

621.396.9(075)

Т33



ТЕОРІЯ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИСТЕМ

621.396.9(075)
ТЗЗ

КИЇВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ ІМЕНІ ТАРАСА ШЕВЧЕНКА

ТЕОРІЯ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИСТЕМ

ПІДРУЧНИК

Видання друге, доповнене

*Схвалено
Міністерством оборони України
для використання в навчально-виховному процесі*



УДК 621.396.967.2(075.8)

ББК 68.517.143я73

Т 33

Рецензенти:

д-р техн. наук, проф. Ю. Л. Барабаш,

д-р техн. наук, проф. Б. П. Шохін

Затверджено вченою радою

Київського національного університету імені Тараса Шевченка

(протокол №3 від 17 грудня 2009 року)

Т 33 Теорія радіолокаційних систем (видання друге) : підручник / Б. Ф. Бондаренко, В. В. Вишнівський, В. П. Долгушин та ін.; за заг. ред. С. В. Ленкова. – К.: Видавничо-поліграфічний центр "Київський університет", 2011. – 383 с.

ISBN 978-966-439-422-9

476044

Викладено основи статистичної теорії синтезу й аналізу оптимальних систем виявлення та вимірювання параметрів радіолокаційних сигналів на фоні внутрішнього шуму приймача. Розглянуто завдання вирішення з використанням апарата тіл невизначеності сигналів і нові методи "надрозділення".

Значну увагу приділено основам цифрової обробки (ЦО) сигналів. Подано оригінальний матеріал побудови систем ЦО при вирішенні ряду актуальних прикладних завдань, зокрема, системи адаптивної обробки на основі матричних ортогональних проекторів. Викладено питання побудови систем пасивної локації.

Порівняно з першим виданням, основні розділи підручника доповнені рядом теоретичних питань, що розвинулися в останні роки.

Для студентів радіофізичних і радіотехнічних вищих навчальних закладів, а також корисний для інженерів і фахівців в галузі радіолокаційної техніки.

УДК 621.396.967.2(075.8)

68.517.143я73

Гриф надано Міністерством оборони України
(лист № 263/2/4778 від 25 грудня 2007 року)

ISBN 978-966-439-422-9

© Бондаренко Б. Ф., Вишнівський В. В., Долгушин В. П. та ін., 2011
© Київський національний університет імені Тараса Шевченка,
ВПЦ "Київський університет", 2011

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

- АД – амплітудний детектор
- АК – автокомпенсатор
- АКФ – автокореляційна функція
- АП – активні перешкоди
- АРП – автоматичне регулювання підсилення
- АМП – амплітудний моноімпульсний пеленгатор
- АЦП – аналого-цифровий перетворювач
- АФР – амплітудно – фазове розподілення
- АЧ – амплітудна – частотний
- АЧС – амплітудно – частотний спектр
- АЧХ – амплітудно – частотна характеристика
- АШП – активна шумова перешкода
- АШХ – амплітудно швидкісна характеристика
- БП – бокові пелюстки
- ВКФ – взаємно кореляційна функція
- ВРФ – вузькосмуговий режекторний фільтр
- БКС – базово-кореляційна система
- БКП – базово – кореляційний пеленгатор
- ВІС – велика інтегральна схема
- ВПП – "винесений" пункт прийому
- ВСС – вузькосмуговий сигнал
- ГПН – генератор пилкоподібної напруги
- ГФП – гребінчастий фільтр придушення
- ГФН – гребінчастий фільтр накопичення
- ГЦФП – гребінчасті цифрові фільтри придушення
- ДВ – дипольні відбивачі
- ДВВ – діаграма вторинного випромінення цілі
- ДЗВВ – діаграма зворотного вторинного випромінення
- ДЛЗ – дисперсійна лінія затримки

ДН – діаграма направленості
ДНА – діаграма направленості антени
ДНВ – діаграма невизначеності
ДДФ – дискретне перетворення Фур'є
ЕМП – електромагнітне поле
ЕПР – ефективна поверхня розсіювання
ЕПТ – електронно-променева трубка
ЗДФ – зворотне дискретне перетворення Фур'є
ЗМ – змішувач
ЗС – зондувальний сигнал
ЗО – зона огляду
ЗРК – зенітно – ракетний комплекс
ЗШПФ – зворотне швидкісне перетворення Фур'є
ІД – імпульс дискретизації аналогових сигналів
ІЗ – імпульс запуску
ІКО – індикатор кругового огляду
ІЧК – імпульсне часове кодування
КІ – кореляційний інтеграл
КІРЛ – кореляційно-імпульсний радіолокатор
КІХ – фільтри – фільтр з кінцевою імпульсною характеристикою
КМ – кореляційна матриця
КОФ – квазіоптимальний фільтр
КП – кореляційний пеленгатор
КФ – кореляційно – фільтрова обробка
КФМІ – кодо-фазо-маніпулований імпульс
ЛАР – лінійна антенна решітка
ЛРВ – літаковий радіолокаційний відповідач
ЛЗ – лінія затримки
ЛЧМІ – лінійно-частотно-модульований імпульс
МАП – моноімпульсний амплітудний пеленгатор
МВЦ – маловисотна ціль
МПП – маскувальні пасивні перешкоди
МФ – матричний фільтр
МФП – моноімпульсний фазовий пеленгатор
НІХ-фільтр – фільтр з нескінченною імпульсною характеристикою
НРЗ – наземний радіозапитувач
ОЗП – оперативний запам'ятовуючий пристрій

ОПВ – оптимальний приймач виявлення
 ОРЦ – об'ємно – розподілена ціль
 ОФОІ – оптимальна фільтрація одиночних відео імпульсу
 ОФП – оптимальний фільтр пачки
 ОФПІ – оптимальний фільтр парціального радіоімпульсу
 ОФ – оптимальний фільтр
 ПАП – постановник активних завад
 ПВЧ – підсилювач високої частоти
 ПЗ – пропускна здатність
 ПК – пеленгаційний канал
 ПС – повітряні сили
 ПРЛВ – протирадіолокаційні відбивачі
 ПРЛ – пасивна радіолокація
 ПРЦ – поверхнево розподілена ціль
 ПП – пасивні перешкоди
 ППЧ – підсилювач проміжної частота
 ПФ – полосовий фільтр
 ПФОН – пристрій формування опорної напруги
 ПУМ – променевоутворювальна матриця
 ПХ – пеленгаційна характеристика
 САЗВ – система активного запиту та відповіді
 СКВ – середньоквадратичне відхилення
 СКП – середньоквадратична похибка
 СП – сигнальний процесор
 СПЛ – система пасивної радіолокації
 СРЛР – система радіолокаційного розпізнавання
 СЦО – система цифрової обробки
 СРЦ – селекція рухомих цілей
 РВ – радіовисотомір
 РЕБ – радіоелектронна боротьба
 РЗ – роздільна здатність
 РЛР – радіолокаційне розпізнавання
 РРХ – розповсюдження радіохвиль
 РХ – радіохвилі
 РСН – рівносигнальний напрямок
 ТН – тіло невизначеності
 ТСПЛ – триангуляційна система пасивної радіолокації

- УЗ – ультразвукова лінія затримки
- УФ – узгоджуючий фільтр
- УФОІ – узгоджена фільтрація одиночних імпульсів
- ФД – фазовий детектор
- ФН – функція невизначеності.
- ФНЧ – фільтр нижньої частоти
- ФЧХ – фазочастотна характеристика
- ХГЗ – характеристика групового запізнення
- ЦАР – цифрова антенна решітка
- ЦГФ – цифровий гребінчастий фільтр
- ЦДФ – цифровий доплерівський фільтр
- ЦЛАР – цифрова лінійна антенна решітка
- ЦЛЗ – цифрова лінія затримки
- ЦПП – центральний пункт прийому
- ЦФ – цифровий фільтр
- ЦОС – цифрова обробка сигналів
- ЧМІ – частотно – модульований імпульс
- ЧМНІ – частотно – маніпульовані імпульси
- ЧПАК – черезперіодний кореляційний автокомпенсатор
- ЧПК – черезперіодний компенсатор
- ЧХ – частотна характеристика
- ШАРП – шумове автоматичне регулювання підсилення
- ШПФ – швидке перетворення Фур'є
- ШСС – широкосмуговий сигнал

ПЕРЕДМОВА

Теорія радіолокаційних систем представлена змістом розділів (крім 6 і 10) першого видання з урахуванням методичної переробки окремих положень і додаткових питань із теорії виявлення, вимірювання й розділення, що відображають як нові публікації з теорії радіолокації, так і результати деяких авторських теоретичних розробок. До підручника не входять розділ оптимального виявлення на фоні "небілого" шуму тобто за змістом він належить до питань радіоелектронної боротьби (методи захисту від зовнішніх перешкод) і розділ з основ побудови систем з активним запитом і відповіддю, який належить до спеціальних видів радіолокаційних систем.

У другому виданні зосереджено увагу на розширенні теоретичних положень класичної теорії радіолокації в таких областях застосування: просторово-часова обробка хвильових полів, нові методи кутового "надрозділення", статистична оцінка можливостей розділення цілей у групі й особливості радіолокації маловисотних цілей.

Доповнення й поглиблення змісту першого видання стосується таких питань:

- основи теорії просторово-часової обробки сигнальних хвильових полів у РЛС із фазованою антенною решіткою й оптимізації просторової обробки;
- статистична оцінка узагальненого показника ефективності розділення цілей;
- основи теорії кутового оцінювання на основі альтернативних методів спектрального аналізу з метою підвищення кутової роздільної здатності РЛС;
- аналітичне обґрунтування особливостей виявлення-вимірювання цілей на малих висотах;
- нові методи реалізації квазіоптимальних просторових фільтрів на основі ортогональних проекторів.

Розширені допоміжні фізико-математичні відомості з теорії застосування матричних фільтрів.

РОЗДІЛ 1

ПРИНЦИПИ ТА МЕТОДИ

ВИМІРЮВАННЯ КООРДИНАТ ЦІЛІ

1.1. Вимірювання дальності

Принцип вимірювання

Принцип вимірювання дальності r полягає у вимірюванні часу запізнювання прийнятого від цілі сигналу щодо часу випромінювання – t_3 . Оскільки сигнал проходить відстань до цілі двічі, то дальність визначається за формулою:

$$r = \frac{ct_3}{2}, \quad (1.1)$$

де c – швидкість світла.

Вимірювання t_3 можливе одним із трьох методів: імпульсним, фазовим або частотним. Кожний метод принципово відрізняється видом сигналу, який випромінюється РЛС.

1.1.1. Імпульсний метод вимірювання дальності

Вид сигналу

Випромінюваний сигнал є періодичною послідовністю коротких імпульсів тривалістю τ_i із періодом T_n . При цьому відношення $T_n/\tau_i \gg 1$ (до 10^3).

Сутність методу

Спрощену структурну схему методу показано на рис. 1.1, а епюри, що пояснюють її роботу, на рис. 1.2. Призначення елементів і принцип вимірювання: генератор коротких імпульсів (називається *синхронізатором*) виробляє короткі відеоімпульси

($\tau_{\text{синхр}} \ll \tau_i$), які запускають передавач і генератор пилкоподібної напруги (ГПН), що формує напругу розгортки індикатора U_p :

$$U_p = k_1 t, \quad (k_1 - \text{коефіцієнт пропорційності}). \quad (1.2)$$

Індикатор виконує роль вимірювача t_3 . Під дією U_p відхилення променя на горизонтальній осі визначається виразом:

$$l = k_2 U_p = k \cdot t, \quad (k_1 = k_1 k_2). \quad (1.3)$$

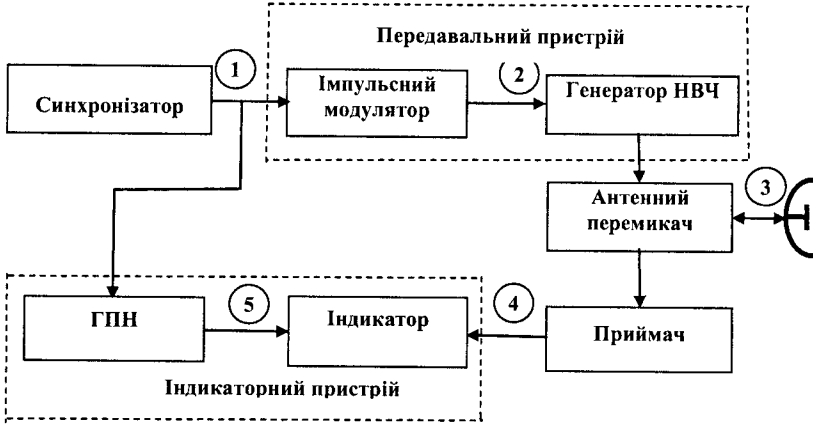


Рис. 1.1

Висновок: Таким чином, на розгортці утворюється рівномірна шкала часу, що дозволяє виміряти t_3 . Час затримки відповідає інтервалу від початку розгортки до прийнятого від цілі імпульсу.

На рис. 1.3 показано електронно-променева трубка (ЕПТ) з електростатичним управлінням (індикатор типу А). В оглядових РЛС використовують індикатори кругового огляду (ІКО) з обертаючою радіальною розгорткою. Принцип вимірювання t_3 на ІКО показаний на рис. 1.4. Відлік дальності (в кілометрах) проводиться за масштабною сіткою, яка на екрані має вид концентричних кіл (інтервал між лініями дальності складає 5...10 км).

Вибір частоти повторення імпульсів

Частота повторення F_n визначається як величина, зворотна періоду повторення: $F_n = 1/T_n$. Величина F_n вибирається з умови забезпечення однозначності вимірювання дальності до цілі.

У межах заданої максимальної дальності виявлення – R_{\max} умова виконується, якщо $t_3 \leq T_n$. Якщо $t_3 \geq T_n$, то імпульс від цілі з'являється на наступній (2-ій) розгортці і, отже, вимірний інтервал від початку розгортки t'_3 не відповідає істинній дальності до цілі (пояснення на рис. 1.5). Оскільки індикатору потрібен певний час на відновлення (повернення променя) – T_b , то умова однозначності вимірювання має вигляд:

$$t_3 \leq T_n - T_b = T_n(1 - \alpha); \quad \alpha = T_b / T_n \cong 0,1 \dots 0,2. \quad (1.4)$$

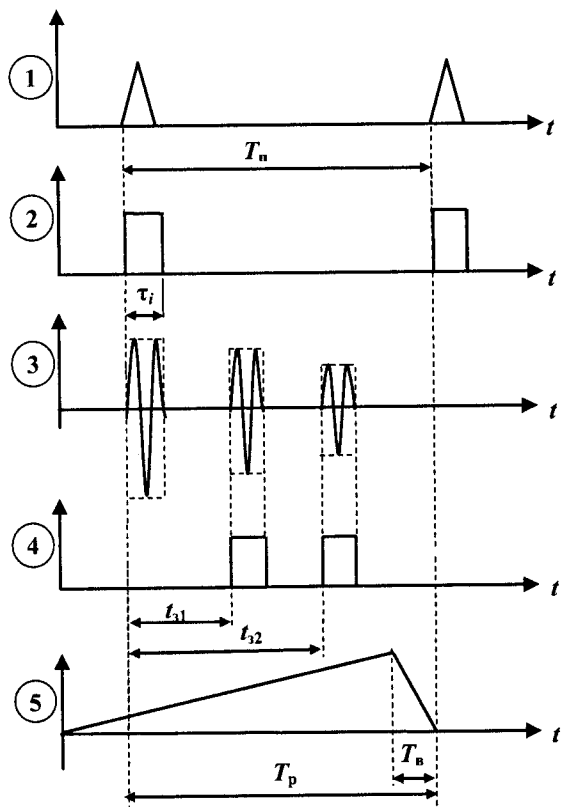


Рис. 1.2

При підстановці максимально допустимого значення t_3 у формулу (1.1) і розв'язанні щодо частоти повторення отримаємо:

$$F_n \leq \frac{c}{(1-\alpha)R_{\max}} = \frac{c}{2,5R_{\max}}. \quad (1.5)$$

При проектуванні РЛС завжди вибирають максимально можливу величину F_n . При цьому збільшується кількість прийнятих за час опромінювання цілі імпульсів (тобто кількість імпульсів у пачці, а отже й енергія прийнятого сигналу) і покращується ефективність роботи апаратури захисту від пасивних перешкод.

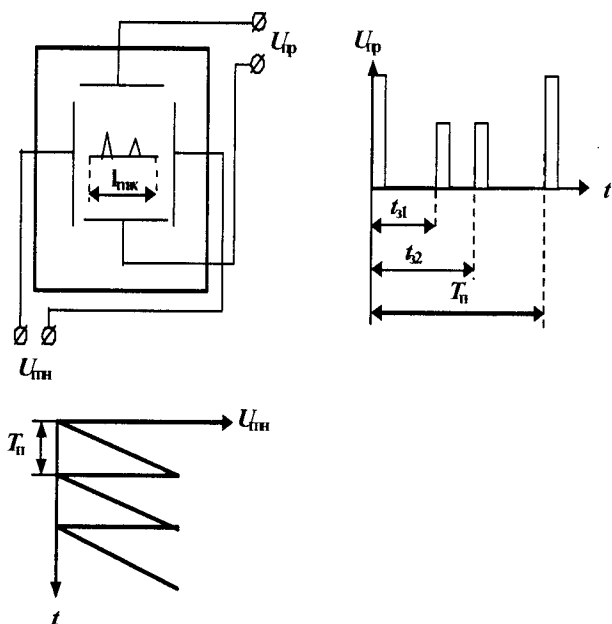


Рис. 1.3

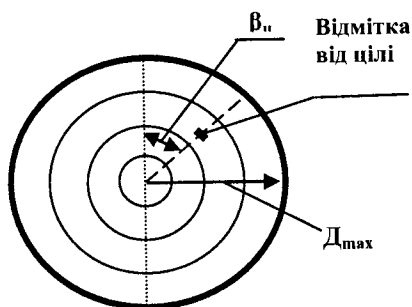


Рис. 1.4

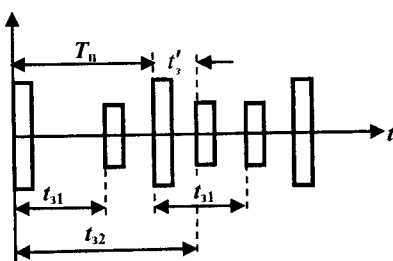


Рис. 1.5

Роздільна здатність методу

Можливості розділення сигналів за будь-яким параметром визначаються *принципом Вудворда*, згідно з яким два близько розташованих сигнали можуть роздільно спостерігатися, якщо вони перетинаються на рівні $\leq 0,5$ від максимальної величини за потужністю. При однаковій і нормованій амплітуді імпульсів розділення визначається інтервалом між сигналами на рівні 0,5. Такий інтервал відповідає величині τ_i , отже, потенційна роздільна здатність імпульсного методу (позначення – δR) дорівнює:

$$\delta R = \frac{c\tau_i}{2}. \quad (1.6)$$

Висновок: Чим менша тривалість прийнятого імпульсу на виході приймача, тим вища роздільна здатність методу (так, при $\tau_i = 1 \text{ мкс}$ $\delta R = 150 \text{ м}$).

Переваги та недоліки методу

Переваги:

- 1) висока роздільна й інформаційна здатності;
- 2) можливість використання однієї антени на передачу та прийом;
- 3) безпосередній відлік дальності за індикатором.

Недоліки:

- 1) обмежені можливості, щодо збільшення імпульсної потужності випромінювання через недостатню міцність фідерного тракту;

2) наявність "мертвої зони" (не проглядається дальність) на малих дальностях за рахунок відключення приймача на якийсь час ($\tau_i + t_{\text{відн}}$), де $t_{\text{відн}}$ – час відновлення чутливості приймально-го тракту:

$$R_{\text{min}} = \frac{c}{2}(\tau_i + t_{\text{відн}}). \quad (1.7)$$

Застосування методу: усі РЛС РТВ.

1.1.2. Фазовий метод вимірювання дальності

Вид сигналу

Випромінюваний РЛС сигнал є неперервними немодульованим коливанням несучої частоти f_0 , яке визначається виразом:

$$u(t) = U(t) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0), \quad (1.8)$$

де φ_0 – початкова фаза коливання.

Прийнятий сигнал запізнюється за фазою й описується виразом:

$$u_{\text{пр}}(t) = \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0 + \theta_3 + \psi_{\text{відб}}), \quad (1.9)$$

де $\theta_3 = 2\pi f_0 t_3$ – фазове запізнювання, зумовлене часом затримки t_3 , а $\psi_{\text{відб}}$ – стрибок фази при відбитті від цілі.

Якщо виміряти різницю фаз сигналів випроміненого (опорного) та прийнятого, то вона залежить від дальності до цілі :

$$\Delta\varphi = 2\pi f_0 \frac{2r}{c} + \psi_{\text{відб}}, \quad (1.10)$$

проте визначення дальності за виміряною різницею фаз неможливе через те, що, по-перше, невідома зміна фази сигналу при відбитті від цілі, по-друге, однозначність вимірювання фази обмежується 2π , тому максимальна дальність однозначного вимірювання рівна $\lambda/2$.

Сутність методу вимірювання

Фазовий метод вимірювання може бути реалізований в дво-частотній РЛС, спрощена структурна схема якої наведена на рис. 1.6.

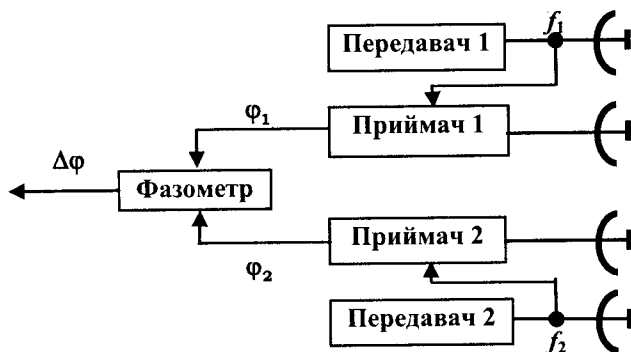


Рис. 1.6

Передавачі, що мають однакову потужність, працюють на близьких, але різних частотах f_1 і f_2 . Вихідні сигнали приймачів подаються на фазометр, котрий вимірює різницю фаз $\Delta\phi = \phi_1 - \phi_2$, де $\phi_1 = 2\pi f_1 t_s + \psi_1$, а $\phi_2 = 2\pi f_2 t_s + \psi_2$. Оскільки різниця частот f_1 і f_2 незначна, то стрибки фаз сигналів при відбитті від цілі приблизно однакові. Тому маємо

$$\Delta\phi = 2\pi(f_1 - f_2)t_s = 2\pi(f_1 - f_2)\frac{2r}{c} = \frac{4\pi F_p r}{c}, \quad (1.11)$$

де $F_p = f_1 - f_2$ – різниця частот, якій відповідає еквівалентна довжина хвилі $\lambda_{\text{свб}} = c/2F_p$, величина якої складає десятки і сотні кілометрів.

Звідси отримаємо

$$r = \frac{c\Delta\phi}{4\pi F_p}, \quad (1.12)$$

тобто дальність до цілі пропорційна різниці фаз сигналів.

Різницю частот F_p вибирають із двох протилежних умов:

1. Необхідність забезпечення однозначності відліку дальності

$$\Delta\phi_{\text{max}} = \frac{4\pi F_p r}{c} \leq 2\pi, \text{ тобто } F_p \leq \frac{c}{2r_{\text{max}}}.$$

2. Необхідність виключення перехресного приймання сигналів приймачами $F_p \geq \Pi_{пр}$, де $\Pi_{пр}$ – смуга пропускання приймачів, яка обирається за умов перекриття можливого діапазону доплерівських частот F_d і дорівнює $\Pi_{пр} = 2F_{d\max}$, як показано на рис. 1.7

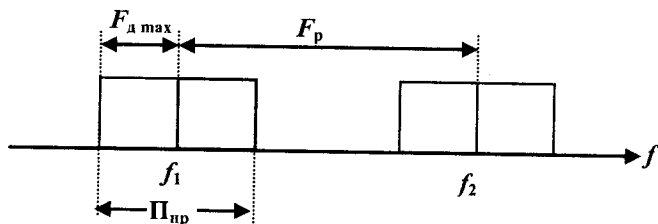


Рис. 1.7

Із вищесказаного випливає, що різниця F_p частот повинна лежати в межах

$$2F_{d\max} \leq F_p \leq \frac{c}{2r_{\max}}. \quad (1.13)$$

Переваги та недоліки методу

Переваги:

- 1) можливість вимірювання малих дальностей, оскільки при використанні окремих антен на прийом і передачу відсутня "мертва зона";
- 2) великі можливості щодо збільшення потужності випромінювання.

Недоліки:

- 1) відсутнє розділення цілей за дальністю, тобто є можливість вимірювання дальності тільки до однієї цілі;
- 2) необхідність використовувати в кожному каналі двох окремих антен (на прийом і передачу);
- 3) обмеження швидкості видачі даних про ціль.

Застосування методу.

Метод застосовується в радіопідривачах зенітно-керованих ракет, у яких необхідно вимірювати малі відстані (до десятків метрів).

1.1.3. Частотний метод вимірювання дальності

Вид сигналу

Випромінюваний РЛС сигнал є неперервним лінійно-частотно-модульованим коливанням. Застосовуються 2 види законів зміни частоти: несиметричний (пилкоподібний) і симетричний.

Сутність методу вимірювання

Цей метод ґрунтується на вимірюванні приросту частоти передавача за час розповсюдження сигналу до цілі і назад. Тобто за час затримки t_3 . Структурна схема простішого частотного радіолокатора показана на рис. 1.8, а принцип вимірювання пояснюється рис. 1.9. При лінійному законі модуляції частота випромінювання визначається виразом: $f = kt$, де k – крутизна модуляційної характеристики. У момент приходу відбитого сигналу частота передавача відповідатиме значенню:

$$f_{\text{перед}} = k(t - t_3). \quad (1.14)$$



Рис. 1.8

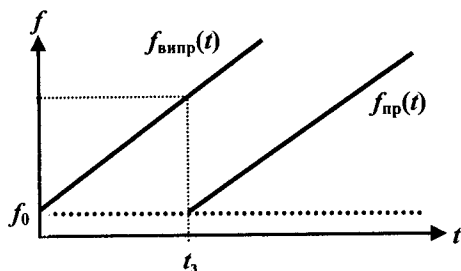


Рис. 1.9

На виході змішувача виділяється частота биття F_b , рівна:

$$F_b = kt - k(t - t_3) = kt_3 = k \frac{2r}{c}; \text{ звідси } r = \frac{cF_b}{2k}. \quad (1.15)$$

Порівнюючи вираз (1.5) з формулою основного імпульсного методу (1.1), можна зробити висновок: задача, вирішувана при імпульсному методі на вісі часу, при частотному методі аналогічно розв'язується на вісі частот.

Переваги та недоліки методу

Переваги:

1) застосування неперервних коливань знімає обмеження щодо збільшення потужності випромінювання, характерне для імпульсного методу;

2) практична відсутність ближньої "мертвої зони".

Недоліки:

1) необхідність застосування двох антен;

2) високі вимоги до лінійності закону зміни частоти.

Примітка: як правило, метод використовується для локації, однієї цілі (див. нижче), коли не висуваються вимоги щодо роздільної здатності. Проте у принципі, при використанні для вимірювання частоти биття аналізатора спектра з'являється можливість вимірювання дальності до багатьох цілей.

Застосування методу

Частотний метод вимірювання дальності використовується в бортових радіовисотомірах, які називають радіоальтиметрами.

1.2. Вимірювання кутових координат цілей

Вимірювання кутових координат вводять для визначення кута приходу радіохвиль, випромінених або відбитих ціллю. Процес вимірювання кутових координат називають радіопеленгацією або просто пеленгацією. Пеленгація розв'язує задачу визначення двох кутових координат чи пеленгів цілі: азимуту β і кута місця ε .

Радіотехнічний пристрій, за допомогою якого здійснюється пеленгація цілі, називається радіопеленгатором (пеленгатором).

Найважливішою характеристикою пеленгатора є його пеленгаційна характеристика (ПХ) – залежність амплітуди сигналу на виході приймача від кутового положення його антени відносно цілі. Залежно від того, який параметр радіосигналу створює основний вплив на формування пеленгаційної характеристики, методи пеленгації поділяють на амплітудні та фазові.

При амплітудному методі кутове положення цілі (пеленг цілі) визначають за результатом аналізу амплітуди сигналу на виході одного або декількох каналів прийому.

При фазовому методі пеленг цілі визначають за результатом порівняння фаз сигналів на виході декількох (мінімум двох) просторово-рознесених каналів прийому.

Із визначення випливає, що при амплітудному методі визначення кутових координат пеленгатор може бути як одноканальним, так і багатоканальним, при фазовому ж методі – тільки багатоканальним.

Розділення методів визначення кутових координат на амплітудні та фазові досить умовне. По суті, амплітудний метод є різновидом фазового. При амплітудному методі фазова обробка відбувається в антені і, як наслідок цієї обробки, на виході приймального каналу отримують сигнал з амплітудою, що залежить від взаємного розташування поверхні рівних фаз антени та фазового фронту електромагнітної хвилі.

1.2.1. Вимірювання азимуту цілі

Принцип вимірювання

Вимірювання засновано на використуванні вузького антенного променя, що обертається навкруги вертикальної осі і відліку азимуту цілі за напрямом антени в момент отримання максимального відбитого сигналу. Ширина променя має порядок: $1...2^\circ$ у РЛС сантиметрового діапазону і $4... 10^\circ$ у РЛС дециметрового й метрового діапазонів.

Метод вимірювання

Вимірювання кута проводиться за пеленгаційною характеристикою (ПХ) антени, яка визначається добутком діаграм направленості (ДН) передавальної та приймальної антен. Вид ДН описується складними функціями кута (α в області дальніх бічних пелюсток має випадковий характер). Вимірювання здійснюється головною пелюсткою, тому в теорії вимірювань використовуються прості функції апроксимації ПХ (косинусною або гауссовою кривою). В імпульсних РЛС ПХ є дискретною, оскільки за час опромінювання цілі на вхід РЛС потрапляє декілька імпульсів (10...15 у сантиметрових РЛС і до 30...40 у метрових РЛС). Такий вид сигналу отримав назву пачка імпульсів. При вузькому промені наявність інтервалів (шириною за кутом в 10–20 разів меншою променя) не викликає практично помилок вимірювання, тому при визначенні максимуму прийому використовується обвідна ПХ (рис. 1.10).

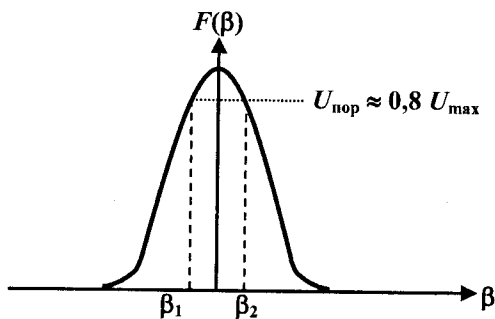


Рис. 1.10

Вимірювання амплітуди за максимумом обвідної (метод максимуму) не використовується, оскільки в місці максимуму обвідна ПХ має дуже малу крутизну, що може привести до великих помилок.

Вимірювання здійснюється в місці найбільшої крутизни функції ПХ з 2-х сторін від максимуму при значеннях амплітуд: $U_1 = U_2 \cong 0,8 U_{\max}$. При цьому одержують 2 вимірювання: β_1 і β_2 з рівними амплітудами сигналу, а азимут цілі визначається як середньоарифметичне 2-х вимірювань: $\beta_{\text{ц}} = (\beta_1 + \beta_2) / 2$ (пояснення на рис. 1.9). Такий метод отримав назву методу "вилки".

При візуальному зніманні інформації з екрана індикатора типу ІКО пачка прийнятих сигналів має вид "дужки", краї якої відповідають вимірюванням β_1 і β_2 (за рахунок обмеження імпульсів пачки), а середину пачки оператор визначає шляхом візуального поділу відмітки (рис. 1.4). У РЛС метрового діапазону величина "дужки" значно більша.

Роздільна здатність методу

Потенційна роздільна здатність визначається тим же принципом Вудворда і складає ширину ПХ (або ДН) за половинною потужністю:

$$\delta\beta = \beta_{0,5-p}.$$

1.2.2. Вимірювання кута місця цілі

Принцип вимірювання

Вимірювання кута місця аналогічне вимірюванню азимуту. Для його реалізації використовується 2 методи:

1. Використання РЛС спеціального призначення – радіовисотомірів (РВ).

У РВ використовується антенний промінь, вузький у площині кута місця, який переміщується (сканує) в інтервалі кутів: $\varepsilon_{\min} \dots \varepsilon_{\max}$ (приблизно в межах $30 \dots 40^\circ$). Промінь в азимутальній площині має ширину від $3 \dots 5^\circ$ до $8 \dots 10^\circ$. Установка антени на азимут цілі здійснюється за цілеуказанням від основної РЛС – далекоміра. Можлива й автономна робота РВ у режимі пошуку з повільним переміщенням антенного променя за азимутом.

2. Використання в РЛС багатопробеневи ДН.

Антенна система РЛС формує в площині кута місця багатопробеневу ДН, окремі (парціальні) промені стикаються один з одним і заповнюють заданий діапазон виміру. Кут місця цілі визначається за номером променя, у якому з'явився відбитий сигнал, при цьому напрямком кожного променя відомий. РЛС із

багатопроменевою ДН за кутом місця відносять до класу трикоординатних РЛС.

Роздільна здатність за кутом місця визначається аналогічно роздільній здатності за азимутом і відповідає ширині ДН антени за рівнем половинної потужності в кутомісцевій площині $\delta\varepsilon = \varepsilon_{0,5p}$.

1.2.3. Визначення висоти цілі

Висота цілі безпосередньо не виміряється, а обчислюється за результатами виміру дальності й кута місця. Функціональна залежність має вигляд :

$$H = r \sin(\varepsilon) + \frac{r^2}{2R_{з\text{, еф}}}, \quad (1.16)$$

де $R_{з\text{, еф}}$ – ефективний радіус Землі, який дорівнює 8500 км.

Для визначення значення H використовують:

1. Індикатор висоти зі спеціальним видом розгортки по осі ординат.

2. Спецобчислювач.

Індикатор висоти є індикатором типу "А" з розгорткою по осі "Х", що відповідає дальності, а по осі "Y" – відповідній висоті. Вирази, що визначають напруги розгорток індикатора, такі:

$$x = \alpha t; y = at \sin(\varepsilon) + bt^2, \quad (1.17)$$

де α , a , b — коефіцієнти пропорційності, пов'язані з масштабом.

Роздільна здатність за висотою залежить від роздільних здатностей за дальністю й кутом місця, а також дальності до цілі й значення кута місця. Незважаючи на залежність від цілого ряду параметрів, роздільна здатність за висотою може бути досить високою.

1.2.4. Моноімпульсні методи визначення кутових координат

Моноімпульсні методи дозволяють виміряти кут (азимут або кут місця) за одним прийнятим імпульсом (звідси назва "моно"), але можуть бути реалізовані лише за наявності декількох (мінімум двох) антен. Методи застосовуються тільки в РЛС **супроводження** цілей (тому розглядаються оглядово). Принцип моноімпульсного виміру ґрунтується на порівнянні амплітуд або фаз сигналів, прийнятих одночасно різними антенами, які мають зміщені у просторі амплітудні або фазові ДН.

