначається та частина проекту, яка має бути пропрацьована детальніше.

Необхідно спроектувати РЛС, що відповідає заданим вимогам, тобто визначити її енергетичні і інформаційні характеристики, скласти функціональну (структурну) схему системи в цілому і структурні схеми підсистем, запропонувати конструктивне вирішення антенної системи. При цьому необхідно знайти раціональні співвідношення між потужністю передавача, чутливістю приймача і параметрами антенної підсистеми; між технічною складністю пристроїв і економічними обмеженнями.

У методичних вказівках наведені основні літературні джерела, необхідні для виконання роботи. Додатково студент повинен зробити підбірку матеріалу на задану тему по періодичних виданнях (реферативному журналу "Радіотехніка", "Експрес-інформація, сер. Радіолокація, телебачення, радіозв'язок" і ін.), по патентному фонду і використовувати ці матеріали при виборі або обґрунтуванні технічних рішень курсового проекту з відповідними посиланнями на літературні джерела. Пояснювальну записку до курсової роботи виконують відповідно до державного стандарту України ДСТУ 3.008. Послідовність розділів при складанні записки пояснення має бути наступною.

У першому розділі, який може мати назву "Огляд аналогічних систем і аналіз технічного завдання", студент повинен показати знання сучасного стану техніки радіолокації і проаналізувати

отримане завдання порівнянням його з тактико–технічними характеристиками (ТТХ) аналогів (аналоги вибирають за призначенням системи). У розділ вносять таблицю ТТХ аналогів.

Орієнтовний обсяг розділу – 3-4 сторінки.

У другому розділі, виходячи з функціонального призначення, проводять вибір і обґрунтування функціональної схеми системи, вибирають метод дальнометрії і пеленгації, способи огляду простору і обробки сигналу, режим фазування, форму представлення інформації. Складають узагальнену структурну або функціональну схему системи, наводять опис взаємозв'язків і призначення підсистем та пристроїв.

Структурну схему системи, що розробляється, можна побудувати як за прикладом систем-аналогів, так і по оригінальному варіанту розробника, який має бути обґрунтованим.

Структурні схеми підсистем або пристроїв виконують відповідно до ЕСКД на аркуші формату А4, їх наводять в записці по ходу викладу матеріалу (при необхідності можна використовувати вклеєний аркуш формату А3). На захист студенти представляють загальну структурну (функціональну) схему РЛС, виконану відповідно до ЕСКД, на аркуші формату А3.

Орієнтовний обсяг розділу – 5-7 сторінок.

У третьому розділі виконують вибір і розрахунок тактико–технічних характеристик системи. Розрахунок будь–якої системи радіолокації зводиться до розрахунку або вибору величин, що входять (у явному або неявному вигляді) в основне рівняння радіолокації, Деякі з цих величин задаються технічним завданням, а деякі вибираються розробником проекту (з обґрунтуванням вибору) або розраховуються. Розрахунком, як правило, визначається тривалість зондуючого сигналу і період його повторення; смуга пропускання приймача, його чутливість і необхідне відношення сигнал/шум на його вході; параметри антенної підсистеми, а саме: коефіцієнт підсилення, ширина діаграми спрямованості в головних площинах; точність визначення координат; параметри передавального пристрою: імпульсна потужність, шпаруватість, середня потужність. Шляхом вибору з обґрунтуванням (наприклад, із посиланням на аналоги) можуть бути вибрані: коефіцієнт шуму приймача, кількість променів діаграми спрямованості антени, рівень її бічних пелюстків, тип сигналу, алгоритм роботи пристроїв міжперіодної обробки, виявлення сигналів, виміру координат цілей і так далі.

Послідовність розрахунків строго не регламентована. Досвід проектування показує, що залежно від призначення РЛС, можна запропонувати найбільш зручну (логічну) послідовність розрахунку, причому частина кроків розрахунку може бути загальною для всіх типів РЛС.

Орієнтовний обсяг розділу – 10-15 сторінок.

У четвертому розділі реалізують додаткові вимоги технічного завдання. Додаткова вимога технічного завдання, як правило, – розробка на рівні ескізного проектування пристроїв, специфічних для радіолокаційних станцій, наприклад, підсистеми селекції рухомих цілей, системи автоматичного супроводу по дальності або по кутовим координатам, підсистеми поляризаційної селекції і тому подібне. Результат даного розділу – структурна схема запропонованого пристрою (підсистеми) і опис її функціонування.

Орієнтовний обсяг – 4-6 сторінок.

2 ОСНОВНІ ТЕНДЕНЦІ РОЗВИТКУ РЛС

2.1 Аналіз стану і розвитку оглядових РЛС великої дальності

Аналіз стану і розвитку оглядових РЛС великої дальності дозволяє зробити наступні висновки [1].

2.1.1 Вдосконалення засобів виявлення і управління, що входять в системи протиповітряної оборони і (або) управління повітряним рухом (УПР), виконується у межах програм інтеграції підсистем і засобів контролю повітряного простору для підвищення їх ефективності і зниження експлуатаційних витрат.

2.1.2 В даний час практично всі сучасні РЛС ведення радіолокаційної розвідки і створення радіолокаційного поля в системах протиповітряної оборони (ППО) є трикоординатними РЛС з ФАР. Але електронне сканування по азимуту реалізовано лише в РЛС типу COMMANDER і не є характерним для парку оглядових РЛС в цілому, оскільки приводить до значного ускладнення процесу управління діаграмою спрямованості, зниження надійності і дорожчання антенної системи.

2.1.3 При створенні сучасних оглядових РЛС великої дальності в тій або іншій мірі реалізовані принципи:

- відкритості архітектури, що спрощує проведення модернізацій;
- використання устаткування і програмного забезпечення, яке добре зарекомендувало себе в існуючих системах, що здешевлює розробку і забезпечує високу надійність новостворюваних систем;
- переходу на повністю твердотільні РЛС з широкосмуговими сигналами і зниженим рівнем випромінювання, що підвищує надійність і захищеність від протирадіолокаційних ракет новостворюваних станцій;
- "малообслуговуваності", що дозволяє мінімізувати кількість обслуговуючого персоналу і понизити вимоги до рівня його підготовки.

2.1.4 При створенні малообслуговуваних станцій широке застосування знаходить принцип надмірності архітектури на рівні підсистем, що, у поєднанні з розвинутою системою вбудованого контролю і пошуку несправностей, забезпечує можливість:

- виконати ліквідацію відмови і забезпечити працездатність РЛС до прибуття ремонтної бригади;
- дати сигнал на виклик ремонтної бригади з вказівкою пристрою, що імовірно відмовив.

Середній час напрацювання на відмову оглядових РЛС західного виробництва складає від 450 до 2000 годин, у тому числі для нових і модернізованих станцій — понад 1000 годин. Для нової російської станції "Гамма-С1Е" середній час напрацювання на відмову складає 400 годин.

2.1.5 Має місце тенденція до зниження імпульсної і середньої потужності передавачів РЛС і використанню широкосмугових сигналів. Якщо для РЛС розробки 70-х років значення імпульсної потужності складає до 3 МВт, то для РЛС розробки 90-х років це значення складає від 25 кВт (AN/TPS-117) до 150 кВт (AR-327 COMMANDER).

2.1.6 Для сучасних РЛС західного виробництва характерною є відмова від високих вимог до точності визначення висоти повітряних цілей, що дозволяє понизити вертикальні розміри антенної системи.

Якщо для РЛС AN/TPS-59 і S713 "Martello" точність визначення координат повітряної цілі по висоті складала (на дальності 185 км) 330 і 300 метрів, то сучасні РЛС, розроблені в розвиток цих станцій, мають точність визначення координат 800 і 520 метрів.

2.1.7 Для РЛС сантиметрового і дециметрового діапазонів характерні наступні значення точності виміру координат: по дальності – від 20 до 100 метрів; по азимуту – від 0,1 до 0,25 град. Роздільна здатність по дальності складає від 50 до 240 метрів. Споживана потужність складає від 70 до 90 кВт.

2.1.8 Намітилася тенденція до оснащення оглядових РЛС ППО великої дальності вторинними моноімпульсними радіолокаторами, які працюють в режимі "S", що дозволяє використовувати їх в системі УПР.

2.2 Тенденції розвитку РЛС подвійного призначення, що знаходяться у підпорядкуванні систем УПР

2.2.1 Для РЛС сантиметрового діапазону характерна дальність виявлення до 185 км., для РЛС дециметрового діапазону максимальна дальність виявлення складає до 470 км. Максимальна висота виявлення складає від 20 до 23 тис. м. Для РЛС сантиметрового діапазону (ASR-9 –10SS, –11, –12) точність виміру координат складає: по дальності – 25–40 м, по азимуту – 0,12–0,25 град. Роздільна здатність по дальності складає від 100 до 230 метрів, по азимуту від 1,4 до 2,8 град. Кількість одночасно супроводжуваних цілей складає від 500 до 1000 цілей. Для нових станцій (ASR-10SS –11, –12, –23SS) характерне високе значення середнього часу напрацювання на відмову, яке складає близько 40 тис. годин. Всі ці станції виготовляються в стаціонарному варіанті.

2.2.2 Для тих сучасних РЛС подвійного призначення, що знаходяться у підпорядкуванні американської системи УПР характерне також використання комбінованих антенних систем з дзеркальним відбивачем і опромінювачем, виконаним у вигляді малоелементних фазованих антенних решіток. Таке конструктивне рішення забезпечує високу надійність, ремонтпридатність і точність виміру координат при невисокій вартості антенної системи.

Основними виробниками станцій, які експлуатуються в системі УПР США, є Raytheon (ASR-10SS -11, -23SS) і Northrop Grumman (ASR-9; -12 і ARSR-4).

2.2.3 Як правило, РЛС системи УПР забезпечують формування карти метеоумов з використанням виділеного метеоканалу. В даний час всі нові і РЛС, які експлуатуються, оснащені каналами вторинної локації (SSR), що забезпечують роботу в режимі "S". У РЛС, в яких режим "S" не підтримується, як правило, здійснюється моноімпульсний вимір координат (MSSR). У більшості радіолокаторів військового призначення (у США – у всіх) забезпечується пізнавання державної приналежності повітряних об'єктів IFF вбудовуванням запитом системи MR12A з перспективою переходу до сигналів системи Mkl5 НАТО.

Порівняння сучасних РЛС показує, що розвиток оглядових РЛС і РЛС подвійного призначення відбувається відповідно до єдиних для західних і російських виробників тенденцій. Відмінності ТТХ російських РЛС від ТТХ РЛС західного виробництва полягають в тому, що російські станції мають дещо більшу, ніж у більшості західних, максимальну висоту виявлення повітряних цілей при меншій дальності виявлення і меншій кількості одночасно супроводжуваних цілей. Проте принципово важливою в даний час стає здатність фірм-розробників створювати високотехнологічний і надійний продукт, який забезпечить великий час напрацювання на відмову, простоту в обслуговуванні і істотне зниження витрат в процесі експлуатації. США в особі Lockheed Martin стали лідером на світовому ринку оглядових РЛС великої дальності саме тому, що вони першими реалізували на практиці концепцію високонадійних малообслуговуваних РЛС.

У останні десятиліття визначальною тенденцією розвитку радіолокаційних засобів є об'єднання функцій різних типів РЛС в одному радарі. Прикладом може служити українська РЛС 35Д6 (експортний варіант постачання 36Д6), яка реалізує режими виявлення, супроводу і є командним пунктом в російському комплексі С-300 ПМУ).

Параметри сучасних РЛС наведені в таблиці додатка А.

По своєму призначенню РЛС умовно підрозділяються на наступні типи:

- з синтезованою апертурою (картографування поверхні);
- управління повітряним рухом;
- метеорологічні;
- виявлення (кругового огляду);
- супроводу;
- наведення;
- розвідки вогневих позицій.

3 ОСНОВНІ ТАКТИКО-ТЕХНІЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ РЛС

3.1 Зона виявлення (дальність)

Основні параметри зони (дальності) виявлення задаються для певних типів цілей (тип літака, ракети або їх ефективною площею розсіювання в м²), для вірогідності правильного виявлення D і помилкової тривоги F , при різних режимах огляду простору і різній дії перешкод (активних шумових із спектральною щільністю N_p із заданої дальності, пасивних, комбінованих).

Розрахунок дальності R виконується на основі рівняння радіолокації (3.1). Без врахування впливу Землі і за відсутності перешкод максимальна дальність виявленні цілі [2]:

$$R = \sqrt[4]{\frac{P_i G_A^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 q_{\text{пор}} k T_0 K_{\text{ш}} \Delta F_{\text{пр}} L_n}}, \quad (3.1)$$

- де: P_i – імпульсна потужність передавача, Вт;
 G_A – коефіцієнт підсилення прийомо-передавальної антени;
 λ – довжина хвилі, м;
 σ – ефективна площа розсіювання (ЕПР) цілі, м²;
 $q_{\text{пор}}$ – порогове відношення сигнал/шум;
 k – постійна Больцмана, $1.38 \cdot 10^{-23}$ Вт с/град;

T_0 – температура 290°K,
 $K_{ш}$ – коефіцієнт шуму приймача;
 $\Delta F_{пр}$ – ефективна смуга приймача, Гц;
 $L_{п}$ – сумарні втрати в тракті прийому і передачі.

З врахуванням впливу поверхні розділу (Землі) дальність виявлення цілі R_3 :

$$R_3 = \sqrt{\frac{P_{и} G_A^2 \lambda^2 \Phi(\beta) \sigma}{(4\pi)^3 q_{пор} kT_0 K_{ш} \Delta F_{пр} L_{п}}}, \quad (3.2)$$

де $\Phi(\beta)$ – інтерференційний множник:

$$\Phi(\beta) = \left| \sin\left(\frac{2\pi H_a \sin \beta}{\lambda}\right) \right|; \quad (3.3)$$

H_a – приведена висота підйому антени, м;
 β – кут місця антени, град.