Принцип вимірювання розглянемо на прикладі найпростішого амплітудного моноімпульсного пеленгатора (АМП). Спрощену структурну схему такого вимірювача показано на рис. 1.11.

На рис. 1.12, а, б показані зверху ДН 2-х антен, зміщених за кутом, а нижче – пеленгаційна характеристика системи, тобто залежність вихідного сигналу від кута. Вихідний сигнал відповідає відношенню амплітуд сигналів, прийнятих різними антенами. Напрямок прийому, при якому сигнали рівні, називається *рівносигнальним напрямком* (РСН). Аналіз рис. 1.12, б показує, що відношення U_2 / U_1 (можна використати зворотнє) дозволяє визначити кут цілі відносно РСН.

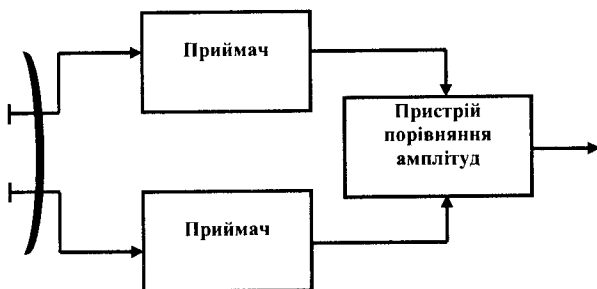


Рис. 1.11

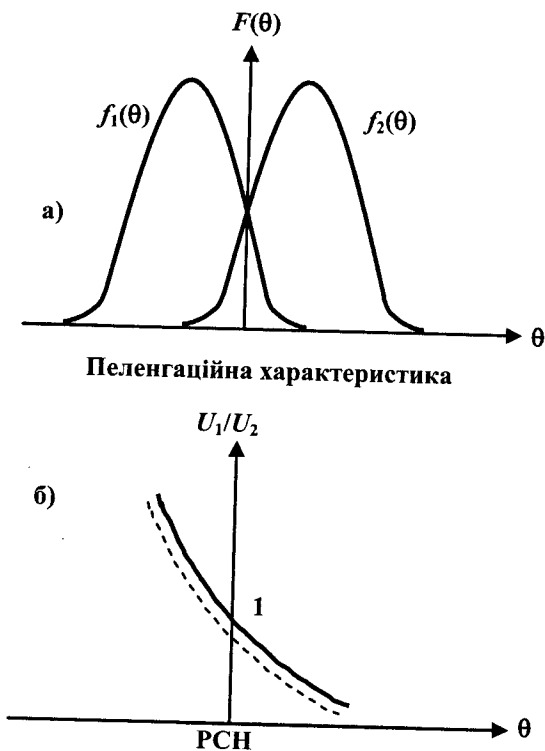


Рис. 1.12

Для порівняння амплітуд використовують різні способи. Один із них заснований на застосуванні підсилювача проміжної частоти з логарифмічною амплітудною характеристикою та пристрою віднімання, як схеми порівняння. У цьому випадку вихідний сигнал відповідає

$$\lg U_1 - \lg U_2 = \lg(U_1/U_2). \quad (1.18)$$

Точність вимірювання моноімпульсними методами вище аніж одноканальними (методи "максимуму", "вилки"), тому, крім РЛС супроводження (комплексів ЗРК), вони застосовуються в самонавідних на випромінювання РЛС снарядах.

Недоліком найпростішого АМП є наявність додаткової помилки вимірювання за рахунок неідентичності амплітудно-частотних характеристик (АЧХ) приймальних каналів. Ця помилка викликає "блукання" рівносигнального напрямку (рис. 1.12, б пунктир). Для усунення цього недоліку використовують сумарно-різницевий метод обробки сигналів.

Сумарно-різницевий моноімпульсний амплітудний пеленгатор

Структурну схему сумарно-різницевого моноімпульсного амплітудного пеленгатора наведено на рис. 1.13. На відміну від простішого двоканального МАП у цьому випадку функціональна обробка вхідних сигналів відбувається до їх перетворення та підсилення у приймачі. Як функціональний перетворювач використовується сумарно-різницевий надвисокочастотний міст, який, як відомо, має такі властивості. Якщо на два розв'язані плеча подати сигнали U_1 і U_2 , то з інших двох розв'язаних плечей можна зняти сигнали

$$U_{\Sigma} = U_1 + U_2 \text{ і } U_{\Delta} = U_1 - U_2.$$

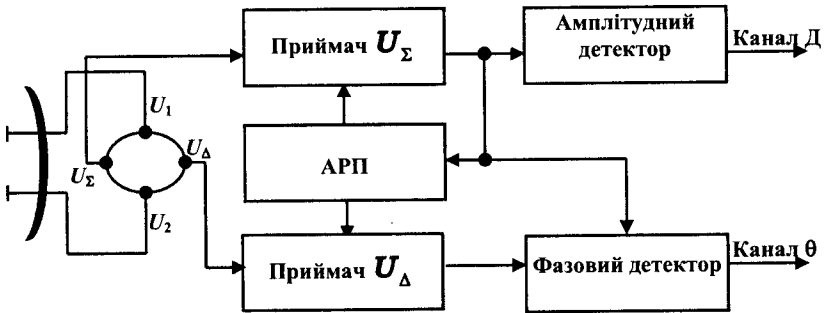


Рис. 1.13

На рис. 1.14, а наведено пеленгаційні характеристики антени, а на рис. 1.14, б сумарна й різницева пеленгаційні характеристики відповідно.

Різницева ПХ $f_{\Delta}(\theta) = U_{\Delta}$ має дискримінаційні властивості та дозволяє визначати не лише величину кутового відхилення від РСН ($\Delta\theta$), але й знак відхилення через те, що фази високочастотних коливань відрізняються на π при відхиленні ліворуч і праворуч від РСН.

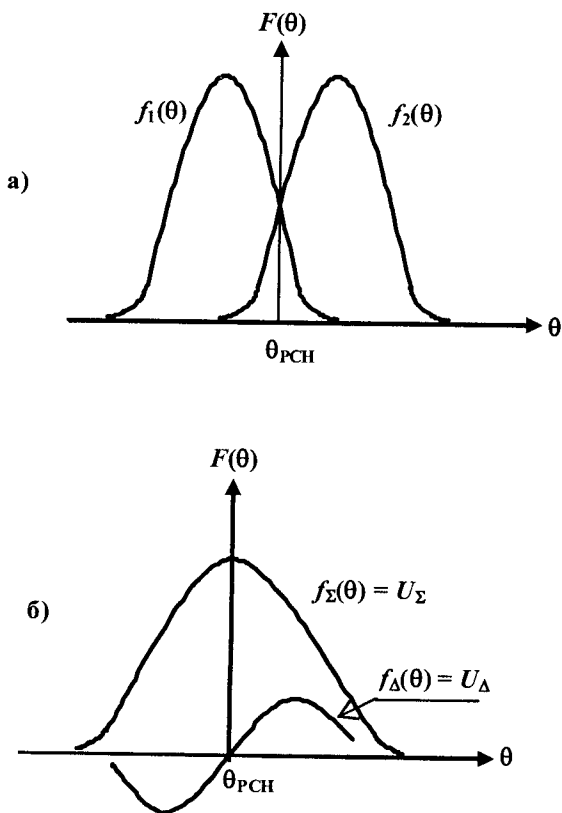


Рис. 1.14

Абсолютне значення відхилення цілі від РСН $\Delta(\theta) = |\theta_{\text{ц}} - \theta_{\text{рсн}}|$ визначається за величиною $C \frac{U_{\Delta}}{U_{\Sigma}}$, яка відпо-

відає вихідному сигналу різницевого каналу за наявності в схемі автоматичного регулювання підсилення (АРП).

Для визначення знака кутового відхилення цілі використовується фазовий детектор (ФД), на який як опорна напруга подається $U_{\Sigma}(t)$. При $\theta_{\text{ц}} > \theta_{\text{рсн}}$ фази коливань $U_{\Sigma}(t)$ і $U_{\Delta}(t)$ збігаються, а при $\theta_{\text{ц}} < \theta_{\text{рсн}}$ відрізняються на π . Як наслідок, на вході полярність напруги в першому випадку позитивна, у другому – негативна.

Залежність $\frac{U_{\Delta}}{U_{\Sigma}} = f(\Delta\theta)$, яка визначає ПХ пеленгатора, при малих відхиленнях $\Delta\theta$ ($U_{\Sigma} = \text{const}$) наближається до лінійної й рівна нулеві при $\theta_{\text{ц}} = \theta_{\text{рсн}}$ (рис. 1.15). Можна легко показати, що ПХ пеленгатора визначається виразом $f(\Delta\theta) = C A(\theta_{\text{рсн}}) \Delta\theta$, де $A(\theta_{\text{рсн}})$ – пеленгаційна чутливість.

Вид ПХ пеленгатора при різних значеннях коефіцієнтів підсилення приймальних каналів показано пунктиром на рис. 1.15. Як бачимо з рисунка, нестабільність АЧХ каналів не призводить до "блукання" РСН.

Помилка вимірювання пеленгу сумарно-різницевим МАП залежить від пеленгаційної чутливості $A(\theta_{\text{рсн}})$. Точність вимірювання пеленгу в МАП вища, аніж в одноканальних пеленгаторах, через відсутність складової помилки, зумовленої флюктуацією амплітуди відбитого сигналу.

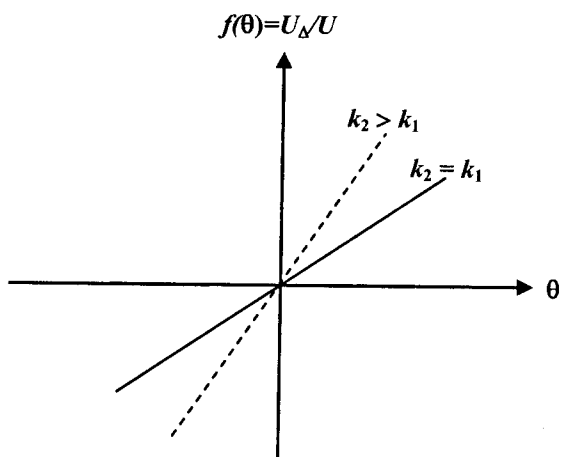


Рис. 1.15

Відмінними особливостями моноімпульсних фазових пеленгаторів порівняно з розглянутими амплітудними є такі:

- рознесення фазових центрів антен приймальних каналів у просторі;
- збігання пеленгаційних характеристик антен.

Структурну схему найпростішого моноімпульсного фазового пеленгатора показано на рис. 1.16.

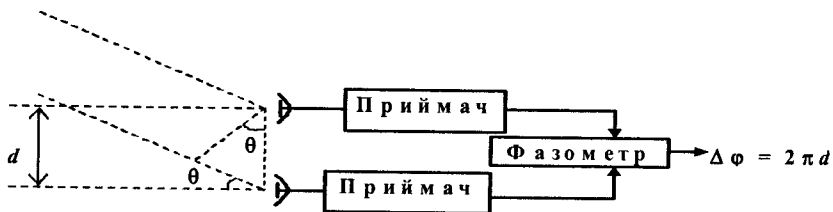


Рис. 1.16

Кутова координата цілі в цьому випадку визначається різницею фаз коливань, що приймаються рознесеними у просторі антенами.

Різниця фаз вхідних сигналів, вимірювана фазометром у загальному випадку дорівнює

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta, \quad (1.19)$$

де d – відстань між фазовими центрами антен.

Із (1.19) бачимо, що по значенню різниці фаз $\Delta\varphi$ можна визначити кутове відхилення цілі від РСН.

Для однозначного визначення кутового відхилення необхідно, щоб відстань d між фазовими центрами антен приймальних каналів дорівнювала розкриву антени, тобто $d = L$. У цьому випадку на входи приймачів пеленгатора будуть поступати сигнали тільки від тих цілей, кутове положення яких від РСН не перевищує напівширину діаграми направленості антен, рівній приблизно $\lambda / 2d$. Кутовому відхиленню цілі $\theta \leq \frac{\theta_{0,5P}}{2}$ відповідає фазовий зсув сигналів на входах фазометра $|\Delta\varphi| \leq \pi$.

Недоліком найпростішого фазового пеленгатора є наявність "блукання" рівносигнального напрямку, зумовлене часовою взаємною нестабільністю фазо-частотних характеристик (ФЧХ) приймальних каналів. Недолік усувається використанням сумарно-різницевого методу обробки сигналів у фазовому пеленгаторі.

Сумарно-різницевий моноімпульсний фазовий пеленгатор (МФП)

Обробка сигналів у МФП проводиться як і в МАП, але в силу зазначених особливих відмінностей фазових пеленгаторів вхідні сигнали мають однакову амплітуду ($U_1 = U_2 = U$) і відрізняються за фазою на $\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$. Унаслідок цього сумарна та різницева напруги мають вигляд

$$\begin{aligned} U_1(t) \pm U_2(t) &= U \cos(\omega_0 t + \varphi_1) \pm U \cos(\omega_0 t + \varphi_2) = \\ &= \pm 2U \frac{\cos\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right)} \cos\left(\omega_0 t + \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2}\right). \end{aligned} \quad (1.20)$$

Звідси амплітудні складові на виході сумарного та різницевого каналів дорівнюють:

$$U_{\Sigma} = 2U \cos \frac{\Delta\varphi}{2},$$

$$U_{\Delta} = 2U \sin \frac{\Delta\varphi}{2}. \quad (1.21)$$

Напряга на виході фазового детектора, що визначає ПХ пеленгатора, має вигляд

$$U_{\text{вих фд}} = C \frac{U_{\Delta}}{U_{\Sigma}} = C \operatorname{tg} \frac{\Delta\varphi}{2}, \quad (1.22)$$

де $\Delta\varphi$ визначається виразом (1.19).

За умови, що $d=L$

$$\Delta\varphi \equiv 2\pi \left(\frac{\theta}{\theta_{0,SP}} \right). \quad (1.23)$$

Пеленгаційна характеристика пеленгатора з урахуванням (1.22) і (1.23) має вигляд

$$f(\theta) = C \operatorname{tg} \pi \left(\frac{\theta}{\theta_{0,SP}} \right) \quad (1.24)$$

і показана на рис. 1.17.

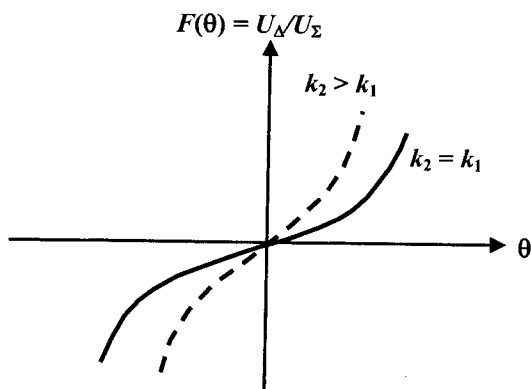


Рис. 1.17

Як бачимо з рис. 1.17 (пунктир), "блукання" РСН відсутнє.

Структурна схема обробки в сумарно-різницевому МФП відрізняється від наведеної на рис. 1.13 лише наявністю фазообертача на 90° на виході різницевого каналу. Цей фазообертач потрібен для вирівнювання фаз високочастотних коливань $U_\Sigma(t)$ і $U_\Delta(t)$, які відрізняються, як бачимо з (1.21), на 90° .

1.3. Метод вимірювання швидкості цілі

Вимірювання швидкості цілі ґрунтується на використанні так званого ефекту Доплера, сутність якого полягає у зміні частоти сигналу, відбитого ціллю, що рухається відносно до РЛС.

При безперервному немодульованому коливанні спектр відбитого сигналу, як і спектр випроміненого, являє собою дельта-функцію, але зміщену на частотній осі на величину F_d відносно несучої частоти f_0 . Частота прийнятого сигналу рівна

$$f_{\text{пр}} = f_0 \pm F_d, \quad (1.25)$$

де $F_d = \frac{2V_r}{\lambda}$ – доплерівська добавка частоти; V_r – радіальна швидкість цілі; λ – довжина хвилі випромінюваного сигналу.

В оглядових РЛС тривалість прийнятого сигналу обмежена величиною часу опромінювання $t_{\text{опр}}$, унаслідок чого спектр цього сигналу являє собою пелюстку, ширина якої за рівнем половинної потужності дорівнює

$$\Pi_i \equiv \frac{1}{t_{\text{опр}}}. \quad (1.26)$$

Спектри випроміненого та відбитого сигналів зображені на рис. 1.18.

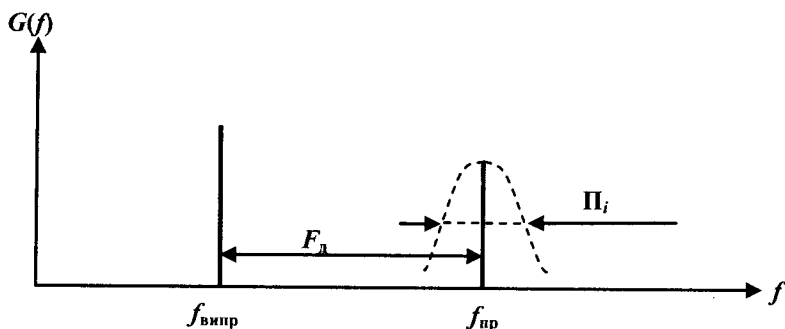


Рис. 1.18

Таким чином, при використанні немодульованих коливань відбитий від рухомої цілі сигнал несе в собі інформацію, необхідну для вимірювання її швидкості.

Особливості задачі отримання цієї інформації в тому, що значення частоти Доплера лежить у діапазоні звукових частот і безпосереднє її виділення неможливе.

Задачу виділення F_d можна розв'язати шляхом порівняння прийнятого сигналу з опорним, яке проводиться за допомогою фазового детектора (ФД). Структурну схему найпростішого доплерівського радіолокатора зображено на рис. 1.19.

Амплітуда напруги на виході ФД залежить від різниці фаз коливань, що діють на його входах, і визначається за теоремою складання векторів:

$$U_{\text{фд}}(t) = \sqrt{U_1^2(t) + U_2^2(t) + 2U_1(t)U_2(t)\cos\Phi(t)}, \quad (1.27)$$

де $\Phi(t)$ – різниця фаз коливань.

Сигнал на виході ФД являє собою коливання доплерівської частоти, для вимірювання якої використовується набір вузькосмугових фільтрів, настроєних на різні F_d (рис. 1.19). Поява сигналу на виході одного з фільтрів свідчить про наявність цілі та дозволяє визначити її швидкість.

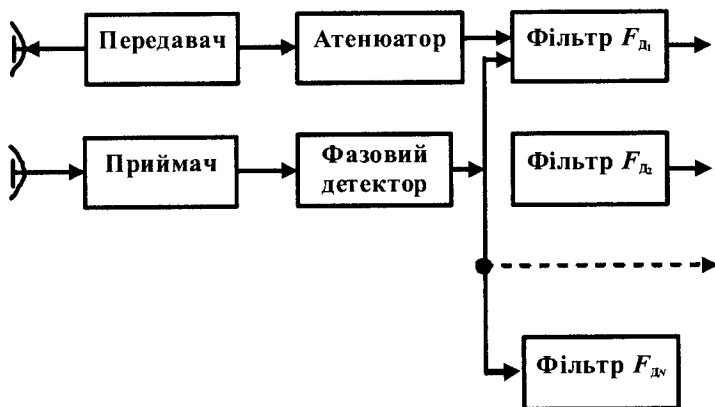


Рис. 1.19

1.4. Методи огляду простору

У сучасних РЛС використовуються антени направленої дії, що сприяє покращенню роздільної здатності станції, збільшенню дальності виявлення цілей і підвищенню точності вимірювання кутових координат. Використання гостронаправлених антен призводить до необхідності проведення огляду простору, оскільки невідомо, звідки з'явиться ціль.

Розрізняють одночасний (паралельний), послідовний і змішаний огляди.

При *паралельному огляді* кількість променів РЛС, що перекривають зону огляду, рівна числу елементів розділення за кутами. Реалізація паралельного огляду потребує великої кількості апаратури.

Послідовний огляд зони проводиться за допомогою одного антенного променя послідовно за часом. Такий огляд може відбуватися:

- за жорсткою програмою, коли діаграма направленості антени РЛС переміщається незалежно від результатів локації;
- за гнучкою програмою, коли огляд програмується залежно від результатів локації.

При *змішаному огляді* РЛС має декілька антенних променів, причому, звичайно, огляд по одній кутовій координаті проводиться паралельно, а за іншою – послідовно.

Перевагами одночасного та змішаного оглядів є можливість отримання протягом одного періоду зондування даних про повітряну обстановку для різних кутових напрямків. Це значно покращує процес видачі даних, який звичайно суттєво знижується при збільшенні дальності дії РЛС у зв'язку зі зростанням періоду зондування.

Огляд за дальністю формально-послідовний, практично-миттєвий, завдяки високій швидкості поширення радіохвиль (РХ).

Огляд за азимутом послідовний круговий (у деяких РЛС – секторний). Швидкість кругового огляду визначається числом обертів антени за хвилину (позначається " n ") і вибирається з тактичних вимог щодо темпу видачі даних. У більшості РЛС вона дорівнює 6 об/хв. (у деяких РЛС $n = 3$, у деяких – 12).

Огляд за кутом місця:

- у радіолокаційних висотомірах-послідовний шляхом хитання променя за кутом місця в заданому секторі,
- у трикоординатних РЛС – паралельний або послідовний.

1.4.1. Способи послідовного огляду

Залежно від характеру переміщення антенного променя у просторі розрізняють круговий, секторний, спіральний і кадровий огляди.

Круговий огляд здійснюється шляхом обертання антени РЛС відносно вертикальної вісі. Діаграма направленості антени РЛС у горизонтальній площині являє собою вузький промінь. Діаграмі направленості у вертикальній площині надають такий вигляду, щоб забезпечувалась ізовисотна зона огляду. При цьому інтенсивність сигналів, прийнятих від однакових цілей, що містяться на одній висоті, у цьому випадку однакова в межах дальності дії РЛС. Круговий огляд застосовується в наземних РЛС далекого виявлення та бортових РЛС огляду земної поверхні.

Секторний огляд відрізняється від кругового тим, що антенний промінь періодично переміщається в межах сектора, кутові розміри якого менші 360° . Секторний огляд використовується в тому випадку, коли відомий можливий напрямок на ціль або сектори огляду розподілені між окремими РЛС.

Спиральний огляд здійснюється швидким переміщенням антенного променя по спіралі навколо вісі, що утворює центр зони огляду РЛС (рис. 1.20). Спиральний огляд використовують при голчастій ДН у деяких типах літакових РЛС і станцій наведення гармати.

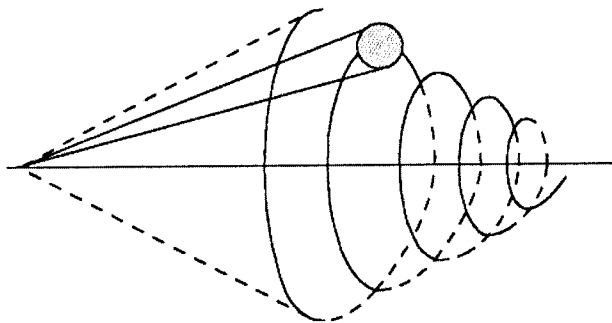


Рис. 1.20

Кадровий огляд забезпечується швидким хитанням променя РЛС по одній кутовій координаті і повільним хитанням по іншій (рис. 1.21).

Різновидом кадрового огляду є *пилкоподібний огляд* (рис. 1.22), що широко використовується в радіолокаційних висотомірах.

Для керування променем антени при огляді за гнучкою програмою (зі змінною швидкістю), а також при великих розмірах антенних систем використовують електричне сканування.

Розрізняють методи фазового й частотного керування. Антенна система в обох випадках, як правило, являє собою антенну решітку.

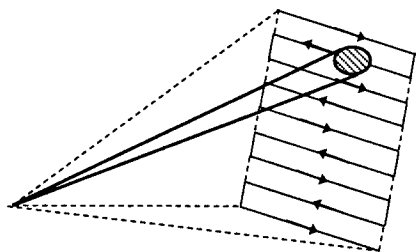


Рис. 1.21

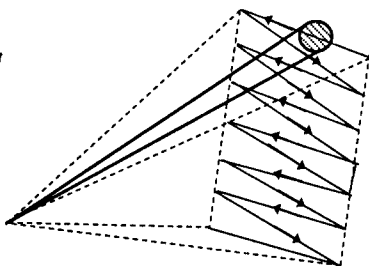


Рис. 1.22

При фазовому керуванні променем елементи решітки живляться послідовно або паралельно через керовані фазообертачі та переміщення променя досягається зміною фазових зсувів між ними.

При частотному керуванні випромінювачі живляться, як правило, послідовно і необхідні фазові зсуви між ними встановлюються за рахунок зміни частоти передавача.

1.4.2. Вибір швидкості огляду

Швидкість огляду є важливою характеристикою РЛС і визначається виходячи з двох суперечливих умов (вимог). З одного боку, для збільшення дальності дії РЛС і підвищення її перешкодозахисності потрібно збільшувати число імпульсів в пачці. Для цього при заданому значенні частоти повторення зондувальних імпульсів потрібно зменшити швидкість огляду. З іншого – за результатами дискретного виміру координат цілі необхідно відтворити неспотворену траєкторію руху цілі. Для виконання цієї умови швидкість огляду потрібно збільшити.

Перелічені вище вимоги визначають відповідно максимально й мінімально допустимі значення швидкості огляду. Розглянемо приклади розрахунку максимально допустимої швидкості огляду для двох найбільш поширених на практиці способів огляду.

Круговий огляд

Швидкість кругового огляду вибирається з тактичних вимог щодо темпу видачі даних і визначається числом обертів антени за хвилину – n з іншого боку, вимогою до величини n є необхідність забезпечення мінімально допустимого числа імпульсів у пачці – M_{\min}

Отже розрахунок максимального числа обертів антени n_{\max} проводиться для заданих значень мінімально допустимого числа імпульсів в пачці M_{\min} і частоти повторення імпульсів F_n .

Число імпульсів у пачці за час опромінення цілі, як відомо, дорівнює

$$M = \frac{\beta_{0,5P} F_n}{6 n}.$$

Оскільки повинна виконуватися умова $M \geq M_{\min}$, то

$$n_{\max} \leq \frac{\beta_{0,5P} F_n}{6 M_{\min}}. \quad (1.27)$$

Пилкоподібний огляд

На рис. 1.23 зображено слід і перетин антенного променя площиною перпендикулярною вісі променя при пилкоподібному огляді

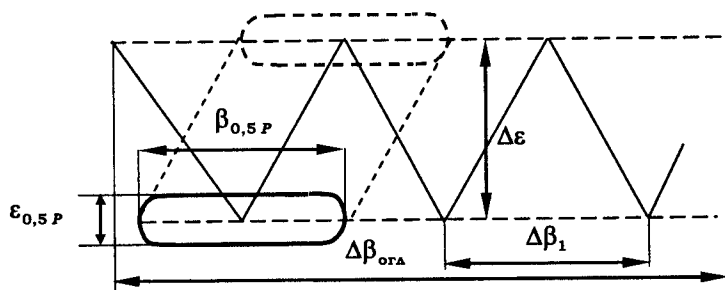


Рис. 1.23

У процесі огляду повинні виконуватися дві вимоги:

1) число імпульсів у пачці повинно бути не менше мінімально допустимого, тобто

$$M \geq M_{\min};$$

2) у зоні огляду не повинно бути ділянок, які не проглядаються. Для виконання цієї умови ширину діаграми направленості антени в азимутальній площині вибирають рівною

$$\beta_{0,5P} = \Delta\beta_1. \quad (1.28)$$

Виконання першої вимоги залежить від швидкості переміщення променя по куту місця, а, отже, вона буде виконуватися, якщо кутова швидкість переміщення антенного променя в кутомісцевій площині відповідно з (1.27) буде дорівнювати:

$$\Omega_\epsilon \leq \frac{\epsilon_{0,5P} F_n}{M_{\min}}, \quad (1.29)$$

де $\epsilon_{0,5P}$ – ширина діаграми направленості антени в кутомісцевій площині.

Вважаючи, що $\Omega_\epsilon = \text{const}$, визначимо час $T_{\text{хит}}$ (період хитання), за який промінь переміститься на кут $2\Delta\epsilon$:

$$T_{\text{хит}} \geq \frac{2\Delta\epsilon M_{\min}}{\epsilon_{0,5P} F_n}, \quad (1.30)$$

де $\Delta\epsilon$ – кутовий розмір зони огляду у вертикальній площині.

З урахуванням (1.30) кутова швидкість переміщення антенного променя в азимутальній площині визначається таким виразом:

$$\Omega_\beta \leq \frac{\beta_{0,5P}}{T_{\text{хит}}} = \frac{\beta_{0,5P} \epsilon_{0,5P} F_n}{2\Delta\epsilon M_{\min}}. \quad (1.31)$$

Використовуючи (1.31), можна визначити період пилкоподібного огляду

$$T_{\text{огл}} \geq \frac{\Delta\beta}{\Omega_\beta} \geq \frac{2\Delta\epsilon \Delta\beta M_{\min}}{\beta_{0,5P} \epsilon_{0,5P} F_n} T_{\text{огл}} \geq \frac{2\Delta\epsilon \Delta\beta M_{\min}}{\beta_{0,5P} \epsilon_{0,5P} F_n}, \quad (1.32)$$

де $\Delta\beta$ – кутові розміри зони огляду в азимутальній площині.

Період огляду при великих значеннях $\Delta\beta$ складає одиниці хвилин, тому, як правило, висотоміри для збільшення їх інформативності працюють за цілевказівками.

1.5. Зондувальний сигнал

1.5.1. Загальна характеристика

Зондувальним називається сигнал, випромінюваний РЛС у простір. Зондувальний сигнал (ЗС) інформації про цілі не несе, тому не називається радіолокаційним.

Оскільки всі РЛС РТВ використовують імпульсний метод вимірювання дальності, то ЗС являє собою періодичну (з періодом T_n) послідовність радіоімпульсів із тривалістю τ_i . Відношення T_n / τ_i називається шпаруватістю та позначається Q (у сучасних РЛС значення Q має порядок 100...1000).

1.5.2. Частотно-часові характеристики зондувального сигналу

У часовій області сигнал визначається функцією часу й описується виразом:

$$u(t) = U(t) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0 + \varphi(t)), \quad (1.33)$$

де $u(t)$ – миттєве (поточне) значення ЗС; $U(t)$, $\varphi(t)$ – закони амплітудної та фазової модуляції сигналу; φ_0 – початкова фаза ЗС.

У частотній області будь-який сигнал повністю визначається своїм *комплексним спектром*, який позначимо (для ЗС) символом $g(f)$. Він пов'язаний із сигналом через перетворення Фур'є:

$$g(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} u(t) e^{i2\pi f t} dt. \quad (1.34)$$

Комплексний спектр не завжди зручно використовувати при аналізі, тому його подають у вигляді амплітудного та фазового спектрів.

При відомому спектрі сигнал визначається зворотним перетворенням Фур'є:

$$u(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(f) e^{i2\pi f t} df . \quad (1.35)$$

1.5.3. Енергетичні параметри зондувального сигналу

До енергетичних параметрів ЗС належать:

$P(t)$ – миттєва активна потужність – потужність коливань, усереднена за 1 період несучої частоти f_0 . Найбільшу миттєву потужність називають піковою (рис. 1.24). Значення $P_{\text{пik}}$ визначає вимоги щодо електричної міцності тракту. Для імпульсів прямокутної форми значення імпульсної та пікової потужності збігаються.

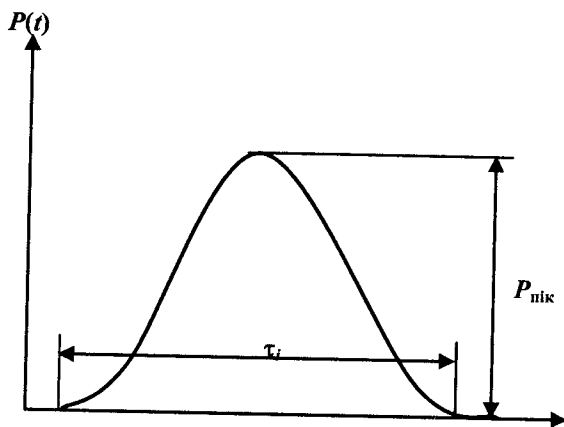


Рис. 1.24

P_i – імпульсна потужність – потужність в імпульсі (тобто усереднена за тривалість імпульсу):

$$P_i = \frac{1}{\tau_i} \int_0^{\tau_i} P(t) dt . \quad (1.36)$$

E_i – енергія імпульсу, дорівнює

$$E_i = \int_0^{\tau_i} P(t) dt = P_i \tau_i . \quad (1.37)$$

$P_{\text{ср}}$ – середня потужність – потужність, усереднена за період повторення (рис. 1.25):

$$P_{\text{ср}} = \frac{1}{T_n} \int_0^{T_n} P(t) dt = \frac{E_i}{T_n} = \frac{P_i}{Q} , \quad (1.38)$$

де $Q = \frac{T_n}{\tau_i}$ – шпаруватість імпульсів.

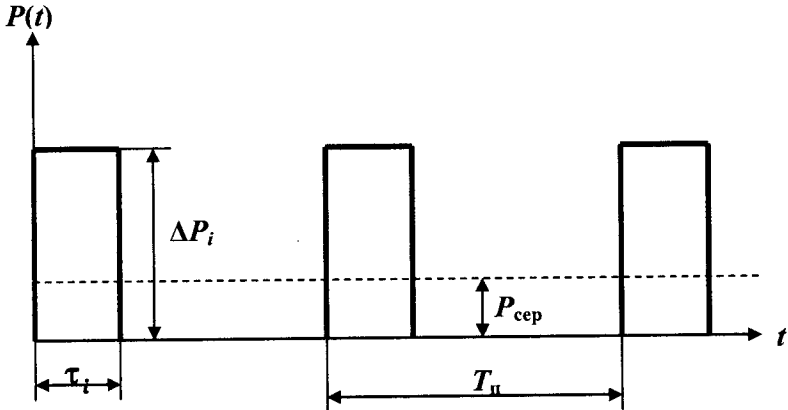


Рис. 1.25

1.6. Вибір несучої частоти

Частота заповнення радіоімпульсів (несуча частота) – f_0 вибирається, виходячи із призначення РЛС. Використовується 2 діапазони хвиль: сантиметровий і метровий (см. – 10...20см., м. – 1...2м.). Перший використовується в РЛС бойового режиму, а другий – у РЛС чергового режиму. Формула зв'язку між f_0 і довжиною хвилі λ :

$$\lambda[\text{м}] = \frac{300}{f_0[\text{МГц}]} . \quad (1.39)$$

1.7. Просторові характеристики РЛС

1.7.1. Зона огляду РЛС

Зоною огляду (зоною видимості) – називається область простору, у межах якої здійснюється радіолокаційне спостереження цілей із заданими показниками якості (граничні значення показників якості виявлення та вимірювання забезпечуються на межі зони огляду (ЗО), а всередині зони вони вищі).

Зона огляду є просторовою характеристикою й, отже, може бути подана графічно тільки в тримірній системі координат. На практиці використовують перетини ЗО вертикальною площиною при $\beta = \text{const}$ у координатах "дальність – висота". Характерний вид перетину ЗО для далекоміра показаний на рис. 1.26.

Імпульсний об'єм інакше називають роздільним об'ємом. Ця характеристика є узагальненою характеристикою РЛС, щодо роздільної здатності. Він характеризує частину простору, що опромінює РЛС, у межах якої цілі не можуть спостерігатися роздільно (на екрані індикатора – це "точка" простору ЗО).

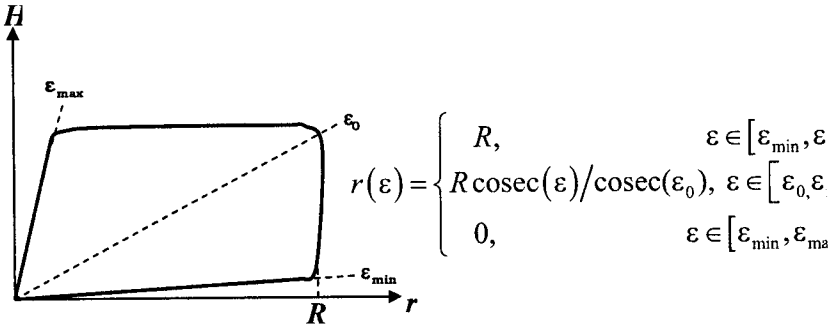


Рис. 1.26

1.7.2. Імпульсний об'єм простору

Розміри імпульсного об'єму обмежуються шириною ДН в обох площинах за рівнем половинної потужності й роздільною здатністю за дальністю – δR (рис. 1.27).

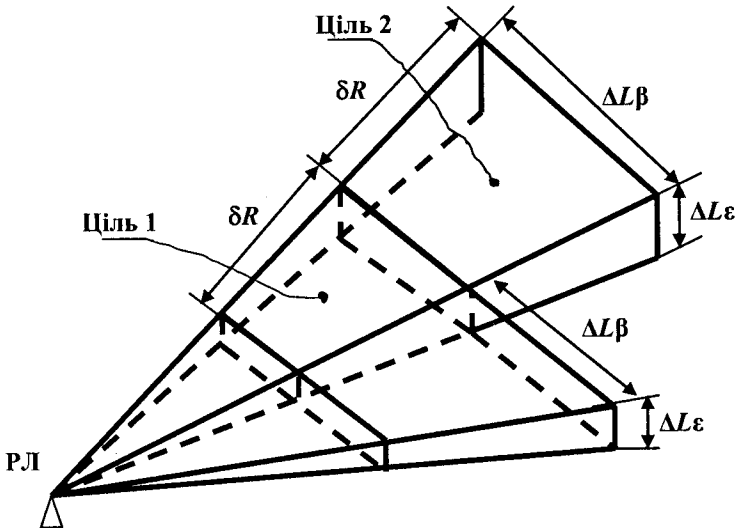


Рис. 1.27

Число імпульсних об'ємів у ЗО може служити потенційною мірою *інформаційної здатності* РЛС, однак ця величина на 4...5 порядків перевищує реально досяжну. Так тільки за дальністю, при фіксованому напрямку антени, число елементів розділення дорівнює шпаруватості імпульсів (тобто порядку 10^3), а число елементів розділення за азимутом при вузькій ДН дорівнює приблизно $3,6 \cdot 10^2$. Тому справжня інформаційна здатність РЛС обмежується можливостями знімання інформації (крім цього варто враховувати, що очікуване число цілей у ЗО не більше 10...15). При індикаторному зніманні даних оператором це число порядку 8...10.

РОЗДІЛ 2

ХАРАКТЕРИСТИКИ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ ЦІЛЕЙ І ВІДБИТОГО СИГНАЛУ

2.1. Вторинне випромінювання радіохвиль

Явище вторинного випромінювання радіохвиль лежить в основі активної радіолокації з пасивною відповіддю. Воно виникає, коли радіохвиля на шляху свого розповсюдження зустрічає перешкоду. Перешкодою для РХ є будь-яка неоднорідність електричних параметрів середовища: електричної провідності, діелектричної та магнітної проникності.

Первинна (падаюча) радіохвиля наводить на поверхні цілі струми провідності. Ці струми є джерелом вторинного випромінювання в різних напрямках.

Вторинне випромінювання називають також відбиттям або розсіянням. Розсіюється тільки частина енергії, що приходить, інша – перетворюється на тепло. Для обмеженого числа найпростіших тіл (вібратор, куля, металева пластина) можна провести електродинамічний розрахунок поля вторинного випромінювання. Проте реальна ціль має складну форму. Складні цілі можна розділити на зосереджені й розподілені. До зосереджених належать: цілі, розміри яких менше елементів роздільного об'єму. Вони у свою чергу поділяються на одиночні та групові (наприклад, група літаків у межах роздільного об'єму).

Одиночну зосереджену ціль називають точковою. До розподілених цілей належать: та водна поверхня (поверхнево-розподілені), хмари, дощ (об'ємно-розподілені) .

Інтенсивність вторинного випромінювання цілі залежить від її розміру, довжини хвилі РЛС, конфігурації, матеріалу поверхні, поляризації радіохвилі, напрямку опромінювання.

При вивченні явища вторинного випромінювання РХ виділяють дві групи питань. До першої групи належать: вивчення електродинамічних закономірностей вторинного випромінювання конкретних випромінювачів залежно від співвідношення їх розмірів із довжиною хвилі, поляризації опромінюючого поля, орієнтації щодо фронту хвилі і т. д. До другої групи – вивчення статистичних характеристик поля вторинного випромінювання при випадковій орієнтації випромінювачів.

2.2. Ефективна поверхня розсіювання цілі

Для кількісної оцінки інтенсивності вторинного випромінювання цілі вводять поняття ефективної поверхні розсіювання (ЕПР) цілі.

Поняття ЕПР цілі впливає з таких міркувань.

Позначимо густину потоку потужності, створювану РЛС на віддаленні r у точці розташування цілі через $S_{\text{ц}}$, а густину потоку потужності вторинної хвилі в точці розташування РЛС через $S_{\text{пр}}$. Замінімо реальну ціль уявним ненаправленим випромінювачем, який створює на сфері радіуса r (у точці стояння РЛС) таку ж густину потоку потужності $S_{\text{пр}}$. Це можливо в тому випадку, якщо потужність, перевипромінювана таким випромінювачем складає

$$P = A_{\text{сф}} S_{\text{пр}} = 4\pi r^2 S_{\text{пр}},$$

де $A_{\text{сф}} = 4\pi r^2$ – площа сфери радіуса r .

Відношення цієї потужності до густини потоку первинної хвилі, яке виражається в одиницю площі, називають ефективною поверхнею розсіювання цілі та позначають $\sigma_{\text{ц}}$:

$$\sigma_{\text{ц}} = P / S_{\text{ц}} = 4\pi r^2 (S_{\text{пр}} / S_{\text{ц}}). \quad (2.1)$$

Оскільки $S \equiv E^2$ (E – напруженість електричного поля), то формулу (2.1) можна записати у вигляді:

$$\sigma_{\text{ц}} = 4\pi r^2 (E_{\text{пр}}^2 / E_{\text{ц}}^2). \quad (2.2)$$

Із наведеного аналізу та виразу (2.2) випливає таке визначення: *ЕПР цілі називають площу такого уявного випромінювача, який рівномірно розсіює всю падаючу на нього енергію, створюючи при цьому в точці прийому таку ж густану потоку потужності, як і реальна ціль.*

Відношення $S_{\text{пр}} / S_{\text{ц}} \equiv 1/r^2$, отже, $\sigma_{\text{ц}}$ не залежить від r , а визначається тільки характеристиками цілі.

Напруга на вході приймача $U_{\text{пр}} \equiv E_{\text{пр}}$, тому при фіксованій відстані $r = r_0$

$$\sigma_{\text{ц}} = 4\pi r_0^2 k_1 U_{\text{пр}}^2 / S_{\text{ц}} = k U_{\text{пр}}^2. \quad (2.3)$$

Із (2.3) випливає, що відношення потужностей сигналів, прийнятих від двох різних цілей, що знаходиться на одній відстані, відповідає відношенню їх до ЕПР:

$$U_{\text{пр1}}^2 / U_{\text{пр2}}^2 = \sigma_{\text{ц1}} / \sigma_{\text{ц2}} \text{ при } r_1 = r_2. \quad (2.4)$$

Отримане співвідношення (2.4) використовується при розрахунку ЕПР реальної цілі. При цьому порівнюються потужності сигналів, що приймаються від цілі та еталонного зразка:

$$\sigma_{\text{ц}} = \sigma_{\text{ет}} (U_{\text{пр ц}}^2 / U_{\text{пр ет}}^2). \quad (2.5)$$

2.3. Фактори, що визначають величину ефективної поверхні розсіювання цілі

1. Електричні та магнітні властивості матеріалу цілі.

ЕПР цілі тим більше, чим більше відрізняються електричні та магнітні параметри цілі $\epsilon_{\text{ц}}$, $\mu_{\text{ц}}$ від відповідних параметрів доквілля ϵ_0 , μ_0 .

2. Характер поверхні цілі (форма об'єкта).

Якщо нерівності поверхні Δh задовольняють умові

$$\Delta h \leq \lambda / 16 \sin \theta$$

(θ – кут падіння радіохвилі, λ – довжина хвилі), то має місце дзеркальне (когерентне) відбиття. В інших відбиття має напівдифузійний або дифузійний характер.

3. Відносні розміри цілі, що визначаються відношенням її лінійного розміру l до довжини хвилі λ .

Розглянемо три характерні випадки:

а) $l/\lambda \ll 1$. У цьому випадку інтенсивність наведених на поверхні струмів мала i , отже, мала ЕПР цілі $\sigma_{\text{ц}} \approx 1/\lambda^4$. Вона не залежить від форми тіла. Це пояснює той факт, що в радіолокації використовуються тільки короткі хвилі (метрового діапазону й нижче);

б) $l/\lambda \approx 1$. Характерною особливістю цього випадку є резонансний характер вторинного випромінювання, зумовлений резонансом наведених струмів при $l = k\lambda/2$ ($k=1, 2, 3$). Величина ЕПР може досягати значних розмірів і різко мінятися при зміні l/λ . Цю обставину використовують при створенні пасивних маскувальних радіоперешкод;

в) $l/\lambda \gg 1$. У цьому випадку ціль можна розглядати як груповий випромінювач, що складається з набору елементарних вторинних випромінювачів. Для з'ясування особливостей вторинного випромінювання розглянемо найпростіший груповий випромінювач, що складається з двох елементарних (рис. 2.1).

Якщо амплітуди напруженості електричного поля в точці прийому, що зумовлені відбиттям від 1-го і 2-го елементарних випромінювачів, позначити через E_1 і E_2 , то результуюче поле визначається їх геометричною сумою

$$E_{\text{р.пр}} = \sqrt{E_1^2 + E_2^2 + 2E_1E_2 \cos \Delta\varphi}, \quad (2.6)$$

де $\Delta\varphi = (2\pi/\lambda) 2\Delta r = (4\pi l/\lambda) \sin \theta$ – різниця фаз сигналів. Підставивши (2.6) у співвідношення (2.2), запишемо

$$\sigma_{\Sigma} = \sigma_1 + \sigma_2 + 2\sqrt{\sigma_1\sigma_2} \cos \Delta\varphi. \quad (2.7)$$

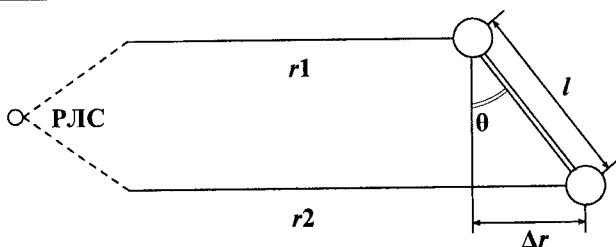


Рис. 2.1

Отриманий вираз показує, що ЕПР групового випромінювача залежить як від ЕПР елементарних випромінювачів, так і від їхнього взаємного розташування щодо фронту хвилі. Діапазон зміни σ_{Σ} визначається значеннями:

$$\sigma_{\Sigma \max} = \left(\sqrt{\sigma_1} + \sqrt{\sigma_2} \right)^2,$$

$$\sigma_{\Sigma \min} = \left(\sqrt{\sigma_1} - \sqrt{\sigma_2} \right)^2.$$

Залежність ЕПР групового випромінювача від кута, що визначає орієнтацію вісі випромінювача щодо фронту хвилі (θ), називається **діаграмою зворотного вторинного випромінювання цілі (ДЗВВ)**.

Загалом, коли груповий випромінювач є сукупністю n елементарних

$$\sigma_{\Sigma} = \sum_{i=1}^n \sigma_i + \sum_{i \neq j}^n \sum_{j=1}^n \sqrt{\sigma_i \sigma_j} \cos \Delta \varphi_{ij}. \quad (2.8)$$

ДЗВВ групових випромінювачів має інтерференційний характер, причому зі збільшенням відношення l/λ порізаність її зростає.

4. Орієнтація цілі щодо фронту хвилі, що визначається ракурсом цілі (θ).

Ракурсом називають кут між поздовжньою віссю цілі і напрямом на РЛС. Залежність ЕПР від θ повністю визначається ДЗВВ і має місце тільки для тіл, у яких $l/\lambda \geq 1$.

5. Поляризація цілі та сигналу. Розрізняють ціль без поляризаційної вибірковості та поляризаційно-вибіркову ціль. Для визна-

чення ЕПР цілі при довільній поляризації зондувального сигналу використовується поляризаційна матриця розсіяння цілі у вигляді

$$\sigma_{\alpha} = \begin{vmatrix} \sigma_{11} & \sigma_{12} \\ \sigma_{12} & \sigma_{22} \end{vmatrix},$$

де $\sigma_{i,j} = |c_{i,j}|^2$; $c_{i,j}$ – коефіцієнти перетворення компонентів сигналу (вертикальної та горизонтальної поляризації).

Цілі симетричної форми (наприклад, куля), плоскі й криволінійні з радіусом кривизни $\rho \gg \lambda$ не змінюють поляризацію сигналу, але при круговій та еліптичній поляризаціях змінюють напрямок обертання на протилежний. Ціль складної форми (літак) деполаризує сигнал випадково, що приводить до втрат енергії при відбитті.

2.4. Ефективна поверхня розсіяння найпростіших тіл

У загальному випадку розрахунок ЕПР зводиться до розв'язання двох завдань:

- 1) знаходження розподілу наведених струмів на поверхні цілі за заданим полем первинної хвилі;
- 2) визначення за знайденим розподілом струмів на поверхні цілі поля вторинної хвилі в точці знаходження РЛС.

Розв'язання цих задач для реальної цілі є складною проблемою, тому нижче приводяться результати рішення тільки для цілі найпростішої форми.

Напівхвильовий вібратор.

Ефективна поверхня розсіяння напівхвильового вібратора ($\lambda/2$) визначається виразом

$$\sigma_{\lambda/2} = 0,86\lambda^2 \cos^4 \theta. \quad (2.9)$$

На практиці через невизначеність орієнтації напівхвильового вібратора щодо фронту первинної хвилі часто використовують значення ЕПР, усереднене за значеннями кута

$$\bar{\sigma}_{\lambda/2} \approx 0,17\lambda^2. \quad (2.10)$$

Якщо в імпульсному об'ємі РЛС знаходиться n напівхвильових вібраторів, то середнє значення сумарної ЕПР $\bar{\sigma}_{n\lambda/2}$ визначиться як

$$\bar{\sigma}_{n\lambda/2} \approx 0,17\lambda^2 n. \quad (2.11)$$

Вираз (2.11) використовується при практичних розрахунках, пов'язаних із маскуванням сигналів цілі пасивними перешкодами.

Куля

Ефективна поверхня розсіяння кулі σ_k у загальному випадку залежить від відношення її радіусу ρ до довжини хвилі λ (рис. 2.2):

1) якщо $\rho/\lambda \ll 1$, то розсіяння має релєподібний характер і ЕПР кулі визначається виразом

$$\sigma_c \approx \pi \rho^2 (\rho/\lambda)^4; \quad (2.12)$$

2) якщо $\rho/\lambda \gg 1$, то величина ЕПР практично мало залежить від довжини хвилі й визначається як

$$\sigma_k \approx \pi \rho^2. \quad (2.13)$$

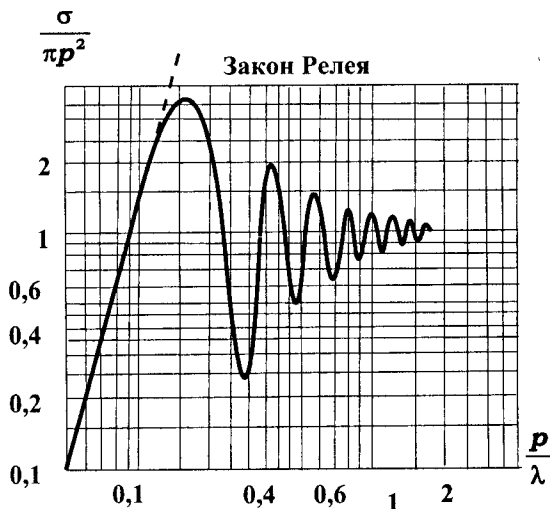


Рис. 2.2

Металева пластина

Якщо вектор напруженості поля первинної хвилі (E) лежить у площині пластини, то ЕПР пластини визначається виразом

$$\sigma_{\text{пл}} = \frac{4\pi}{\lambda^2} a^2 b^2 \cos^2 \theta \left| \frac{\sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} b \sin \theta\right)}{\frac{2\pi}{\lambda} b \sin \theta} \right|. \quad (2.14)$$

При цьому $\sigma_{\text{пл max}} = 4\pi a^2 b^2 / \lambda^2$. Величина $\sigma_{\text{пл max}}$ може значно перевищувати величину геометричної площі самої пластини, що пояснюється відсутністю фазових зсувів між збудженими елементами її поверхні.

Залежність $\sigma_{\text{пл}}(\theta)$ має інтерференційний характер – у ній яскраво виражені нулі та максимуми. Нулі $\sigma_{\text{пл}}(\theta)$ визначаються умовою

$$\sin\left[\left(2\pi/\lambda\right) b \sin \theta\right] = 0.$$

Діаграма зворотного вторинного випромінювання пластини в прямокутній системі координат показана на рис. 2.3 (суцільна крива). Пунктиром показана функція $\sin U(\theta)/U(\theta)$.

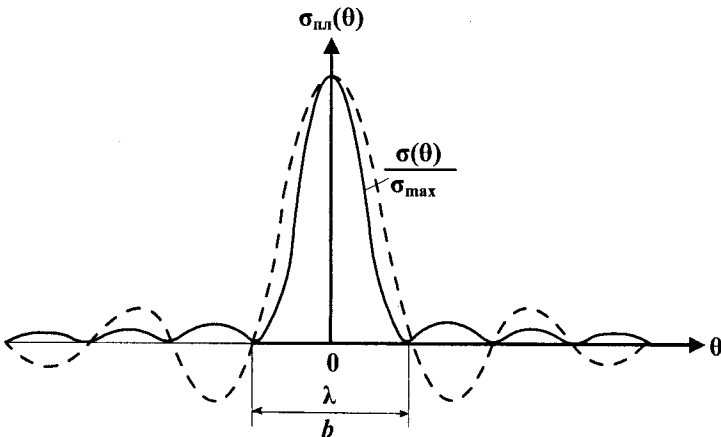


Рис. 2.3

Кутиковий відбивач

Відбивач (рис. 2.4) виконується у вигляді трьох взаємно перпендикулярних металевих пластин. Якщо розглядати ці пластини як дзеркала для електромагнітних хвиль (що справедливо для випадку $l \gg \lambda$), то можна помітити, що електромагнітний промінь після триразового відбиття від дзеркал відіб'ється в тому ж напрямку, із якого він прийшов. Розрахунки показують, що для напрямку, перпендикулярного до розкриття кута

$$\sigma_{\text{кут}} = \sigma_{\text{кут max}} = 4\pi l^4 / 3\lambda^2. \quad (2.15)$$

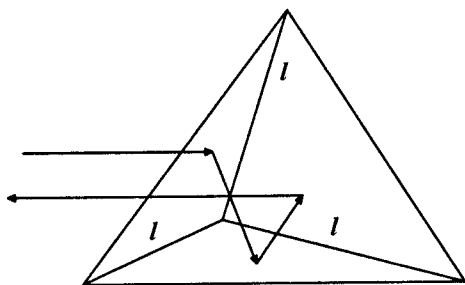


Рис. 2.4

При відвороті кутка величина $\sigma_{\text{кут}}$ зменшується. Ширина діаграми вторинного випромінювання кутка складає 40° – 60° .

Кутикові відбивачі зручно використовувати як еталонні тіла з великою величиною ЕПР, а також для імітації й маскуванню цілей.

Лінзовий відбивач

Більш широку діаграму вторинного випромінювання порівняно з кутковими відбивачами забезпечує лінзовий відбивач. Лінза такого відбивача (лінза Люнеберга) є діелектричною кулею, у якої відносна діелектрична проникність зовнішнього шару близька до одиниці й постійно зростає до двох із збільшенням глибини шару. Лінза фокусує падаючий на неї паралельний пучок проміння в точку на протилежній її поверхні, де встановлено екран (рис. 2.5). Відбиті екраном промені паралельні падаючим. ЕПР лінзового відбивача радіусу R обчислюється за формулою

$$\sigma_{\text{л}} = 4\pi^3 R^4 / \lambda^2.$$

Ширина діаграми вторинного випромінювання залежить від розмірів екрана та складає величину порядкук 90°.

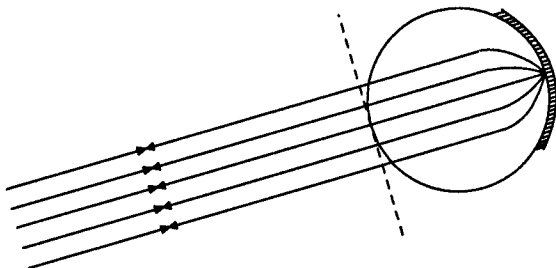


Рис 2.5

2.5. Ефективна поверхня розсіяння розподіленої цілі

До розподіленої цілі відносяться поверхнево- і об'ємно-розподілена цілі (ПРЦ і ОРЦ).

Поверхнево-розподілена ціль

Ділянки земної поверхні (ліс, рілля, водна поверхня) є ПРЦ. Вони підрозділяються на шорсткі та гладенькі (дзеркальні). Критерієм дзеркальності може бути умова:

$$\Delta h \leq \lambda / 16 \sin \theta,$$

де Δh – висота нерівностей; θ – кут ковзання хвилі.

Важливим поняттям для ПРЦ є *питома ЕПР* (σ_{0S}), тобто ЕПР, що припадає на одиницю поверхні. Величина σ_{0S} – безрозмірна й у разі рівномірного розподілу елементарних відбивачів дорівнює:

$$\sigma_{0S}(\theta) = \sigma_{\text{ц}}(\theta) / S, \quad (2.16)$$

де S – площа поверхні опромінювання.

Загалом

$$\sigma_{0S}(\theta) = d\sigma_{\text{ц}}(\theta) / dS. \quad (2.17)$$

Як приклад, проведемо розрахунок ЕПР однієї ділянки земної поверхні, що розділяється, яка опромінюється конічним променем ϵ розмірами $\beta_{0,5P}$ і $\epsilon_{0,5P}$ під кутом ϵ до горизонту (рис. 2.6).

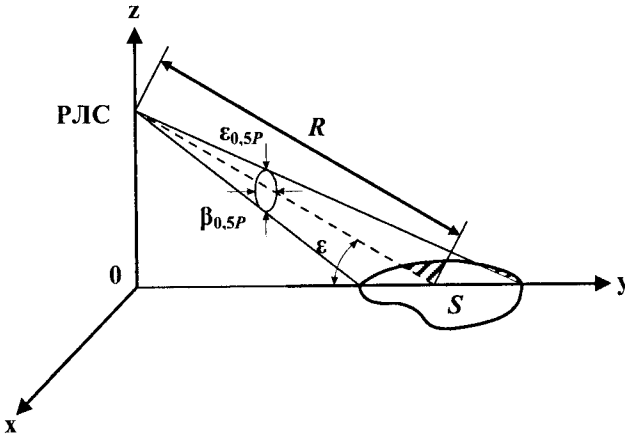


Рис. 2.6

Еліптичний майданчик поверхні в цьому випадку дорівнює $S_{\text{ц}} = \pi(1/2)R\beta_{0,5P}(1/2)R\epsilon_{0,5P} / \sin \epsilon = \pi R^2 \beta_{0,5P} \epsilon_{0,5P} / 4 \sin \epsilon$, (2.18)

а ЕПР ділянки

$$\sigma_{\text{ц}} = \sigma_{0S} S_{\text{ц}}.$$

На відміну від зосередженої цілі, ЕПР ПРЦ, як бачимо з отриманого виразу, пропорційна R^2 , $\beta_{0,5P}$ і $\epsilon_{0,5P}$.

Об'ємно-розподілена ціль

До ОРЦ належать гідрометеори (хмари, дощ, град, сніг), атмосферний пил, продукти згоряння реактивних двигунів, а також пасивні перешкоди у вигляді хмари дипольних відбивачів.

Об'ємно-розподілена ціль є сукупністю великої кількості елементарних відбивачів (частинок), розподілених випадково. Останнє приводить практично завжди (особливо в сантиметровому діапазоні) до некогерентного відбиття, при якому складан-

ня радіохвиль відбитих елементарними відбивачами, відбувається за потужністю.

Для розрахунку ЕПР ОРЦ також використовується величина питомої ЕПР (σ_{0V}), яка характеризує ЕПР одиниці об'єму і виражається в $\text{м}^2/\text{м}^3$

$$\sigma_{0V} = \sum_{k=1}^n \sigma_{1k} = n_1 \bar{\sigma}_1, \quad (2.19)$$

де σ_{1k} – ЕПР окремих елементарних відбивачів; $\bar{\sigma}_1$ – її середнє значення; n – число відбивачів в одиниці об'єму.

Наприклад, для дощу середньої інтенсивності $\sigma_{0V} = 10^{-5} \text{ м}^2/\text{м}^3$ і, отже, $\sigma_u = 1 \text{ м}^2$ для об'єму, який займає куб з ребром 45 м.

При кінчному промені з параметрами $\beta_{0,5P}$ і $\epsilon_{0,5P}$ (рис. 2.7) ЕПР роздільного об'єму ΔV_p визначається виразом

$$\sigma_u = \sigma_{0V} \Delta V_p \approx \sigma_{0V} (c\tau_i/2) S_u, \quad (2.20)$$

де

$$S_u = \pi R^2 \beta_{0,5P} \epsilon_{0,5P} / 4.$$

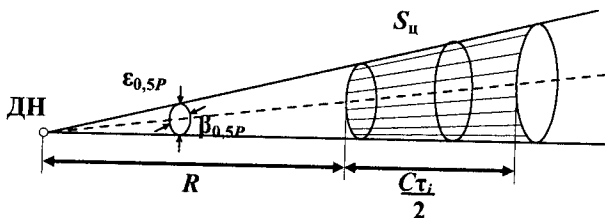


Рис. 2.7

Якщо відбивачі займають тільки частину роздільного об'єму, то при визначенні ЕПР ОРЦ необхідно вираз (2.20) помножити на коефіцієнт заповнення η .

2.6. Ефективна поверхня розсіяння реальної зосередженої цілі

Реальну ціль (літак) можна зобразити у вигляді комбінації домінуючих вторинних випромінювачів, які називають блискучою точкою, гладеньких і шорстких поверхонь і великого числа елементарних відбивачів.

Реальна ціль є, таким чином, груповими зосередженими вторинними випромінювачами з великим числом елементів і лінійними розмірами $l \gg \lambda$.

У зв'язку з цим діаграма зворотного вторинного випромінювання реальної цілі має дуже порізаний вигляд, причому ступінь порізаності тим більша, чим менше λ (рис. 2.8).

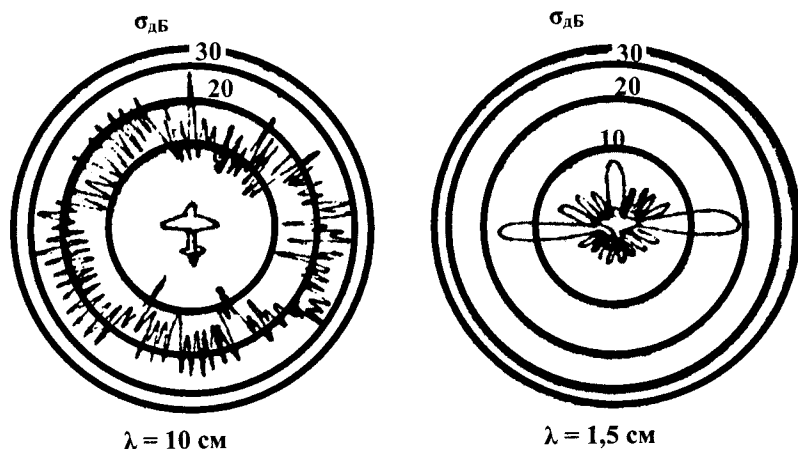


Рис. 2.8

Діапазон зміни ДЗВВ літака складає: для сантиметрового діапазону хвиль 25–35 дБ, для метрового діапазону хвиль 15–25 дБ.

При русі цілі щодо РЛС напрям опромінювання безперервно змінюється (змінюється ракурс цілі), а разом із цим змінюється і $\sigma_{\text{ц}}$.

Таким чином, ЕПР реальної цілі є випадковою величиною й описується статистичними методами.

При багатьох розрахунках використовується середнє значення ЕПР ($\bar{\sigma}_{ц}$).

Величина $\bar{\sigma}_{ц}$ мало залежить від довжини хвилі.

Деякі характерні цілі залежно від діапазону хвиль мають такі значення $\bar{\sigma}_{ц}$:

- 0,1–0,2 м² – балістична ракета;
- 1–5 м² – винищувач;
- 0,3–0,8 м² – крилата ракета;
- 10–15 м² – бомбардувальник;
- 10⁴ м² – крейсер.

Проте для вирішення РЛ задач знання тільки величини $\bar{\sigma}_{ц}$ недостатньо. Для пояснення розглянемо приклад виявлення двох цілей на однакових дальностях і з рівними середніми ЕПР ($\bar{\sigma}_{ц1} = \bar{\sigma}_{ц2}$), але різним характером ДЗВВ (рис. 2.9).

Величина σ_{\min} (див. рис. 2.9) визначає те значення ЕПР, при якому забезпечується виявлення цілі із заданою якістю; перша ціль може бути виявлена при будь-яких ракурсах, оскільки умова $\sigma_{ц1} > \sigma_{\min}$ виконується при будь-кому θ , а друга ціль виявляється тільки у випадку, якщо на РЛС орієнтована головна пелюстка ДВВ. Отже, при рівних середніх ЕПР умови виявлення цілей можуть істотно розрізнятися.

Для повної характеристики ЕПР реальної цілі необхідно знати закони розподілу ймовірності величини $\sigma_{ц}$, а також часові та спектральні характеристики її флуктуацій.

Закони розподілу ймовірності випадкової величини включають:

- інтегральний закон, або функцію розподілу $F(z)$;
- диференціальний закон або густину розподілу $\rho(z)$.

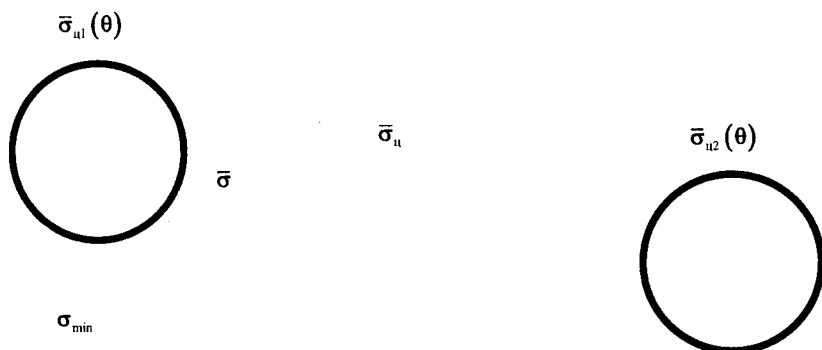


Рис. 2.9

Як відомо з математики, функція розподілу характеризує ймовірність того, що випадкова величина Z не перевищує значення z , яке є деякою змінною:

$$F(z) = P(Z < z).$$

Густина розподілу характеризує ймовірність попадання випадкової величини Z у деякий елементарний інтервал Δr , віднесеному до величини цього інтервалу:

$$\rho(z) = \lim_{\Delta z \rightarrow 0} [F(z + \Delta z) - F(z)] / \Delta z = F'(z).$$

Закони розподілу ймовірності можуть бути знайдені експериментально. Для цього за результатами експериментального зняття ДВВ будується графік $\sigma_{ul}(\theta)$ у Декартовій системі координат.

Далі задають послідовно значення $\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3, \dots, \sigma_n$, і визначають імовірність не перевищення цих значень величиною σ_{ul} за формулою

$$F(\sigma_k) = \sum_{k=1}^n \Delta \theta_k / \pi,$$

де $\Delta \theta_k$ – інтервал кутів, у межах яких ЕПР σ_{ul} менше заданого рівня σ_k .

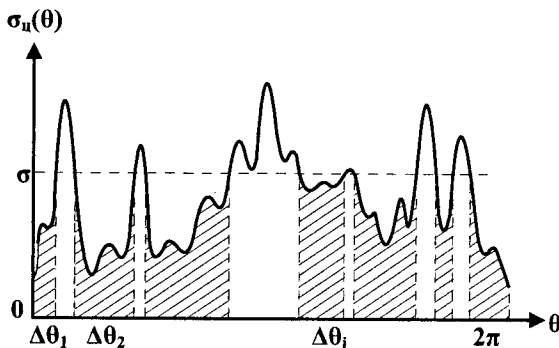


Рис. 2.10

За знайденими значеннями $F(\sigma_k)$ будується графік функції розподілу.

Проте експериментальне зняття ДЗВВ реальної цілі пов'язано зі значними труднощами, тому частіше використовують закони розподілу, отримані аналітично.

Знання статистичних характеристик ЕПР реальної цілі необхідне для вивчення відбитого РЛ сигналу, що несе корисну інформацію про ціль.

2.7. Статичні характеристики відбитого радіолокаційного сигналу

2.7.1. Описання відбитого сигналу

Відбитий РЛ сигнал формується внаслідок дії на зондувальний сигнал цілі та середовища, у якому розповсюджуються радіохвилі.

Унаслідок випадкового порізаного характеру ДЗВВ реальної цілі та її переміщення в часі щодо РЛС у процесі опромінювання разом із доплерівським зсувом частоти (ω_d) виникають випад-

кові зміни амплітуди та фази відбитого сигналу. Відбитий РЛ сигнал виявляється промодульованим за деяким законом

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

який для реальної цілі є випадковим стаціонарним процесом. Випадкову функцію $\dot{B}(t)$ називають *модулюючим множником*.