Для двопозиційної РЛС (передавальна і приймальна системи рознесені в просторі) рівняння дальності має вигляд:

$$(R_1 R_2)^2 = \frac{P_{и} G_1 G_2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 q_{пор} kT_0 K_{ш} \Delta F_{пр} L_{п}}, \quad (3.4)$$

де R_1 – дальність від передавача до об'єкту, м;

R_2 – дальність від цілі до приймача РЛС, м;

G_1 та G_2 – коефіцієнти підсилення передавальної та приймальної антен, відповідно.

Для РЛС з синтезованою апертурою максимальна дальність R_{ca} визначається виразом:

$$R_{ca} = \sqrt[3]{\frac{S_a \rho \delta_R}{kT_0 F_{п} q_{пор} \lambda} \cdot \frac{\sin \psi}{V} \cdot \frac{P_{сп}}{8\pi}}, \quad (3.5)$$

де: S_a – ефективна площа апертури антени, m^2 ;
 ρ – коефіцієнт розсіяння від земної поверхні;
 δ_R – роздільна здатність РЛС по дальності, м;
 ψ – кут нахилу антени відносно поверхні, град;
 F_n – частота повторення зондуючих імпульсів, Гц;
 V – швидкість літального апарата, м/с;
 P_{cp} – середня потужність передавача, Вт.

Більш повно дальність дії РЛС з врахуванням спрямованості антени оцінюють по зонам виявлення (видимості), які є поверхнями, на яких потужність сигналу P_s дорівнює чутливості приймального пристрою $P_{pr\ min}$.

Діаграма видимості у кутомісцевій площині є перетином зони виявлення вертикальною площиною. Як приклад, на рис.3.1 наведено перетин зон виявлення РЛС ПЗ7 цілі з ЕПР, що дорівнює $10\ m^2$, при вірогідностях правильного виявлення $D=0,5$ та хибної тривоги $F=10^{-6}$.

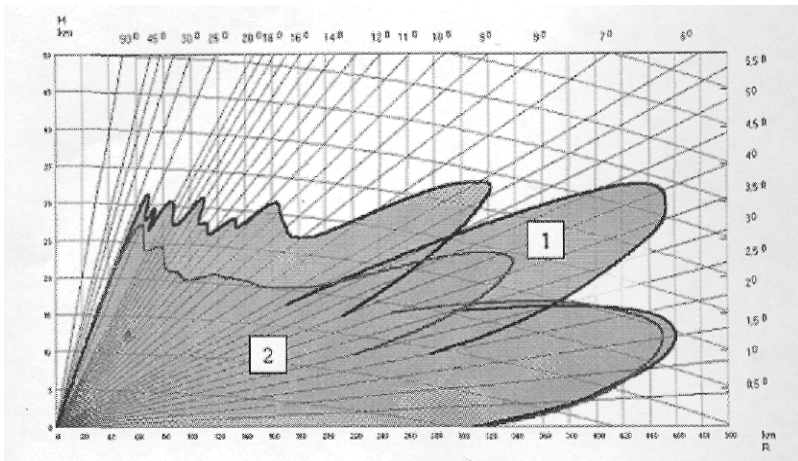


Рисунок 3.1 – Зона виявлення РЛС ПЗ7 (1 та 2 для верхнього та нижнього кутомісцевого каналу, відповідно)

3.2 Точнісні характеристики

Загальну погрішність вимірювання координат цілі можна поділити на потенційну погрішність, яка залежить тільки від форми зонduючого сигналу і відношення сигнал/шум, та погрішностей, які обумовлені іншими чинниками. До останніх можна віднести погрішність, обумовлену викривленням траєкторії розповсюдження радіохвиль, а також складову погрішності, яка визначається апаратурними похибками при прийомі і обробці сигналів.

При ескізному проектуванні точність вимірювання координат можна оцінити шляхом розрахунку потенційної погрішності [2].

Середньоквадратична погрішність σ_R вимірювання дальності як при одиночному простому імпульсі гаусової форми, так у випадку когерентної пачки таких імпульсів визначається за формулою:

$$\sigma_R = \frac{c}{2} \frac{\tau_n}{\sqrt{\pi q}}, \quad (3.6)$$

де c – швидкість світла, $3 \cdot 10^8$ м/с;

τ_n – тривалість імпульсу, с;

q – відношення сигнал/шум на вході вимірювача.

Середньоквадратична помилка виміру кутових координат σ_α без врахування впливу флуктуації пачки, при апроксимації обвідної вихідного сигналу гаусовою кривою визначається формулою:

$$\sigma_\alpha = \frac{\Theta_{0,5}}{\sqrt{\pi q}}, \quad (3.7)$$

де $\Theta_{0,5}$ – ширина діаграми спрямованості антени по рівню 0,5 у відповідній площині (азимутальній, кутомісцевій).

Середньоквадратичну погрішність виміру радіальної складової швидкості σ_v когерентно-доплерівської РЛС можна підрахувати за формулою:

$$\sigma_v = \frac{\lambda}{2\pi N T_{\Pi}} \sqrt{\frac{\pi}{q}}, \quad (3.8)$$

де N – кількість імпульсів в частотній паці;
 T_{Π} – період повторення зондуючих імпульсів.

3.3 Роздільна здатність

Роздільна здатність РЛС по дальності ΔR при умові достатньо великого значення відношення сигнал/шум для прямокутного імпульсу визначається ефективною шириною спектра зондуючого сигналу ΔF_3 [2]:

$$\Delta R = \frac{c}{2} \cdot \frac{1}{\Delta F_3}, \quad (3.9)$$

для дзвоноподібного імпульсу:

$$\Delta R = \frac{1,15c}{\Delta F_3}. \quad (3.10)$$

Роздільна здатність по кутовим координатам (азимут α , кут місця β) при прямокутній апроксимації діаграми спрямованості антени визначається половинною шириною діаграми спрямованості антени Θ по відповідній координаті, тобто

$$\Delta\alpha = \Theta_{\alpha 0,5}, \quad \Delta\beta = \Theta_{\beta 0,5}, \quad (3.11)$$

а при гаусовій апроксимації

$$\Delta\alpha = 1,3\Theta_{\alpha 0,5}, \quad \Delta\beta = 1,3\Theta_{\beta 0,5}, \quad (3.12)$$

Лінійна (азимутальна) роздільна здатність РЛС з синтезованою апертурою:

$$\Delta\delta_{аз} = a / 2, \quad (3.13)$$

де a – горизонтальний розмір апертури антени, м.

Роздільна здатність по радіальній складовій швидкості ΔV імпульсно–доплерівської РЛС визначається тривалістю когерентної пачки:

$$\Delta V = \frac{0,5\lambda}{NT_{п}}, \quad (3.14)$$

де $T_{п}$ – період зондування, N – число імпульсів в пачці.

3.4 Радіоелектронний захист

Радіоелектронний захист РЛС включає захист від протирадіолокаційних ракет, захист від активних і пасивних перешкод, електромагнітну сумісність (ЕМС) і стійкість проти дії електромагнітного імпульсу.

Захист від протирадіолокаційних ракет (ПРР) ускладнюється тим, що ДН антен РЛС мають порівняно високий рівень бічних пелюстків (–30дБ). Для захисту від ПРР при проектуванні РЛС передбачають можливість заборони випромінювання зондуючих сигналів в секторах можливого застосування ракет. Захисту від ПРР

сприяє також зміна періоду повторення зондуючих сигналів T_n (вобуляція) і перестройка по частоті (попачково, поімпульсно).
Захищеність від активних перешкод досягається:

- високим енергетичним потенціалом РЛС;
- використанням пристроїв придушення активних шумових перешкод (АШП), що діють по головному та бічним пелюсткам ДН антени;
- перестройкою робочої частоти;
- застосуванням пристроїв придушення імпульсних перешкод.

3.4.1 Захист від АШП

В умовах дії активних шумових перешкод по бічних пелюстках ДН ривняння радіолокації набирає вигляду:

$$R = \sqrt[4]{\frac{P_n \tau_n G_A^2 R_n^2 \sigma}{4\pi N_n L_n G_{пер} G_{пр} q}}, \quad (3.15)$$

де P_n – імпульсна потужність передавача РЛС, Вт;

τ_n – тривалість імпульсу, с;

G_A – коефіцієнт підсилення прийомопередаючої антени РЛС у напрямі на ціль;

R_n – дальність до постановщика перешкод, м;

σ – ЕПР цілі, м²;

N_n – спектральна щільність потужності перешкод, Вт/Гц;

L_n – сумарні втрати в трактах прийому та передачі;

$G_{пер}$ – коефіцієнт підсилення передавальної антени постановщика перешкод в напрямі на РЛС;

$G_{пр}$ – коефіцієнт підсилення приймальної антени РЛС в напрямі на постановщик;

q – необхідне відношення сигнал/шум.

Типове значення спектральної щільності потужності АШП складає $N_n=40-1000$ Вт/Гц, при дії постановщика з дальності 200 км по бічних пелюстках діаграми спрямованості антени.

Розрізняють адаптивні і неадаптивні методи. До останніх можна віднести:

- зміну несучої частоти, по деякому випадковому закону;
- зменшення рівня бічних пелюстків ДНА шляхом вибору відповідного амплітудного розподілу поля в розкриві.

Адаптивні методи передбачають ускладнення структурної схеми РЛС за рахунок використання додаткових (компенсаційних) каналів прийому і пристрою компенсації перешкод.

Компенсацію перешкод можна здійснювати на високій, проміжній частоті (ПЧ), а також після перетворення сигналів в цифрову форму. Раніше при проектуванні РЛС віддавали перевагу високій або ПЧ за двох чинників:

- меншою складністю і вартістю підсистеми компенсації АШП;
- меншою декореляцією перешкод в каналах прийому.

В РЛС 1РЛ141 і 35Д6 використана система компенсації на ПЧ. Причому в РЛС 1РЛ141 використано 3 додаткових канали прийому і 3-канальний автокомпенсатор перешкод (1 канал захисту головного пелюстка ДНА і 2 канали захисту бічних пелюстків ДНА). В РЛС 35Д6 в кожному з 4-х приймальних каналів використано одноканальний автокомпенсатор перешкод (АКП) для захисту від АШП, що діють або по головному пелюстку ДНА, або по бічних пелюстках.

Структурна схема системи захисту від АШП української РЛС 35Д6, з врахуванням 4-х каналів прийому і обробки сигналів в кутомісцевій площині, має вигляд, поданий на рис. 3.2.

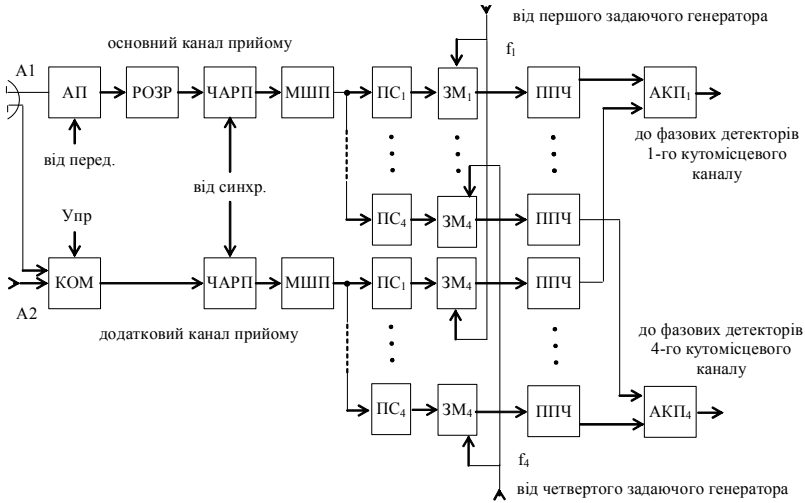


Рисунок 3.2 – Структурна схема системи захисту РЛС 35Д6 від АШП

На рис. 3.2 використані наступні позначення: А1 і А2 – антени основного і компенсаційного каналів прийому; РОЗР – розрядник; ЧАРП – часове автоматичне регулювання підсилення; МШП – малошумливий підсилювач; ПС – преселектор; ЗМ – змішувач; ППЧ – підсилювач проміжної частоти.

У структурній схемі комутатор КОМ призначений для підключення до допоміжного каналу або дуально-поляризованого каналу гостронаправленої антени захисту головного пелюстка (ЗГП), або всенаправленої антени захисту бічних пелюстків (ЗБП), яка "накриває" бокові пелюстки ДН основної антени (ОА).

Нормовані по максимальному значенню коефіцієнта підсилення основної антени діаграми направленості ДН ОА, антен ЗГП і ЗБП, залежно від кутової координати β у декартовій системі координат, мають вигляд, представлений на рис. 3.3.

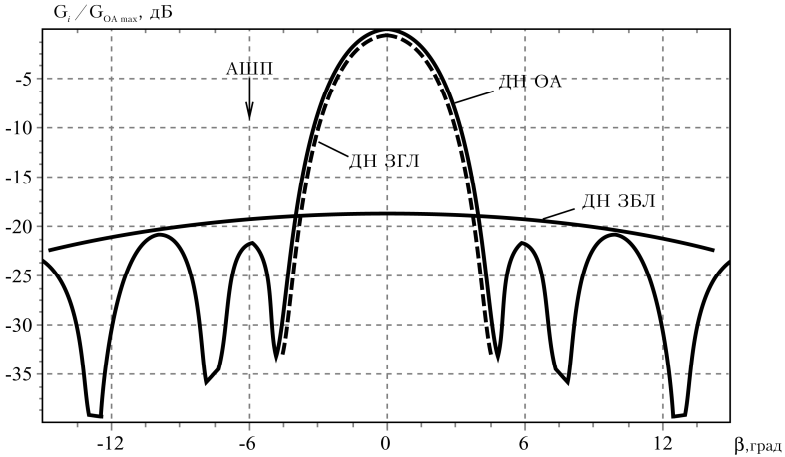


Рисунок 3.3 – Нормовані діаграми направленості антен

При скануванні ОА джерело АШП може «зміститися» з напрямку БП і впливати на РЛС в напрямі ГП ОА. Якщо при цьому до компенсаційного каналу залишається підключеною всенаправлена антена, то модуль вагового коефіцієнта АКП зростає і шум-фактор приймача істотно збільшується (за рахунок власних шумів компенсаційного каналу), що погіршує виявлення цілей. Тому в РЛС 35Д6 при кожному зондуванні в кінці розгортки дальності до входу компенсаційного каналу на короткий час підключається всенаправлена антена ЗБП. При цьому шляхом порівняння амплітуд, прийнятої основним і додатковим каналами перешкоди, визначається де знаходиться джерело АШП: у напрямі ГП чи БП ДНА [3]. Таким чином формується сигнал (Упр), що надходить на управляючий вхід комутатора (КОМ). Причому, якщо перешкода впливає з напрямку бічних пелюстків ОА, то до входу додаткового каналу залишається підключеною антена ЗБП, інакше – ортогональний по поляризації канал ОА [4].