При аналітичному розумінні відбитий РЛ сигнал є деякою функцією часу та сукупності випадкових параметрів β і може бути записаний у такому вигляді:

$$x(t, \beta) = \mu B(t) U(t - \tau) \cos[(\omega_0 \pm \omega_d)t - \omega_0 \tau + \varphi(t - \tau) + \varphi_0 + \varphi_b(t)] \quad (2.21)$$

або в комплексній формі:

$$x(t, \beta) = \operatorname{Re} \left\{ \mu \dot{B}(t) \dot{U}(t - \tau) \exp j [(\omega_0 \pm \omega_d)t - \varphi_s + \varphi_0] \right\}, \quad (2.22)$$

де μ – коефіцієнт, що враховує послаблення сигналу; $\dot{U}(t)$ – комплексна амплітуда зондувального сигналу; τ – запізнювання сигналу за рахунок розповсюдження від РЛС до цілі; $\varphi_s = \omega_0 \tau$ – фазове запізнювання.

Відбитий сигнал, на відміну від зондувального, несе корисну інформацію про ціль, що міститься в його параметрах, і характеризується випадковими амплітудою і фазою. Амплітуда відбитого сигналу дорівнює:

$$X(t, \beta) = \mu B(t) U(t - \tau), \quad (2.23)$$

а фаза в кожний фіксований момент часу відповідно:

$$\varphi = \varphi_0 - \varphi_s + \varphi_b. \quad (2.24)$$

З урахуванням (2.23), і (2.24) вираз (2.21) набуде вигляду

$$x(t, \beta) = X(t, \beta) \cos[(\omega_0 \pm \omega_d)t + \varphi(t - \tau) + \varphi], \quad (2.25)$$

де $\beta = \{B, \varphi\}$.

Для вирішення задачі якнайкращого радіолокаційного виявлення й вимірювання координат цілей необхідно знати статистичні характеристики параметрів відбитого сигналу.

Випадкові функції часу $x(t)$ і $X(t)$ в імовірнісному розумінні повністю характеризуються *функціоналом* густини ймовірності або *багатовимірною густиною розподілу ймовірнос-*

ті. На практиці для характеристики ступеня розкиду випадкових параметрів часто використовують більш просту *одновимірну густину розподілу*, яка описує поведінку випадкової функції у фіксований момент часу. Проте при цьому для отримання інформації про швидкість зміни випадкових параметрів у часі необхідно додатково вивчити автокореляційну функцію й енергетичний спектр випадкових функцій, що описують відбитий сигнал.

2.7.2. Одновимірна густина розподілу параметрів відбитого сигналу

Для отримання аналітичних виразів законів розподілу випадкових параметрів відбитого сигналу реальна ціль замінюється деякою статистичною моделлю. Самими загальними є такі дві статистичні моделі цілі:

1-а модель відповідає уявленню реальної складної цілі як сукупності великого числа випадково розташованих незалежних і рівноцінних елементарних відбивачів із заданим значенням середньої сумарної ЕПР ($\overline{\sigma_{\Sigma}}$);

2-а модель відповідає уявленню цілі як сукупності елементів 1-ї моделі й домінуючого відбивача зі стабільною не випадковою величиною ЕПР (σ_0) (блискучою точкою). Перша модель еквівалентна цілі, що швидко флюктує, друга – що флюктує повільно. Друга модель є більш загальною (перехід від 2-ї моделі до 1-ї здійснюється за умови $\sigma_0 = 0$).

Використовування статистичних моделей цілі дозволяє визначити вторинне поле (або миттєве значення відбитого сигналу) як сукупність полів, відбитих від кожного елемента цілі, тобто в кожен момент часу t можна записати, що

$$x(t) = X_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + \sum_{k=1}^n X_k \cos(\omega_0 t + \varphi_k) \quad (2.26)$$

або

$$x = \dot{X} \exp(j\omega_0 t) + \sum_{k=1}^n X_k \exp(j\omega_0 t), \quad (2.27)$$

де X_0, φ_0 – відповідно амплітуда та фаза сигналу, відбитого від блискучої точки; X_k, φ_k – випадкові амплітуда та фаза сигналу, відбитого від k -го елементарного відбивача.

Процес складання коливань ілюструється векторною діаграмою на комплексній площині (рис. 2.11).

Густина ймовірності миттєвих значень відбитого сигналу

Із векторної діаграми бачимо, що результуюче миттєве значення відбитого сигналу x є результатом підсумовування великого числа незалежних випадкових величин. Ця обставина дозволяє (в силу центральної граничної теореми Ляпунова) вважати, що густина розподілу миттєвих значень відбитого сигналу відповідає **нормальному закону**. Для більш загальної 2-ї моделі цілі вона описується відомим виразом

$$p(x) = \exp\left[-(x - x_0)^2 / 2\sigma_x^2\right] / \sqrt{2\pi}\sigma_x, \quad (2.28)$$

де x_0 – миттєве значення сигналу, відбитого від блискучої точки (для 1-ї моделі цілі $x_0 = 0$); σ_x^2 – дисперсія випадкової величини.

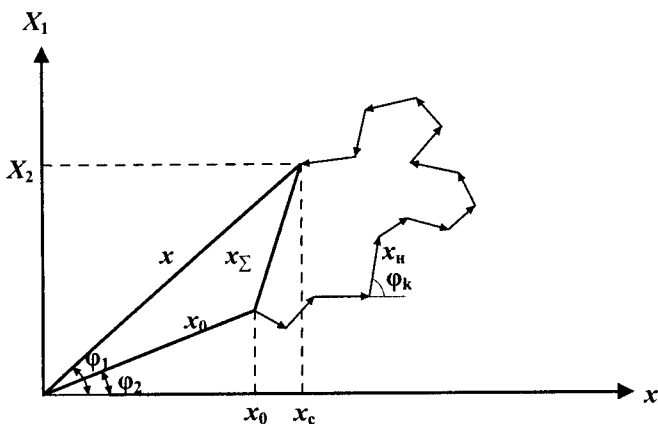


Рис. 2.11

Густина ймовірності фази відбитого сигналу

Початкова фаза відбитого сигналу, згідно з виразом (2.24), відрізняється від фази зондувального сигналу φ_0 фазовим запізнюванням за рахунок розповсюдження радіохвиль φ_3 і стрибком фази при відбитті від цілі. Розподіл фази в інтервалі від 0 до 2π приймається **рівномірним**. Густина ймовірності $p(\varphi)$ має вигляд

$$p(\varphi) = 1 / 2\pi. \quad (2.29)$$

Густина ймовірності амплітуди відбитого сигналу

Амплітуда відбитого сигналу X відповідає модулю випадкового вектора x , розподіленого, як було показано вище, за нормальним законом. Цей вектор (рис. 2.11) можна розкласти на дві ортогональні складові (проекції) на комплексній площині:

$$\dot{x} = X \cos \varphi + jX \sin \varphi = x_c + jx_s. \quad (2.30)$$

Згідно з теоремою Крамера, кожна з незалежних складових результуючого вектора має також нормальний розподіл, а дво-мірна сумісна густина їх розподілу визначається добутком одновимірних густин:

$$p(x_c, x_s) = p(x_c)p(x_s) = \exp\left\{-[(x_c - x_{0c})^2 + (x_s - x_{0s})^2] / 2\sigma^2\right\} 2\pi\sigma^2, \quad (2.31)$$

де $\sigma^2 = \sigma_x^2 / 2$ – дисперсія ортогональних складових.

Для визначення густини розподілу амплітуди X перейдемо від прямокутної системи координат до полярної, використовуючи відому залежність:

$$\begin{aligned} X &= \sqrt{x_c^2 + x_s^2}; \varphi = \arctg(x_s / x_c); \\ x_c &= X \cos \varphi; x_s = X \sin \varphi; \\ dx_c dx_s &= X dX d\varphi. \end{aligned} \quad (2.32)$$

При цьому отримаємо

$$\begin{aligned} p(X, \varphi) &= X p(x_c, x_s) = \\ &= (X / 2\pi\sigma^2) \exp\left[-(x_c^2 + x_s^2) / 2\sigma^2\right] \times \exp\left[XX_0 \cos(\varphi - \varphi_0) / \sigma^2\right]. \end{aligned} \quad (2.33)$$

Густина розподілу амплітуди сигналу X знаходимо усереднюванням виразу (2.13) за розподілом фази:

$$p(X) = \int_{-\infty}^{+\infty} p(\varphi) p(X, \varphi) d\varphi = (1/2\pi) \int_0^{2\pi} p(X, \varphi) d\varphi = (X/\sigma_x^2) \exp\left[-(X^2 + X_0^2)/2\sigma_x^2\right] - I_0(XX_0/\sigma_x^2), \quad (2.34)$$

$$I_0(n) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp[n \cos(\varphi - \varphi_0)] d\varphi, \quad (2.35)$$

$I_0(n)$ – модифікована функція Бесселя першого роду нульового порядку.

Отриманий вираз (2.34) відповідає **узагальненому закону Релея** (або **закону Райса**).

Для першої моделі цілі ($X_0 = 0$) густина розподілу амплітуди визначається **простим законом Релея** (рис. 2.12):

$$p(X) = (X/\sigma_x^2) \exp(-X^2/2\sigma_x^2). \quad (2.36)$$

Закон Релея є функцією одного параметра σ_x , через який виражаються математичне очікування і дисперсія:

$$\bar{X} = 1,25\sigma_x; D\{X\} = 0,43\sigma_x^2. \quad (2.37)$$

(риска – знак усереднення).

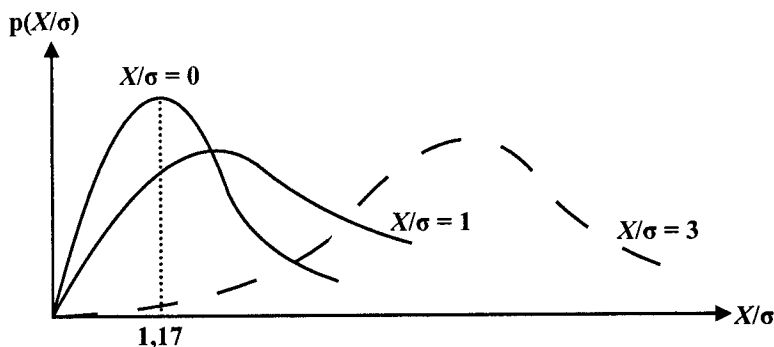


Рис. 2.12

Закон Райса при великих значеннях X_0/σ_x наближається до нормального.

Випадковий характер амплітуди відбитого сигналу визначається амплітудним модулюючим множником B , тому в задачах виявлення основне застосування знаходить густина розподілу, записана щодо випадкової амплітуди B :

$$p(B) = (B / \sigma_x^2) \exp\{-B^2 + B_0^2 / 2\sigma_x^2\} I_0(BB_0 / \sigma_x^2), \quad (2.38)$$

$$p(B) = (B / \sigma_x^2) \exp(-B^2 / 2\sigma_x^2). \quad (2.39)$$

У багатьох задачах проводиться нормування випадкової величини B так, щоб середнє значення енергії сигналу відповідало значенню $B=1$. Якщо позначити середню енергію через E , то при інших значеннях B вона визначиться виразом

$$E(B) = B^2 E. \quad (2.40)$$

Усереднювання за простим законом Релея приводить до рішення табличного інтеграла:

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} E(B) p(B) dB = \int_0^{\infty} s^2 \exp(-as^2) ds = 1 / 2a^2, \quad (2.41)$$

де $a = \sigma_x^2 / 2$

З умови (2.41) випливає, що вказане вище нормування відповідає вибору $\sigma_x^2 = 1/2$. Густина Релеївського розподілу випадкової амплітуди B , що використовується в подальших додатках, має вигляд

$$P(B) = 2B \exp(-B^2). \quad (2.42)$$

2.7.3. Автокореляційна функція та енергетичний спектр флуктуацій відбитого сигналу

Випадкову модуляцію амплітуди та фази відбитого сигналу, що визначається комплексним множником $\dot{B}(t)$, необхідно враховувати при обробці, оскільки вона впливає на якість виявлення та вимірювання параметрів, а також і на можливості накопичення сигналів.

Оскільки одновимірні густини ймовірності (2.38) і (2.39) дають імовірнісну характеристику процесу тільки у фіксований момент часу, то для характеристики швидкості зміни процесу необхідно знати ступінь статистичного зв'язку між його значеннями в різні моменти часу, розділені інтервалом τ . Таку характеристику дають автокореляційна функція $R(\tau)$ і енергетичний спектр $S(f)$ випадкового процесу.

Автокореляційна функція $R(\tau)$ показує залежність усередненого добутку миттєвих значень процесу для двох різних моментів часу, зсунутих на τ від величини t .

$$R(\tau) = (1/2) \dot{B}(t) \dot{B}^*(t - \tau), \quad (2.43)$$

де риска означає операцію статистичного усереднювання (в ансамблі); * – знак спряження комплексної величини.

Оскільки процес $B(t)$ є стаціонарним і ергодичним, то значення $R(\tau)$ визначають також виразом

$$R(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} (1/2T) \int_0^T \dot{B}(t) \dot{B}^*(t - \tau) dt, \quad (2.44)$$

де T – час усереднювання.

На практиці використовується нормована автокореляційна функція

$$\rho(\tau) = R(\tau) / R(0), \quad (2.45)$$

де $R(0) = \overline{B^2(t)}$ – середня потужність (дисперсія) процесу.

Енергетичний спектр випадкового процесу $S(f)$ однозначно пов'язаний із $R(\tau)$ перетвореннями Фур'є (формули Вінера–Хінчина):

$$S(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau; \quad (2.46)$$

$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S(f) \exp(j2\pi f\tau) df.$$

Енергетичний спектр характеризує розподіл дисперсії за частотами та називається інакше спектральною густиною потужності.

Вид і ширина енергетичного спектра визначаються трансформацією несучої частоти f_0 при відбитті від цілі. Через різне віддалення блискучих елементів цілі від РЛС виникає відмін-

ність доплерівських частот F_d , унаслідок чого f_0 перетвориться в суцільний спектр шириною $\Delta F \approx \Delta F_d$ із центральною частотою $f_0 \pm F_d$

$$\Delta F \approx (2V_r / \lambda) \theta_u,$$

де $\theta_u \equiv l_u / r$ – кутовий розмір цілі.

Для реальних цілей $S(f)$ апроксимується прямокутною формою. Ширина енергетичного спектра рівна розкиду доплерівських частот

$$\Delta F_d = F_{d \max} - F_{d \min}$$

відносно середньої частоти і складає: 2–3 Гц для метрового діапазону, 10–20 Гц – для сантиметрового. При прямокутній апроксимації спектра

$$S(f) = \begin{cases} S_0, & \text{при } (\Delta F / 2) \leq f \leq (\Delta F / 2), \\ 0, & \text{при інших } f. \end{cases} \quad (2.47)$$

При підстановці (2.47) в (2.46) отримуємо вираз для автокореляційної функції процесу $R(\tau)$:

$$R(\tau) = S_0 \int_{-\Delta F/2}^{\Delta F/2} \exp(j2\pi f \tau) df = (S_0 \Delta F) \sin \pi \Delta F \tau / \pi \Delta F \tau, \quad (2.48)$$

де

$$S_0 \Delta F = B(0) = \sigma_B^2; \quad (2.49)$$

$$\rho(\tau) = \sin \pi \Delta F \tau / \pi \Delta F \tau. \quad (2.50)$$

Статистичний зв'язок (рис. 2.13) між значеннями випадкового процесу $B(t)$ існує протягом обмеженого інтервалу часу, що відповідає ширині головної пелюстки τ_0 . Величина τ_0 є кількісною характеристикою статистичного зв'язку й називається **часом кореляції**. Із виразу (2.50) випливає, що

$$\tau_0 = 1/\Delta F. \quad (2.51)$$

Отже, час кореляції та ширина енергетичного спектра випадкового процесу зв'язані обернено пропорційною залежністю.

Чим менше кореляційні зв'язки всередині процесу, тим менше τ_0 (ширше енергетичний спектр) і, отже, швидше відбувається процес.

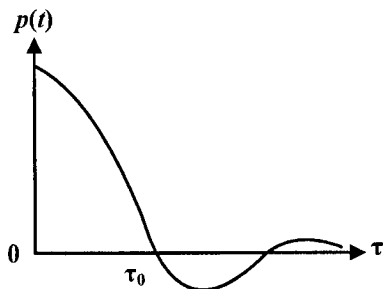


Рис. 2.13

При опромінюванні цілі пачкою з M імпульсів характер зміни амплітуди імпульсів у пачці визначається зміною модулюючого множника $B(t)$ за час опромінювання цілі $t_{\text{опр}} \approx MT_n$:

➤ якщо $\tau_0 \leq T_n$, то між амплітудами імпульсів немає статистичного зв'язку і, отже, вони флюктуують незалежно (пачка швидко флюктує);

➤ якщо $\tau_0 \geq t_{\text{опр}}$, але менше $T_{\text{огл}}$ (інтервал між пачками), то імпульси всередині пачки не флюктують, а змінюються дружно від пачки до пачки (пачка повільно флюктує).

Якщо застосовується некогерентна (після детекторна) обробка сигналів, то при визначенні величини τ_0 використовується тільки амплітудний множник $B(t)$. У цьому випадку τ_0 зменшується, а спектр флюктуації збільшується приблизно в 1,5 рази.

2.8. Статичні моделі цілі

Статистичні характеристики цілі: закон розподілу ймовірностей ЕПР $F(\sigma)$ і енергетичний спектр флюктуацій $S(f)$ можуть бути визначені за експериментально знятій діаграмі зворотного вторинного випромінювання цілі, однак на практиці в більшості випадків користуються при аналізі цих характеристик статистичними моделями цілей, які мають статистичні характеристики, близькі до відповідних характеристик реальних цілей.

Для зменшення різноманіття всі цілі при аналізі й синтезі РЛС розбивають на п'ять видів (моделей).

Цілі 1-го виду. До цілей 1-го виду відносяться цілі без "блискучої точки" (тобто без домінуючого відбивача) з повільними флуктуаціями відбитих сигналів. Під повільними розуміються такі флуктуації, при яких ширина спектра флуктуацій задовольняє умову:

$$1/t_3 \ll \Delta F \ll F_n, \quad (2.52)$$

де t_3 – час однократного огляду зони,

F_n – частота повторення імпульсів.

Фізична модель цілі 1-го виду (сукупність великого числа довільно розташованих в обмеженому обсязі рівноцінних, незалежних вторинних випромінювачів.

Сигнал, відбитий від цілі 1-го виду, флукутує за амплітудою від нуля до максимального значення від огляду до огляду; у межах часу опромінення цілі флуктуації практично відсутні (рис. 2.14, а).

До цілей 1-го виду відносяться всі реактивні літаки при опроміненні їх одночастотними РЛС сантиметрового діапазону.

Цілі 2-го виду. Цілі 2-го виду відрізняються від цілей 1-го виду більшою швидкістю флуктуацій відбитого сигналу. Ширину спектра флуктуацій сигналу для таких цілей порівняно з частотою повторення зондувальних імпульсів РЛС:

$$\Delta F \approx F_n. \quad (2.53)$$

Флуктуації, ширина спектра яких задовольняє умові (2.53) називаються *швидкими*. Сигнал, відбитий від цілі 2-го виду флукутує за амплітудою від нульового до максимального значення від імпульсу до імпульсу у пачці (рис. 2.14, б).

До цілей 2-го виду належать легкі вертольоти при виявленні їх одночастотними РЛС, усі типи вертольотів і літаків при використанні в РЛС перебудови частоти від імпульсу до імпульсу й у деяких випадках гідрометеоутворення.

Цілі 3-го виду. До цілей 3-го виду належать цілі з "блискучою точкою" і повільними флуктуаціями відбитих сигналів.

Фізична модель – куля в оточенні елементарних вторинних випромінювачів, сумарна ЕПР яких порівняна з ЕПР кулі, а швидкість переміщення елементарних випромінювачів забезпечує виконання умови (2.52).

Відбитий сигнал флюктує по амплітуді від деякого мінімального (не рівного нулю) до максимального значення від огляду до огляду; у межах часу опромінення флюктуації практично відсутні (рис. 2.14, в).

До цілей 3-го виду належать реактивні літаки при виявленні їх РЛС метрового діапазону й РЛС із багаточастотними зондувальними сигналами, а також гориста місцевість.

Цілі 4-го виду. Цілі 4-го виду відрізняються від цілей 3-го виду більшою швидкістю флюктуацій відбитого сигналу. Сигнал флюктує за амплітудою від мінімального 9 не рівного нулю до максимального значення від імпульсу до імпульсу пачки (рис. 2.14, г). Ширина спектра флюктуацій задовольняє умову (2.53).

До цілей 4-го виду відносяться турбогвинтові літаки та важкі вертольоти при виявленні їх одночастотної РЛС.

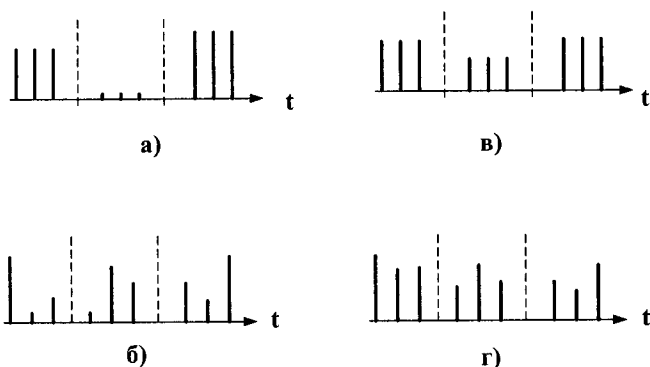


Рис. 2.14

Цілі 5-го виду. До цілей 5-го виду належать нефлюктуючі цілі, наприклад – куля.

РОЗДІЛ 3

ОСНОВИ СТАТИСТИЧНОЇ ТЕОРІЇ ОПТИМАЛЬНОГО ВИЯВЛЕННЯ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИГНАЛІВ

У процесі РЛ виявлення повинно бути ухвалене рішення про наявність або відсутність цілі в кожному елементі простору, що розділяється. Як сам факт наявності цілі в елементі розділу, так і її параметри є випадковими. Випадковий характер мають також параметри відбитого від цілі сигналу і прийнятий корисний сигнал, що спостерігається завжди на фоні перешкод як природного (внутрішні шуми приймача), так і штучного походження. Отже, прийнятий РЛ сигнал має випадковий характер, і рішення, що приймається при виявленні цілі, є статистичним. Тому проблема РЛ виявлення має чітко виражений *статистичний характер* і розв'язується методами теорії ймовірності і теорії статистичних рішень.

До початку 40-х рр. ХХ ст. у математиці існувало два незалежних напрями, пов'язані з оптимальними методами прийняття рішення на підставі випадкового експерименту: теорія оцінок і теорія перевірки статистичних гіпотез. Ці напрями в 40-х рр. ХХ ст. були об'єднані Вальдом у загальну *теорію статистичних рішень*. Під терміном "статистичні рішення" розуміють рішення, що приймаються на основі спостереження деякої сукупності випадкових величин або реалізації випадкового процесу.

Розвиток статистичної теорії радіолокації належить до 50–60 рр. ХХ ст. Першими роботами в цій галузі вважають праці академіка А. Н. Колмогорова за оптимальною лінійною фільтрацією (1941) й американського вченого Вінера (1943). Основоположником статистичного підходу до проблеми радіолокаційного виявлення є академік В. А. Котельников, який опублі-

кував в 1946 р. свою знамениту роботу "Теорія потенційної перешкодостійкості".

Основний розвиток статистична теорія виявлення РЛ сигналів отримала в 60–80 рр. ХХ ст.

Основними завданнями статистичної теорії виявлення РЛ сигналів є:

1. вибір і обґрунтування критеріїв оптимальності радіолокаційного виявлення;
2. знаходження правила (алгоритму) оптимального виявлення сигналів за обраним критерієм;
3. синтез структурних схем оптимальних виявлячів;
4. дослідження характеристик оптимальних виявлячів.

3.1. Постановка й методика рішення задачі оптимального виявлення цілей

3.1.1. Кількісні показники якості радіолокаційного виявлення

Задачі виявлення розв'язуються за двох взаємовиключних умов: A_0 – цілі немає і A_1 – ціль є.

Ці умови, як правило, невідомі або задані деякими апріорними (до дослідними) ймовірностями $P(A_0)$ і $P(A_1)$, для яких виконується співвідношення

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

Наявність шумів і флуктуацій відбитого сигналу може привести до прийняття помилкових рішень, бо зажною умовою A_0 і A_1 можуть бути ухвалені два протилежні рішення, які позначимо:

A_0^* – рішення цілі немає;

A_1^* – рішення ціль є.

Результатами рішень спільно з умовами, за яких вони прийняті, є такі події:

$$A_1 \Rightarrow \begin{cases} A_1^* & \text{– правильне виявлення,} \\ A_0^* & \text{– пропуск цілі,} \end{cases}$$

$$A_0 \Rightarrow \begin{cases} A_0^* & \text{– правильне невиявлення цілі,} \\ A_1^* & \text{– хибна тривога.} \end{cases}$$

Імовірності цих подій $P(A_1 A_1^*)$, $P(\tilde{A}_1 \tilde{A}_0^*)$, $P(A_0 A_0^*)$, $P(A_0 A_1^*)$ дають у статистичному значенні повну характеристику якості виявлення. Оскільки події A_i і A_j (умова й рішення) залежні, то кожна з цих імовірностей може бути визначена через апіорну й умовну ймовірність відповідно до відомої теореми

$$P(A_i A_j) = P(A_i)P(A_j / A_i). \quad (3.1)$$

Апіорні ймовірності $P(A_0)$ і $P(A_1)$ практично завжди невідомі, тому за показники якості виявлення беруть умовні ймовірності рішень, які отримали такі позначення:

$$\begin{aligned} D &= P(A_1 / A_1); \\ F &= P(A_1 / A_0); \\ \hat{D} &= P(A_0 / A_1); \\ \hat{F} &= P(A_0 / A_0). \end{aligned} \quad (3.2)$$

Імовірності, що відповідають одній умові, зв'язані співвідношеннями

$$\begin{aligned} D + \hat{D} &= 1; \\ F + \hat{F} &= 1. \end{aligned} \quad (3.3)$$

Показниками якості виявлення може служити будь-яка з чотирьох пар умовних імовірностей:

- 1) D, F ; 2) \hat{D}, F ; 3) D, \hat{F} ; 4) \hat{D}, \hat{F} .

На практиці майже завжди використовують першу пару показників:

D – умовна ймовірність правильного виявлення цілі; F – умовна ймовірність хибної тривоги.

3.1.2. Критерії оптимальності радіолокаційного виявлення

Критерієм оптимальності називається правило, за яким з усіх можливих виявлячів можна обирати найкращий.

Найбільш загальним критерієм оптимальності РЛ виявлення є **критерій Байєса**, або інакше – **критерій мінімуму середнього ризику**.

Згідно з критерієм Байєса оптимальним вважається такий виявляч, який має мінімальну ймовірність помилкових рішень з урахуванням їх "ваги" або ступеня небажаності.

Сутність задачі оптимізації за байєсівським критерієм полягає в такому:

1) кожному помилковому рішенням (в задачі виявлення – це пропуск цілі та хибна тривога) ставиться у відповідність деяка вага або вартість: r_F і $r_{\bar{A}}$;

2) оскільки рішення має випадковий характер, то визначається середня вартість помилкових рішень, яку називають *середнім ризиком*:

$$\bar{r} = \sum_{i=1}^n r_i P_i = r_F P(A_1^* A_0) + r_{\bar{A}} P(A_0^* A_1); \quad (3.4)$$

3) проводиться визначення правила обробки прийнятого сигналу, за яким мінімізується середній ризик.

Отримаємо загальний вираз критерію мінімуму середнього ризику ($\min \bar{r}$), для чого у вираз (3.4) підставимо (3.1) і врахуємо співвідношення (3.2) і (3.3):

$$\bar{r} = r_F P(A_0) P(A_1^* / A_0) + r_{\bar{A}} P(A_1) P(A_0^* / A_1) = r_F P(A_0) F + r_{\bar{A}} P(A_1) (1 - D).$$

В отриманому виразі винесемо за дужки $r_{\bar{A}} P(A_1)$:

$$\bar{r} = r_{\bar{A}} P(A_1) [1 - (D - l_0 F)] \quad (3.5)$$

де l_0 – ваговий множник, рівний:

$$l_0 = r_F P(A_0) / r_{\bar{A}} P(A_1). \quad (3.6)$$

Умова мінімізації \bar{r} , відповідно до (3.5), полягає в отриманні максимального значення різниці $(D - l_0 F)$, яку називають зваженою різницею.

Таким чином

$$\bar{F} = \min \text{ при } D - l_0 F = \max . \quad (3.7)$$

Умова (3.7) виконується тільки для оптимального виявляча, тому, порівнюючи його з будь-яким неоптимальним, можна записати:

$$D_{\text{опт}} - l_0 F_{\text{опт}} \geq D_{\text{неопт}} - l_0 F_{\text{неопт}} . \quad (3.8)$$

Із виразу (3.8) виходить *основна властивість оптимального виявляча*: він забезпечує найбільшу умовну імовірність правильного виявлення серед усіх виявлячів, у яких $F \leq F_{\text{опт}}$.

3.1.3. Правило оптимального виявлення

Прийнятий РЛ сигнал $y(t)$ відрізняється від відбитого сигналу $x(t)$ тим, що останній на вході РЛС змішується з внутрішнім шумом $n(t)$, а іноді і зі зовнішніми перешкодами. У загальному вигляді прийнятий сигнал можна подати так:

$$y(t) = n(t) + Ax(t), \quad (3.9)$$

де

$$A = \begin{cases} 1, & \text{якщо ціль є (умова } A_1); \\ 0, & \text{якщо цілі нема (умова } A_0). \end{cases}$$

Задача виявлення полягає в тому, щоб усі можливі значення сигналу $[Y]$ розбити на дві непересічені підмножини $[Y_0]$ і $[Y_1]$ і, якщо прийнята реалізація $y(t)$ потрапляє в $[Y_0]$ – приймати рішення цілі немає (A_0^*), а якщо в $[Y_1]$ – то рішення ціль є (A_1^*). При цьому підмножина $[Y_1]$ називається *областю рішення*. Кожна реалізація випадкової функції $y(t)$ повністю характеризується густиною розподілу ймовірності, яку позначимо:

$p_{\text{сн}}(Y) = p[y(t)/A_1]$ – густина ймовірності сигнал + перешкода;

$p_{\text{н}}(Y) = p[y(t)/A_0]$ – густина ймовірності перешкоди.

При класичній постановці задачі виявлення цілі на фоні внутрішнього шуму приймача густини ймовірності прийнятого сигналу вважаються заданими. При цьому показники якості виявлення визначаються за такими виразами:

$$D = \int_{|x_i|} p_{cn}(Y) dY; \quad (3.10)$$

$$F = \int_{|x_i|} p_n(Y) dY \quad (3.11)$$

Визначення показників якості виявлення D і F (рис. 3.1) ілюструється при деяких заданих функціях $p_{cn}(Y)$ і $p_n(Y)$ одномірної величини y для довільної області рішень $[Y_1]$.

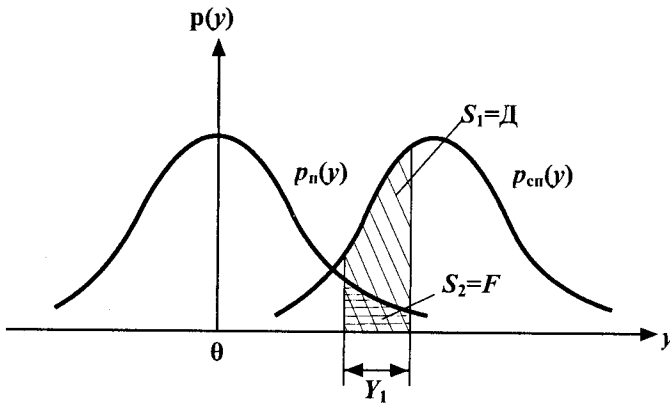


Рис. 3.1

Для знаходження правила вибору оптимальної області рішення $[Y_{\text{опт}}]$ необхідно підставити вирази (3.10), (3.11) в основну умову критерію (3.7) і розв'язати її:

$$D - l_0 F = \int_{Y_{\text{опт}}} [p_{cn}(Y) - l_0 p_n(Y)] dY = \int_{Y_{\text{опт}}} p_n(Y) [p_{cn}(Y) / p_n(Y) - l_0] dY = \max \quad (3.12)$$

Як відомо з математики, інтеграл набуває максимального значення, якщо в область інтегрування включаються тільки ті значення змінної, при яких підінтегральний вираз додатний.

Отже $[Y_1] = [Y_{\text{опт}}]$, якщо виконується умова

$$p_{\text{сн}}(Y) / p_{\text{н}}(Y) \geq l_0. \quad (3.13)$$

Відношення $p_{\text{сн}}(Y) / p_{\text{н}}(Y)$ позначають $l(Y)$ і називають *відношенням правдоподібності*, тобто

$$p_{\text{сн}}(Y) / p_{\text{н}}(Y) = l(Y). \quad (3.14)$$

Отримана умова (3.13) визначає шукане **правило оптимального виявлення**, яке формулюється таким чином: *оптимальний за критерієм мінімуму середнього ризику приймач виявлення повинен по прийнятій реалізації вхідного сигналу Y обчислювати відношення правдоподібності та порівнювати його з порогом l_0 .*

За результатами порівняння приймаються рішення:

- 1) цілі є (A_1^*) , якщо $l(Y) \geq l_0$;
- 2) цілі немає (A_0^*) , якщо $l(Y) < l_0$.

Відношення правдоподібності $l(Y)$ показує, у скільки разів умовна ймовірність прийому реалізації Y за наявності корисного сигналу відрізняється від умовної ймовірності прийому тієї ж реалізації за відсутності сигналу (рис. 3.2). Чим більше амплітуда сигналу, тим більше величина $l(Y)$.

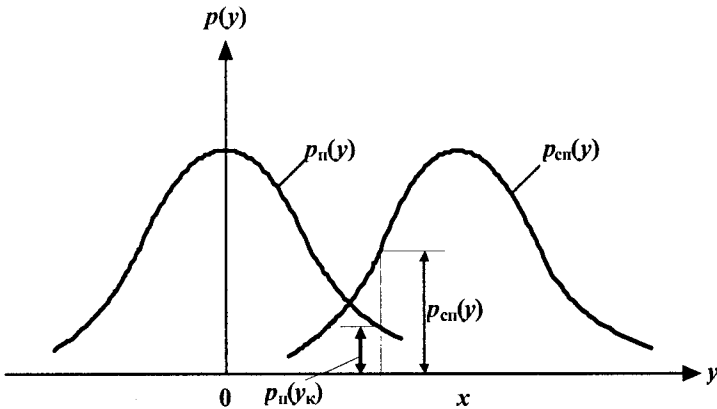


Рис. 3.2

Величина $l(y_k)$ є випадковою, оскільки відповідає відношенню двох функцій від випадкових величин.

Для реальних РЛ сигналів $l(Y)$ є достатньо складним виразом, що включає окрім інформативних членів, пов'язаних із прийнятою реалізацією Y , цілий ряд інших.