Ефективність роботи системи захисту РЛС від АШП вимірюється коефіцієнтом ослаблення перешкоди, який визначається відношенням дисперсій перешкоди на вході σ_0^2 і виході σ_Σ^2 автокомпенсатора, і який залежить від коефіцієнта взаємної кореляції,

а також від інтенсивності перешкоди в каналах прийому. Коефіцієнт взаємної кореляції завади сигналів визначається ідентичністю амплітудночастотних і фазочастотних характеристик каналів прийому.

У РЛС 35Д6 реалізований коефіцієнт ослаблення $K_{oc} \approx 25$ дБ, що дозволяє збільшити максимальну дальність дії РЛС R в умовах дії перешкод більш ніж в 4 рази. Останнє можна підтвердити наступними міркуваннями і розрахунками. Відповідно до основного рівняння радіолокації (3.1), дальність дії РЛС R визначається

$$R = \sqrt[4]{\frac{P_u G_A^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 q_{пор} kT_0 \Delta F_{пр} K_{ш} L_n}}.$$

У знаменнику виразу записана порогова чутливість приймача $P_{пр,мін} = kT_0 \Delta F_{пр} K_{ш}$, яка визначається його шумовими властивостями, тобто рівнем власних шумів. При дії АШП чутливість приймального пристрою до зовнішніх сигналів погіршується і визначається відношенням завада/власний шум (з/в. ш) (див. формули (3.15) та (3.16). При цьому дальність дії радара зменшується пропорційно $\sqrt[4]{\frac{3}{в.ш.}}$. АКП зменшує потужність перешкоди на величину, яка визначається коефіцієнтом ослаблення. Тому максимальна дальність дії в умовах дії АШП при включеній системі придушення АШП збільшується в $\sqrt[4]{K_{oc}}$ раз.

У РЛС 35Д6 коефіцієнт ослаблення дорівнює $K_{oc} = 26$ дБ (400 разів). Тому збільшення дальності дії складає (див. зону виявлення РЛС, наведену на рис.3.4) $\sqrt[4]{K_{oc}} = \sqrt[4]{400} \approx 4$ рази.

Таким чином можна провести оцінку ефективності підсистеми захисту від АШП на етапі розробки ескізно-технічного проекту.

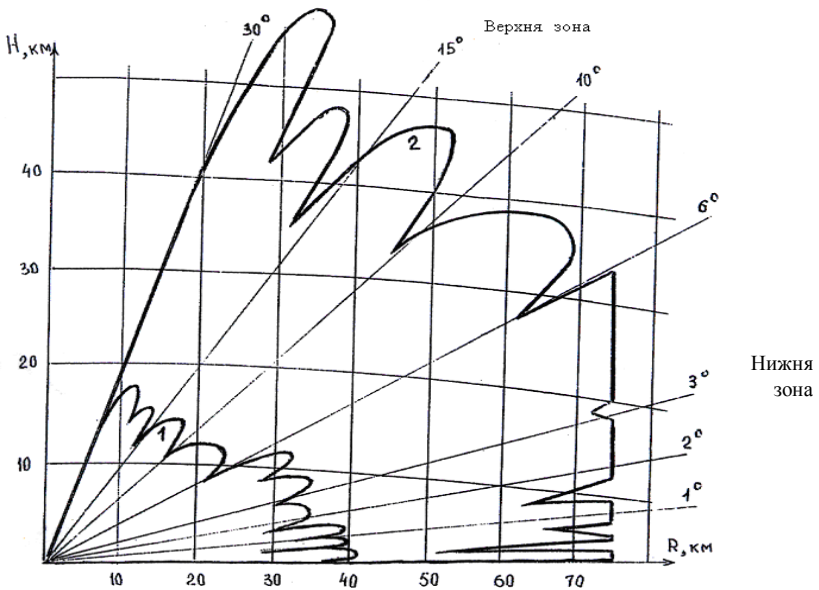


Рисунок 3.4 – Зона виявлення РЛС типу 35Д6 (крива 1 – система захисту від активних шумових перешкод вимкнена, крива 2 – включена)

3.4.2 Захист РЛС від імпульсних перешкод

Якщо АШП мають маскуючий характер і затрудняють виявлення сигналів від радіолокаційних цілей, то імпульсні перешкоди мають імітуючий (цілеподібний) характер, перевантажують вторинну обробку РЛС, заважають процедурі зав'язки трас.

Можливим варіантом захисту РЛС від імпульсних перешкод (ІП) є використання відомої схеми ШОВ, яка подана на рис.3.5, і містить послідовно сполучені ширококутний підсилювач (ШСП), обмежувач (ОБМ) та вузькокутний підсилювач (ВСП).



Рисунок 3.5 – Структурна схема ШОВ

Схема ефективно працює при дії імпульсних перешкод, тривалість яких τ_n помітно менше тривалості корисних сигналів $\tau_{\text{н}}$, тобто

$$\tau_n \ll \tau_{\text{н}}. \quad (3.16)$$

Сутність роботи полягає в наступному. Потужні імпульсні перешкоди малої тривалості (мають широкий спектр) підсилюються без спотворень широкопasmовим підсилювачем ШСП, жорстко обмежуються в обмежувачі ОБМ і фільтруються вузькосmовим підсилювачем ВСП. Смуга пропускання ВСП погоджена зі спектром корисного сигналу. Тому ВСП пригнічує спектральні складові імпульсної перешкоди, які не співпадають зі спектром корисного сигналу. При цьому всі спектральні складові корисного сигналу підсилюються. За рахунок цього відношення сигнал/імпульсна перешкода істотно зростає. Приблизно ефективність такого технічного рішення можна оцінити співвідношенням смуг широкопasmового і вузькосmового фільтрів. Основним недоліком схеми ШОВ є придушення слабкого сигналу сильним в обмежувачі ОБМ. Зокрема, якщо на розгортці дальності окрім імпульсної перешкоди існує потужна пасивна перешкода, то виявлення слабкого сигналу на фоні останньої виявляється неможливим. В зв'язку з цим таке технічне рішення, наприклад, в РЛС 35Д6 використовується як підрезим.

Іншим варіантом захисту РЛС від імпульсних перешкод, що діють по боковим пелюсткам ДНА, є, так звана, схема ПБВ (придушення бічних віддзеркалень). Схема ПБВ використовується як

у вітчизняних, так і в закордонних РЛС. Структурна схема ПБВ наведена на рис.6 і містить гостронаправлену основну антену А1 і всенаправлену допоміжну антену А2, основний і додатковий канали прийому, два логарифмічних підсилювача проміжної частоти ППЧ, 2 амплітудних детектора АД, 2 АЦП, 2 виявлювача В, подільник ПОД, пороговий пристрій ПП, схему І, а також пристрій бланкування ПБ. З врахуванням вбудованого в структурну схему автокомпенсатора перешкод АКП таке рішення дозволяє одночасно забезпечити захист РЛС як від шумових, так і від імпульсних перешкод, що діють по бічних пелюстках ДНА РЛС.

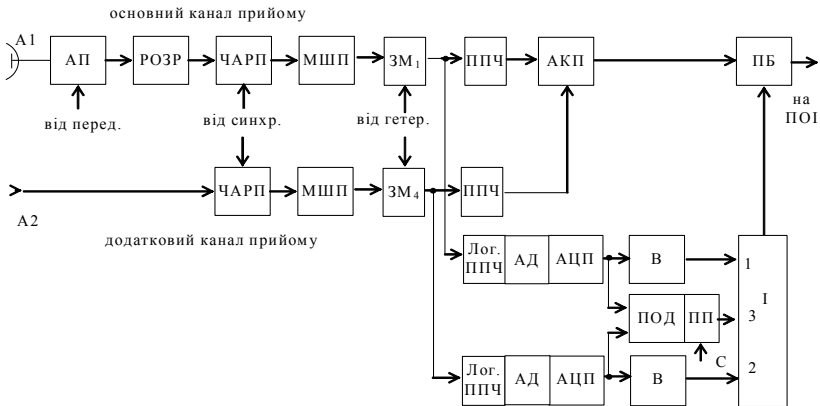


Рисунок 3.6 – Структурна схема системи захисту РЛС від активних імпульсних і шумових перешкод

Нормовані діаграми направленості антен А1 і А2 мають вигляд, поданий на рис. 3.7. Стрілками показані напрями дії імпульсної перешкоди П і сигналу S.

Необхідною умовою ефективної роботи схеми є «накриття» діаграмою спрямованості А2 бічних пелюстків основної антени А1. Застосування логарифмічних ППЧ обумовлене великим діапазоном вхідних сигналів. Наприклад, в РЛС 35Д6 динамічний діапазон вхідного сигналу логарифмічного УПЧ перевищує 60 дБ при динамічному діапазоні вихідного сигналу 20 дБ (що дозволяє використовувати 4-х розрядні АЦП).

Ще однією умовою ефективної роботи схеми є рівність коефіцієнтів підсилення основного і додаткового каналів прийому.

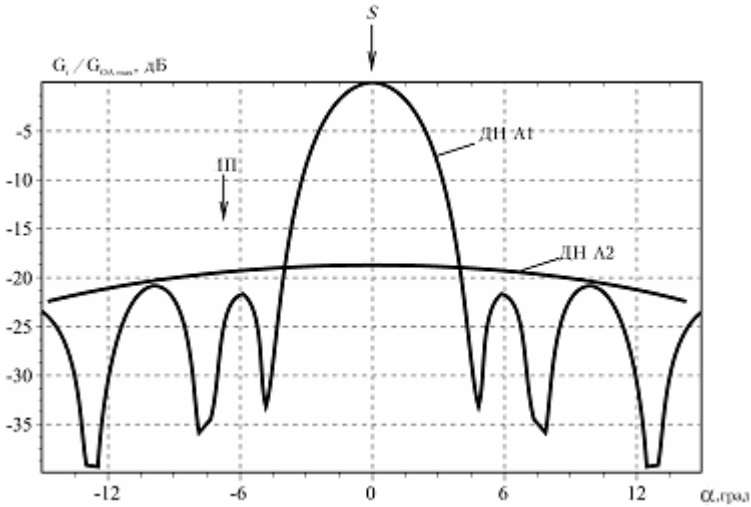


Рисунок 3.7 – Нормовані діаграми спрямованості антен А1 і А2

Алгоритм роботи схеми ПБВ полягає в наступному. Якщо ІІ впливає по боковим пелюсткам ОА, то її амплітуда в додатковому каналі прийому є переважаючою (див. рис. 7). Прийнята антенами А1 і А2 ІІ підсилюється в МШП, перетворюється в змішувачах ЗМ на проміжну частоту, підсилюється логарифмічними ППЧ і детектується амплітудними детекторами АД. В АЦП сигнали перетворюються в цифрову форму і надходять на виявлювачі В. Якщо ІІ діє на РЛС, то вона виявляється як в основному, так і в додаткових каналах прийому. При цьому з виходів виявлювачів В на входи 1 і 2 схеми І надходять сигнали з рівними логічної 1. Враховуючи те, що ДН антени додаткового каналу А2 «накриває» бічні пелюстки основної антени, можна вважати, що амплітуда ІІ в додатковому каналі є переважаючою. При цьому відношення $U_{дк} / U_{ок} > 1$ і на виході порогового пристрою ПП також формується рівень логічної 1, який

надходить на 3-й вхід схеми І. Якщо на всі три входи схеми І поступають рівні логічної 1, то на виході схеми І також формується рівень логічної 1, який надходить на управляючий вхід схеми пристрою бланкування ПБ. При цьому ПП, що надходить на сигнальний вхід пристрою бланкування ПБ бланкується, і не надходить на подальшу обробку в пристрій первинної обробки інформації ПОІ.

У разі, коли зондуєчий сигнал відбивається від радіолокаційної цілі, то він приймається головним пелюстком діаграми спрямованості основної антени А1 (див. рис. 7 азимутальний напрям $\alpha=0$). Якщо амплітуда відбитого від цілі сигналу достатня, то він виявляється як в основному, так і в додатковому каналах прийому. При цьому на входи 1 і 2 схеми І надходять сигнали з рівнем логічної 1. Проте, на вхід 3 схеми І в цьому випадку надходить рівень логічного 0, оскільки відношення амплітуд сигналів в каналах $U_{\text{дк}}/U_{\text{ок}} < 1$. При цьому бланкування корисного сигналу не відбувається і він надходить на подальшу обробку.

Вочевидь, що структурна схема підсистеми захисту РЛС як від АШП, так і від ПП може мати і іншу конфігурацію залежно від вибраних алгоритмів роботи, а також від елементної бази, що існує на етапі проектування РЛС.

3.4.3 Первинна обробка інформації (ПОІ)

Основними завданнями ПОІ є:

- а) виділення корисних сигналів на тлі потужних перешкод, перевіддзеркалених від місцевих предметів, гідрометеорів, дипольних перешкод (загалом, пасивних перешкод (ПП));
- б) стабілізація рівня хибних тривог при прийнятній вірогідності правильного виявлення;
- в) вимір дальності, кутових координат (азимута, кута місця або висоти), радіальної складової швидкості цілі.