Із метою спрощення структури виявляча можна замість $l(Y)$ обчислювати монотонно пов'язану з нею функцію, залежну від Y , і порівнювати її з порогом, що відповідає цій функції. Така функція називається *інформаційним еквівалентом відношення правдоподібності*, або, частіше, *достатньою статистикою* та позначається $\lambda(Y)$.

При прийнятті рішення при виявленні цілі знання достатньої статистики так само вичерпно, як і знання $l(Y)$.

Достатня статистика часто визначається шляхом переходу від $l(Y)$ до $\ln l(Y)$. Таким чином, правило оптимального виявлення можна записати у вигляді

$$l(Y) \begin{matrix} > \\ < \end{matrix} \begin{matrix} A_1^* \\ A_0^* \end{matrix} l_0 \quad \text{або} \quad \lambda(Y) \begin{matrix} > \\ < \end{matrix} \begin{matrix} A_1^* \\ A_0^* \end{matrix} \lambda_0, \quad (3.15)$$

де $\lambda(Y)$ є інформативною частиною $\ln l(Y)$.

Величина порогу l_0 за загальним критерієм Байєса визначається виразом (3.5)

$$l_0 = r_F P(A_0) / r_{\bar{A}} P(A_1)$$

і потребує знання вартостей r_F і $r_{\bar{A}}$ помилкових рішень й апріорних імовірностей $P(A_0)$ і $P(A_1)$. І те, і інше в задачі РЛ виявлення невідомо, тому замість загального критерію використовують його різновиди (часткові критерії). Основними з них є такі:

а) якщо прийняти $r_F = \tilde{r}_{\bar{A}} = 1$, то $l_0 = P(A_0) / P(A_1)$, а \bar{r} відповідає сумарній імовірності помилкових рішень. *Критерій* є різновидом загального і має назву *критерію ідеального спостерігача*;

б) крім того, якщо прийняти $P(A_0) = P(A_1)$, то $\bar{r} = F + \hat{D}$ і критерій називають *критерієм максимальної правдоподібності*;

в) при невідомих $P(A_0)$ і $P(A_1)$, за заданими r_F і $r_{\hat{D}}$ використовується *мінімакний критерій*, при якому $\min \bar{r}$ досягається для явно найгіршого апіорного розподілу;

г) найбільше застосовується в РЛ **критерій Неймана–Пірсона**.

Сутність критерію полягає в тому, що фіксується умовна ймовірність хибної тривоги F і максимізується умовна ймовірність правильного виявлення D .

Критерій записують у вигляді

$$F = \text{const}; \quad D = \text{max}. \quad (3.16)$$

Умова (3.16) витікає безпосередньо з формулювання основної властивості критерію Байєса (3.8).

Основна перевага критерію Неймана–Пірсона полягає в тому, що поріг прийняття рішення l_0 визначається як функція F і не потрібне знання вартостей r_F і $r_{\hat{D}}$, а також апіорних імовірностей

$$P(A_0) \text{ і } P(A_1), \text{ тобто } l_0 = f(F).$$

Застосування саме цього різновиду загального критерію в РЛ пояснюється тим, що:

➤ по-перше, невідомі апіорні ймовірності $P(A_0)$ і $P(A_1)$, а також r_F і $r_{\hat{D}}$;

➤ по-друге, в оглядових РЛС у більшій частині інтервалу спостереження прийнятий сигнал зумовлений тільки шумом, тому хибна тривога є украй небажаною і її ймовірність повинна бути обмеженою наперед.

Інші різновиди критерію Байєса часто застосовуються в теорії зв'язку.

Реалізація будь-якого з критеріїв приводить до єдиного правила виявлення – обчисленню $l(Y)$, а відмінність між ними полягає у виборі різними методами порогу прийняття рішення.

Окрім розглянутих критеріїв у РЛ може застосовуватися *критерій послідовного спостереження*, або *критерій Вальда*,

який передбачає порівняння $l(Y)$ на кожному кроці спостереження з двома порогоми. Рішення приймається тільки при переході одного з порогів. Даний критерій при заданих D і F мінімізує середній час спостереження.

Отримане правило оптимального виявлення дозволяє сформулювати методику синтезу оптимальних виявлячів:

- 1) вивчення статистики прийнятого сигналу й отримання виразів для $p_n(Y)$ і $p_{cn}(Y)$;
- 2) обчислення відношення правдоподібності та визначення достатньої статистики $\lambda(Y)$;
- 3) підбір фізично реалізовуваних елементів, що дозволяють обчислити $l(Y)$ або $\lambda(Y)$, і складання структурної схеми виявляча;
- 4) оцінка показників якості виявлення D і F .

3.2. Статистика прийнятого радіолокаційного сигналу

Прийнятий РЛ сигнал в оглядових РЛС є адитивною сумішшю відбитого сигналу $x(t, \alpha, \beta)$ із перешкодою $n(t)$ або тільки перешкоду і записується у вигляді

$$y(t) = n(t) + Ax(t, \alpha, \beta),$$

де $x(t, \alpha, \beta)$ – відбитий сигнал, що містить сукупність корисних параметрів α і випадкових параметрів β , що не вимірюються.

У задачі виявлення факт наявності відбитого сигналу у прийнятій реалізації випадкового процесу $y(t)$ є невідомим (A – невідома величина, рівна 0 або 1). При вимірюванні параметрів, а також при супроводі цілі $A = 1$.

Розглянемо статистику прийнятого сигналу для двох випадків:

$$y(t) = n(t);$$

$$y(t) = n(t) + x(t, \alpha, \beta).$$

3.2.1. Статистика флукуаційної перешкоди

Флукуаційні перешкоди є найпоширенішими в радіолокації. До них належать: внутрішній шум приймача і найпоширеніший вид навмисних перешкод – активні шумові перешкоди.

Флукуаційна перешкода є випадковим стаціонарним ергодичним процесом із нормальним законом розподілу миттєвих значень процесу та нульовим середнім значенням.

Одновимірна густина ймовірності $y(t) = n(t)$ визначається виразом

$$p_n(y) = (1 / \sqrt{2\pi\sigma_n^2}) \exp(-y^2 / 2\sigma_n^2), \quad (3.17)$$

де σ_n^2 – дисперсія шуму.

Із метою спрощення аналізу використовують дві моделі флукуаційної перешкоди: квазібілий і білий шум.

а) *Квазібілим* називається шум, що має постійну спектральну густину потужності N_0 у смузі частот від 0 до f_{\max} .

Енергетичний спектр внутрішнього шуму може мати f_{\max} до 10^{13} Гц.

Швидкість зміни миттєвих значень визначається автокореляційною функцією процесу:

$$R(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} (1/T) \int_0^{\infty} n(t)n(t-\tau) d\tau = R(0)\rho(\tau) \quad (3.18)$$

або

$$R(\tau) = \int_0^{\infty} N(f) \cos 2\pi f \tau df, \quad (3.19)$$

де $\rho(\tau)$ – нормована автокореляційна функція.

Підставляючи в (3.19)

$$N(f) = \begin{cases} N_0 & \text{при } f \leq f_{\max} \\ 0 & \text{при } f > f_{\max} \end{cases}$$

маємо

$$R(\tau) = N_0 \int_0^{f_{\max}} \cos 2\pi f \tau df = N_0 f_{\max} (\sin 2\pi f_{\max} \tau / 2\pi f_{\max} \tau), \quad (3.20)$$

де $N_0 f_{\max} = \sigma_n^2 = R(0)$.

Час кореляції квазібілого шуму, згідно з (3.20), дорівнює:

$$\tau_0 = 1 / 2 f_{\max}. \quad (3.21)$$

б) *Білим шумом* називається модель флуктуаційної перешкоди з постійною спектральною густиною потужності N_0 на нескінченному інтервалі частот ($f_{\max} \rightarrow \infty$) – для білого шуму

$$R(\tau) = N_0 \int_0^{\infty} \cos 2\pi f \tau df = (1/2) N_0 \delta(\tau), \quad (3.22)$$

де

$$\delta(\tau) = 2 \int_0^{\infty} \cos 2\pi f \tau df = \int_{-\infty}^{\infty} \exp(j2\pi f \tau) df. \quad (3.23)$$

– *дельта-функція*, що має властивість:

$$\delta(\tau) = \begin{cases} \infty & \text{при } \tau = 0; \\ 0 & \text{при } \tau \neq 0. \end{cases} \quad (3.24)$$

Відповідно до (3.22) білий шум є дельта-корельованим, що означає нескінченно велику швидкість зміни його миттєвих значень. Білий шум є абстракцією, але дуже зручною при аналізі РЛ систем.

Випадковий процес $y(t)$ однозначно визначається деякою сукупністю своїх значень, і, отже, прийнята реалізація $y(t)$ при $A = 0$ може бути замінена багатовимірною величиною

$$y(t) \Rightarrow Y = \{y_1, y_2, \dots, y_m\}.$$

Така заміна проводиться на підставі **теорему Котельникова**, згідно з якою *будь-яка функція з обмеженим спектром повністю визначається відліками своїх значень, узятих через інтервал*

$$\Delta t = 1 / 2 f_{\max}. \quad (3.25)$$

Відповідно до теорему Котельникова (рис. 3.3)

$$y(t) = \sum_{k=1}^m y(t_k) \psi_k(t), \quad (3.26)$$

де $y(t_k) = y_k$ – елемент вибірки процесу в дискретні моменти часу $t_k = k\Delta t$ ($k=1, 2, \dots$), $\psi_k(t) = \sin[2\pi f_{\max}(t - t_k)] / 2\pi f_{\max}(t - t_k)$.

Чудовою властивістю такого уявлення є те, що коефіцієнти розкладання $y(t_k)$ – некорельовані, а отже, є незалежними випадковими величинами, оскільки процес нормальний.

Некорельованість пояснюється тим, що інтервал дискретності Δt відповідає інтервалу кореляції процесу [порівняйте (3.21) і (3.25)].

Статистика прийнятого сигналу, зумовленого тільки перешкодою, описується при такому уявленні багатовимірною густиною ймовірності:

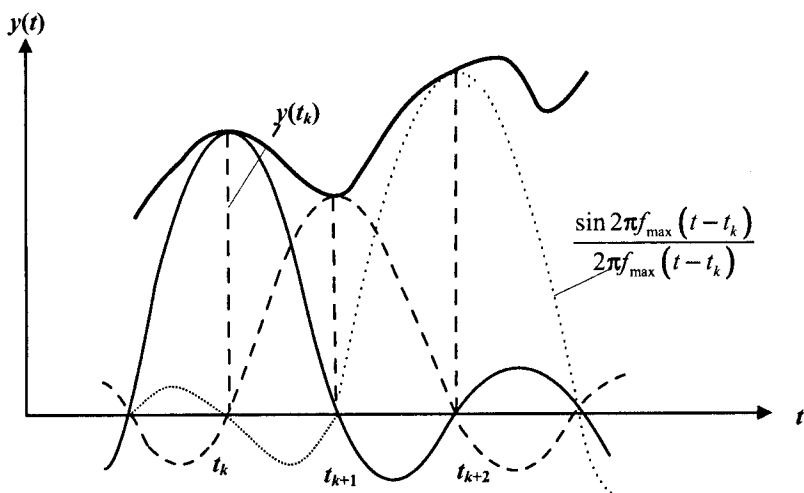


Рис. 3.3

При використанні теореми Котельникова випадкові коефіцієнти розкладання y_1, y_2, \dots незалежні, тому багатовимірна густина визначається добутком одновимірних

$$p_{\Pi}(Y) = \prod_{k=1}^m p(y_k), \quad (3.27)$$

де $p(y_k)$ – одновимірна густина, що відповідає виразу (3.17).

Провівши заміну

$$\sigma_n^2 = N_0 f_{\max} = N_0 / 2\Delta t ,$$

отримаємо

$$p_n(Y) = \prod_{k=1}^m \sqrt{\Delta t / \pi N_0} \exp(-y_k^2 \Delta t / N_0). \quad (3.28)$$

3.2.2. Статистика суміші "сигнал + перешкода"

Відбитий сигнал на вході приймача РЛС (корисний сигнал) подається у вигляді заданої функції часу та сукупності випадкових параметрів α і β :

$$x(t, \alpha, \beta) = B(t) f(\theta, \theta_u) U(t - t_3) \cos[(\omega_0 \pm \omega_d)t + \varphi(t - t_3) + \varphi], \quad (3.29)$$

де $f(\theta, \theta_u)$ – обвідна пеленгаційної характеристики у функції кутових координат антени θ і цілі θ_u .

Деякі параметри сигналу підлягають оцінці при обробці й мають назву істотних або *вимірювальних* параметрів. Сукупність параметрів, що вимірюються, позначається α і включає час запізнювання t_3 , частоту Доплера ω_d і θ_u :

$$\alpha = \{ \theta_u, t_3, \omega_d \}.$$

Решта параметрів (амплітуда B , фаза φ) інформації не несе і є паразитними. Сукупність паразитних параметрів позначається β .

У теорії виявлення корисні сигнали залежно від наявності випадкових параметрів β поділяють на три моделі: $x(t, \alpha)$ – сигнал із повністю відомими параметрами; $x(t, \alpha, \varphi)$ – сигнал із випадковою початковою фазою; $x(t, \alpha, \varphi, B)$ – сигнал із випадковою амплітудою та початковою фазою.

Для 1-ї моделі корисного сигналу прийнята реалізація $y(t) = n(t) + x(t, \alpha)$ за теоремою Котельникова подається у вигляді

$$y(t) \Rightarrow Y = \{ n_1 + x_1, n_2 + x_2, \dots, n_m + x_m \},$$

де x_k – не випадкові величини, що виконують роль математичного очікування для y_k .

Багатовимірна густина ймовірності прийнятого сигналу в цьому випадку має вигляд

$$p_{\text{сн}}(Y) = \prod_{k=1}^m p_{\text{сн}}(y_k) = \prod_{k=1}^m \sqrt{\Delta t / \pi N_0} \exp\left[-(y_k - x_k)^2 \Delta t / N_0\right]. \quad (3.30)$$

Для 2-ї і 3-ї моделей корисного сигналу $p_{\text{сн}}(Y)$ залежить від випадкових параметрів, тому спочатку визначається умовна густина ймовірності $p(Y/\beta)$ відповідно до виразу (3.30), а потім проводиться її усереднювання по густині ймовірності випадкових параметрів β

$$p_{\text{сн}}(Y) = \int_{[\beta]} p_{\text{сн}}(Y/\beta) p(\beta) d\beta, \quad (3.31)$$

де для 2-ї моделі:

$$p(\beta) = p(\varphi),$$

а для 3-ї моделі:

$$p(\beta) = p(\varphi) p(B).$$

Таким чином, статистика прийнятого сигналу повністю описується отриманими виразами (3.30) і (3.31), які використовуються для обчислення відношення правдоподібності та знаходження по ньому алгоритму оптимального виявлення кожної моделі сигналу.

3.3. Алгоритм оптимального виявлення когерентних сигналів на фоні білого шуму

Когерентні сигнали відповідно до визначення (див. параграф 1.2) мають фазову структуру, що закономірно змінюється, при цьому початкова фаза сигналу може бути випадковою. Незалежно від конкретного виду будь-який когерентний сигнал можна пред-

ставити однією з трьох вказаних вище моделей. Для знаходження оптимального алгоритму виявлення сигналу кожної моделі необхідно обчислити відношення правдоподібності за знайденою вище статистикою перешкоди та суміші сигналу з перешкодою та за результатами їх аналізу визначити достатню статистику.

3.3.1. Оптимальне виявлення сигналу з повністю відомими параметрами

Сигнал із повністю відомими параметрами на практиці не зустрічається, оскільки реальні сигнали мають випадкову початкову фазу, а часто й амплітуду. Проте ця модель сигналу є найкращою й дозволяє оцінити потенційні можливості виявлення.

Для обчислення відношення правдоподібності скористаємося загальним виразом

$$l(Y/\alpha) = p_{\text{сн}}(Y/\alpha) / p_{\text{п}}(Y), \quad (3.32)$$

у яке підставляються отримані вирази (3.28) і (3.30) для $p_{\text{сн}}(Y/\alpha)$ і $p_{\text{п}}(Y)$.

Параметр α , вказаний у виразі (3.32), підкреслює, що відношення правдоподібності повинне відповідати конкретному значенню α (наприклад t_3), а оптимальний виявляч повинен забезпечити обчислення $l(Y)$ для всіх можливих α :

$$\begin{aligned} l[Y/\alpha] &= \frac{\prod_{k=1}^m P_{\text{сн}}(y_k/\alpha)}{\prod_{k=1}^m P_{\text{п}}(y_k)} = \frac{\prod_{k=1}^m \exp\left[-(y_k - x_k)^2 \Delta t / N_0\right]}{\prod_{k=1}^m \exp(-y_k^2 \Delta t / N_0)} = \\ &= \exp\left\{-(1/N_0) \sum_{k=1}^m x_k^2 \Delta t\right\} \exp\left\{(2/N_0) \sum_{k=1}^m y_k x_k \Delta t\right\}. \end{aligned} \quad (3.33)$$

Вираз (3.33) є відношенням правдоподібності для відомого сигналу та квазібілого шуму. Його використання для синтезу виявляча є незручним, тому від квазібілого перейдемо до білого шуму, що відповідає $f_{\text{max}} \rightarrow \infty$ або $\Delta t \rightarrow 0$. При цьому від сум у

показниках виразу (3.33) переходимо до інтегралів, які мають такі значення:

$$\lim_{\Delta t \rightarrow 0} \sum_{k=1}^m x_k^2 \Delta t = \int_{-\infty}^{\infty} x^2(t, \alpha) dt = E(\alpha) \quad (3.34)$$

– енергія корисного сигналу;

$$\lim_{\Delta t \rightarrow 0} \sum_{k=0}^m x_k y_k \Delta t = \int_{-\infty}^{\infty} y(t) x(t, \alpha) dt = z(\alpha) \quad (3.35)$$

– кореляційний інтеграл.

Тут $\lim_{\Delta t \rightarrow 0} l[Y/\alpha] = l[y(t)/\alpha]$ означає перехід від багатовимірної випадкової величини до реального неперервного процесу.

З урахуванням цих перетворень відношення правдоподібності для відомого сигналу, що приймається на фоні білого шуму, має остаточний вигляд

$$l[y(t)/\alpha] = e^{\frac{E(\alpha)}{N_0}} e^{\frac{2z(\alpha)}{N_0}}. \quad (3.36)$$

Перший співмножник у (3.36) є постійним (ваговим) коефіцієнтом, другий – визначає залежність $l(Y)$ від прийнятої реалізації. Вираз (3.36) представимо у вигляді

$$l[y(t)/\alpha] = k_1 \exp[k_2 z(\alpha)], \quad (3.37)$$

де $k_1 = \exp[-E(\alpha)/N_0]$; $k_2 = 2/N_0$.

Залежність $l[y(t)/\alpha]$ від $z(\alpha)$ є монотонною (рис. 3.4). Із рисунка бачимо, що порівняння l з l_0 еквівалентно порівнянню z із новим порогом z_0 , який визначається з рівняння

$$l_0 = k_1 \exp(k_2 z_0).$$

Після логарифмування отримаємо

$$\ln l_0 = \ln k_1 + k_2 z_0.$$

звідки

$$z_0 = (\ln l_0 - \ln k_1) / k_2.$$

Таким чином, достатньою статистикою в разі виявлення сигналу з повністю відомими параметрами є кореляційний інтеграл.

Звідси алгоритм оптимального виявлення сигналу 1-ї моделі формулюється так: оптимальний виявляч сигналу з повністю відомими параметрами повинен обчислювати за прийнятим сигналом $y(t)$ кореляційний інтеграл $z(\alpha)$ для всіх значень вимірюваного параметра α і порівнювати його з порогом z_0 .

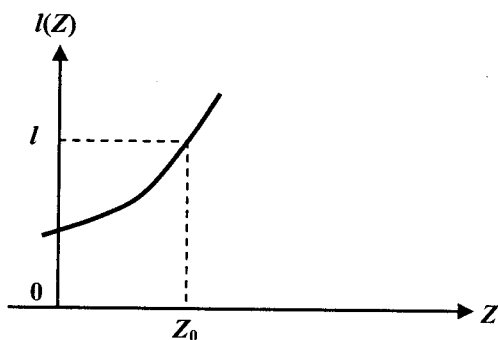


Рис. 3.4

Випадок виявлення сигналу 1-ої моделі є одним із найважливіших у теорії виявлення, оскільки абстрагування від випадкових параметрів дозволяє виявити основні особливості та фізичне значення оптимальної обробки сигналів при виявленні.

Кореляційний інтеграл характеризує ступінь статистичного зв'язку між прийнятим і опорним сигналами, при цьому опорний є копією зондувального (тобто очікуваного корисного) сигналу. Звідси, якщо прийнятий сигнал $y(t)$ містить корисний сигнал, то кореляція існує і $z(\alpha) > 0$, якщо на вході тільки шум, кореляції немає і $z \cong 0$.

Таким чином, найкраще, що можна зробити при виявленні відомого сигналу – порівняти прийнятий сигнал з опорним статистичними методами.

3.3.2. Оптимальне виявлення сигналу з випадковою початковою фазою

Відношення правдоподібності для сигналу з випадковою фазою φ залежить від величини випадкового параметра та визначається з урахуванням співвідношення (3.31) таким виразом:

$$l = p_{\text{сп}}[y(t)] / p_{\text{н}}[y(t)] = \int_{|\varphi|} p_{\text{сп}}[y(t) / \varphi] p(\varphi) d\varphi / p_{\text{н}}[y(t)] = \int_{|\varphi|} l[y(t) / \varphi] p(\varphi) d\varphi, \quad (3.38)$$

де $l[y(t) / \varphi]$ – часткове відношення правдоподібності, обчислене при фіксованому значенні фази φ .

Із метою спрощення запису у виразі (3.38) і далі залежність відношення правдоподібності від параметра α не показана.

Величина $l[y(t) / \varphi]$ визначається виразом (3.36), оскільки при фіксованій величині φ сигнал відповідає першій моделі:

$$l[y(t) / \varphi] = \exp[-E(\varphi) / N_0] \exp[2z(\varphi) / N_0]. \quad (3.39)$$

Випадкова фаза сигналу має рівноймовірний розподіл в інтервалі від 0 до 2π :

$$p(\varphi) = 1 / 2\pi. \quad (3.40)$$

Перш ніж усереднювати (3.39) відповідно до виразу (3.38), необхідно встановити залежність параметрів E і z від фази φ .

Із фізичних властивостей сигналу випливає, що енергія сигналу не залежить від початкової фази:

$$E(\varphi) = E. \quad (3.41)$$

Для визначення залежності $z(\varphi)$ підставимо в кореляційний інтеграл вираз, відповідний миттєвому значенню сигналу з випадковою початковою фазою, і перетворимо косинус суми:

$$\begin{aligned} z(\varphi) &= \int_{-\infty}^{\infty} y(t)x(t)dt = \int_{-\infty}^{\infty} y(t)X(t)\cos[\omega_0 t + \varphi(t) + \varphi]dt = \\ &= \cos\varphi \int_{-\infty}^{\infty} y(t)X(t)\cos[\omega_0 t + \varphi(t)]dt - \sin\varphi \int_{-\infty}^{\infty} y(t)X(t)\sin[\omega_0 t + \varphi(t)]dt = \\ &= z_1 \cos\varphi - z_2 \sin\varphi, \end{aligned} \quad (3.42)$$

де z_1 і z_2 – кореляційні інтеграли від сигналу з повністю відомими параметрами та фазами 0 і 90° , які називаються *квадратурними*. При відомих z_1 і z_2 легко визначити модуль кореляційного інтеграла Z (рис. 3.5)

$$Z = \sqrt{z_1^2 + z_2^2}; \quad \cos \theta = z_1 / Z; \quad \sin \theta = z_2 / Z. \quad (3.43)$$

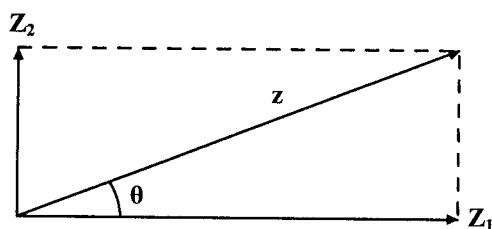


Рис. 3.5

З урахуванням (3.43) вираз (3.42) можна записати у вигляді

$$\begin{aligned} z(\varphi) &= Z[(z_1 / Z) \cos \varphi - (z_2 / Z) \sin \varphi] = \\ &= Z(\cos \theta \cos \varphi - \sin \theta \sin \varphi) = Z \cos(\varphi + \theta). \end{aligned} \quad (3.44)$$

Підставивши (3.40), (3.41) і (3.44) у (3.38), отримуємо

$$l[y(t)] = (1/2\pi) \exp(-E/N_0) \int_0^{2\pi} \exp[(2Z/N_0) \cos(\varphi + \theta)] d\varphi.$$

З урахуванням $(1/2\pi) \int_0^{2\pi} \exp[u \cos(\varphi + \theta)] d\varphi = I_0(u)$ (де $x(t, \alpha) = x(t, t_3) = u(t - t_3)$, модифікована функція Бесселя нульового порядку), відношення правдоподібності для сигналу з випадковою початковою фазою має вигляд

$$l = e^{-\frac{E}{N_0}} I_0\left(\frac{2Z}{N_0}\right), \quad (3.45)$$

або

$$l = k_1 I_0(k_2 Z). \quad (3.46)$$

Залежність $I_0(Z)$ є монотонною, тому замість l можна обчислювати $Z(\alpha)$ і порівнювати її з відповідним порогом Z_0 .

Таким чином, достатньою статистикою для сигналу з випадковою початковою фазою є модуль кореляційного інтеграла $Z(\alpha)$. Алгоритм оптимального виявлення такого сигналу полягає в обчисленні $Z(\alpha)$ для всіх можливих значень вимірюваного параметра α і порівнянні його з порогом z_0 .

3.3.3. Оптимальне виявлення сигналу з випадковими амплітудою та початковою фазою

Відношення правдоподібності для сигналу з випадковими амплітудою та початковою фазою знаходиться шляхом усереднювання за двома незалежними випадковими параметрами φ і B , згідно зі співвідношенням (3.31).

Оскільки вираз (3.45) отриманий шляхом усереднювання за фазою, то його можна використовувати як часткове відношення правдоподібності й усереднити за густиною ймовірності випадкового параметра B . У цьому випадку

$$I[y(t)] = \int_B I[y(t)/B] p(B) dB. \quad (3.47)$$

$I[y(t)/B]$ – відношення правдоподібності для фіксованого B , яке визначається виразом

$$I[y(t)/B] = \exp[-E(B)/N_0] I_0[2Z(B)/N_0], \quad (3.48)$$

де

$$E(B) = B^2 E, \quad Z(B) = BZ. \quad (3.49)$$

Густина розподілу випадкової амплітуди B визначається законом Релея (див. рис. 2.42):

$$p(B) = 2B \exp(-B^2). \quad (3.50)$$

Підставивши (3.48)–(3.50) у (3.47), отримаємо:

$$I[y(t)] = 2 \int_0^\infty B I_0\{2BZ/N_0\} \exp\{-B^2(E/N_0 + 1)\} dB. \quad (3.51)$$

Використавши для (3.51) табличний інтеграл

$$J = \int_0^\infty x I_0(ax) \exp(bx^2) dx = (1/2b) \exp(\alpha^2/4b),$$

і зробивши перетворення, отримаємо:

$$I[y(t)] = \frac{N_0}{N_0 + E} e^{\frac{1}{N_0} \frac{Z^2(\alpha)}{N_0 + E}}. \quad (3.52)$$

Вираз (3.52) є відношенням правдоподібності для сигналу з випадковими початковою фазою та амплітудою. Аналіз виразу (3.52) показує, що відношення правдоподібності для третьої моделі сигналу є монотонною функцією модуля кореляційного інтеграла.

Таким чином, **достатньою статистикою** для сигналу з випадковою початковою фазою та амплітудою є так само, як і для попередньої моделі сигналу, модуль **кореляційного інтеграла** $z(\alpha)$.

Алгоритм оптимального виявлення такого сигналу полягає в **обчисленні модуля кореляційного інтеграла для всіх можливих значень вимірюваного параметра α і порівнянні його з порогом Z_0** .

Аналіз отриманих результатів дозволяє зробити такий висновок: алгоритм оптимального виявлення реальних когерентних сигналів із випадковою початковою фазою (або амплітудою та фазою) полягає в обчисленні модуля **кореляційного інтеграла (КІ)** і порівнянні його при автоматичному виявленні з порогом, визначуваним із заданої умовної ймовірності помилкових тривог.

Кореляційний інтеграл є мірою взаємної кореляції прийнятого коливання з опорним сигналом.

Основною операцією оптимальної обробки сигналів при виявленні є обчислення КІ.

3.4. Методи технічної реалізації оптимального алгоритму виявлення когерентних сигналів

Існує три способи технічної реалізації обчислення кореляційного інтеграла:

- 1) безпосередній;
- 2) за допомогою лінійних фільтрів із спеціально підібраними характеристиками;

3) комбінований.

Перший спосіб обчислення КІ застосовується у приймачах, що отримали назву **кореляційних**, другий – у **фільтрових** приймачах, третій – у приймачах **кореляційно-фільтрового типу**. Існують два рівноцінних за ефективністю методи прийому: *кореляційний і фільтровий*.

3.4.1. Кореляційні приймачі

Кореляційний приймач для сигналу з повністю відомими параметрами

Безпосереднє обчислення кореляційного інтеграла $z(\alpha)$ полягає в перемножуванні прийнятого сигналу $y(t)$ з опорним (очікуваним) сигналом $x(t, \alpha)$ і *інтегрування* отриманого добутку. Якщо параметр, що вимірюється, відомий точно, то структурна схема кореляційного приймача складається з помножувача й інтегратора.

З огляду на те, що вимірюваний параметр, як правило, невідомий (наприклад, t_s), то необхідно обчислювати $z(\alpha)$ для всіх можливих його значень. Тому задачу синтезу кореляційного приймача можна розв'язувати двома способами.

Перший спосіб полягає в паралельному огляді по вимірюваному параметру α в діапазоні можливих його змін. У цьому випадку кореляційний приймач є багатоканальним (рис. 3.6).

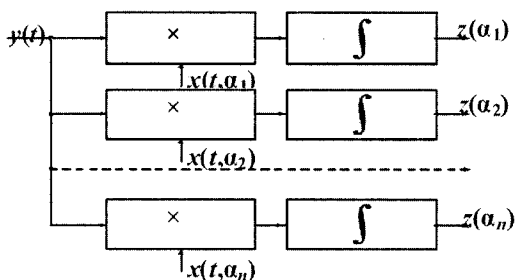


Рис. 3.6

При другому – огляд всіх можливих значень вимірюваного параметра α здійснюється послідовно (рис. 3.7).

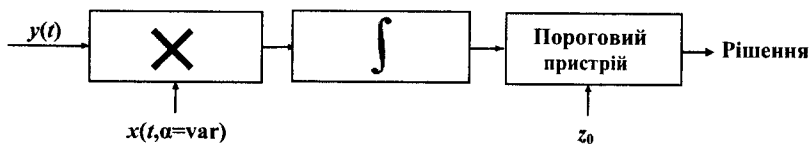


Рис. 3.7

Кореляційний приймач для сигналу з випадковими параметрами

Достатньою статистикою для сигналів із випадковою фазою, а також із випадковими амплітудою та фазою є модуль кореляційного інтеграла $Z(\alpha)$.

Перехід від обчислення кореляційного інтеграла до його модуля фізично пояснюється тим, що, не знаючи початкову фазу прийнятого сигналу не можна проводити його перемноження з опорним сигналом, оскільки результат перемноження і усереднювання залежить від різниці фаз між опорними та прийнятими сигналами. У випадках, коли різниця фаз складає $\pi/2$, кореляційний інтеграл має значення, близьке до нуля, і інформація про сигнал втрачається.

Як впливає з отриманого алгоритму, для сигналів із випадковими параметрами оптимальний приймач (рис. 3.8) повинен обчислювати два кореляційні інтеграли:

$$z_1(\alpha) = \int_{-\infty}^{\infty} y(t) X(t, \alpha) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)] dt ;$$

$$z_2(\alpha) = \int_{-\infty}^{\infty} y(t) X(t, \alpha) \sin[\omega_0 t + \varphi(t)] dt ,$$

у яких опорні сигнали повністю відомі й ортогональні один одному. Модуль кореляційного інтеграла визначається відповідно до виразу

$$Z(\alpha) = \sqrt{z_1^2(\alpha) + z_2^2(\alpha)} .$$

Канали приймача, у яких обчислюються кореляційні інтеграли $z_1(\alpha)$ і $z_2(\alpha)$, називають *квадратурними*.

Багатоканальність кореляційного приймача зумовлена властивостями корелятора як лінійного елемента зі змінними параметрами. Такими властивостями є, по-перше, неінваріантність до початкової фази сигналу, по-друге, неінваріантність до часу запізнювання. Перше викликає необхідність застосування двох квадратурних каналів при кожному фіксованому t_3 , друге – багатоканальність каналів за дальності (t_3).

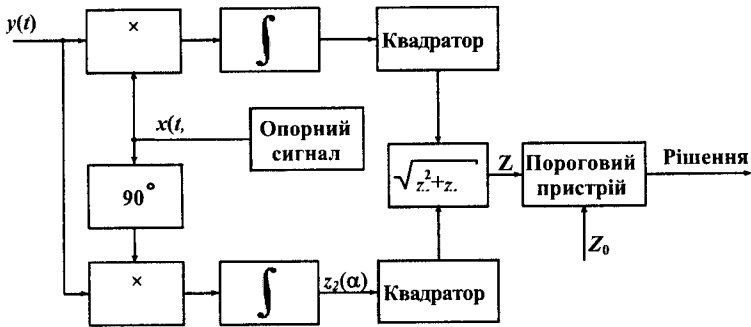


Рис. 3.8

Число каналів за дальністю визначається скважністю імпульсів ($Q = T_n / \tau_i$). Так, для оглядової РЛС сантиметрового діапазону число каналів має порядок 10^3 і більше. Це призведе до ускладнення технічної реалізації кореляційного приймача, який використовується в двох основних випадках:

1) коли малий інтервал зміни (наприклад, у РЛС супроводження цілі);

2) при складній структурі зондувального сигналу, коли створення фільтрового приймача значно ускладнюється.

3.4.2. Метод фільтрового прийому. Оптимальні фільтри

У радіолокації найпоширенішим є прийом сигналів із довільним часом запізнювання $\alpha = t_3$. Кореляційний приймач у цьому випадку повинен мати складну багатоканальну структуру. Це зумовлює доцільність застосування іншого методу обчислення $z(\alpha)$.

Представимо корисний сигнал $x(t, \alpha)$ із довільним $\alpha = t_3$ у вигляді

$$x(t, \alpha) = x(t, t_3) = u(t - t_3), \quad (3.53)$$

де $u(t)$ – сигнал із нульовим часом запізнювання t_3 (зондувальний сигнал).

Кореляційний інтеграл з урахуванням (3.53) визначається так:

$$z(t_3) = \int_{-\infty}^{\infty} y(s)u(s - t_3) ds. \quad (3.54)$$

Вираз (3.54) є інтегралом згортки, який, як відомо, визначає напругу на виході лінійного фільтра:

$$\omega(t) = \int_{-\infty}^{\infty} y(s)h(t - s) ds, \quad (3.55)$$

де $\omega(t)$ – напруга на виході фільтра; $h(t)$ – імпульсна характеристика фільтра.

Порівняння виразів (3.54) і 3.55) дозволяє зробити висновок, що обчислення кореляційного інтеграла $z(t_3)$ можливо за допомогою лінійних фільтрів, якщо відповідним чином підібрати їх імпульсні характеристики.

Лінійний фільтр, імпульсна характеристика якого забезпечує обчислення кореляційного інтеграла для очікуваного сигналу, називається оптимальним.

а) Імпульсна характеристика оптимального фільтра (ОФ)

Імпульсна характеристика описує реакцію фільтра на вхідну напругу у вигляді одиничного дельта-імпульсу $\delta(t)$, поданого в момент часу $t = 0$.

Відповідно до визначення ОФ, напруга на його виході для будь-якого t_3 з урахуванням постійної затримки в самому фільтрі t_0 повинна з точністю до постійного коефіцієнта C бути рівною кореляційному інтегралу $z(t_3)$, тобто

$$\omega(t_3 + t_0) = Cz(t_3). \quad (3.56)$$

Підставимо в (3.5) відношення (3.54) і (3.55):

$$\int_{-\infty}^{\infty} y(s)h(t_3 + t_0 - s)ds = C \int_{-\infty}^{\infty} y(s)u(s - t_3)ds. \quad (3.57)$$

Рівність (3.57) тотожно виконуватиметься, якщо

$$h(t_3 + t_0 - s) = Cu(s - t_3).$$

Позначивши $t_3 + t_0 - s = t$, отримаємо вираз для імпульсної характеристики оптимального фільтра

$$h_{\text{опт}}(t) = Cu(t_0 - t). \quad (3.58)$$

Якщо провести заміну $t = (t_0 / 2) + \xi$, то отримаємо вираз імпульсної характеристики ОФ, зручний для аналізу:

$$h_{\text{опт}}[(t_0 / 2) + \xi] = Cu[(t_0 / 2) - \xi]. \quad (3.59)$$

Виходячи з вищевикладеного, можна зробити такі висновки:

1. Імпульсна характеристика ОФ однозначно визначається видом очікуваного (зондувального) сигналу, а саме: імпульсна характеристика ОФ визначається виходячи з функції $u(t)$, що описує корисний сигнал, шляхом заміни в ній аргументу t на $t_0 - t$. Така заміна аргументу, як випливає з (3.59), відповідає дзеркальному відображенню функції $u(t)$ відносно до прямої $t_0 / 2$. Це дозволяє легко синтезувати $h_{\text{опт}}(t)$ за видом зондувального сигналу.

Отже, імпульсна характеристика ОФ являє собою обернений у часі і затриманий сигнал.

2. Постійні коефіцієнти C і t_0 ураховують особливості фільтрації:

C указує на можливість довільного вибору коефіцієнта підсилення оптимального фільтра;

t_0 визначає постійну часу фільтру й обирається з умови $t_0 \geq \tau_i$.

Ця умова визначає фізичну реалізацію фільтра. Оскільки відгук на виході будь-якого фільтра не може бути раніше надходження сигналу, то

$$h(t) = 0 \text{ при } t < 0,$$

$$h(t - t_0) = 0 \text{ при } t = \tau_i > t_0$$

Звідси умовою фізичної реалізованості оптимального фільтра є $t_0 \geq \tau_i$.

Як приклад, зобразимо очікуваний сигнал та відповідну йому імпульсну характеристику ОФ (рис. 3.9) при $t_0 = \tau_i$.

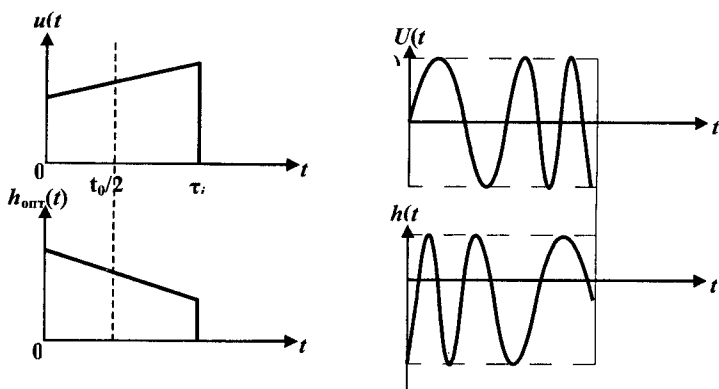


Рис. 3.9

б) Частотна характеристика ОФ

Частотна характеристика визначає коефіцієнт передачі лінійної ланки при дії на вході гармонійної напруги, тобто

$$K(f) = \dot{\omega}(t) / \dot{y}(t) \text{ при } \dot{y}(t) = \exp(j2\pi ft). \quad (3.60)$$

Підставивши в (3.60) значення $\dot{y}(t)$ і $\dot{\omega}(t)$ із (3.54), можна показати, що частотна характеристика пов'язана з імпульсною характеристикою перетворенням Фур'є:

$$K(f) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) \exp(-j2\pi ft) dt. \quad (3.61)$$

Для визначення частотної характеристики ОФ у співвідношення (3.61) підставимо значення $h_{\text{опт}}(t)$ з (3.58):

$$\dot{K}_{\text{опт}}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} h_{\text{опт}}(\tau) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau = C \int_{-\infty}^{\infty} u(t_0 - \tau) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau.$$

Провівши заміну змінних $t = t_0 - \tau$, після перетворень отримаємо

$$\dot{K}_{\text{опт}}(f) = C \exp(-j2\pi f t_0) \int_{-\infty}^{\infty} u(t) \exp(j2\pi f t) dt. \quad (3.62)$$

Інтеграл у (3.62) відповідає спряженому спектру сигналу:

$$\int_{-\infty}^{\infty} u(t) \exp(j2\pi f t) dt = \dot{g}^*(f). \quad (3.63)$$

Вираз для частотної характеристики ОФ з урахуванням (3.63) має вигляд

$$\dot{K}_{\text{опт}}(f) = C \dot{g}^*(f) e^{-j2\pi f t_0}. \quad (3.64)$$

З аналізу (3.64) випливає, що **частотна характеристика ОФ повинна вибиратися відповідно до виду спектра очікуваного сигналу.**

Для зручності аналізу розглянемо роздільно амплітудно-частотну (АЧХ) і фазочастотну (ФЧХ) характеристики. Із цією метою (3.64) запишемо у вигляді

$$\dot{K}_{\text{опт}}(f) = C |\dot{g}^*(f)| \exp\{-j[\varphi_g(f) + 2\pi f t_0]\} = |\dot{K}_{\text{опт}}(f)| \exp[j\varphi_k(f)]. \quad (3.65)$$

Звідси вирази для АЧХ і ФЧХ відповідно мають вигляд:

$$|\dot{K}_{\text{опт}}(f)| = C |\dot{g}^*(f)|; \quad (3.66)$$

$$\varphi_{k \text{ опт}}(f) = -[\varphi_g(f) + 2\pi f t_0]. \quad (3.67)$$

Із вищевикладеного можна зробити такі висновки.

1. *Амплітудно-частотна характеристика ОФ із точністю до постійного множника збігається з амплітудно-частотним спектром очікуваного сигналу.* Це свідчить про те, що ОФ найкраще пропускає спектральні складові, найбільш сильно виражені в спектрі. Слабкі складові послабляються ОФ, оскільки їм відповідають малі величини відношення сигнал/шум.

Оскільки при цьому спотворюється форма амплітудно-частотного спектру вихідного сигналу, то відбувається і спотворення самого сигналу. Проте, завданням оптимальної фільтрації

є не точне відтворення форми сигналу, а якнайкраще його виділення на фоні шуму.

2. Фазочастотна характеристика ОФ рівна за величиною та протилежна за знаком сумі фазочастотного спектру сигналу і фазового запізнювання у фільтрі $2\pi ft_0$.

ФЧХ ОФ компенсує фазові запізнювання всіх гармонік у момент $t = t_3 + t_0$ і забезпечує тим самим утворення піку сигналу на виході (рис. 3.10). Вибір АЧХ і ФЧХ ОФ (рис. 3.11) відповідає висновкам, зробленим з аналізу виразів (3.66) і (3.67).

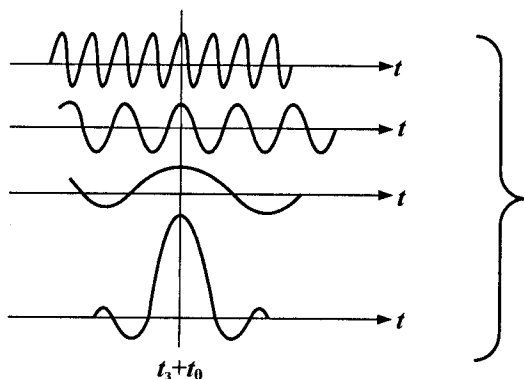


Рис. 3.10

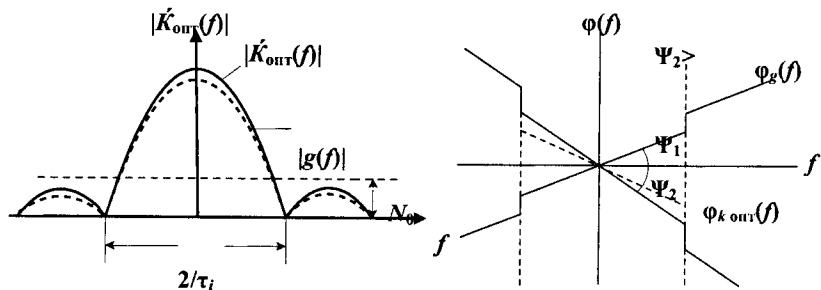


Рис. 3.11

в) Відношення сигнал/шум на виході ОФ

Під відношенням сигнал/шум розуміється відношення максимального значення корисного сигналу до середньоквадратичного значення шуму на виході ОФ:

$$\begin{aligned} |C/Ш|_{\text{напр}} &= q = \varpi_{c \max} / \varpi_{\text{пскв}}; \\ |C/Ш|_{\text{пот}} &= q^2 = \varpi_{c \max}^2 / \varpi_{\text{пскв}}^2. \end{aligned} \quad (3.68)$$

Для розрахунку $W_{c \max}$ визначимо загальний вираз для корисного сигналу на виході ОФ. Використовуючи перетворення Фур'є, можна записати:

$$\varpi_c(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{g}_{\text{вих}}(f) \exp(j2\pi ft) df, \quad (3.69)$$

де $\dot{g}_{\text{вих}}(f)$ – спектр сигналу на виході ОФ, що визначається виразом

$$\dot{g}_{\text{вих}}(f) = \dot{g}_{\text{вх}}(f) \dot{K}_{\text{опт}}(f). \quad (3.70)$$

Спектр вхідного сигналу з урахуванням теореми запізнювання визначається через спектр зондувального сигналу:

$$\dot{g}_{\text{вх}}(f) = \dot{g}(f) \exp(-j2\pi ft_3). \quad (3.71)$$

Підставляючи в (3.69) вирази (3.71), (3.70) і (3.64), одержуємо:

$$\begin{aligned} \varpi_c(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} \dot{g}_{\text{вих}}(f) \exp(j2\pi ft) df = \\ &= C \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{g}(f)|^2 \exp\{j2\pi f[t - (t_3 + t_0)]\} df. \end{aligned} \quad (3.72)$$

В отриманому виразі проведемо розкладання $\exp\{j2\pi f[t - (t_3 + t_0)]\}$ за формулою Ейлера і врахуємо, що інтеграл від $\sin x$ як непарної функції у симетричних межах, рівний нулю.

При цьому остаточно отримаємо

$$\varpi_c(t) = C \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{g}(f)|^2 \cos 2\pi f[t - (t_3 + t_0)] df. \quad (3.73)$$

Аналіз виразу (3.73) дозволяє дати фізичне трактування принципу оптимальної фільтрації: *вихідний сигнал ОФ є накладенням спектральних складових і не залежить від фазочастотного спектра сигналу, який компенсується, завдяки оптимальному виду ФЧХ; у момент часу $t = t_3 + t_0$ унаслідок компенсую-*

чої дії ФЧХ ОФ усі гармонійні складові опиняються у фазі, що відповідає їх максимальному значенню. У цей момент вихідний сигнал максимальний і рівний

$$\varpi_{c \max} = C \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{g}(f)|^2 df. \quad (3.74)$$

Застосувавши до (3.74) теорему Парсеваля

$$\int_{-\infty}^{\infty} |\dot{g}(f)|^2 df = \int_{-\infty}^{\infty} u^2(t) dt = E,$$

отримаємо, що

$$\varpi_{c \max} = CE. \quad (3.75)$$

Для розрахунку $\varpi_{\text{пскв}}$ скористаємося співвідношенням

$$\varpi_{\text{пскв}}^2 = \int_0^{\infty} N_{\text{вих}}(f) df,$$

де

$$N_{\text{вих}}(f) = N_0 |K_{\text{опт}}(f)|^2 \quad (3.76)$$

або з урахуванням (3.64)

$$N(f) = C^2 N_0 |\dot{g}(f)|^2.$$

Підставляючи це співвідношення в (3.76) і враховуючи, що

$$\int_0^{\infty} |\dot{g}(f)|^2 df = (1/2) \int_{-\infty}^{\infty} u^2(t) d(t) = (1/2) E,$$

одержуємо

$$\varpi_{\text{пскв}}^2 = (1/2) C^2 N_0 E. \quad (3.77)$$

Відношення сигнал/шум з урахуванням (3.75) і (3.77) визначається виразом

$$q = \sqrt{\frac{2E}{N_0}}. \quad (3.78)$$

Таким чином, відношення сигнал/шум на виході ОФ залежить тільки від енергії очікуваного сигналу та спектральної густини шуму і не залежить від форми сигналу й законів модуляції його параметрів (тільки для прийому на фоні білого шуму). Останнє пояснюється тим, що білий шум за всіма координатами рівномірний. Крім того, оптимальні фільтри забезпечують отримання найбільшого відношення сигнал/шум серед усіх лінійних фільтрів.

г) Фільтрові приймачі

Лінійний фільтр на відміну від корелятора є пристроєм із постійними параметрами й має властивість інваріантності як до початкової фази сигналу, так і до часу його запізнювання. Отже, ОФ визначає кореляційний інтеграл для корисного сигналу з будь-яким запізнюванням, а на виході ОФ і амплітудного детектора забезпечується отримання значень $Z(\alpha)$ для різних $\alpha = t_3$. Напряга на виході ОФ, якщо не враховувати дію шумів, відповідає автокореляційній функції сигналу, значення якої в момент $t = t_3 + t_0$ максимальне і рівне КІ. Дійсно, якщо в загальний вираз вихідного сигналу лінійного фільтра (3.55) за $y(s) = u(s)$ підставити імпульсну характеристику ОФ (3.58) і позначити $t_0 - t = \tau$, отримаємо

$$\omega_c(\tau) = C \int_{-\infty}^{+\infty} u(s) u(s - \tau) ds.$$

Це має суттєве значення при вивченні питань вимірювання параметрів і розподілу сигналів. Зокрема, знаючи автокореляційну функцію сигналу, можна без аналізу фільтрації зобразити вид вихідного сигналу. Наприклад, для прямокутного радіоімпульсу $\omega_c(t)$ має ромбічну обвідну (рис. 3.12).

Завдяки вказаній властивості ОФ, фільтровий приймач є одноканальним і містить у собі: ОФ для заданого сигналу; детектор обвідної (для обчислення модуля КІ) і пороговий пристрій (рис. 3.13). Повна структурна схема приймача залежить від структури ОФ, яка визначається видом зондувального сигналу, оскільки його характеристики (імпульсна і частотна) повністю узгоджені з відповідними характеристиками сигналу. Тому ОФ при виявленні на фоні білого шуму інакше називають **узгодженим фільтром (УФ)**.

УФ є оптимальним також і при вузькосмуговій перешкоді, якщо її спектральна густина потужності постійна в смузі прийому. При перешкоді з нерівномірною спектральною густиною потужності в смузі частот приймача (небілий шум) УФ не є оптимальним.

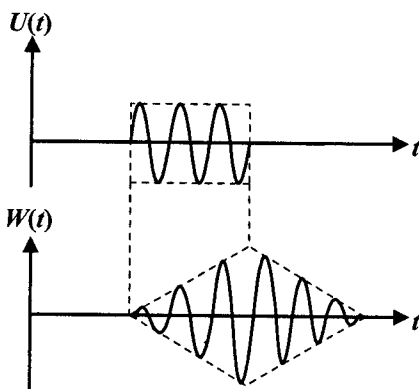


Рис. 3.12

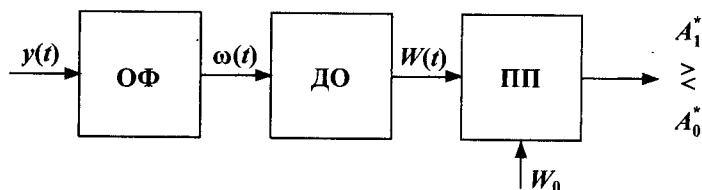


Рис. 3.13

Фільтрові приймачі виявлення, унаслідок своєї простоти порівняно з кореляційними, знаходять основне застосування в РЛС. Замість терміна "фільтровий метод прийому" частіше використовується термін "оптимальна фільтрація сигналу" (параграф 3.5).

3.4.3. Кореляційно-фільтрової метод прийому

Кореляційно-фільтрова обробка когерентних сигналів поєднує операції кореляційного та фільтрового обчислення КІ, що в певних випадках спрощує цю обробку порівняно з кореляційною або фільтровою.

Для вивчення принципу кореляційно-фільтрової обробки необхідно в КІ опорний сигнал подати у вигляді двох окремих опорних сигналів $x_1(t)$ і $x_2(t)$, добуток яких йому відповідає і є копією очікуваного сигналу:

$$x(t, \alpha) = x_1(t, \alpha)x_2(t, \alpha).$$

Оптимальна обробка виконується в цьому випадку так:

- а) прийнятий сигнал $y(t)$ перемножується з першим опорним, що відповідає кореляційному методу прийому;
- б) отриманий результат $y(t)x_1(t)$ фільтрується оптимальним фільтром, узгодженим тільки з другим опорним сигналом, тобто має імпульсну характеристику вигляду

$$h_{\text{опт}}(t) = Cx_2(t_0 - t).$$

Наявність кореляційної частини приймача дозволяє застосовувати ОФ іншої структури порівняно з ОФ фільтрового приймача.

Метод кореляційно-фільтрового прийому знаходить застосування при виявленні когерентної пачки простих радіоімпульсів, а також при оптимальній фільтрації складних сигналів із частотною або фазовою модуляцією.

При когерентній пачці $x_1(t)$ є послідовністю імпульсів із періодом T_n , а $x_2(t)$ – немодульоване коливання тривалістю MT_n . Операція перемноження $y(t)x_1(t)$ називається стробуванням. Наявність попереднього стробування дозволяє використовувати вузькосмугові фільтри замість складніших фільтрів, узгоджених із повною когерентною пачкою.

У разі обробки складних сигналів закон модуляції опорного сигналу $x_1(t)$ повторює закон внутрішньої імпульсної модуляції сигналу, при цьому на виході кореляційної частини сигнал демодулюється і подальша обробка спрощується.

3.5. Оптимальна фільтрація основних видів когерентних сигналів

Найширше застосування в сучасних РЛС виявлення аеродинамічних цілей знаходять пачки простих (вузькосмугових) і складних (широкосмугових) радіоімпульсів.

При оптимальній фільтрації пачок виникають дві послідовно виконувані операції: оптимальна узгоджена фільтрація одиночних імпульсів (пристрій обробки називають ОФОІ або УФОІ) і фільтрація (накопичення) імпульсів після ОФОІ.

ОФ вимагає реалізувати повне узгодження, характеристик. На практиці часто досягається лише часткове узгодження, і фільтрацію називають **квазіоптимальною** (КОФ).

Синтез ОФ можна здійснити двома методами: часовим і спектральним.

Часовий метод ґрунтується на використуванні зв'язку між імпульсною характеристикою фільтра і сигналом і полягає в побудові фільтра, імпульсна характеристика якого є дзеркальним відображенням сигналу.

Спектральний метод ґрунтується на зв'язку між частотною характеристикою ОФ і спектром сигналу і полягає в підборі такого фільтра, частотна характеристика якого в деякому масштабі та із запізнюванням $2\pi ft_0$ відтворює спектр сигналу.

3.5.1. Оптимальні фільтри одиночних простих радіоімпульсів

Оптимальний фільтр для прямокутного радіоімпульсу

Для синтезу ОФ скористаємося часовим методом. На рис. 3.14 показаний сигнал (прямокутний радіоімпульс) і потрібна імпульсна характеристика ОФ.

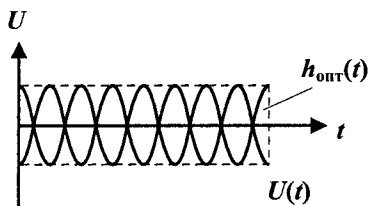


Рис. 3.14

Завдання полягає у виборі пристрою, що має необхідну імпульсну характеристику. Таким пристроєм може бути контур високої добротності з лінією затримки на T_n , суматором і інвертором (рис. 3.15).

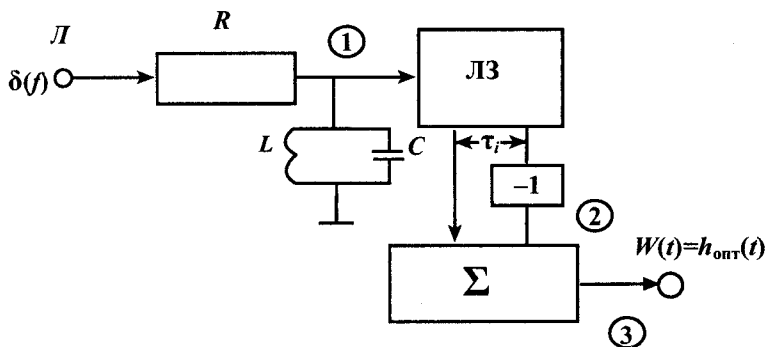


Рис. 3.15

Необхідна імпульсна характеристика утворюється відніманням двох вільних коливань: незатриманого та затриманого на τ_i (рис. 3.16 а).

Як видно з рис. 3.16 б, ОФ перетворює радіоімпульс з прямокутною обвідною в ромбічний радіоімпульс з тривалістю $2\tau_i$ за нульовим рівнем.

Технічна реалізація такого фільтра пов'язана з труднощами, які визначаються необхідністю застосування контуру високої добротності та високоточної лінії затримки.

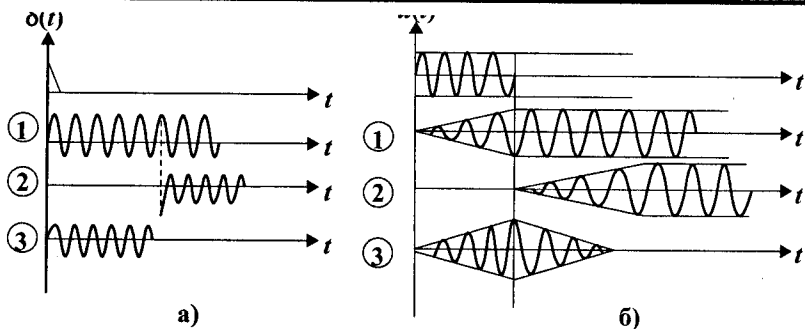


Рис. 3.16

На практиці для фільтрації прямокутних радіоімпульсів застосовують квазіоптимальні фільтри. Квазіоптимальну фільтрацію здійснюють за допомогою смугових підсилювачів підбором смуги пропускання. Особливості такого фільтра порівняно з ОФ зручно пояснити за видами частотної характеристики.

Спектр прямокутного радіоімпульсу має вид функції $\sin x / x$, причому фазочастотний спектр має стрибки на величину π , зумовлені зміною знака функції $\sin x / x$ під час переходу через нуль (див. рис. 3.11).

Смугу пропускання смугового фільтру Π_{ϕ} (рис. 3.17) обирають за формулою Сифорова

$$\Pi_{\text{опт}} = 1,37 / \tau_i.$$

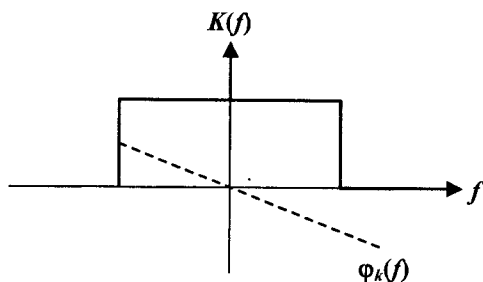


Рис. 3.17

При цьому програш у відношенні сигнал/шум за потужністю складає лише 17 % (у 1,2 рази):

$$q_{\text{пф}}^2 \approx 0,83q^2.$$

Квазіоптимальним називається фільтр, форма АЧХ якого задана наперед, а максимум відношення сигнал/шум забезпечується тільки підбором смуги.

Оптимальна фільтрація дзвоноподібного радіоімпульсу

Аналітично дзвоноподібний радіоімпульс може бути представлений у вигляді

$$u(t) = U_m \exp(-at^2) \cos 2\pi f_0 t,$$

де a – коефіцієнт, визначуваний тривалістю імпульсу.

Спектр такого сигналу також є дзвоноподібним:

$$g(f) = g_{\text{max}} \exp\left[-\pi^2 (f_0 - f)^2 / a^2\right].$$

Оскільки $g(f)$ є дійсною функцією, то його фазочастотний спектр – нульовий.

Синтез ОФ зручно проводити за частотною характеристикою (рис. 3.18).

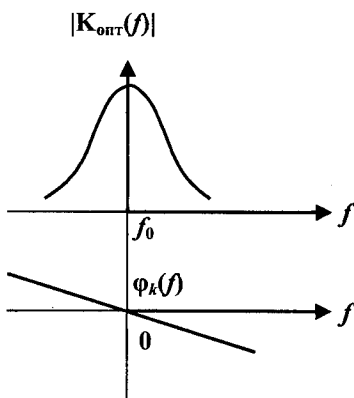


Рис. 3.18

Фільтром, дуже близьким до оптимального, є багатокаскадний підсилювач проміжної частоти (ППЧ) на одиночних контурах, настроєних на f_0 .

Таким чином, для одиночних вузькосмугових радіоімпульсів квазіоптимальні фільтри дають майже такі ж результати, як і ОФ, і в побудові строго оптимальних фільтрів немає необхідності. Квазіоптимальна фільтрація радіоімпульсів здійснюється ППЧ.

Проведений аналіз показує, що для простих імпульсів точне і наближене узгодження здійснюється підбором параметрів звичайних ППЧ.

Для прямокутного імпульсу КОФ є багатокаскадний ППЧ із взаємно розстроєними контурами, а для дзвоноподібного імпульсу практично оптимальним фільтром служить багатокаскадний ППЧ з одиночними настроєними на загальну резонансну частоту контурами за умови узгодження смуги пропускання з шириною спектра сигналу.

3.5.2. Оптимальна фільтрація одиночних складних сигналів

Широкосмуговими (ШСС) або **складними** сигналами називаються сигнали, що мають одночасно велику тривалість і широкий спектр, для яких виконується умова

$$P_i \tau_i \gg 1.$$

Добуток ширини спектра сигналу (P_i) на його тривалість (τ_i) називають "базою" сигналу (B). Як відомо, для вузькосмугових (ВСС) або простих сигналів $B \approx 1$.

Широкосмуговість сигналів забезпечується за рахунок внутрішньо-імпульсної (частотної або фазової) модуляції.

Найбільше розповсюдження серед ШСС отримали:

- кодо-фазо-маніпульовані імпульси (КФМІ);
- частотно-маніпульовані імпульси (ЧМІ);
- лінійно-частотно-модульовані імпульси (ЛЧМІ);
- нерегулярні імпульсні послідовності (кодові пакети імпульсів).

Крім того, до ШСС належать імпульси з комбінованою частотно-фазовою маніпуляцією та частотно-модульовані імпульси з нелінійним законом зміни частоти.

Основна властивість ШСС

Широкопasmові сигнали мають одну чудову властивість, для виявлення якої проведемо якісний аналіз проходження двох радіоімпульсів – широкопasmового та вузькопasmового через оптимальні для них фільтри, припускаючи, що імпульси мають однакові спектри потужності:

$$|g_{\text{всс}}(f)|^2 = |g_{\text{шсс}}(f)|^2,$$

а отже

$$\Pi_{i \text{ всс}} = \Pi_{i \text{ шсс}} = \Pi_i.$$

Оскільки аналітично вихідний сигнал ОФ визначається виразом

$$\omega_c(t) = C \int_{-\infty}^{+\infty} |g(f)|^2 \cos 2\pi f [t - (t_3 + t_0)] dt,$$

то обидва імпульси на виході матимуть однакову форму і тривалість. У той же час відповідно до визначення ШСС його тривалість на вході значно більше тривалості ВСС:

$$\tau_{\text{всс}} = 1 / \Pi_i; \quad \tau_{\text{шсс}} = B / \Pi_i.$$

Відношення тривалостей ШСС на вході та виході дорівнює базі сигналу B (рис. 3.19).

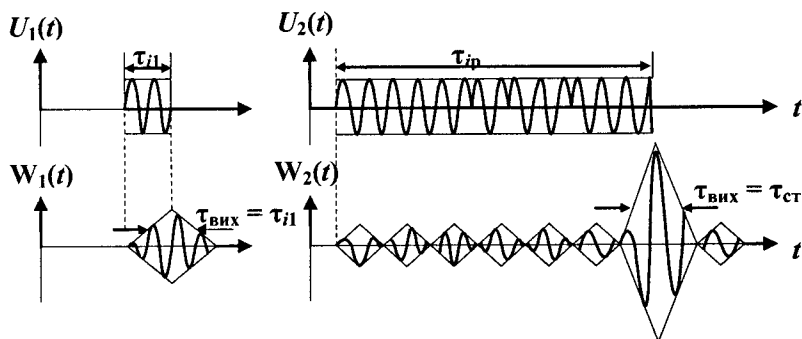


Рис. 3.19

Проведений аналіз дозволяє сформулювати **основну властивість широкосмугових сигналів**: *широкосмугові сигнали стискаються за тривалістю на виході оптимальних для них фільтрів.*

Коефіцієнт стиснення ШСС дорівнює величині бази сигналу

$$K_{\text{ст}} = \Pi_i \tau_i.$$

Стиснення ШСС при їх оптимальній обробці характеризує їх переваги перед ВСС, які полягають у такому.

1. Застосування ШСС дозволяє збільшити дальність дії РЛС без погіршення роздільної здатності і точності вимірювання дальності.

2. Використання стиснення ШСС дозволяє одержувати високу роздільну здатність РЛС за дальністю аж до спостереження окремих елементів цілі без втрати енергії сигналу. Так, техніка стискання ШСС дозволяє розрізняти дві цілі, імпульси від яких на вході приймача перекриваються (рис. 3.20).

3. Використовування ШСС дозволяє одночасно виміряти дальність і швидкість цілі з високою точністю. Як буде показаний нижче, при використуванні вузькосмугових сигналів це неможливо.

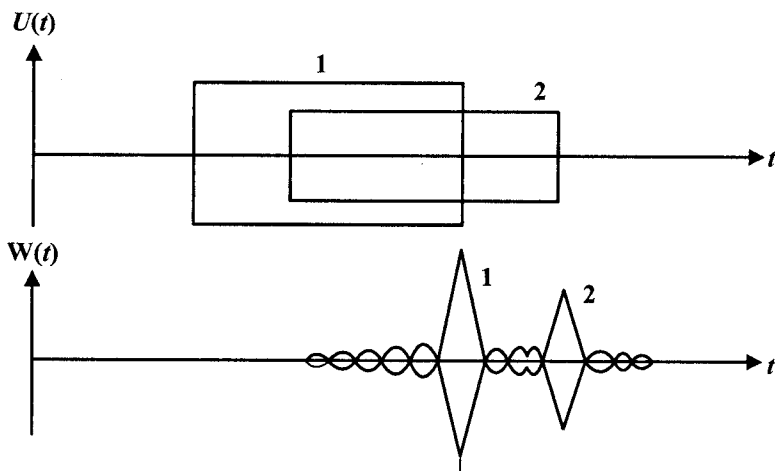


Рис. 3.20

Застосування ШСС підвищує перешкодозахищеність РЛС від дії активних перешкод, оскільки розширення спектру сигналу утрудняє створення маскувальних шумових перешкод і примушує збільшувати ширину смуги спектра перешкоди.

При фіксованій потужності перешкоди P_i спектральна густина її потужності N_n залежить від Π_i :

$$N_n = P_n / \Pi_i.$$

Відношення сигнал/шум при $N_n \gg N_0$ відповідає

$$q = \sqrt{2E\Pi_i / P_n}.$$

З цього виразу видно, що q збільшується при збільшенні Π_i .

5. Унаслідок підвищення роздільної здатності РЛС за дальністю поліпшується перешкодозахищеність від розподілених пасивних перешкод (див. розділ 6).

Оптимальна фільтрація КФМІ

Характеристика КФМІ

Як засіб розширення спектра радіоімпульсу може застосовуватися фазова маніпуляція.

Кодо-фазо-маніпулювані імпульси – це радіоімпульси тривалістю τ_i , що складаються з n парціальних, зімкнутих один з одним радіоімпульсів тривалістю $\tau_0 = \tau_i / n$, у кожний із яких вводиться відповідний коду фазовий зсув φ_k ($1, 2, \dots, n$).

Аналітично КФМІ можна записати у вигляді

$$u(t) = \sum_{k=1}^n U_k(t) \exp[-j(\omega_0 t + \varphi_k)],$$

де $U_k(t)$ – імпульс одиничної амплітуди й фіксованої тривалості τ_0 ;

$$U_k(t) = \begin{cases} 1 & \text{при } (k-1)\tau_0 \leq t < k\tau_0; \\ 0 & \text{при інших значеннях } t. \end{cases}$$

Значення фаз φ_k і порядок їх чергування вибираються з умови забезпечення ширини спектра КФМІ й меншої його порізаності.

Частіше за все використовують протифазну маніпуляцію (рис. 3.21), коли φ набуває тільки два значення: 0 і π . У цьому випадку комплексні амплітуди парціальних імпульсів набувають значення

$$\dot{U}_k = \exp(j\varphi_k) = \begin{cases} 1 & \text{при } \varphi_k = 0; \\ -1 & \text{при } \varphi_k = \pi. \end{cases}$$



Рис. 3.21

Ширина спектра КФМІ обернено пропорційна тривалості парціального імпульсу: $\Pi_i = 1/\tau_0$.

Порівняння спектрів КФМІ і немодульованих імпульсів тривалістю τ_i і τ_0 (рис. 3.22) проводиться для сигналів з однаковою енергією.