До основних відмінностей корисних сигналів і маскуючих пасивних перешкод, які можуть бути використані при проектуванні РЛС, можна віднести:

– розподілений характер відбивачів, що заважають, і зосереджений характер більшості радіолокаційних цілей. Наприклад, літак (розмір ~ 30 м) і хмара (протяжність ~ 30 км.); літак і хмара дипольних віддзеркалень і так далі. Вочевидь, що, збільшивши роздільну здатність по дальності і по кутовим координатам (зменшивши ширину діаграми спрямованості антени), можна збільшити відношення $c/ПП$ в каналі прийому РЛС;

– відмінності в поляризації відбитих сигналів. Так, наприклад, якщо в радарі використовується кругова поляризація зондуючих сигналів (ЗС), то при їх віддзеркаленні від гідрометеорів поляризація сигналів змінюється на протилежну за рахунок зміни напрямку поширення хвилі при віддзеркаленні від дрібних крапель, що мають форму кулі. Якщо поляризація стає ортогональною, то природньо, що сигнали, віддзеркалені гідрометеорами, не приймаються антенною РЛС. При цьому сигнали, відбиті від несиметричних цілей (наприклад, від літаків) мають поляризацію близьку до поляризації зондуючого сигналу і приймаються антенною. При дощах великої інтенсивності, форма крапель відхиляється від кулястої і ефективність поляризаційної селекції погіршується. та складає 10... 15 дБ [5]. Існує принципова можливість істотного підвищення ефективності поляризаційної селекції сигналів до 25 ... 30 дБ шляхом використання адаптивних поляризаційних фільтрів [6];

– відмінності в швидкості переміщення радіолокаційної цілі і відбивачів, що заважають. Дійсно, наземні відбивачі, що заважають, мають швидкість відносно РЛС рівну нулю. Гідрометеори мають малу швидкість руху, яка визначається швидкістю вітру, відносно швидкості радіолокаційних цілей. Швидкість руху радіолокаційних цілей (літак, ракета, снаряд) є набагато більшою. Тому в практиці радіолокації для селекції корисного сигналу на тлі пасивної перешкоди найчастіше використовують швидкісну селекцію. При цьому відношення сигнал/пасивна перешкода на виході ПОІ може бути збільшене на 50 ... 60 дБ.

При проектуванні можна використовувати всі можливі відмінності між корисними сигналами і ПП та знаходити компромісні рішення для їх поєднання. Проте, основним методом є селекція за швидкістю. Селекцію за швидкістю частіше називають селекцією рухомих цілей (СРЦ).

У основі роботи СРЦ лежить ефект Доплера, який приводить до деформації структури спектра сигналу при віддзеркаленні його від рухомої цілі. Причому деформація сигналу відбувається тим більше, чим більша швидкість цілі (або перешкоди). Зв'язок між деформацією спектру і радіальною складовою швидкості V_r визначається доплерівським зрушенням частоти

$$F_d = \frac{2V_r}{\lambda}. \quad (3.17)$$

На доплерівській осі частот спектри місцевого предмету, гідрометеора і цілі мають вигляд, який наведено на рис. 3.8.

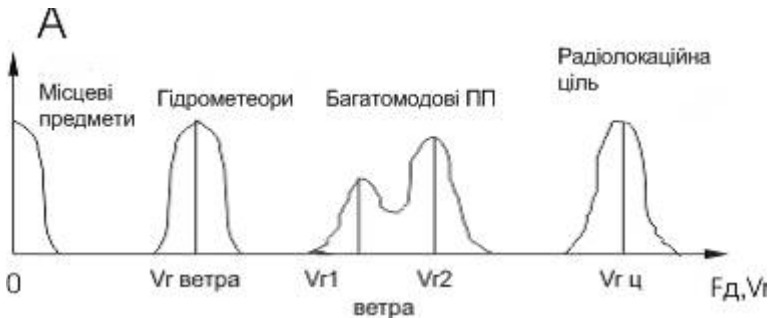


Рисунок 3.8 – Спектри сигналів, відбитих від місцевого предмету, гідрометеора, пасивної перешкоди і радіолокаційної цілі

З теорії радіосистем відомо, що оптимальний фільтр для виділення корисного сигналу на тлі небілої перешкоди, у складі імпульсної РЛС являє собою послідовне з'єднання гребінчастого фільтра придушення ГФП і гребінчастого фільтра накопичення ГФН. Їм передуває фільтр, погоджений з одиночним імпульсом.

Гребінчасті фільтри придушення

ГФП представляється режекторним фільтром, який пригнічує спектральні складові перешкоди. Як гребінчастий фільтр придушення зазвичай використовують схеми черезперіодного віднімання (ЧПВ).

Схема однократного черезперіодного віднімання наведена на рис. 3.9 і забезпечує віднімання затриманого на період повторення T_n у лінії затримки ЛЗ (сдвиговому реєстрі) сигналів від сигналів поточного періоду повторення.

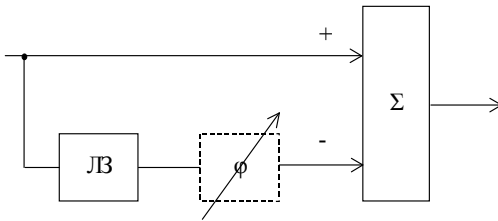


Рисунок 3.9 – Схема однократного ЧПВ

Амплітудно–частотна характеристика схеми ЧПВ має періодичний характер і описується наступним виразом [7]:

$$|K(f)| = 2|\sin \pi f T_n|. \quad (3.18)$$

З АЧХ виходить, що сигнали, відбиті від нерухомих предметів, ($f=F_d=0$) потрапляють в смугу режекції і істотно пригнічуються. Проте навіть при невеликих відмінних від нуля значеннях F_d якість придушення перешкод погіршується.

Тому необхідною умовою ефективного придушення (режекції) пасивної перешкоди є настроювання нуля ЧПВ на доплерівську частоту перешкоди.

Основним недоліком схем ЧПВ є мала ширина смуги режекції (навіть при використанні багатократних схем ЧПВ), що не дозволяє ефективно придушувати ПП з широким спектром. Ще одним з недоліків ЧПВ є обмежена можливість регулювання смуги режекції.

Це безпосередньо визначається АЧХ (див. формулу (3.18)). Більш того, якби така можливість і була, то в цьому випадку при розширенні полоси режекції істотно зросли б втрати із-за одночасного придушення корисних сигналів.

Гребінчасті фільтри накопичення

Шляхом ускладнення ПОІ ефективність виділення корисного сигналу на тлі пасивних перешкод різних видів (активних шумових, імпульсних), а також на тлі власних шумів може бути істотно покращена. Така обробка може бути реалізована застосуванням дискретного перетворення Фур'є (ДПФ), при якому виконується міжперіодне когерентне накопичення сигналів і їх спектральний аналіз.

Дискретне перетворення Фур'є виконується над сигналами в цифровій формі. При цьому алгоритм такого перетворення має наступний вигляд:

$$\dot{G}(n) = \sum_{k=0}^{N-1} K_k \dot{S}(k) e^{-j\frac{2\pi}{N}nk}, \quad (3.19)$$

де $\dot{G}(n)$ – спектр сигналу на виході пристрою ДПФ;

n – номер спектральної складової (номер фазового фільтра), $n=0, \dots, N-1$;

k – номер відліку часової вибірки пачки імпульсів, отриманих в різних періодах зондування одного і того ж дискрета дальності;

N – кількість часових відліків в пачці імпульсів;

K_k – коефіцієнт вагового вікна, яке забезпечує необхідний рівень бокових пелюстків фільтра [8, 9];

$\dot{S}(k)$ – комплексна амплітуда часових відліків різних періодів зондування.

Третій співмножник виразу (3.19) реалізує "свій" фазовий зсув для кожної спектральної складової (фазового фільтра). Так, наприклад, якщо реалізується 8-ми крапкове перетворення Фур'є, то дискрет зміни фазового зсуву складає $2\pi/8=45$ градусів. Таким чином,

амплітудно-частотна характеристика (або з врахуванням виразу (3.17) амплітудно-швидкісна характеристика) восьмиканального доплерівського фільтра має наступний вигляд:

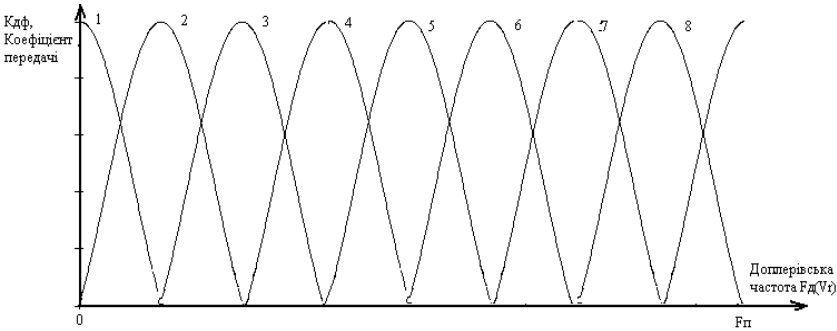


Рисунок 3.10 – АЧХ 8-ми канального доплерівського фільтра

1, 2, 3, ..., 8 – АЧХ фільтрів з нульовим, 45–градусним, 90–градусним, ..., 315–градусним фазовим зсувом

На рис. 3.10 наведена АЧХ багатоканального доплерівського фільтра без врахування бічних пелюстків кожного фільтрового каналу.

За алгоритмом (3.19) виконується ковзаюча по дискретам дальності міжперіодна обробка сигналів. Частотна пачка сигналів різних періодів для такої обробки формується в буферному запам'ятовуючому пристрої ДПФ. Період повторення імпульсів у межах пачки залишається незмінним, що забезпечує можливість їх когерентної обробки. Така міжперіодна обробка прийнятих сигналів реалізується, наприклад, в аеродромній РЛС ASR–9 американського виробництва [10], або в РЛС 35Д6 вітчизняного виробництва.

З рис. 3.10 безпосередньо видно, що при надходженні на вхід ПОІ сигналів з нульовим фазовим зсувом ($F_d=0$ – віддзеркалення від місцевих предметів), сигнали, отримані в різних періодах повторення зондуючих імпульсів, когерентно накопичуються в фільтрі №1. Тому цей фільтр отримав назву нульового ($n=0$, див. формулу (3.19)). Очевидно, що при надходженні на вхід ПОІ сигналів з 45° фазовим зсувом, когерентне накопичення забезпечується фільтром №2 (див.

рис. 3.10) і т.д. Таким чином, при дискретному перетворенні Фур'є, в залежності від доплерівської частоти (міжперіодного фазового зсуву), сигнали віддзеркалені від об'єктів, які рухаються з різними радіальними складовими швидкості, накопичуються в різних фазових фільтрах. Це надає можливість проводити розділення сигналів, віддзеркалених від радіолокаційних цілей та від заважаючих об'єктів (пасивних завод).

Наявність спектрального аналізу в ПОІ одночасно з селекцією корисних сигналів на фоні ПП дозволяє визначити четверту координату цілі, тобто разом з виміром дальності, азимута, висоти, може визначатися швидкість цілі. Таким чином радари, в яких реалізований спектральний аналіз сигналів, мають можливість розрізняти декілька цілей, що знаходяться в одному імпульсному об'ємі і рухаються з різними швидкостями.

Вибір кількості фільтрових каналів при проектуванні РЛС

Відомо, що чим більше кількість накопичуваних імпульсів, тим більше відношення сигнал/шум може бути отримане на виході накопичувача. Проте, енергетичний вигравш при цьому досягається за рахунок зменшення продуктивності РЛС. Дійсно, збільшення кількості імпульсів частотної пачки, використання вобуляції періоду повторення зондуючих імпульсів, збільшення дальності дії РЛС приводить до зменшення темпу огляду зони виявлення, що рівносильно зниженню продуктивності.

Крім того, чим більше імпульсів в пачці, тим більше фільтрових каналів і тим вужча смуга пропускання кожного з них. Проте, зменшення смуги пропускання фазових фільтрів раціонально до тих пір, поки ширина спектру корисного сигналу на доплерівській осі частот не перевищить смугу пропускання фільтра. Інакше ефективність міжперіодного когерентного накопичення імпульсів зменшується.

Таким чином, вибір кількості доплерівських фільтрів для обробки сигналів в ПОІ визначається основними параметрами РЛС, залежить від її призначення і вимагає оптимізації при проектуванні. Як приклад такої оптимізації можна навести технічні рішення, використані в американській станції ASR-9 [10], яка використовується в системі управління повітряним рухом, а також в РЛС 35Д6 (36Д6 –

експортний варіант постачання) українського виробництва. Так, в РЛС ASR-9, залежно від тривалості періоду повторення (при вобуляції) використовується 8, 9 або 10 доплерівських фільтрів. У РЛС 35Д6 (36Д6) для міжперіодного накопичення використовується, в залежності від періоду повторення та темпу огляду зони виявлення, 8-ми, 12-ти та 16-ти канальний доплерівський фільтр.

Стабілізація рівня хибних тривог

Одне з основних завдань, що вирішуються в радіолокації, є розділення сигналів, віддзеркалених від різних об'єктів, на клас корисних сигналів і на клас перешкод. Природньо, що сигнали, віддзеркалені від радіолокаційних цілей, надходять на подальшу обробку, де вимірюються координати цілей, визначається трасова інформація відносно їх переміщення в часі і просторі. Перешкоди, якщо інше не обумовлене технічним завданням на проектування, з подальшої обробки виключаються. Це дозволяє зменшити рівень хибних тривог, оскільки виключення завад з подальшої обробки має ймовірнісний характер.

Існує багато алгоритмів стабілізації рівня хибних тривог. Розглянемо деякі з них, які використовуються в сучасних висококогерентних РЛС.

Однією з основних відмінностей в структурі корисних сигналів і пасивних перешкод є зосереджений характер сигналів, відбитих від аеродинамічних об'єктів, що підлягають виявленню, і більш розподілений характер пасивних перешкод. Іншою відмінністю, яка ефективно використовується для розділення корисних сигналів і пасивних перешкод, є спектральні відмінності, обумовлені різною радіальною складовою швидкості руху об'єктів, які знаходяться в зоні виявлення РЛС.

Вихідні сигнали багатоканального доплерівського фільтра є спектральними складовими корисних сигналів і перешкод, розгорнутих в часі. Тому подальшу обробку інформації у виявлювачі корисних сигналів виконують:

– шляхом аналізу змін в часі амплітуд сигналів кожного фільтрового каналу пристрою ДПФ. При цьому реалізується стабілізація рівня хибних тривог (СРХТ) по амплітуді – СРХТ–А;

– шляхом аналізу спектральних характеристик відбитих сигналів і перешкод з використанням різних методів формування зони режекції системи СРЦ, що реалізує стабілізацію рівня хибних тривог по радіальній складовій швидкості v_r – СРХТ–V.