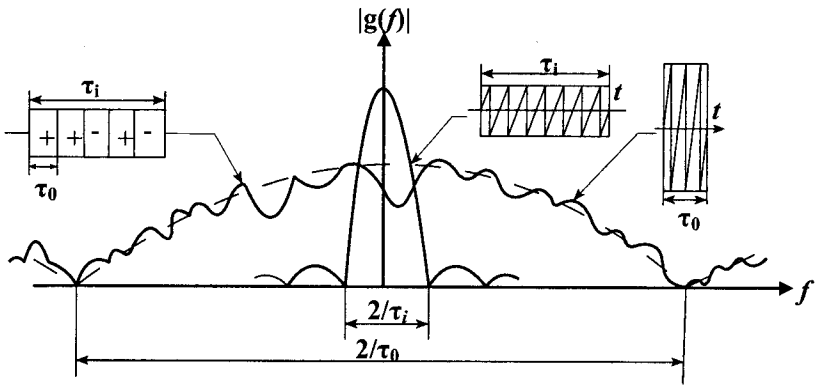


Рис. 3.22

Коефіцієнт стиснення для КФМІ рівний

$$K_{ст} = \Pi_i \tau_i = (1/\tau_0) n \tau_0 = n,$$

де n – число парціальних імпульсів.

Оптимальний фільтр для КФМІ

Імпульсна характеристика фільтра, оптимального для КФМІ, знаходиться за загальною методикою, розглянутою раніше.

Якщо на вхід оптимального фільтра поступає КФМІ (рис. 3.23 а), то імпульсна характеристика ОФ має вид (рис. 3.23 б), забезпечуваний пристроєм, що складається з оптимального фільтру парціального радіоімпульсу тривалістю τ_0 , (ОФПІ) і пристрою розмноження, що включає лінію затримки з відведеннями через τ_0 , фазоінверторів і суматора (рис. 3.24).

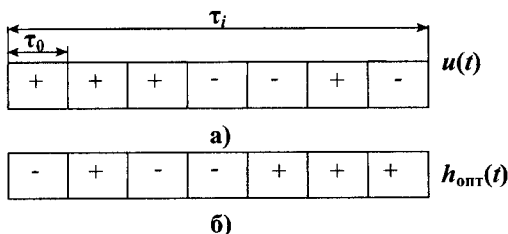


Рис. 3.23

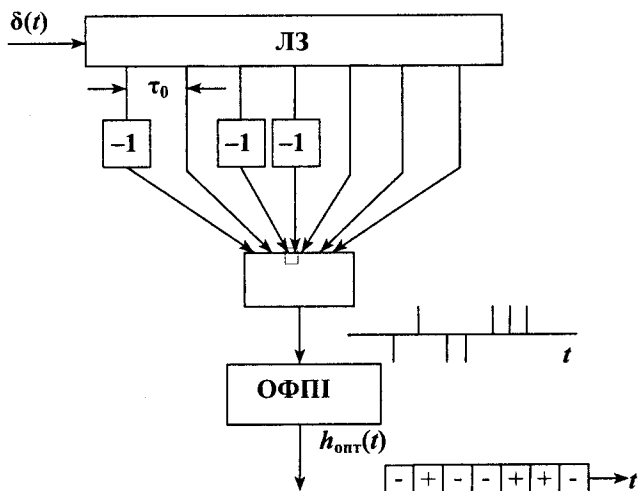


Рис. 3.24

Фазоінвертори на виходах лінії затримки забезпечують формування необхідної імпульсної характеристики, що пояснюється (див. рис. 3.24) видом відгуку фільтру при дії δ -імпульсу. ОФП можна встановлювати на вході ЛЗ або на виході суматора.

Аналіз результатів фільтрації КФМІ

Для аналізу результатів фільтрації КФМІ зобразимо епюри напруг на виходах відведень лінії затримки (з урахуванням інверсії фази), суматора і ОФП (рис. 3.25).

З аналізу рисунка можна зробити такі висновки.

1. Основна частина корисного сигналу утворює на виході вузький пік тривалістю τ_0 і амплітудою в n раз більшою, ніж амплітуда вхідного імпульсу.

2. Невелика частина сигналу, що залишилася, утворює бічні пелюстки, які є небажаними і можуть привести до неоднозначного відліку дальності.

3. Відносний рівень бічних пелюсток залежить від способу кодування фазової структури (порізаності спектра) і має мінімальне значення, рівне $1/n$.

Якнайменший відносний рівень бічних пелюсток, рівний $1/n$, забезпечують так звані коди Баркера, максимальне число n , при якому вони існують, дорівнює 13. Це обмежує їх застосування.

При необхідності мати більший коефіцієнт стиснення ($K_{ст} = n$) використовують як код псевдовипадкові послідовності. Серед них розрізняють такі види:

а) максимальні або M -послідовності (відносний рівень бічних пелюсток $1/\sqrt{n}$);

б) видозмінені послідовності, названі Д-кодами і Б-кодами (рівень бічних пелюсток $\geq 1/\sqrt{n}$);

в) складові коди.

M -послідовності (інакше M -коди) дозволяють порівнянно з кодами Баркера отримати значно більші коефіцієнти стиснення.

M -кодами називають коди, які описуються лінійними рекуррентними цифровими послідовностями максимальної тривалості. Рекуррентність означає, що будь-який $(n+1)$ елемент одно-

значно виражається за певним правилом через n попередніх елементів, а лінійність свідчить, що це правило включає тільки лінійні операції (складання і множення за заданим модулем).

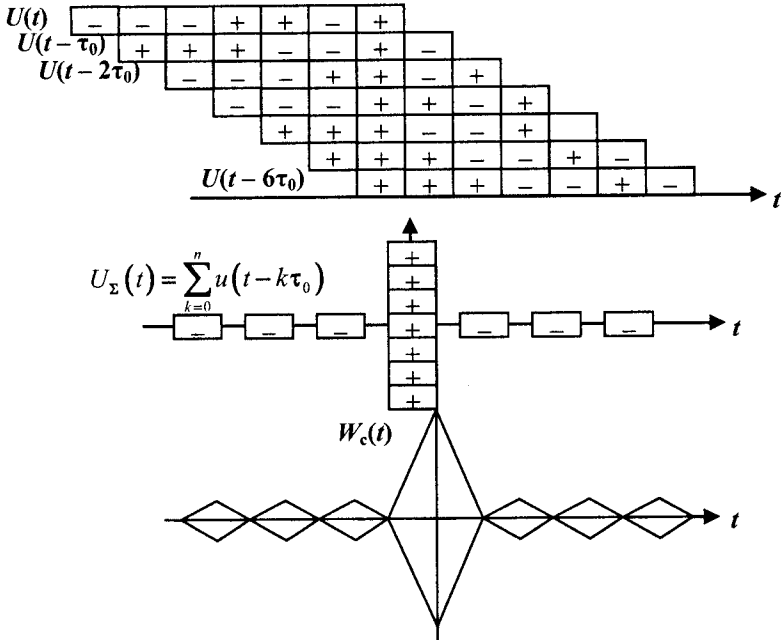


Рис. 3.25

Автокореляційна функція (АКФ) M -послідовності аналогічна АКФ випадкової послідовності, тому її називають псевдовипадковою послідовністю.

Таким чином, КФМІ належать до більш широкого класу псевдовипадкових або шумоподібних сигналів, а за способом внутрішньоімпульсної модуляції – до класу дискретно-кодованих сигналів.

Потенційні можливості КФМІ визначаються наступними отриманими вище співвідношеннями параметрів:

$$K_{\text{ст}} = n; \quad \Pi_i = 1 / \tau_i.$$

Відносний рівень бічних пелюсток може бути більшим або рівним значенню $1/n$.

Оптимальна фільтрація частотно-маніпульованих імпульсів (ЧМНІ)

Характеристика сигналу

Частотно-маніпульований імпульс є радіоімпульсом тривалістю τ_i , що складається з n парціальних радіоімпульсів тривалістю $\tau_0 = \tau_i / n$ що торкаються один з одним, несуча частота яких змінюється стрибком від імпульсу до імпульсу (рис. 3.26 а).

Аналітично сигнал записується у вигляді

$$u(t) = \sum_{k=1}^n u_k(t) \exp j(\omega_k t + \varphi).$$

Для зручності зображення ЧМНІ часто використовують його умовне уявлення (рис. 3.26 б).

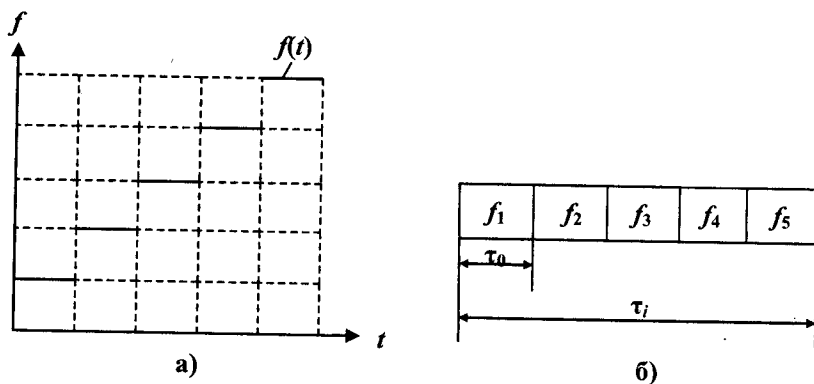


Рис. 3.26

Спектр ЧМНІ представляє суму спектрів парціальних імпульсів шириною $1/\tau_0$, зсунутих за частотою.

Коефіцієнт стиснення визначається добутком девіації частоти ($f_{\max} - f_{\min}$) на тривалість імпульсу τ_i .

Оптимальний фільтр для ЧМНІ

Синтез оптимального фільтру проведемо за імпульсною характеристикою. Для сигналу, зображеного на рис. 3.26, імпульсна характеристика має дзеркальний вигляд відносно до сигналу.

Таку імпульсну характеристику забезпечує пристрій, що складається з лінії затримки з відведеннями через τ_0 , у яких встановлені оптимальні фільтри для парціальних імпульсів (рис. 3.27). При цьому настройка фільтрів за частотою розподілена згідно з необхідною імпульсною характеристикою, тобто в зворотному порядку.

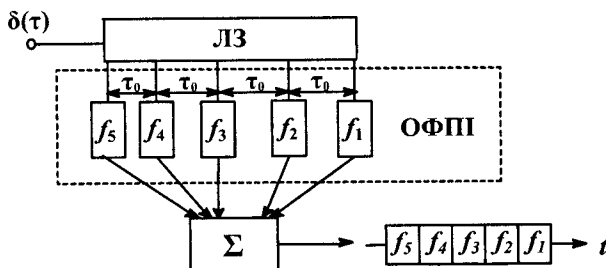


Рис. 3.27

Оптимальний фільтр ЧМНІ є пристроєм затримки, величина якої змінюється дискретно й залежить від частоти.

Залежність $t_s(f)$ має назву характеристики групового запізнювання.

Характеристика групового запізнювання (ХГЗ) визначає запізнювання обвідної групи близько розташованих частот і має дзеркальний вид відносно до залежності $f(t)$ зондувального сигналу, що забезпечує стиснення частотно-маніпульованого радіоімпульсу на виході розглянутої схеми ОФ.

Аналіз результатів фільтрації

Умови виділення і фільтрації виконуються в кожному відведенні лінії затримки тільки для одного парціального імпульсу,

положення якого на вісі часу відповідає останньому n -му імпульсу вхідного сигналу.

Підсумовування радіоімпульсів відбувається на різних частотах. Для будь-якого k -го імпульсу частоту можна записати у вигляді

$$f_k = f_1 + (k-1)F, \quad k=1 \dots n,$$

де $F = f_k - f_{k-1}$ – рознесення частот сусідніх імпульсів.

Сумарний сигнал визначається виразом

$$\omega_{\Sigma}(t) = W_0(t) \sum_{k=1}^n \exp j2\pi [f_1 + (k-1)F]t,$$

де $W_0(t)$ – обвідна парціального імпульсу ромбічної форми на виході ОФП:

$$W_0(t) = \begin{cases} 1 - |t|/\tau_0, & (n-1)\tau_0 \leq t \leq n\tau_0; \\ 0 & \text{при інших } t. \end{cases}$$

Методика перетворення виразу $\omega_{\Sigma}(t)$ аналогічна наведеній у п. 3.5.4 при виведенні виразу для АЧХ накопичувача (формули 3.87–3.93)

$$\begin{aligned} \omega_{\Sigma}(t) &= W_0(t) \sum_{k=1}^n \exp j2\pi f_1 \{1 + \exp(j2\pi Ft) + \dots + \exp[j2\pi(k-1)Ft]\} = \\ &= W_0(t) S_n \exp(j2\pi f_1 t), \end{aligned}$$

де $S_n = (1 - q_s^n) / (1 - q_s)$ – сума членів геометричної прогресії з $q_s \exp(j2\pi Ft)$, дорівнює

$$\begin{aligned} S_n &= [1 - \exp(j2\pi nFt)] / [1 - \exp(j2\pi Ft)] = \\ &= \{[\exp(-j\pi nFt) - \exp(j\pi nFt)] / [\exp(-j\pi Ft) - \exp(j\pi Ft)]\} \cdot \\ &\quad \cdot \exp[j\pi(n-1)Ft] = \\ &= [\sin(\pi nFt) / \sin(\pi Ft)] \exp[j\pi(n-1)Ft]. \end{aligned}$$

При цьому одержуємо

$$\omega_{\Sigma}(t) = (1 - |t|/\tau_0) [\sin(\pi n F t) / \sin(\pi F t)] \exp(j2\pi f_{cp} t),$$

де $f_{cp} = f_1 + [(n-1)/2]F$.

З аналізу цього виразу виходить, що:

1) форма стислого імпульсу визначається функцією виду $\sin(nx) / \sin(x)$ і має ширину

$$\tau_{ст} = 1 / nF$$

(наприклад, для випадку, коли рознесення частот рівне ширині спектру парціального імпульсу $1/\tau_0$, маємо $\tau_{ст} = \tau / nF$);

2) вихідний сигнал має періодичний характер із періодом

$$T_0 = 1 / F$$

(так, при $F > 1/\tau_0$ виникає декілька стиснених імпульсів у межах обвідної, тривалість якої рівна τ_0). Коефіцієнт стиснення для ЧМНІ рівний

$$K_{ст} = \frac{n\tau_0}{1/nF} = n^2\tau_0F$$

або при позначенні $F = m / \tau_0$:

$$K_{ст} = n^2m;$$

ЧМНІ належать до класу дискретно-кодованих сигналів.

Оптимальна фільтрація лінійно-частотно-модульованих імпульсів (ЛЧМІ)

Характеристика ЛЧМІ

Лінійно-частотно-модульований імпульс є радіоімпульсом, частота заповнення якого плавно змінюється в межах від f_{min} до f_{max} (рис. 3.28).

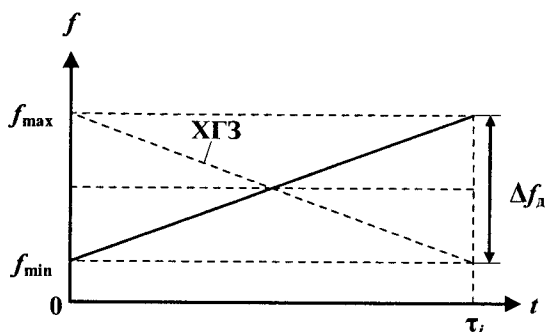


Рис. 3.28

Аналітично ЛЧМІ представляється у вигляді

$$u(t) = U_m(t) \cos 2\pi(f_0 + \alpha t)t$$

де $\alpha = \Delta f_d / \tau_i$ – крутизна модуляційної характеристики; Δf_d девіація частоти.

Спектр ЛЧМІ визначається через інтеграли Френеля. Амплітудно-частотний спектр має форму, близьку до прямокутної (рис. 3.29), і ширину

$$\Pi_i \approx \Delta f_d.$$

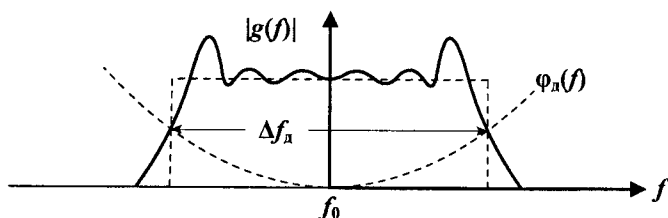


Рис. 3.29

Фазочастотний спектр є нелінійним, параболічним (пунктир на рис. 3.29):

$$\varphi_d(f) = -\pi K_{\text{ст}} (f / \Pi_i)^2 + \pi / 2$$

Ширина спектра ЛЧМІ визначається смугою девіації частоти.

Коефіцієнт стиснення в цьому випадку дорівнює

$$K_{\text{ст}} = \Delta f_{\text{д}} \tau_i.$$

Оптимальний фільтр для ЛЧМІ

Синтез оптимального фільтру проведемо за імпульсною характеристикою (рис. 3.30).

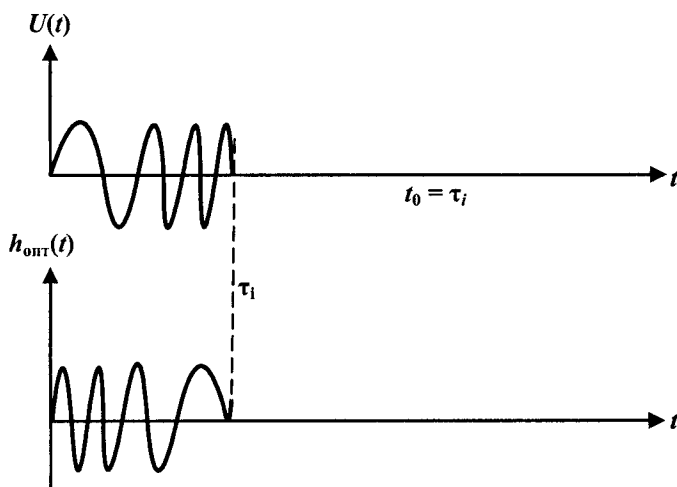


Рис. 3.30

Аналіз імпульсної характеристики показує, що оскільки δ -імпульс на вході можна розглядати як результат накладення різних гармонійних складових, то задача оптимального фільтру полягає в різній затримці кожної складової в межах τ_i . Причому низькочастотні складові затримуються більше, ніж високочастотні. Характеристика групового запізнювання такого пристрою показана пунктиром на рис. 3.28.

Зміна часу групового запізнювання фільтру при зміні частоти називається *явищем дисперсії*, а самі фільтри іменуються *дисперсійними*.

Отже, оптимальним фільтром для ЛЧМІ повинна бути дисперсійна лінія затримки (ДЛЗ) із ХГЗ, що показана на рис. 3.28.

Як ДЛЗ застосовуються:

- хвилеводи, у яких одна зі стінок сумарна з λ ;
- лінії затримки на контурах;
- ультразвукові дисперсійні лінії затримки (УДЛЗ);
- звичайні ЛЗ із нерівномірно розподіленими дискретними відведеннями й ін.

Найбільше розповсюдження отримали УДЛЗ.

Ультразвукова ДЛЗ представляє собою металеву пластинку зі сплавів алюмінію, товщина якої сумарна з довжиною хвилі ультразвуку (рис. 3.31).

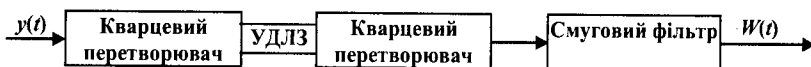


Рис. 3.31

Для перетворення електричних сигналів в ультразвукові та навпаки використовується кварцовий перетворювач.

Аналіз результатів фільтрації

Для аналізу результатів фільтрації скористатися методом начної геометричної побудови вихідного сигналу не можна, тому застосуємо метод аналітичного розрахунку.

Як відомо, вихідний сигнал оптимального фільтра визначається виразом

$$\omega_c(\tau) = C \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{g}(f)|^2 \cos 2\pi f \tau df,$$

де

$$\tau = t - (t_s + t_0).$$

Амплітудно-частотний спектр ЛЧМІ можна апроксимувати прямокутною формою:

$$g(f) = \begin{cases} g_0 & \text{при } f_0 - \Pi_i / 2 \leq f \leq f_0 + \Pi_i / 2; \\ 0 & \text{при інших значеннях } f. \end{cases}$$

Обчислюючи інтеграл, одержуємо

$$\begin{aligned} \omega_c(\tau) &= C g_0^2 \int_{f_0 - (\Pi_i/2)}^{f_0 + (\Pi_i/2)} \cos 2\pi f \tau df = \\ &= C g_0^2 \Pi_i (\sin \pi \Pi_i \tau / \pi \Pi_i \tau) \cos 2\pi f_0 \tau. \end{aligned}$$

тобто

$$\omega_c(\tau) = W_c(\sin \pi \Pi_i \tau / \pi \Pi_i \tau) \cos 2\pi f_0 \tau,$$

де

$$W_c = C g_0^2 \Pi_i$$

З аналізу виразу можна зробити такі висновки.

1. Вихідний сигнал оптимального фільтру є радіоімпульсом із постійною частотою заповнення й обвідної виду $\sin x / x$.

2. Тривалість вихідного стисненого імпульсу за рівнем 0,5 амплітуди рівна

$$\tau_{\text{ст}} = 1 / \Pi_i = 1 / \Delta f_d.$$

3. Відносний рівень бічних пелюсток вихідного сигналу складає за напругою 20 % (рис. 3.32).

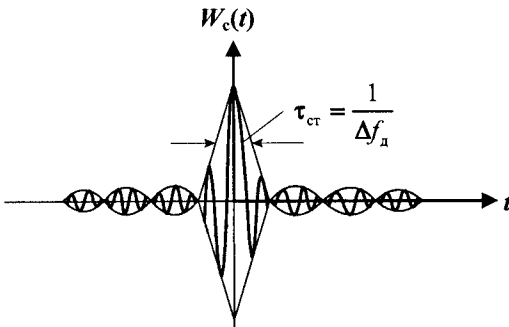


Рис. 3.32

Фізичне трактування ефекту стиснення частотно-модульованих сигналів в оптимальному фільтрі

Сумісний аналіз залежності $f(t)$ прийнятого сигналу і ХГЗ оптимального фільтру дозволяє дати просте фізичне трактування стисненню імпульсів.

Низькочастотні складові (див. рис. 3.28), що відповідають початку імпульсу отримують максимальну затримку (до τ_i), а високочастотні складові, які відповідають кінцю імпульсу, мають мінімальну затримку.

Це створює можливість поєднання всіх частот у момент $t = t_i + \tau_s$ і утворення піку стислого імпульсу. Отже, умовою ефективного стиснення ЧМ сигналів є

$$t_b + t_{\text{гпз}}(f) = \text{const},$$

де t_b – час дії гармонійної складової на вхід оптимального фільтру; $t_{\text{гпз}}(f)$ – час затримки цієї складової в оптимальному фільтрі.

Вказана умова забезпечується вибором дзеркальної ХГЗ відносно до залежності $f(t)$.

Оскільки ХГЗ однозначно пов'язана з фазочастотною характеристикою оптимального фільтру (ХГЗ рівна похідній за частотою від $\varphi_k(t)$), то вибір ХГЗ як дзеркального відображення $f(t)$ еквівалентний вибору оптимальної ФЧХ фільтру.

Отже, основною причиною часового стиснення частотно-модульованих сигналів на виході оптимального фільтру є компенсація їх фазочастотного спектру при обробці в оптимальному фільтрі.

Таким чином, корисна властивість складних сигналів – стискатися на виході ОФ, зобов'язано збагаченню спектра за рахунок кутової (частотної та фазової) модуляцій. Амплітудна модуляція, що використовується для формування простих сигналів, не може привести до розширення спектра більш ніж до $1/\tau_i$. Кутова модуляція створює нелінійний фазочастотний спектр і істотно ($\gg 1/\tau_i$) розширює спектр сигналу.

Ефект стискання в ОФ для всіх видів складних сигналів має єдине фізичне трактування; **стиснення зумовлено компенсацією фазочастотного спектру за рахунок вибору оптимальної ФЧХ фільтру.**

Структура ОФ складних сигналів істотно відрізняється від ОФ простих сигналів, якими є звичайні ППЧ.

3.5.3. Оптимальна фільтрація когерентної пачки радіоімпульсів

В імпульсних РЛС для отримання радіолокаційної інформації використовуються пачки відбитих радіоімпульсів. Форма обвідної пачки і число імпульсів у ній залежать головним чином від пеленгаційної характеристики антени, частоти повторення радіоімпульсів F_n , а також від швидкості огляду простору. Відбитий сигнал у вигляді пачки є складною функцією часу, амплітуд і фаз окремих радіоімпульсів і може бути аналітично представлений у вигляді

$$x(t, \alpha, \varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_M, B_1, B_2, \dots, B_M) = \sum_{i=1}^M B_i X_i(t, \alpha) \cos[\omega_0 t + \varphi_i(t) + \varphi_i], \quad (3.79)$$

де $X_i(t, \alpha)$; $\varphi_i(t)$ – відомі функції, що характеризують закони зміни амплітуди і фази i -го радіоімпульсу; B_i і φ_i – випадкові в загальному випадку амплітуда і початкова фаза i -го радіоімпульсу.

Залежно від співвідношення початкових фаз радіоімпульсів розрізняють когерентні і некогерентні пачки радіоімпульсів.

Когерентною називається пачка радіоімпульсів, у якій відсутні випадкові зміни фази від імпульсу до імпульсу.

При нерухомій цілі фази імпульсів однакові, при рухомій цілі – змінюються від імпульсу до імпульсу на величину

$$\Delta\varphi(T_n) = 2\pi F_d T_n.$$

Для спрощення аналізу розглядається когерентна пачка простих радіоімпульсів прямокутної форми.

Оптимальний фільтр для когерентної пачки радіоімпульсів із прямокутною обвідною

Для синтезу оптимального фільтру скористаємося методом імпульсної характеристики.

Аналіз імпульсної характеристики (рис. 3.33) показує, що структура оптимального фільтру повинна забезпечити при дії на його вході короткого δ -імпульсу отримання на виході сигналу у вигляді серії з M радіоімпульсів, дзеркальних відносно до зондувального сигналу.

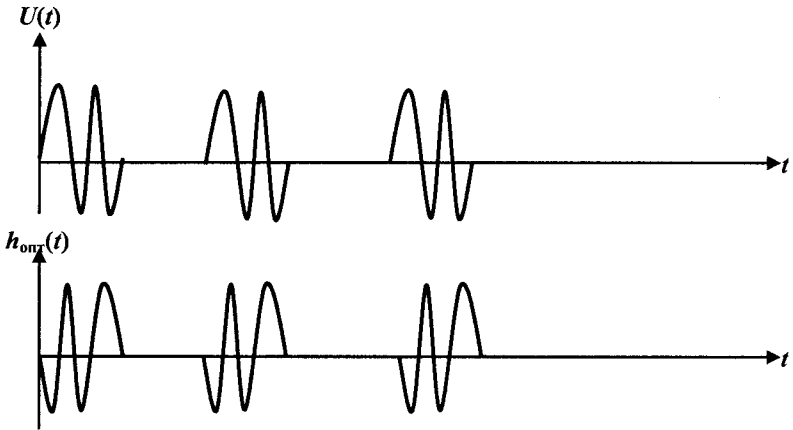


Рис. 3.33

Цю задачу можна виконати, включивши послідовно оптимальний фільтр для одиночного радіоімпульсу (ОФОІ) і пристрій розмноження його вихідних сигналів.

Як пристрій розмноження може бути використана неспотворювальна лінія затримки з відведеннями через період повторення T_n і загальним суматором (рис. 3.34).

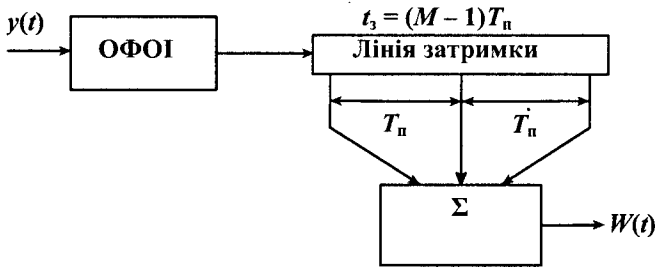


Рис. 3.34

Результати оптимальної фільтрації когерентної пачки радіоімпульсів (рис. 3.35) показані у вигляді обвідних вхідного сигналу, сигналів після ОФОІ, сигналів на відведеннях лінії затримки та вихідного сигналу суматора.

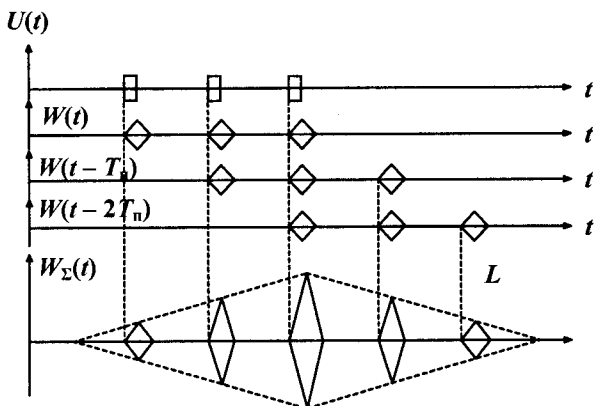


Рис. 3.35

Аналізуючи процес проходження сигналу через оптимальний фільтр, можна зробити такі висновки:

➤ за відсутності затухання в ЛЗ максимальне значення амплітуди вихідного сигналу в M раз більше, ніж амплітуда сигналу на вході;

➤ обвідна пачки радіоімпульсів на виході оптимального фільтру має ромбічну форму і тривалість $2MT_n$ за нульовим рівнем.

Перший елемент оптимального фільтру когерентної пачки (ОФОІ) здійснює оптимальну фільтрацію кожного окремого радіоімпульсу в пачці, а другий – проводить когерентне накопичення радіоімпульсів, тому в радіотехніці такі пристрої називають *накопичувачами*.

Структурна схема оптимального виявляча когерентної пачки радіоімпульсів при випадковій початковій фазі має після оптимального фільтру пачки (ОФП) детектор обвідної.

Відношення сигнал/шум на виході оптимального фільтру когерентної пачки

Відношення сигнал/шум на виході оптимального фільтру визначається загальним виразом

$$q_{\text{офп}} = \varpi_{\text{смах на к}} / \varpi_{\text{пскв на к}} \cdot \quad (3.80)$$

Грунтуючись на отриманих результатах фільтрації пачки, можна записати

$$\varpi_{\text{сmax наk}} = M\varpi_{\text{сmax}}, \quad (3.81)$$

де $\varpi_{\text{сmax}}$ – максимальне значення сигналу на виході ОФОІ, що визначається виразом (3.75).

Напруги перешкоди (шуму), що знімаються з різних відведень лінії затримки, не корельовані, оскільки вони зсунуті на період повторення T_n а в більшості практичних випадків $T_n \gg \tau_{\text{ош}}$ ($\tau_{\text{ош}}$ – час кореляції шуму). Тому складові перешкоди підсумовуються за потужністю, тобто

$$\varpi_{\text{п скв наk}}^2 = \sum_{i=1}^M \varpi_{\text{п скв } i}^2 = M\varpi_{\text{п скв}}^2, \quad (3.82)$$

де $\varpi_{\text{п скв}}^2$ – середня потужність перешкоди, що знімається з одного відведення ЛЗ.

Підставивши (3.81) і (3.82) у (3.80), отримаємо

$$q_{\text{офп}} = \sqrt{M^2 \varpi_{\text{сmax}}^2 / M \varpi_{\text{п скв}}^2} = \sqrt{M} q, \quad (3.83)$$

де q – відношення сигнал/шум на виході ОФОІ, що визначається виразом (3.78).

Із виразу (3.83) бачимо, що відношення сигнал/шум на виході оптимального фільтру когерентної пачки визначається відношенням енергії пачки до спектральної густини шуму. Виграш у відношенні сигнал/шум забезпечується за рахунок того, що в певний момент часу підсумовування коливань імпульсів сигналу відбувається у фазі, а коливання перешкоди підсумовуються з випадковими фазами.

Частотна характеристика оптимального фільтру когерентної пачки

Оптимальний фільтр пачки (ОФП) є послідовним з'єднанням двох лінійних фільтрів (ОФОІ і накопичувача), тому його частотна характеристика визначається добутком частотних характеристик елементів:

$$\dot{K}_{\text{офп}}(f) = \dot{K}_{\text{офоі}}(f) \dot{K}_{\text{наk}}(f). \quad (3.84)$$

Частотна характеристика ОФОІ повністю визначається спектром одиночного радіоімпульсу пачки та відповідає раніше отриманому виразу

$$\dot{K}_{\text{офоі}}(f) = C\dot{g}^*(f)e^{-j2\pi f t_0}. \quad (3.85)$$

Для розрахунку $\dot{K}_{\text{нак}}(f)$ скористаємося загальним визначенням частотної характеристики лінійного чотириполюсника

$$\dot{K}(f) = \varpi(t) / y(t). \quad (3.86)$$

Вихідний сигнал накопичувача $\omega(t)$ є за $y(t) = e^{j2\pi f t}$ сумою гармонійних складових, зсунутих відносно одна одної за часом на період повторення T_n :

$$\begin{aligned} \varpi(t) &= \exp(j2\pi f t) + \exp[j2\pi f (t - T_n)] + \dots + \exp\{j2\pi f [t - (M-1)T_n]\} = \\ &= \exp j2\pi f t \{1 + \exp(-j2\pi f T_n) + \dots + \exp[-j2\pi f (M-1)T_n]\}. \end{aligned} \quad (3.87)$$

Співмножник у дужках виразу (3.87) є сумою членів геометричної прогресії S_m зі знаменником

$$q_s = \exp(-j2\pi f T_n). \quad (3.88)$$

Як відомо з математики, сума членів геометричної прогресії визначається виразом

$$S_m = (1 - q_s^m) / (1 - q_s). \quad (3.89)$$

Скориставшись виразом (3.89) для визначення $\omega(t)$, отримаємо

$$\varpi(t) = \exp j2\pi f t \{ [1 - \exp(-j2\pi f M T_n)] / [1 - \exp(-j2\pi f T_n)] \}. \quad (3.90)$$

Вираз для $\dot{K}_{\text{нак}}(f)$ отримаємо, підставивши в (3.86) співвідношення (3.90):

$$\dot{K}_{\text{нак}}(f) = [1 - \exp(-j2\pi f M T_n)] / [1 - \exp(-j2\pi f T_n)]. \quad (3.91)$$

Отриманий вираз незручний для аналізу, тому з метою його подальшого спрощення винесемо в чисельнику і знаменнику відповідно множники $\exp(-j\pi f M T_n)$ і $\exp(-j\pi f T_n)$, потім, провівши перетворення з урахуванням формули Ейлера, отримаємо

$$\dot{K}_{\text{нак}}(f) = (\sin \pi f M T_n / \sin \pi f T_n) \exp[-j\pi f (M-1)T_n]. \quad (3.92)$$

Амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) накопичувача когерентної пачки радіоімпульсів відповідно до (3.92) має вид

$$|\dot{K}_{\text{нак}}(f)| = |\sin \pi f M T_n / \sin \pi f T_n|. \quad (3.93)$$

Фільтри, що мають АЧХ, показану на рис. 3.36, називаються *гребінчастими фільтрами накопичення* (ГФН).