Стабілізація рівня хибних тривог по амплітуді СРХТ–А

У реальних умовах роботи РЛС виявлення корисних сигналів може відбуватися як в умовах дії пасивних перешкод, так і в умовах їх відсутності. У першому випадку інтенсивність перешкод аргіюї невідома і тому застосовують різні алгоритми її оцінки для визначення порогу виявлення сигналу.

Як правило, щільність розподілу амплітуд пасивної перешкоди апроксимують нормальним законом розподілу. При цьому поточна оцінка потужності (дисперсії) вимагає великих апаратурних витрат. Тому після фазової фільтрації в багатоканальному доплерівському фільтрі, коли інформація про доплерівські зрушення частоти (фази) сигналів і перешкод використана, в кожному фільтровому каналі від квадратурних складових переходять до модуля. При цьому щільність розподілу амплітуд перешкоди стає релеєвською, що дає можливість оцінити дисперсію перешкоди (її середньоквадратичне значення) через оцінку математичного сподівання. В [11] розглянуто три можливі алгоритми формування слідкуючого порогу для стабілізації рівня хибних тривог по амплітуді. Близьким до них по технічній сутності є алгоритм стабілізації хибних тривог, реалізований в РЛК управління повітряним рухом «Дніпро». Структурна схема такого виявлювача СРХТ–А наведена на рис.3.11, на якому використана багатовідводна цифрова лінія затримки ЦЛЗ, символом Σ позначені пристрої підсумовування, символами БЗ та МЗ позначені пристрої вибору більшого та меншого значення, відповідно, а символом \otimes та $< >$ – пристрої перемноження та порівняння. Затримка між відводами ЦЛЗ приблизно дорівнює одному дискрету розрізнення по дальності. Для формування оцінки рівня перешкоди в кожному каналі пристрою ДПФ використовується метод «ковзаючого вікна». Суть обробки полягає в тому, що рішення про виявлення корисного сигналу

приймається лише у тому випадку, коли амплітуда сигналу, що знаходиться в центральному дискреті «вікна» X_{10} , помітно перевищує амплітуди дискретів «напіввікон», що знаходяться справа $X_1 \dots X_8$ і зліва $X_{12} \dots X_{19}$ від аналізованого дискрета. За інформацією в «напіввікнах» оцінюють рівень перешкоди в околі дискрета, в якому відбувається перевірка гіпотези відносно наявності або відсутності сигналу. Аби уникнути впливу корисного сигналу на оцінку

ЦЛЗ

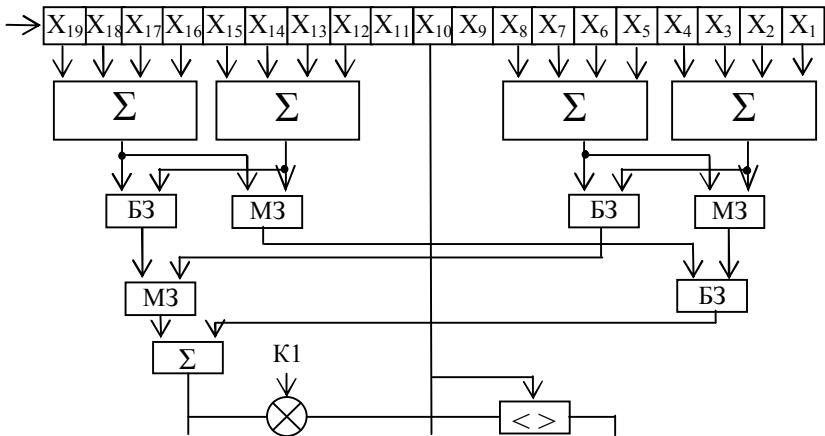


Рисунок 3.11 – Структурна схема виявлювача CPXT–А

перешкоди «напіввікна» формують віддаленими від центрального дискрета на одну вибірку. Це пояснюється тим, що при погодженій фільтрації сигналів в приймальному пристрої відбитий імпульс розтягується в часі і займає суміжні дискрети. Оцінка рівня перешкоди помножується на пороговий коефіцієнт K_1 і надходить на вхід схеми порівняння $< >$, на другий вхід якої надходить вибірка з центрального дискрета. Якщо амплітуда аналізованого дискрета перевищує зважений рівень перешкоди, то відбувається виявлення сигналу і на виході схеми порівняння формується бінарний сигнал

рівня логічної одиниці, тобто приймається рішення про наявність корисного сигналу.

Вочевидь, що існує принципова можливість при виконанні процедури виявлення розділити корисні сигнали, відбиті від малорозмірних та великорозмірних об'єктів, що є важливим при вирішенні завдань управління повітряним рухом. Це може бути реалізовано шляхом використання різних по величині порогових коефіцієнтів K_1 .

Стабілізація рівня помилкових тривог по доплерівському зрушенню частоти СРХТ – V

До сучасних РЛС пред'являються досить високі вимоги до ширини смуги режекції пасивних завад і межах її регулювання. Це може бути досягнуто шляхом застосування різних методів формування смуги режекції при використанні набору доплерівських фільтрів.

Бінарний метод формування зони режекції

У основу бінарного методу формування смуги режекції системи СРЦ покладений той факт, що сигнал, відбитий від малорухомого об'єкту виявляється в одному і тому ж фільтровому каналі при різних частотах повторення. Це безпосередньо видно з рис. 3.12, де наведені АЧХ 8-ми канального доплерівського фільтра при різних частотах повторення: на рис.3.12а на $F_{П1}$, а на рис.12б на $F_{П2}$. Дійсно, можна бачити, що малозшвидкісний об'єкт ($F_d = F_{д1}$) має приблизно однакову амплітуду на рис. 3.12а і 3.12б, і може бути виявлений в однойменному третьому фільтрі після когерентного накопичення пачки імпульсів на частотах повторення $F_{П1}$ і $F_{П2}$. Враховуючи це, представляється можливим формувати критерій заборони виявлення. Наприклад, якщо в l з m частотних пачках сигнал присутній в

однойменних фільтрових каналах, то він відноситься до класу перешкод.

З рис. 3.12 також видно, що високошвидкісна ціль ($F_D = F_{D3}$) в другому фільтрі на частоті повторення $F_{П1}$ (рис. 3.12а) має достатню амплітуду для виявлення, а в однойменному другому фільтрі в пачці з частотою повторення імпульсів (ЧПІ) $F_{П2}$ (рис. 3.12б) має суттєво меншу амплітуду і не може бути виявленою. В той же час, враховуючи реальний коефіцієнт передачі четвертого фільтра на частоті $F_D = F_{D3}$, можна вважати, що високошвидкісна ціль буде мати однакову амплітуду в другому фільтрі при $F_{П1}$ (рис. 3.12а) і в четвертому фільтрі при $F_{П2}$. Це дозволяє сформулювати критерій виявлення цілі. Критерій може бути наступним. Якщо в k з m частотних пачок сигнал виявляється в різних фільтрових каналах, то він відноситься до класу корисних сигналів.

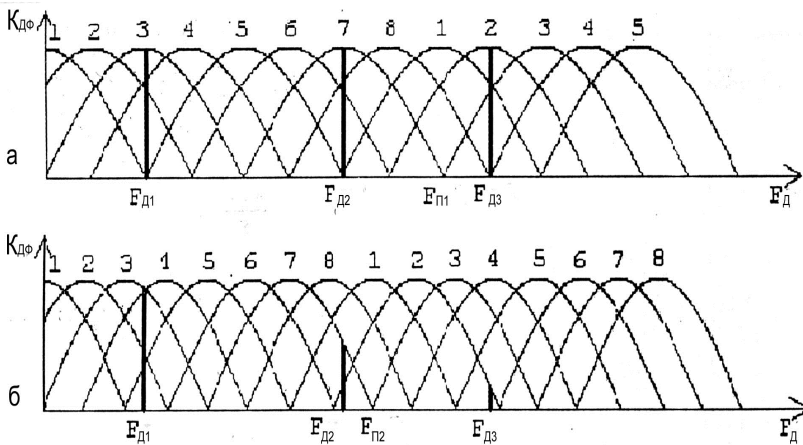


Рисунок 3.12 – Принцип розділення сигналів, відбитих від малорухомих і швидкісних об'єктів

При бінарному методі формування зони режекції структурна схема системи СРЦ має вигляд, наведений на рис. 3.13.

Очевидно, що обробка сигналів в пристроях СРХТ–V є міжпачковою. При цьому для ефективного розділення сигналів на корисні та завади виконується міжпачкова зміна ЧПІ в невеликих межах, яка називається вобуляцією частоти.

Таким чином, завдяки когерентній обробці пачки імпульсних сигналів з постійною ЧПІ в пристрої ДПФ, виявленню дискретних сигналів по дискретам дальності в пристроях СРХТ–А, формуванню критерію заборони (l із m) в пристрої СРХТ–V та критерію виявлення (k із m), наведена схема дозволяє виділити корисні сигнали на тлі перешкод.

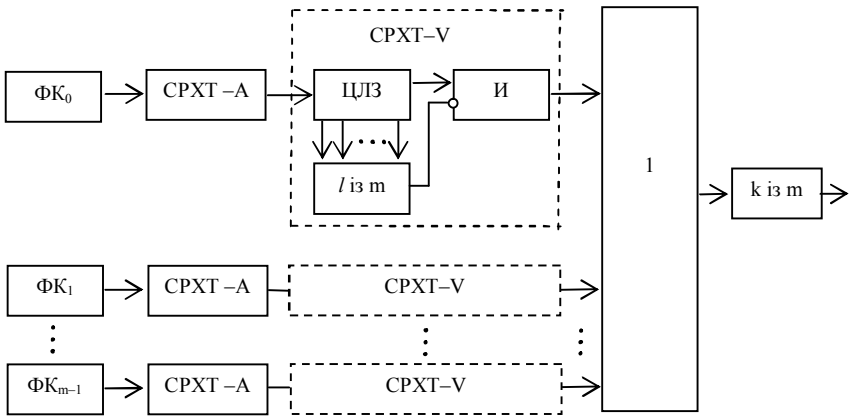


Рисунок 3.13 – Структурна схема СРЦ при бінарному методі формування смуги режекції

Вочевидь, що на пристрій стабілізації хибних тривог по частоті Доплера СРХТ–V з виходу СРХТ–А надходять бінарні сигнали. При цьому, відповідно до описаного алгоритму роботи, затримка між відводами цифрової лінії затримки ЦЛЗ дорівнює тривалості частотної пачки.

Перевагою бінарного методу формування смуги режекції є простота реалізації (за рахунок обробки бінарних сигналів). Недоліки методу полягають в наступному:

- обмеження можливості регулювання смуги режекції, оскільки для цього необхідно оперативно міняти основні параметри РЛС, а саме частоти повторення РЛС, їх кількість, темп огляду;

- немонотонність смуги пропускання швидкісної характеристики, особливо, в області нижніх частот, що, в основному, обумовлено обробкою бінарних сигналів.

Амплітудний метод формування зони режекції

Аналіз АЧХ багатоканального доплерівського фільтру при різних ЧПП показує (див. рис. 3.12), що при малих значеннях частоти Допплера $F_d < 0,5 F_{\Pi}$ області максимального відгуку однойменних фільтрів перекривають близькі області доплерівських частот. Тому рівень сигналу в одному і тому ж доплерівському фільтрі істотно не міняється при зміні ЧПП. Із збільшенням частоти Допплера перекриття областей однойменних доплерівських фільтрів зменшується. Таким чином, порівнюючи відношення амплітуд сигналів однойменних фільтрів з порогом C , можна розділити сигнали, що приймаються, на клас корисних сигналів і перешкод. Процедура може бути наступною

$$\frac{A_{i1}}{A_{i2}} < C, \quad (3.20)$$

де A_{i1} – амплітуди сигналів з максимальним відгуком на першій ЧПП; 1 і 2 – номери відповідних частот.

Область доплерівських частот, в якій виконується умова (3.20), відповідає області перешкод і може сягати і навіть перевищувати частоту повторення імпульсів. Змінюючи поріг C , можна досить просто змінювати смугу режекції СРЦ.

Прокоментуємо роботу СРЦ, що використовує амплітудний метод формування смуги режекції. Скористаємося для цього рис. 3.12. Припустимо, що величина порогу C дорівнює 10 одиницям.

У випадку, показаному на рис. 3.12, сигнал відбитий від малорухомої пасивної перешкоди, має доплерівську частоту $F_{Д1}$ і створює приблизно рівні відгуки в третьому доплерівському фільтрі при частотах повторення $F_{П1}$ і $F_{П2}$. При цьому $A_{31}/A_{32} \approx 1$. Це відношення буде набагато менше порогу C і, отже, сигнал, відбитий від малорухомої пасивної перешкоди, буде пригнічений системою СРЦ.

При дії на РЛС дискретної пасивної перешкоди типу «ангели» доплерівське зрушення, як показано на рис. 3.12, може складати $F_{Д2}$. В цьому випадку відгуки сигналів в сьомому фільтрі на частотах $F_{П1}$ і $F_{П2}$ створюють відношення $A_{71}/A_{72} \approx 2$, що не перевищує порогу C . Таким чином, сигнал, відбитий від дискретної пасивної перешкоди типу «ангели», пригнічується системою СРЦ.

В разі прийому сигналу, відбитого від малошвидкісної цілі, з доплерівською частотою $F_{Д3}$ відгук другого фільтра при частоті повторення $F_{П1}$ приблизно вдесятеро перевищує відгук однойменного фільтру на частоті повторення $F_{П2}$. При цьому відношення A_{21}/A_{22} перевищує поріг C і сигнал, відбитий від рухомої цілі, не пригнічується системою СРЦ.

Можливий варіант реалізації структурної схеми системи СРЦ з використанням амплітудного методу формування смуги режекції наведений на рис. 3.14. Очевидно, що в цьому випадку на входи схем СРХТ–А та СРХТ–V паралельно надходять багаторозрядні сигнали фазових каналів ФК_i пристрою ДПФ. Якщо сигнал виявляється схемами СРХТ–А (формується рівень логічної 1) і при цьому він не попадає в полосу режекції схем СРХТ–V, то на входах схем І формуються рівні лог. 1, які через схему АБО надходять на бінарний накопичувач k із m . При виконанні критерію виявлення k із m сигнал надходить на подальшу обробку.

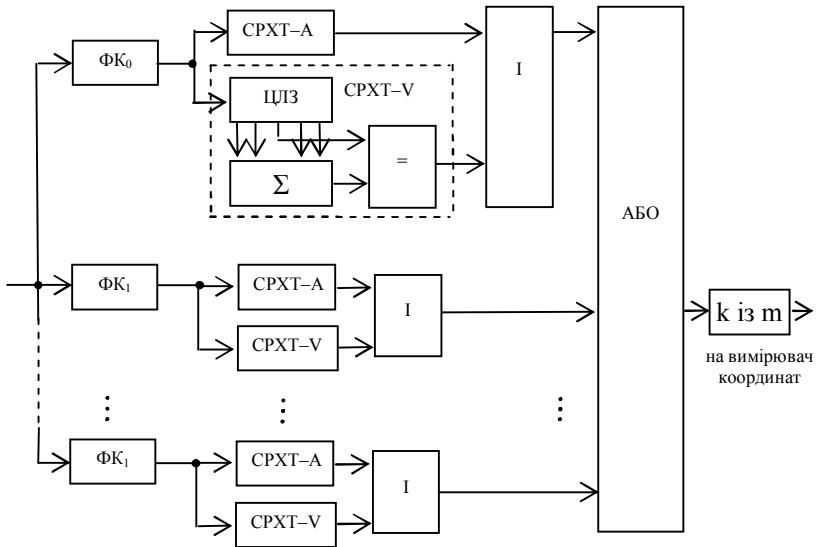


Рисунок 3.14 – Структурна схема СРЦ з амплітудним методом формування смуги режекції

Особливістю схеми є те, що як параметр оцінки радіальної складової швидкості цілі використовується відношення амплітуди сигналу в даному фільтрі при даній частоті повторення до усередненої в підсумовувачі Σ по інших ЧПІ амплітуди сигналу в цьому ж фільтрі.

Перевагою СРЦ з використанням амплітудного методу формування смуги режекції в порівнянні з бінарним методом є більша смуга режекції і спрощена процедура її регулювання, а також більш монотонний характер швидкісної характеристики (в порівнянні з бінарним методом).. До недоліків можна віднести більшу складність реалізації, а також все-таки існуючу немонотонність швидкісної характеристики. Останнє пояснюється тим, що однойменні доплерівські фільтри перекривають різні області частот при різних частотах повторення. При цьому в їх смугу пропускання потрапляють

різні спектральні складові. Це погіршує точність оцінки відношення амплітуд, що використовується для розділення сигналів і перешкод.

Стабілізація хибних тривог по частоті Доплера у системі СРЦ з рівнополосними фільтрами

Така система СРЦ може бути побудована з використанням амплітудного методу формування смуги режекції. Реалізація системи СРЦ з використанням рівнополосних фільтрів передбачає наявність декількох багатоканальних доплерівських фільтрів, кількість яких дорівнює кількості ЧПІ m . Природньо, що при цьому кількість фільтрових каналів на кожній частоті повторення, як і кількість імпульсів в кожній частотній пачці, різна. Вперше така система СРЦ реалізована в американській РЛС ASR-9, яка використовується в системі управління повітряним рухом [10].

Можливий варіант побудови системи СРЦ з рівнополосними доплерівськими фільтрами при вобуляції частоти повторення наведено на рис. 3.15. Кожна з m пачок вхідних сигналів в такій системі СРЦ розфільтровується в m багатоканальних доплерівських фільтрах БДФ, відповідно, в n_1, n_2, \dots, n_m фільтрових каналах. З приведеної структурної схеми виходить, що з кожного з m багатоканальних доплерівських фільтрів БДФ сигнали надходять на m -входові комутатори КОМ1. Кожний з m комутаторів КОМ1 забезпечує проходження на свій вихід сигналу лише одного, відповідного його порядковому номеру, доплерівського фільтру. Так, 1-й комутатор КОМ1 (1) пропускає на m частотах повторення на свій вихід сигнали лише 1-го фільтра відповідної ЧПІ, 2-й комутатор КОМ1 (2) на m ЧПІ пропускає лише сигнали 2-их фільтрів і так далі. Комутатор КОМ1 (n_m) пропускає сигнали лише n_m -ного фільтра. Якщо кількість зондуючих імпульсів в кожній частотній пачці складає n_1, n_2, \dots, n_m і при цьому $n_1 < n_2 < \dots < n_m$, то кількість комутаторів КОМ1 має бути рівною n_m .

Вихід кожного з комутаторів КОМ1 в кожному фільтровому каналі підключений до цифрової лінії затримки ЦЛЗ, що містить m відводів. Для забезпечення міжпачкової обробки сигналів в

ковзаючому вікні i -тий (середній) відвод лінії затримки ЦЛЗ підключено до схеми СРХТ–А, а інші підключені до входів комутаторів КОМ2 формувачів груп фільтрів ФГФ. Комутатори КОМ2 призначені для підключення до входів відповідних схем усереднення \int доплерівських фільтрів, АЧХ яких перекривають таку ж область частот в смузі режекції, що і фільтр при i -тій частоті повторення, який підключений до входу схеми СРХТ–А.

Смуга режекції при такій реалізації системи СРЦ визначається кількістю ℓ формувачів груп фільтрів ФГФ, схем усереднення \int і схем порівняння $=$.

Приклад. Розглянемо випадок проектування системи СРЦ з трьома частотами повторення $m=3$. Вважатимемо, що відношення частот повторення $F_{n1} : F_{n2} : F_{n3}=4:5:6$, а кількість рівнополосних фільтрів на кожній з частот повторення, відповідно, $n_1=4$, $n_2=5$, $n_3=6$. Вигляд АЧХ доплерівських фільтрів і приклад позиційного позначення фільтрів наведений на рис. 3.16. Вісь доплерівських частот на рис.16 проградуїрована в дискретах частоти повторення: F_{n1} (рис. 3.16а), F_{n2} (рис. 3.16б), F_{n3} (рис. 3.16в).

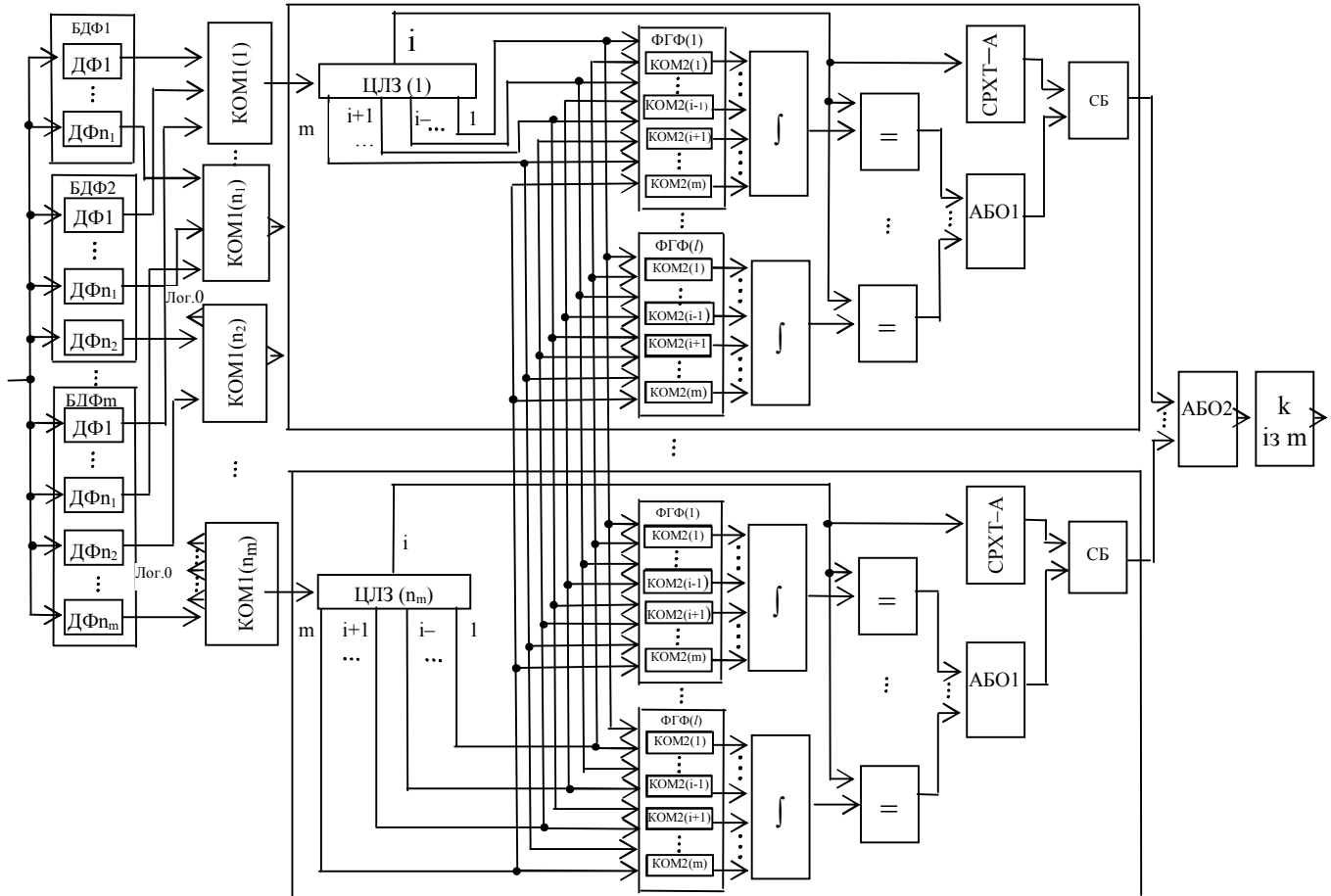


Рисунок 3.15 – Структурна схема системи СРЦ з рівнополосними доплерівськими фільтрами

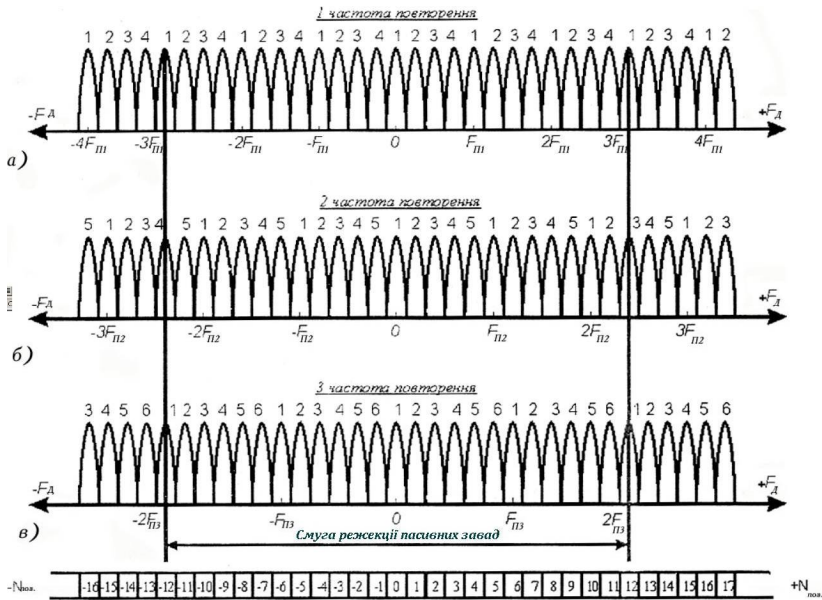


Рисунок 3.16 – АЧХ доплерівських фільтрів з врахуванням позиційного позначення

З рис. 3.16 виходить, що, наприклад, для забезпечення смуги режекції пасивних перешкод в межах від $-2 F_{П3}$ до $+2 F_{П3}$ необхідно:

– сигнал 1-го фільтра на першій ЧПІ порівняти з сім'ю комбінаціями (середніми значеннями) сигналів фільтрів 1–1, 5–5, 4–3, 3–1, 2–3, 3–5, і 4–1 другої і третьої ЧПІ, тобто $\ell = 7$;

– сигнал 2-го фільтра на першій ЧПІ порівняти з шістьма комбінаціями сигналів фільтрів 2–2, 1–6, 5–4, 3–4, 4–6 і 5–2 другої і третьої ЧПІ, тобто $\ell = 6$.

Таким чином, при обробці сигналів, наприклад, на першій частоті повторення комутатори КОМ2 одного з $\ell = 7$ формувачів груп фільтрів ФГФ в 2-му фільтровому каналі підключають до входів відповідної схеми усереднення \int другі фільтри другої і третьої частот повторення, відповідно, (див. позицію +1 рис. 3.16в).

Комутатори КОМ2 одного з $\ell = 7$ формувачів груп фільтрів ФГФ в четвертому фільтровому каналі підключають до входів відповідної

схеми усереднення \int п'ятий і шостий фільтри другої і третьої частот повторення, відповідно, (див. позицію –1 рис. 3.16в).

Якщо такий же аналіз провести для інших фільтрів, то виявляється, що для забезпечення смуги режекції пасивних перешкод в інтервалі доплерівських частот від $-2 F_{пз}$ до $+2 F_{пз}$ необхідно і достатньо використовувати сім формувачів груп фільтрів ФГФ, сім схем усереднення \int і сім схем порівняння $=$.

Схеми порівняння $=$ забезпечують порівняння амплітуди сигналу фільтра, що з'єднаний з i -тим відводом лінії затримки ЦЛЗ, з усередненим значенням сигналів ℓ груп фільтрів, в кожному з яких АЧХ займає одну і ту ж частотну область в межах смуги режекції. Підключення фільтрів до схем усереднення \int забезпечують комутатори КОМ2.

Смуга режекції пасивних завад в структурній схемі, наведеній на рис.3.15, формується таким чином. У кожному фільтровому каналі сигнал з i -го відводу лінії затримки ЦЛЗ подається на схему стабілізації хибних тривог СРХТ–А. Сигнали, що перевищили поріг виявлення в згаданій схемі, надходять на перший вхід схеми бланкування СБ. На другий вхід схеми бланкування СБ надходить управляючий сигнал зі схеми АБО!. На виході схеми АБО1 в кожному фільтровому каналі формується бланкуючий сигнал, якщо хоча б в одній з схем порівняння $=$ сигнал i -го відводу лінії затримки ЦЛЗ не перевищує середнє значення сигналу відповідної схеми усереднення \int . При цьому сигнали, що перевищили поріг в схемі СРХТ–А, через схему бланкування не проходять, тобто режектуються. У разі, коли бланкуючий сигнал на виході схеми АБО1 не формується, тобто сигнал, що приймається, знаходиться за межами смуги режекції, то схема бланкування пропускає виявлений сигнал на вихід доплерівського каналу.

Виходи доплерівських каналів об'єднуються схемою АБО2. Об'єднаний сигнал виявлення поточного дискрета дальності надходить в бінарний накопичувач, де виконується перевірка виконання критерію до k із m . При виконанні цього критерію виявлений сигнал надходить на вихід системи СРЦ.

4 ПРИКЛАДИ РОЗРАХУНКУ ТЕХНІЧНИХ ПАРАМЕТРІВ РЛС

4.1 Розрахунок геометричних розмірів і коефіцієнтів підсилення антени РЛС управління повітряним рухом (УПР)

У РЛС УПР, як правило, використовують два приймальні канали для виявлення низьколетячих або високолетячих повітряних об'єктів з формою діаграми спрямованості антени косеканс квадрат обох каналів. Прикладами можуть бути англійська радіолокаційна система С-511 і вітчизняна – Дніпро (КП «НВК «Іскра»). При цьому на верхній промінь менше впливають віддзеркалення від підстилаючої поверхні, гідрометеорів, «ангелів», що підвищує завадозахищеність РЛС. Аби приблизно оцінити розміри антени в кутомісцевій площині можна використовувати методику, наведену в [12]. Для початку розрахунків необхідні наступні дані: ширина діаграми спрямованості по рівню половинної потужності в кутомісцевій площині $\Theta_{0,5\text{КП}}$, максимальна дальність дії станції $R_{\text{макс}}$, висота польоту цілі $H_{\text{макс}}$.

Використовуючи попередній досвід розробників аналогічних систем, ширину діаграми спрямованості антени в кутомісцевій площині можна узяти таку ж, як і в трасової РЛС «Скеля М». Якщо прийняти максимальну висоту польоту літаків $H_{\text{макс}} = 20$ км., то можна розрахувати приведену висоту цілі з врахуванням кривизни землі по формулі

$$H_{\text{ц.пр}} = H_{\text{макс}} - \frac{R_{\text{макс}}^2}{R_3}, \quad (4.1)$$

де R_3 – радіус Землі (6370 км.).

Наприклад, для максимальної дальності $R_{\text{макс}} = 400$ км. приведена висота складе

$$H_{\text{ц.пр}} = 20 - \frac{400^2}{2 \cdot 6370} = 7,4 \text{ км.}$$

Далі знаходиться напрям максимального підсилення антени

$$\Theta_0 = \arcsin \frac{H_{\text{ц.пр}}}{R_{\text{макс}}}, \quad (4.2)$$

$$\Theta_0 = \arcsin \frac{7,441}{400} = 1,07^\circ.$$

Можна лише приблизно отримати розподіл поля в просторі cosec^2 . Основне відхилення форми реальної діаграми направленості (ДН) від ідеальної косекансної матиме місце в області максимуму ДН. У цій області ДН косекансного типу апроксимують функцією

$$P_1(\Theta) = \frac{\sin^2 \left[\frac{\pi a}{\lambda} \sin(\Theta_0 - \Theta) \right]}{\left[\frac{\pi a}{\lambda} \sin(\Theta_0 - \Theta) \right]^2}, \quad (4.3)$$

де a – розмір антени, що бере участь у формуванні центральної частини ДН;

λ – робоча довжина хвилі.

Графічно діаграма спрямованості косекансного типу ілюструється рис. 4.1а. На рис. 4.1б для порівняння показані діаграми спрямованості: косекансного типу (пунктирна лінія); форми вигляду, яка характерна для гостронаправлених антен (штрихпунктирна лінія); реальної діаграми спрямованості, що реалізується в РЛС УПР (суцільна лінія).

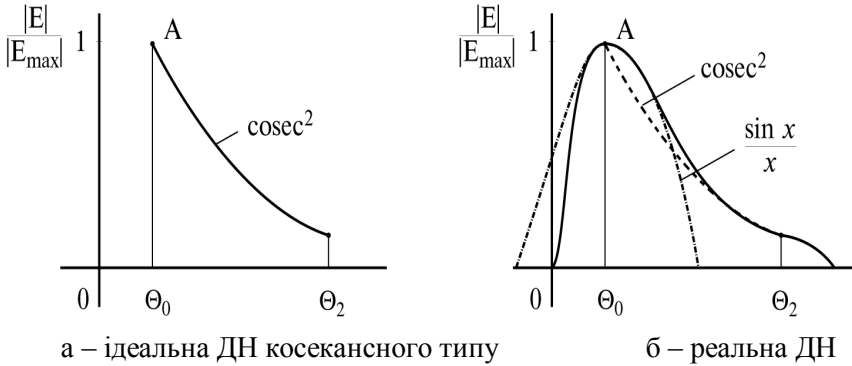


Рисунок 4.1 – Діаграми спрямованості косекансного типу для РЛС УПР

Величину a , що входить у формулу (4.3), можна знайти по необхідній ширині ДН. Для цього припускають $P_1(\Theta) = 0,5$, $\Theta = \Theta_{0,5\text{КП}} = 4^\circ$ і вирішують (4.3) відносно a . При цьому, наприклад, якщо $\lambda = 0,1$ м, рішення дає $a = 0,865$ м.

Як показують розрахунки, у формуванні тієї частини косеканс квадратної ДН, яка відповідає функції (4.3), бере участь приблизно 2/3 всього розкриву антени. Тому можна знайти максимальний розмір в кутомісцевій площині

$$a_{\text{макс}} = \frac{2}{3} a = 1,5 \cdot 0,865 \approx 1,3 \text{ м.}$$

Що стосується ДН антени в горизонтальній площині, то зазвичай вона має симетричну форму і задається лише її шириною на рівні 0,5 по потужності, яка визначає роздільну здатність РЛС в цій площині.

Розмір антени в азимутній площині можна знайти по формулі:

$$a_{\text{аз}} = \frac{(65 \div 75) \lambda}{\Theta_{0,5\text{аз}}}, \quad (4.4)$$

де $\Theta_{0,5\text{аз}}$ – ширина ДН в азимутальній площині по рівню половинної потужності.

Якщо припустити, що $\Theta_{0,5аз}$ дорівнює $2,3^\circ$, то

$$a_{аз} = \frac{70 \cdot 0,1}{2,3^\circ} = 3,043 \text{ м.}$$

Для реалізації другої (нижньої) діаграми спрямованості можна змістити опромінювач вниз. При цьому відбувається зміна положення косекансної ДН на такий же кут практично без зміни її форми.

При проектуванні дзеркала антени прагнуть зробити нижню частину ДН, в межах кутів від 0 до Θ_0 , як можна кругішою, аби зменшити вплив Землі на її форму. Це продемонстровано на рис. 4.2.

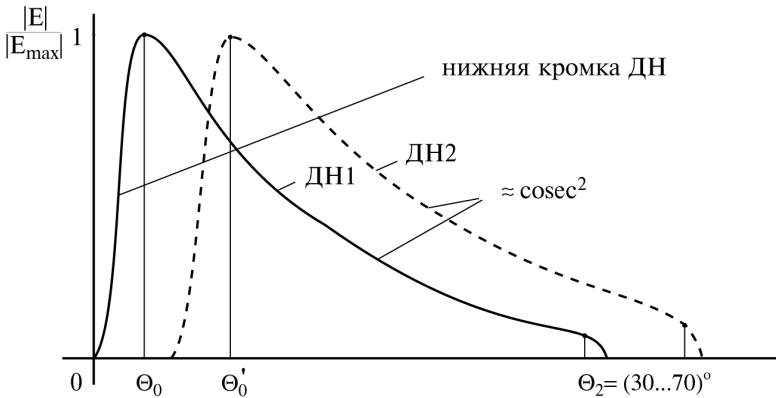


Рисунок 4.2 – Формування двох променів ДН

Підсилення антени приблизно можна знайти по формулі

$$G = \frac{22000}{\Theta_{0,5аз}^\circ \Theta_{0,5КП}^\circ}, \quad (4.5)$$

$$G = \frac{22000}{2,3 \cdot 4} \approx 2400.$$

Підсилення другого променя буде меншим на 6-8 % через зсув опромінювача з фокусу дзеркала.

4.2 Розрахунок чутливості приймача

З рівняння радіолокації (див. формулу 3.1) безпосередньо витікає, що чутливість радіолокаційного приймача визначається виразом

$$P_{\min} = \frac{\bar{Q}_{\min}}{2} k T_o K_{\text{ш}} \Delta F_{\text{пр}} L_{\Sigma}, \quad (4.6)$$

де \bar{Q}_{\min} – мінімальне відношення сигнал/шум на вході приймача з врахуванням стиснення складного сигналу і когерентного накопичення пачки імпульсів в доплерівських фільтрах;

k – постійна Больцмана = $1,38 \cdot 10^{-23}$ Вт·с/град;

T_o – температура довкілля, 290°K ;

$K_{\text{ш}}$ – коефіцієнт шуму приймача;

$\Delta F_{\text{пр}}$ – ефективна смуга пропускання приймача, яка визначається тривалістю імпульсу;

L_{Σ} – сумарні втрати в тракті приймача.

Невідомими величинами, що входять у формулу [1], є $K_{\text{ш}}$, $\Delta F_{\text{пр}}$, L_{Σ} , тому їх потрібно розрахувати або, використовуючи попередній досвід розробки аналогічних систем, узяти для розрахунку такими ж, з відповідним обґрунтуванням.

В РЛС сигнал характеризується випадковою зміною не лише фази, але і амплітуди. Тому розрахунок необхідного енергетичного відношення сигнал/шум на імпульс (без врахування накопичення) можна вирахувати по формулі [2]:

$$\bar{q} = 2 \left[\frac{\ln\left(\frac{1}{F}\right)}{\ln\left(\frac{1}{D}\right)} - 1 \right], \quad (4.7)$$

де F – вірогідність хибних тривог;

D – вірогідність правильного виявлення.

Вважатимемо, що за завданням на проектування РЛС задано: $F = 10^{-6}$, $D = 0,8$, тоді

$$\bar{q} = 2 \left[\frac{\ln\left(\frac{1}{10^{-6}}\right)}{\ln\left(\frac{1}{0,8}\right)} - 1 \right] = 121,8 \text{ (20,8 дБ)}.$$

Якщо в проектуемій РЛС використовується когерентне міжперіодне накопичення сигналів (наприклад, реалізується алгоритм дискретного перетворення Фур'є), то мінімально необхідне відношення сигнал/шум \bar{q}_{\min} (див. вираз (4.6)) розраховується по формулі:

$$\bar{q}_{\min} = \bar{q} - \bar{q}_{\text{ДПФ}}, \text{ дБ}, \quad (4.8)$$

де $\bar{q}_{\text{ДПФ}}$ – сумарний виграш у відношенні сигнал/шум при когерентному накопиченні пачки імпульсів і некогерентному міжпачковому накопиченні, в дБ.

Наприклад, при трьох частотних пачках з врахуванням некогерентного міжпачкового накопичення виграш

$$\bar{q}_{\text{ДПФ}} = 10 \lg \left(\frac{N_1 + N_2 + N_3}{3} \cdot \sqrt{3} \right), \text{ дБ}, \quad (4.9)$$

де N_1, N_2, N_3 – кількість імпульсів в кожній з трьох пачок.

У виразі (4.9) під знаком \lg перший співмножник враховує когерентне складання сигналів з врахуванням нерівної їх кількості в частотних пачках при вобуляції періоду повторення. Другий співмножник враховує міжпачкове некогерентне накопичення сигналів 3-х пачок.

Виграш за рахунок стиснення складного сигналу визначається таким чином:

$$\bar{q}_{\text{ФС}} = 10 \lg(k_{\text{ст}}), \quad (4.10)$$

де $k_{\text{ст}}$ – коефіцієнт стиснення складного сигналу.

Якщо вибрати пакет випромінюваних зонduючих сигналів з трьох пачок і, з врахуванням вобуляції, вважати, що кількість імпульсів в пачках складає, відповідно, $N_1 = 14$, $N_2 = 15$ і $N_3 = 16$, то

$$\bar{q}_{\text{ДПФ}} = 10 \lg\left(\frac{14 + 15 + 16}{3} \cdot 1,73\right) = 14,1 \text{ дБ.}$$

З врахуванням виконаних розрахунків необхідне порогове відношення сигнал/шум складає:

$$\bar{q}_{\text{min}} = 20,8 - 14,1 = -6,7 \text{ дБ (4,1 раз).}$$

Розрахуємо ефективну смугу пропускання приймального пристрою $\Delta F_{\text{пр}}$. Між смугою пропускання приймача і тривалістю зонduючого імпульсу існує обернено пропорційна функціональна залежність. Тому, враховуючи ту обставину, що в тактико-технічних параметрах на проектування РЛС, як правило, задається точність виміру дальності, розрахуємо необхідну тривалість імпульсу по формулі

$$\tau_i = \frac{\sigma_R \sqrt{\pi \bar{q}_{\text{min}}}}{0,5 \cdot c}, \quad (4.11)$$

де σ_R – середньоквадратична погрішність виміру дальності;

c – швидкість світла.

Вважатимемо, що вимога відносно середньоквадратичної погрішності виміру дальності складає 50 м, тоді

$$\tau_i = \frac{50 \sqrt{\pi \cdot 4,1}}{0,5 \cdot 3 \cdot 10^8} = 0,72 \cdot 10^{-6} \text{ с.}$$

Ефективна смуга пропускання приймача:

$$\Delta F_{np} = \frac{1}{\tau_i} = \frac{1}{0,36 \cdot 10^{-6}} = 1,4 \text{ МГц.}$$

Коефіцієнт шуму приймача визначається по формулі:

$$K_{ш} = \frac{T_s}{T_0}, \quad (4.12)$$

де T_s – шумова температура приймача.

У вираз шумової температури приймача T_s входять: шумова температура антени, шумова температура хвилеводного тракту, а також шумова температура МШУ. При цьому шумову температуру приймача можна розрахувати за формулою:

$$T_s = T_a + T_{хв.тр.} \cdot L_{хв.тр.} + T_{пр.}, \quad (4.13)$$

де T_a – шумова температура антени;

$T_{хв.тр.}$ – шумова температура хвилеводного тракту;

$L_{хв.тр.}$ – сумарні втрати в хвилеводному тракті;

$T_{пр.}$ – шумова температура МШУ.

Для знаходження шумової температури необхідно знати втрати сигналу $L_{хв.тр.}$ у елементах приймача радіолокатора. Ці втрати приймаються такими, як в існуючих РЛС. Значення втрат наведені в таблиці.

Таблиця 4.1 – Втрати сигналу в елементах радіолокаційного приймача

Позначення	Найменування втрат	Значення (дБ)
1	2	3
L1	Втрати в антені на сканування	1,5
L2	Хвилевід + переکل. Пр./Пер. + переکل. Ант./Екв.	1
L3	Розрядник	0,8
L4	Циркулятор (з коаксіально-хвилеводним переходом)	0,4
L5	Аттенюатор ЧАРУ	0,5
L6	АЦП	1,5
L7	Помилка підстроювання фази і коефіцієнта підсилення приймальних каналів	0,3
L8	Втрати у фільтрі стиснення	0,7
L9	Втрати в ДПФ: - вагова обробка - обвідна фільтрів	1,3 0,6
L10	Втрати виявлювача	1,8
LΣ	Разом	10,4

Розрахунок шумової температури антени, яка залежить від шумів атмосфери, шумів Землі і предметів, що оточують антену, є складним завданням, тому значення T_a можна узяти таким, як в трасовій РЛС "Дніпро А", $T_a = 147^\circ\text{K}$.

Шумова температура хвилеводного тракту:

$$T_{\text{хв.тр.}} = T_o (L_{\text{хв.тр.}} - 1), \quad (4.14)$$

де $L_{\text{хв.тр.}}$ – втрати хвилеводного тракту.

$$L_{\text{хв.тр.}} = L_2 + L_3 + L_4 + L_5 = 1 + 0,8 + 0,5 + 0,4 = 2,7 \text{ дБ}$$

(1,86 раз).

Значення, які відповідають втратам в хвилеводі, розряднику, циркуляторі (антенному перемикачі) і аттенюаторі ЧАРУ, узяті з таблиці. З врахуванням цього

$$T_{\text{хв.тр.}} = 290(1,86 - 1) = 252,6^\circ \text{ К.}$$

Шумова температура МШУ:

$$T_{\text{пр}} = T_0 (N_{\text{МШУ}} - 1), \quad (4.15)$$

де $N_{\text{МШУ}}$ – коефіцієнт шуму МШУ.

Прийmemo $N_{\text{МШУ}} = 3,5$ дБ, що в разях складає 2.24. При цьому

$$T_{\text{пр.}} = 290(2,24 - 1) = 362,9^\circ \text{ К,}$$

а шумова температура приймача

$$T_s = 147 + 252 \cdot 1,86 + 363 = 980^\circ \text{ К.}$$

Коефіцієнт шуму приймача

$$K_{\text{ш}} = \frac{980}{290} = 3,35.$$

Таким чином, згідно формули (4.6), з врахуванням сумарних втрат сигналу L_{Σ} , що складають 10,4 дБ, або приблизно 11 раз, чутливість приймача

$$P_{\text{min}} = \frac{0,72}{2} \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 293 \cdot 3,35 \cdot 1,4 \cdot 10^6 \cdot 10,4 = 6,8 \cdot 10^{-14} \text{ Вт.}$$

Наведений в даному підрозділі розрахунок чутливості радіолокаційного приймача та розрахунок параметрів антени за методикою, наведеною у підрозділі 4.1, надає можливість визначити імпульсну та середню потужність передавача для реалізації вимог технічного завдання на проектування РЛС.

Імпульсна потужність, в залежності від призначення РЛС, може бути визначена за формулами (3.1) або (3.5) з врахуванням заданих в технічному завданні типу цілі та дальності її виявлення.

Середня потужність передавача визначається шпаруватістю зондуючих імпульсів і може бути визначена як добуток імпульсної потужності на довжину імпульсу τ_i поділений на довжину періоду повторення T_p .

4.3 Розрахунок метеоканалу і метео РЛС

Метеорологічну інформацію видають метеорологічні РЛС (МРЛС) або метеоканал звичайної РЛС. У МРЛС і в метеоканалі повинні вирішуватися наступні завдання:

- виявлення атмосферних утворень;
- визначення координат кордонів цих утворень, оцінка вигляду виявлених гідрометеорів;
- вимір висоти і товщини хмарного шару;
- розподіл хмарності по висотах;
- визначення кількісних характеристик атмосферних утворень і інтенсивності опадів, а також градових утворень в хмарах;
- визначення напрямку і швидкості переміщення хмарності;
- прогноз тенденції розвитку атмосферних утворень.

Виходячи з вище наведеного, МРЛС і метеоканал повинні визначати три координати метеооб'єкта (дальність, азимут і висоту).

Якщо метеоканал використовується в двокоординатній РЛС, тоді в ньому вимірювання, пов'язані з висотою, не виконуються.

Основними параметрами, що безпосередньо несуть метеорологічну інформацію, є радіолокаційна відбиваність хмар і опадів Z . Величина Z не залежить від довжини хвилі і від інших параметрів радіолокатора. В той же час радіолокаційна відбиваність сильно залежить від розміру часток. Зокрема, величина Z різко зростає

при збільшенні розмірів часток і їх концентрації в гідрометеоутворенні. Звідки витікає, що радіолокатор найбільш ефективний при виявленні і визначенні розмірів метеоб'єктів, що складаються з великої кількості великорозмірних часток.

Для снігопаду відбиваність розраховується таким чином [13, 14]:

$$Z = 15,6 \cdot I \cdot 1,6,$$

де I – інтенсивність опадів.

Для дощів:

$$Z = 3,12 \cdot I \cdot 1,6.$$

У першому наближенні можна дати наступні градації Z : у опадах від 1 до 105 мм⁶/м³, в хмарах без опадів від 10⁻³ до 10 мм⁶/м³, в туманах від 10⁻⁷ до 10⁻³ мм⁶/м³.

Метеоутворення є об'ємно розподіленими об'єктами, тому радіохвилі відбиваються радіолокаційним імпульсним об'ємом V , який можна обчислити за формулою:

$$V = \frac{\pi}{16} R^2 \Theta_\alpha \Theta_\beta h, \text{ м}^3 \quad (4.16)$$

де R – дальність, (м);

$\Theta_\alpha, \Theta_\beta$ – ширина діаграми спрямованості антени (по рівню 3 дБ)

в двох взаємно перпендикулярних площинах (рад);

h – просторова протяжність зонduючого імпульсу (м), яка рівна:

$$h = c \cdot \tau_i;$$

τ_i – довжина зонduючого імпульсу.

Ефективну площу розсіювання метеоб'єкта можна обчислити таким чином:

$$\sigma_{\text{ц}} = V \cdot \eta, \quad (4.17)$$

де η – ефективна площа розсіювання одиниці об'єму (м^{-1}).

$$\eta = \frac{64 \cdot \pi^5}{\lambda^4} Z. \quad (4.18)$$

Потужність відбитого сигналу від метеоутворень на вході приймача [14]:

$$P_{\text{пр}} = \frac{\pi^4 P_{\text{пер}} S_A \Theta_\alpha \Theta_\beta c \tau_i}{4\lambda^4 R^2} Z, \quad (4.19)$$

де $P_{\text{пер}}$ – потужність передавача (Вт);

S_A – площа антени (м^2);

c – швидкість світла;

τ_i – тривалість зондуючого імпульсу (с);

λ – довжина хвилі (м).

Подальший розрахунок проводиться аналогічно розрахунку РЛС виявлення.

Завдання первинної і вторинної обробки інформації полягає в класифікації метеоутворень, вимірюванні кількісних параметрів та характеристик, прогнозуванні їх переміщення і передачі цієї інформації споживачам в зручному для них вигляді.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Піза Д.М. Теорія і проектування радіолокаційних систем: навчальний посібник [Текст] / Д.М. Піза, Б.М. Бондарев. – Запоріжжя: ЗНТУ, 2015. – 82 с.
2. Васюта К.С. Основи побудови радіолокаційних засобів розвідки повітряного простору: конспект лекцій / К.С. Васюта, О.В. Тесленко, В.М. Купрій, О.А. Малишев. – Х.: ХУПС, 2013. – 212 с.: іл.
3. Яновський Ф.Й. Метеонавігаційні радіолокаційні системи повітряних суден / Ф.Й. Яновський. – К.: НАУ, 2003. – 307 с.
4. Яновський Ф.Й. Радіолокаційні системи повітряних суден: підруч. / Ф.Й. Яновський. – К.: НАУ, 2012. – 688 с.
5. Сумик М.М. Космічні радіотехнічні комплекси / М.М. Сумик – Львівська політехніка, 2004. – 183 с.
6. Пиза Д.М. Проектирование радиолокационных систем [Электронный ресурс]: монография / Д.М. Пиза, Д.С. Семенов, Т.И. Бугрова; под. общ. ред. Д.М. Пизы. Электронные данные. – Запоріжжя: ЗНТУ, 2017.
<http://eir.zp.edu.ua/handle/123456789/2216?mode=full>

Додатково рекомендовано для використання при проектуванні:

7. Методичні вказівки до виконання лабораторної роботи «Цифрові доплерівські фільтри з малим рівнем бокових пелюстків» з дисципліни «Теорія і проектування радіотехнічних систем» для студентів спеціальності 172 «Електронні комунікації та радіотехніка» ОПП «Радіотехніка» всіх форм навчання / Укл.: В.М. Лаврентьев, Д.М. Піза. – Запоріжжя: НУ «Запорізька політехніка», 2024. – 27 с
8. Методичні вказівки до виконання лабораторних робіт з дисципліни «Теорія і проектування радіотехнічних систем» для студентів спеціальності 172 «Електронні комунікації та радіотехніка» всіх форм навчання. Лабораторна робота «Виявлювач радіолокаційних сигналів зі стабілізацією рівня хибних тривог» /Укл.: М.П. Чорнобородов, Д.М. Піза. – Запоріжжя: НУ «Запорізька політехніка», 2024. – 26 с.
9. Методичні вказівки до виконання лабораторних робіт з дисципліни «Теорія і проектування радіотехнічних систем» для студентів спеціальності 172 «Електронні комунікації та радіотехніка»

ОПП «Радіотехніка» усіх форм навчання: Лабораторна робота «Автокомпенсатор активних завад» / Укл. Д.М. Піза, М.П. Чорнобородов – Запоріжжя: НУ «Запорізька політехніка», 2024. – 18 с.

Додаток А

	AN/FPS-117	AN/TPS-117	HR-3000 HADR (RSRP)	AN/TPS-70
Країна	США	США	США	США
Фірма-виробник	Lockheed – Martin	Lockheed – Martin	Hughes	Westinghouse (Northrop Grumman)
R _{max} , км	понад 460	понад 460	500	450
R., км. ($\sigma=1 \text{ м}^2$)	370 (D=0,9)		340 (D=0,8)	330 (P=0,8)
Нобн. max м	30480	30480	40000	30000
Робочий діапазон, ГГц	1,215–1,400 (D)	1,215–1,400 (D)	2–4 (E/F)	2,9–3,1 (E/F)
Розміри антени, м х м			4,9x6,1	5,5x2,54
Погрішність визначення дальності, м	100	100	65	107
– по азимуту, град	0,18	0,18	0,13	0,25
– по куту місця, м (на дальності, км.)	800(185 км.)	800 (185 км.)	600 (185 км.)	610
Роздільна здатність по дальності, м	240	240	150	323
– по азимуту, град	2	2	1,9	1,6
Сектор огляду по куту місця, град	–6 +20	–6 +60	0 +24	0 +20
Кількість автоматично супроводжуваних цілей	400	400	не менше 400	500
Період оновлення інформації, с	10/12	10/12	10/12	11
Потужність в імпульсі, кВт	24,75	24,75	1100	понад 2 800
Середня потужність передавача, кВт	4,4	4,4	30–35	6,2 (4,7)
Споживана потужність, кВт	70	70	78	70

	TRD-1211	ВЕТЛУГА (ПРОТИВ- НИК) 59Н6- Е	НЕБО-В 55Ж6-у	Гамма-С1Е 64Л6Е
Країна	Польща	Росія	Росія	Росія
Фірма-виробник	PIIT	VNIIRT	NITEL	VNIIRT
R _{max} , км	350	400	320 (500)	400
R, км ($\sigma = 1\text{м}^2$)				300
H _{max} , м	40000	120000	70000	30000
Робочий діапазон, ГГц	1,24-1,44(0)	1-2(0)	0,1 -0,3 (А)	2-4 (Е/Ф)
Погрішність вимірювання дальності, м	20	50	100(400)	50
- по азимуту, град	0,2	0,1	0,12(0,5)	0,25
- по куту місця, м (на дальності, км.)	600 (150 км.)	250 (350)	400 (750)	530-800 (185)
Роздільна здатність по дальності, м	100	70	800	200
- по азимуту, град	4	1,5	2,8	1,4
Сектор огляду по куту місця, град				-2 +30 (-2 +55)
Кількість автоматично супроводжуваних цілей	до 300	до 400	100	100
Період оновлення інформації, с	10	6(10)	10	10
Потужність в імпульсі, кВт				
Середня потужність передавача, кВт				12
Споживана потужність, кВт	75	90	100	до 90
Середній час напрацювання на відмову, години				400