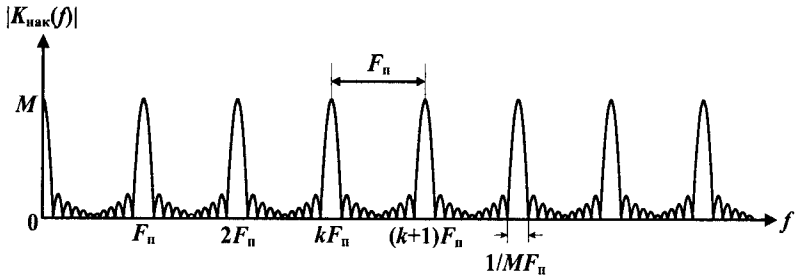


Рис. 3.36

Амплітудно-частотна характеристика ОФОІ виконує роль обвідної результуючої частотної характеристики ОФП (рис. 3.37). З аналізу рисунка виходить, що АЧХ ОФП збігається

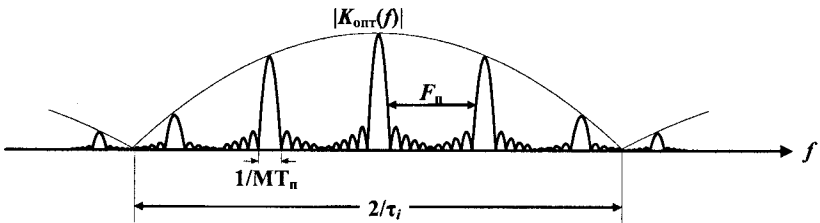


Рис. 3.37

за формою з амплітудно-частотним спектром когерентної пачки радіоімпульсів. Отже, ОФП пропускає лише ті складові, які є в спектрі сигналу, причому коефіцієнт передачі складових сигналу пропорційний їх амплітуді. Ця обставина пояснює з частотної точки зору виграв у відношенні сигнал/шум при когерентному накопиченні пачки. Виграш при цьому відповідає скважності спектру (тобто відношенню інтервалу між пелюстками спектру F_n до ширини самої пелюстки F_n / M).

Оптимальна фільтрація зваженої когерентної пачки

У реальних умовах обвідна пачки відрізняється від прямокутної. За відсутності швидких флуктуацій вона визначається формою пеленгаційної характеристики антени.

Пачку, обвідна якої відрізняється від прямокутної, прийнято називати *зваженою* (рис. 3.38).

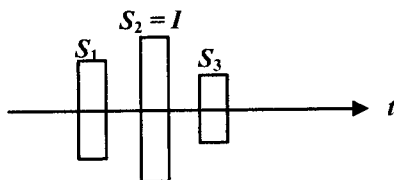


Рис. 3.38

Вага кожного i -го імпульсу пачки визначається відношенням його амплітуди x_i до амплітуди найбільшого імпульсу x_{\max}

$$s_i = x_i / x_{\max}. \quad (3.94)$$

Відмінність ГФН зваженої когерентної пачки радіоімпульсів порівняно з ГФН для пачки з прямокутною обвідною полягає в наявності вагових підсилювачів у відведеннях ЛЗ, що дозволяють сформувати імпульсну характеристику, дзеркальну відносно до сигналу (рис. 3.39).

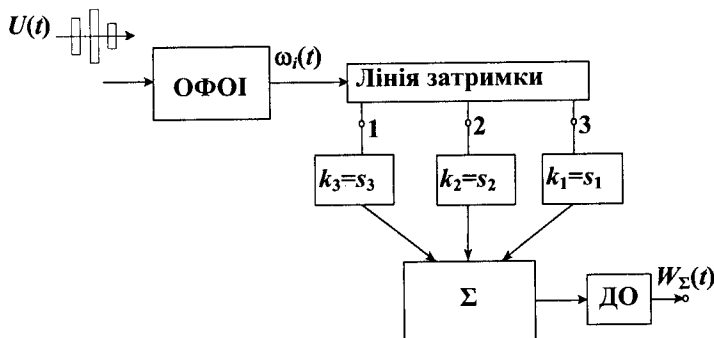


Рис. 3.39

Коефіцієнти підсилення у відведеннях ЛЗ повинні вибиратися в зворотній послідовності, тобто дзеркально до ваги імпульсів, тому нумерацію їх зручно починати з останнього відведення лінії затримки.

Для зваженої пачки амплітуда сигналу на виході накопичувача менше ніж для прямокутної пачки, оскільки імпульси підсумовуються з вагою $s_i < 1$.

При розрахунку відношення сигнал/шум це враховується введенням коефіцієнта втрат $L_{\text{фп}}$ (втрати за рахунок відмінності форми пачки від прямокутної):

$$q_{\text{офп}} = \sqrt{2ME / N_0 L_{\text{фп}}}, \quad (3.95)$$

де E – енергія імпульсу, що має найбільшу амплітуду.

Для реальних пачок коефіцієнт втрат має величину

$$L_{\text{фп}} = 1,5 \dots 2,5 \text{ дБ}.$$

Формально необхідність вагових підсилювачів при накопиченні впливає з умови узгодження імпульсної характеристики ОФ з видом сигналу.

Фактично вони необхідні для найкращого виділення сигналу на фоні шумів (максимізації відношення сигнал/шум). Ваги вибираються так, що підсилення пачки в кожному відведенні ЛЗ пропорційно відношенню сигнал/шум для імпульсу, відповідного моменту прийняття рішення $t_z + t_{\text{о\text{нак}}}$. Цим забезпечується раціональне зважування сигналу і, отже, максимізація відношення сигнал/шум.

Гребінчастий фільтр накопичення настроюється на частоту відбитого сигналу. Оскільки швидкість цілі невідома, то приймач повинен мати набір ГФН, які по настроюванні перекривають весь діапазон можливих значень доплерівських частот (число фільтрів приблизно рівно M).

Для спрощення фільтрової обробки пачки замість багатоканальної системи ГФН використовується один когерентний накопичувач з ноніусними лініями затримки, які враховують розтягування ($V_r > 0$) або стиснення ($V_r < 0$) пачки при відбитті від рухомої цілі (рис. 3.40).

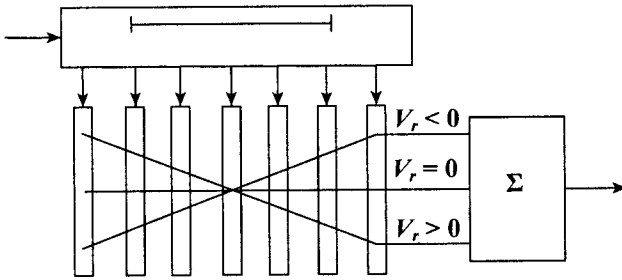


Рис. 3.40

Ноніусні лінії затримки для реальних пачок ($M = 10 - 15$) можна замінити фазообертачами, що встановлюються у відведення ЛЗ і компенсують фазові запізнювання від імпульсу до імпульсу на величину $\Delta\varphi(T_n) = 2\pi F_d T_n$.

Оптимальний ГФН складно реалізувати з двох причин:

- по-перше, важко забезпечити великі затримки ($t_s = MT_n$);
- по-друге, потрібна висока точність затримки між відведеннями (до часток періоду високої частоти).

Це обумовлює застосування приймача з комбінованою кореляційно-фільтровою обробкою.

3.6. Алгоритм оптимального виявлення некогерентних сигналів на фоні білого шуму

Некогерентні сигнали мають на відміну від когерентних нежорстку фазову структуру й можуть розглядатися як накладення когерентних сигналів з випадковими початковими фазами.

Комплексну обвідну такого сигналу можна подати у вигляді

$$\dot{X}(t) = \sum_i b_i \dot{X}_i(t) \exp j\varphi_i,$$

де b_i, φ_i – випадкові параметри.

Накопичення з точністю до фази можливо тільки в межах когерентних елементів сигналу $\dot{X}(t)$.

Найпоширенішим видом некогерентного сигналу є широко вживана в сучасних РЛС некогерентна пачка радіоімпульсів, загальний вираз якої відповідає (3.70), якщо B_i і φ_i – випадкові числа (B_i – амплітудний множник аналогічний b_i).

Некогерентною називається пачка радіоімпульсів із випадковими змінами початкової фази від імпульсу до імпульсу.

Залежно від характеру зміни амплітудного множника B_i розрізняють три різновиди пачок:

- що не флюктуують (нефлюктууючі);
- що повільно флюктуують;
- що швидко флюктуують.

Пачкою, що не флюктує називається пачка, у якій амплітуди імпульсів закономірно змінюються від імпульсу до імпульсу. Закон зміни B_i у цьому випадку визначається видом пеленгаційної характеристики антени (рис. 3.41 а).

Пачкою, що повільно флюктує (дружно флюктує) називається пачка, у якій амплітуди імпульсів закономірно змінюються в межах однієї пачки, але є випадковими від огляду до огляду (рис. 3.41 б).

Пачкою, що швидко флюктує називається пачка радіоімпульсів із випадковими амплітудами імпульсів усередині пачки (рис. 3.41 в).

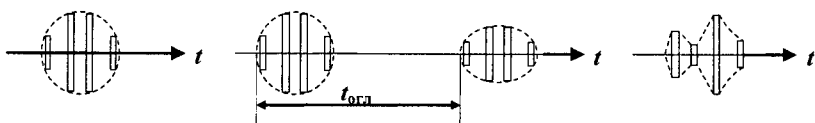


Рис. 3.41

Характер флуктуацій пачки залежить від співвідношення між часом кореляції випадкового амплітудного множника $B_i(\tau_{об})$, часом опромінювання цілі ($t_{оп}$) і періодом огляду ($t_{огл}$).

При повільних флуктуаціях пачки радіоімпульсів виконується умова

$$t_{\text{огл}} > \tau_{\text{оп}} \gg t_{\text{опр}}.$$

Швидкі флуктуації відповідають випадку, коли $\tau_{\text{оп}} \ll t_{\text{опр}}$, і виникають іноді при некогерентних пачках.

3.6.1. Оптимальне виявлення некогерентної пачки радіоімпульсів

Алгоритм оптимального виявлення некогерентної пачки

Відношення правдоподібності для пачки визначається через відношення правдоподібності окремих радіоімпульсів.

Оскільки реалізації шуму, що відповідають різним імпульсам пачки, незалежні (оскільки $T_n \gg \tau_{\text{ош}}$), то густина розподілу сигнал/шум для пачки можна записати у вигляді

$$p_{\text{сн}}[y(t)/\alpha] = \prod_{i=1}^M p_{\text{сн}}[y_i(t)/\alpha], \quad (3.96)$$

де $p_{\text{сн}}[y_i(t)/\alpha]$ – густина розподілу ймовірності суміші сигнал/перешкода для i -го періоду зондування.

Відношення правдоподібності в цьому випадку відповідає виразу

$$l[y(t)/\alpha] = \prod_{i=1}^M p_{\text{сн}}[y_i(t)/\alpha] / p_n[y_i(t)] = \prod_{i=1}^M l[y_i(t)/\alpha]. \quad (3.97)$$

Тут $l[y_i(t)/\alpha]$ – відношення правдоподібності для окремого i -го імпульсу пачки, отримані раніше для всіх розглянутих моделей одиночного сигналу.

Таким чином, необхідно визначити, які моделі сигналів використовувати для тих або інших різновидів некогерентної пачки радіоімпульсів.

Відповідно до визначення некогерентної пачки окремі радіоімпульси мають випадкові початкові фази φ_i . Випадкові амплі-

туди імпульсів мають місце тільки в некогерентній пачці, що швидко флюктує.

Виходячи з цього, для пачок, що не флюктують і повільно флюктують, у вираз (3.97) необхідно підставити відношення правдоподібності для одиночного сигналу з випадковою початковою фазою, тобто

$$I[y(t) / \alpha] = \prod_{i=1}^M \exp(-E_i / N_0) I_0[2Z_i(\alpha) / N_0]. \quad (3.98)$$

Для пачок, що швидко флюктують, у (3.97) необхідно підставити відношення правдоподібності для одиночного сигналу з випадковими початковою фазою й амплітудою, тобто

$$I[y(t) / \alpha] = \prod_{i=1}^M [N_0 / (E_i + N_0)] \exp\left[(1 / N_0) Z_i^2(\alpha) / (N_0 + E_i)\right]. \quad (3.99)$$

Модуль кореляційного інтеграла в (3.98) і (3.99) визначається як

$$Z_i(\alpha) = s_i Z_{0i}, \quad (3.100)$$

де Z_{0i} – модуль кореляційного інтеграла для i -го імпульсу якщо припустити, що його вага рівна одиниці.

Вирази (3.98) і (3.99) визначають алгоритми оптимального виявлення відповідних різновидів некогерентних пачок, проте вони є складними для синтезу структури оптимального приймача. Тому доцільно, використовуючи властивість монотонності логарифмічної функції, перейти до обчислення $\ln I[y(t) / \alpha]$ (при порівнянні з порогом $\ln I_0$) і знайти достатню статистику.

Прологарифмувавши (3.98) і (3.99) і виділивши складові, що несуть інформацію про прийнятий сигнал, отримаємо:

➤ для пачки, що не флюктує та повільно флюктує

$$\ln I[y(t) / \alpha] = \sum_{i=1}^M \ln I_0[2Z_i(\alpha) / N_0] + C_1 \quad (3.101)$$

➤ для пачки, що швидко флюктує

$$\ln I[y(t) / \alpha] = (1 / N_0) \sum_{i=1}^M [Z_i^2(\alpha) / (N_0 + E_i)] + C_2. \quad (3.102)$$

Постійні величини

$$C_1 = -\sum_{i=1}^M E_i / N_0 \quad \text{і} \quad C_2 = \sum_{i=1}^M \ln \left[N_0 / (N_0 + E_i) \right]$$

можна врахувати при виборі порогу.

Таким чином, достатніми статистиками прийнятого сигналу для відповідних моделей некогерентних пачок є:

$$\lambda_1 = \sum_{i=1}^M \ln I_0(2s_i Z_{0i}); \quad (3.103)$$

$$\lambda_2 = \sum_{i=1}^M s_i^2 Z_{0i}^2 / (N_0 + E_i). \quad (3.104)$$

Структурні схеми оптимальних приймачів некогерентних пачок

Аналіз отриманих алгоритмів (3.103) і (3.104) показує, що оптимальний приймач повинен здійснювати оптимальну обробку кожного імпульсу (обчислення модуля кореляційного інтеграла) і післядетекторне накопичення сигналів (міжперіодну обробку).

Особливість оптимального приймача для некогерентної пачки на відміну від оптимального фільтра когерентної пачки полягає в тому, що через випадковий характер початкової фази імпульсів накопичення сигналів може бути тільки некогерентним (рис. 3.42).



Рис. 3.42

Структура некогерентного накопичувача та характеристика детектора залежать від моделі пачки.

Відповідно до (3.103), оптимальний приймач для флюктууючої і повільно флюктууючої пачок повинен мати лінійний детектор, а накопичення імпульсів проводити після їх нелінійного перетворення (рис. 3.43).

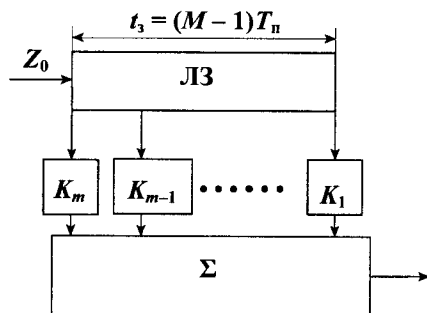


Рис. 3.43

Елементи структурної схеми K_1, K_2, \dots, K_m є нелінійні перетворювачі – підсилювачі, які забезпечують під час подачі на вхід Z_{0i} – отримання на виході напруги, що пропорційна

$$\ln I_0(2s_i Z_{0i} / N_0).$$

Структура оптимального приймача може бути істотно спрощеною, якщо замість функції $\ln I_0(u)$ обчислювати її апроксимоване значення. На початковій ділянці функція $\ln I_0(u)$ має параболічний характер і достатньо добре апроксимується першим членом її розкладання в статичний ряд, тобто

$$\ln I_0(u) \cong u^2 / 4, \text{ якщо } u \ll 1. \quad (3.105)$$

При великих значеннях аргументу використовується лінійна апроксимація, тобто

$$\ln I_0(u) \cong u, \text{ якщо } u \gg 1. \quad (3.106)$$

Оскільки вид апроксимації залежить від величини аргументу, то структура оптимального приймача повинна бути різною для відносно слабких ($Z_{0i} / N_0 \ll 1$) і сильних ($Z_{0i} / N_0 \gg 1$) сигналів.

Для сигналів із відносно малою амплітудою алгоритм (3.103) з урахуванням (3.105) спрощується до вигляду

$$\sum_{i=1}^M \ln I_0(2s_i Z_{0i} / N_0) \cong (1 / N_0) \sum_{i=1}^M s_i^2 Z_{0i}^2. \quad (3.107).$$

Відповідно до (3.107) оптимальний приймач некогерентної пачки для відноснослабких сигналів має після ОФОІ квадратичний детектор, багатовідвідну лінію затримки з ваговими підсилювачами і суматор.

Коефіцієнти підсилення вагових підсилювачів обираються з умови $K_i = s_i^2$.

Для сигналів із відносно великою амплітудою сигналу алгоритм (3.103) з урахуванням (3.106) набуває вигляду

$$\sum_{i=1}^M \ln I_0(2s_i Z_{0i} / N_0) \cong (2 / N_0) \sum_{i=1}^M s_i Z_{0i}. \quad (3.108)$$

У цьому випадку оптимальним є лінійний детектор, а накопичувач містить вагові підсилювачі з коефіцієнтами $K_i = s_i$.

Більшість детекторів обвідних має квадратичну характеристику при малих вхідних сигналах і лінійну – при великих, що забезпечує виконання вимог алгоритму оптимального виявлення.

Відповідно до (3.104) оптимальний приймач для некогерентної пачки, що швидко флюктує, повинен мати квадратичний детектор і накопичувач із ваговими підсилювачами, коефіцієнт передачі яких рівний

$$K = \frac{s_i^2}{s_i^2 + 2/q^2},$$

де $q = \sqrt{2E_i / N_0}$ – відношення сигнал/шум для імпульсу з вагою $s_i = 1$.

Порівняння оптимальних приймачів для когерентної та некогерентної пачок показує, що останні принципово відрізняються наявністю детектора перед накопичувачем, тобто заміною когерентного накопичення некогерентним, яке має меншу ефективність.

Відсутність у РЛС некогерентного накопичення може привести до істотного зниження якості виявлення. У той же час відступ від оптимального накопичення в деталях, наприклад заміна лінійного детектора квадратичним або навпаки, тільки трохи позначається на показниках якості виявлення.

3.6.2. Накопичувачі сигналів

Основне практичне застосування мають накопичувачі відео-сигналів, які включаються після амплітудного детектора й називаються *некогерентними* накопичувачами.

Оптимальний некогерентний накопичувач складається з багатовідвідної лінії затримки з ваговими підсилювачами у відведеннях і суматора (див. рис. 3.43).

Проте оптимальний накопичувач важко реалізувати і на відсочастоті, оскільки при великому числі імпульсів у пачці потрібні значні затримки. Тому на практиці застосовують квазіоптимальні накопичувачі.

Усі накопичувачі використовують принцип запам'ятовування сигналів на якийсь час, кратний T_n і містять пристрої пам'яті. За видом пристроїв пам'яті розрізняють:

- 1) аналогові накопичувачі з динамічною пам'яттю;
- 2) аналогові накопичувачі зі статичною пам'яттю;
- 3) дискретні (цифрові) накопичувачі.

До першого класу, разом з оптимальним накопичувачем, належить рециркулятор, який є одним з основних видів квазіоптимальних накопичувачів.

До другого класу належать індикатори з послясвітінням, потенціалоскопи, накопичувачі ємнісні, магнітні барабани.

Широке розповсюдження отримали індикатори з послясвітінням і потенціалоскопи.

Цифрові накопичувачі застосовуються, як правило, при автоматичному зніманні радіолокаційної інформації. Цифровому накопиченню передують перетворення неперервного сигналу в дискретний шляхом дискретизації його за часом і квантування за рівнем.

А. Рециркулятор

Розглянемо принцип роботи *рециркулятора*. Він складається з суматора, лінії затримки на період повторення T_n і додатного зворотного зв'язку, який забезпечує багатократне використання ЛЗ (рис. 3.44).

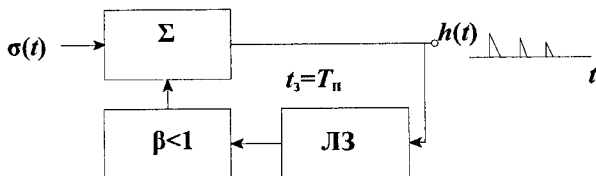


Рис. 3.44

Щоб виключити самозбудження рециркулятора, коефіцієнт підсилення ланцюга зворотного зв'язку β повинен бути меншим одиниці.

Вхідний δ -імпульс породжує на виході серію імпульсів, котрі віддалені один від одного на період повторення T_n і мають амплітуди, що убувають згідно із законом, який близький до експоненціального $(1, \beta, \beta^2, \dots, \beta^M)$.

З аналізу імпульсної характеристики видно, що рециркулятор є оптимальним накопичувачем для пачки, у якій амплітуда імпульсів збільшується за експоненціальним законом, для реальних же пачок він є квазіоптимальним накопичувачем (рис. 3.45).

Амплітудно-частотна характеристика рециркулятора є гребінчастою (рис. 3.46).

Максимуми АЧХ мають місце на частотах, кратних частоті повторення kF_n , і рівні

$$K_{\max} = 1 / (1 - \beta). \quad (3.109)$$

Мінімуми АЧХ відповідають

$$K_{\min} = 1 / (1 + \beta). \quad (3.110)$$

Ширина пелюсток визначається виразом

$$\Delta F_n = (1 - \beta) / 2\pi T_n. \quad (3.111)$$

Як бачимо, K_{\max} , K_{\min} , і ΔF_n залежать від значення β .

При збільшенні коефіцієнта зворотного зв'язку K_{\max} збільшується, а K_{\min} і ΔF_n зменшуються.

Таким чином, якість накопичення сигналів у рециркуляторі залежить від величини коефіцієнта додатного зворотного зв'язку

β , а останній вибирається залежно від числа імпульсів у пачці M . Для кращого накопичення сигналу при збільшенні M необхідно збільшувати і β . Оптимальне, із погляду відношення сигнал/шум, значення β визначається виразом

$$\beta_{\text{опт}} \approx 1 - (1,26 / M). \quad (3.112)$$

Вираз (3.112) справедливий при $M \gg 1$.

При $\beta > \beta_{\text{опт}}$ збільшується пам'ять рециркулятора (добуток періоду повторення T_n на число рециркуляції з допустимим значенням амплітуди сигналу), і відношення сигнал/шум падає за рахунок накопичення шумів після пачки.

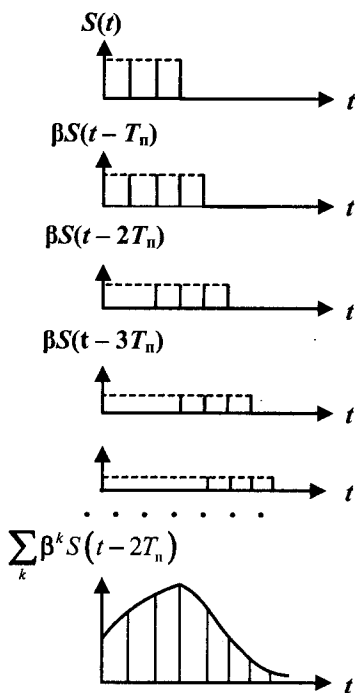


Рис. 3.45

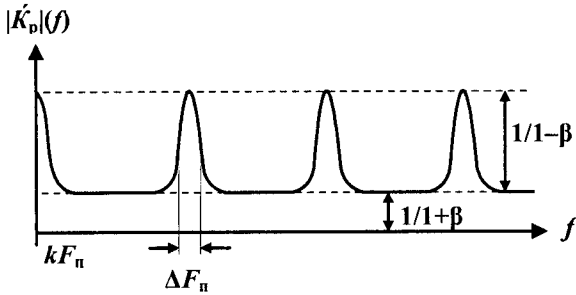


Рис. 3.46

Відношення сигнал/шум на виході рециркулятора визначається виразом

$$q_{\text{рец}} = \sqrt{2ME / N_0 L_{\text{рец}}}, \quad (3.113)$$

де $L_{\text{рец}}$ – коефіцієнт втрат за рахунок не оптимальності накопичувача, має такі значення: 1,25 дБ – для прямокутної пачки; до 3 дБ – для реальних форм пачки.

Б. Індикатор (з післясвітінням)

Індикатор є пристроєм перетворення електричного сигналу у відмітку яскравості. Накопичення сигналів ґрунтується на явищі післясвітіння екрану, унаслідок чого імпульси мусуються за яскравістю. Оскільки інтенсивність свічення пропорційна потужності сигналу, то відбувається підсумовування імпульсів у квадраті. Приріст яскравості світіння екрану вважається істотним при збудженні двадцятьма і менше імпульсами. Втрати накопичення порівняно з оптимальним когерентним накопичувачем складають 2–2,5 дБ.

Включення послідовно двох накопичувачів не приводить до збільшення відношення сигнал/шум (оскільки реалізація шумів на вході суматора стають корельованими). Проте в окремих випадках перед ІКО ставиться рециркулятор. Він дозволяє разом із пороговим пристроєм підвищити контрастність зображення на екрані і є засобом боротьби з несинхронними імпульсними перешкодами.

3.7. Розрахунок показників якості виявлення оптимальних виявників

Якісні показники оптимальних виявлячів характеризують потенційні можливості виявлення радіолокаційних сигналів і є тією межею, до якої слід прагнути, наближаючи неоптимальну обробку в реальних виявлячах до оптимальної.

Рішення про наявність або відсутність сигналу в оптимальних виявлячах приймається внаслідок порівняння достатньої статистики $\lambda(Y)$ із порогом λ_0 . При цьому ймовірність хибної тривоги F рівна ймовірності перевищення порогового рівня λ_0 величиною λ за відсутності сигналу, тобто

$$F = \int_{\lambda_0}^{\infty} p_n(\lambda) d\lambda, \quad (3.114)$$

а ймовірність правильного виявлення D рівна ймовірності перевищення порогу за наявності корисного сигналу, тобто

$$D = \int_{\lambda_0}^{\infty} p_{cn}(\lambda) d\lambda. \quad (3.115)$$

Очевидно, що для розрахунку якісних показників виявлення F і D необхідно знайти густину розподілу вихідного сигналу приймача та скористатися виразами (3.114) (3.115).

Густина розподілу вихідного сигналу $p_n(\lambda)$ і $p_{cn}(\lambda)$ знаходиться за відомою густиною розподілу вхідного (прийнятого) сигналу $p_n(\lambda)$ і $p_{cn}(\lambda)$ встановленій у процесі синтезу виявляча функціональної залежності

$$\lambda = f(Y).$$

3.7.1. Якісні показники виявлення одиначних сигналів

Розглянемо якісні показники виявлення відомих моделей одиначного сигналу.

А. Якісні показники виявлення сигналу з відомими параметрами

Для даної моделі сигналу достатньою статистикою є кореляційний інтеграл

$$z(\alpha) = \int_{-\infty}^{\infty} y(t)x(t, \alpha)dt. \quad (3.116)$$

За наявності шумів кореляційний інтеграл є випадковою величиною з нормальним законом розподілу, оскільки відповідно до залежності (3.116) $z(\alpha)$ є лінійним перетворенням нормального випадкового процесу $y(t)$:

Отже, густина розподілу вихідного сигналу в загальному випадку має вигляд

$$p(z) = \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_z^2}} \right) \exp\left[-(z - \bar{z})^2 / 2\sigma_z^2 \right], \quad (3.117)$$

де \bar{z} – математичне очікування z ; σ_z^2 – дисперсія величини z .

За відсутності сигналу

$$\bar{z} = \int_{-\infty}^{\infty} \bar{n}(t)x(t, \alpha)dt = 0, \quad (3.118)$$

а за наявності сигналу

$$\bar{z} = \int_{-\infty}^{\infty} [\bar{n}(t) + x(t, \alpha)]x(t, \alpha)dt = \int_{-\infty}^{\infty} \bar{n}(t)x(t, \alpha)dt + \int_{-\infty}^{\infty} x^2(t, \alpha)dt = E. \quad (3.119)$$

З урахуванням (3.117), (3.118) і (3.119) шукані густини розподілу $p_n(z)$ і $p_{cn}(z)$ мають такі вирази:

$$p_n(z) = (1/\sqrt{2\pi\sigma_z^2}) \exp(-z^2 / 2\sigma_z^2); \quad (3.120)$$

$$p_{cn}(z) = (1/\sqrt{2\pi\sigma_z^2}) \exp[-(z - E)^2 / 2\sigma_z^2]. \quad (3.121)$$

Дисперсія кореляційного інтеграла з точністю до постійного множника дорівнює визначеній раніше дисперсії шуму на виході оптимального фільтра $\omega_{\text{крв}}^2$ (див. вираз 3.77):

$$\sigma_z^2 = N_0 E / 2. \quad (3.122)$$

Підставивши вираз (3.120) в (3.114) і (3.121) в (3.115), отримаємо:

$$F = (1/\sqrt{2\pi}\sigma_z) \int_{z_0}^{\infty} \exp(-z^2/2\sigma_z^2) dz; \quad (3.123)$$

$$D = (1/\sqrt{2\pi}\sigma_z) \int_{z_0}^{\infty} \exp \int_0^{\infty} [-(z-E)^2/2\sigma_z^2] dz. \quad (3.124)$$

Визначення показників D і F графічно (рис. 3.47) ілюструється для заданої густини ймовірності $p_n(z)$ і $p_{cn}(z)$.

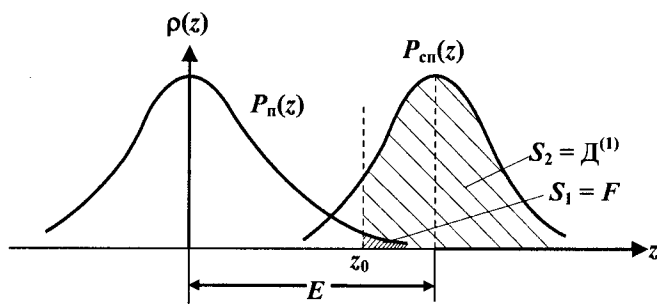


Рис. 3.47

Для обчислення (3.123) і (3.124) проведемо заміну змінних відповідно: $s = z/\sigma_z$ і $\vartheta = (z-E)/\sigma_z$.

При цьому отримаємо

$$F = (1/\sqrt{2\pi}) \times \int_{z_0/\sigma_0}^{\infty} \exp(-s^2/2) ds; \quad (3.125)$$

$$D = (1/2\pi) \int_{(z_0-E)/\sigma_z}^{\infty} \exp(-v^2/2) dv. \quad (3.126)$$

Інтеграл виразів (3.125) і (3.126) називається *інтегралом ймовірності*.

Використовуючи форму запису інтеграла ймовірності

$$\Phi(u) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^u e^{-t^2/2} dt \quad (3.127)$$

і враховуючи, що $\Phi(\infty) = \frac{1}{2}$, одержуємо

$$F = (1/2)[1 - \Phi(z_0 / \sigma_z)]; \quad (3.128)$$

$$D = (1/2)\{1 - \Phi[(z_0 - E) / \sigma_z]\}. \quad (3.129)$$

Графічне представлення інтеграла ймовірності (рис. 3.48) показує, що функція $\Phi(u)$ є табульованою та непарною. Позначаючи нормований поріг

$$z_0 / \sigma_z = q_0 \quad (3.130)$$

і враховуючи, що при підстановці (3.122)

$$E / \sigma_z = \sqrt{2E / N_0} = q, \quad (3.131)$$

вирази для якісних показників виявлення запишемо у вигляді

$$F = 0,5[1 - \Phi(q_0)]; \quad (3.132)$$

$$D = 0,5[1 - \Phi(q_0 - q)]. \quad (3.133)$$

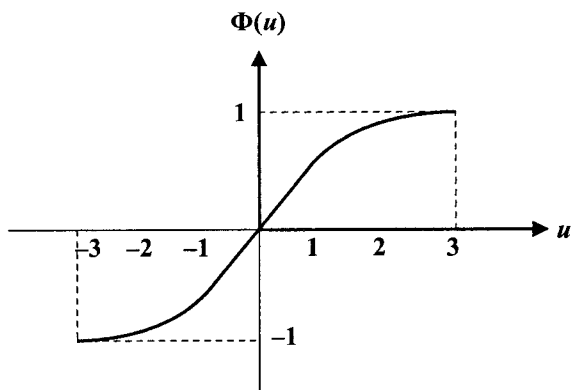


Рис. 3.48

Аналіз виразів (3.132) і (3.133) дозволяє зробити такі висновки:

1) імовірність хибної тривоги визначається тільки величиною порогу, нормованого до середньоквадратичного значення шумів σ_z на виході;

2) імовірність правильного виявлення залежить, окрім цього, від енергії сигналу, нормованого до σ_z .

Величина $q = E / \sigma_z = \sqrt{2E / N_0}$ відповідає відношенню сигнал/шум на виході оптимального фільтру і називається параметром виявлення.

Оскільки функція $\Phi(u)$ є непарною

$$\Phi(-u) = -\Phi(u),$$

то співвідношення (3.133) записують у вигляді

$$D = 0,5[1 + \Phi(q - q_0)]. \quad (3.134)$$

Вирази (3.132) і (3.134) використовуються для побудови сімейства залежності $D = f(q, F = \text{const})$, які називаються **кривими виявлення** (рис. 3.49).

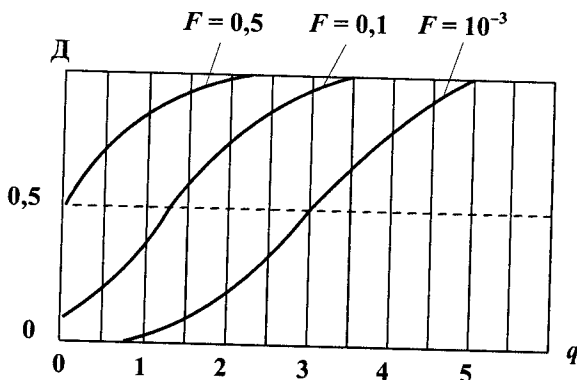


Рис. 3.49

Криві виявлення дозволяють:

- визначити величину порогового сигналу при оптимальному виявленні;
- визначити показники якості виявлення D і F при відомому q ;

➤ визначити коефіцієнт помітності γ , необхідний для розрахунку дальності дії РЛС.

Пороговим називається сигнал, який при заданій величині F виявляється з імовірністю D . Енергія порогового сигналу рівна

$$E_{\text{пор}} = (1/2)N_0q^2. \quad (3.135)$$

Коефіцієнт помітності γ дорівнює відношенню середньої потужності корисного сигналу до дисперсії шуму:

$$\gamma = P_{\text{сиг}} / \sigma_n^2 = E / N_0 = q^2 / 2. \quad (3.136)$$

Для зручності визначення γ значення, розраховане за формулою (3.136), безпосередньо наноситься на графік рис. 3.49 у вигляді другої шкали абсцис.

Б. Якісні показники виявлення сигналів з випадковими параметрами

Достатньою статистикою при виявленні сигналу, відповідного 2-й і 3-й моделям (з випадковою фазою і випадковими фазою і амплітудою), є модуль (обвідна) кореляційного інтеграла $Z(\alpha)$.

Оскільки сам кореляційний інтеграл має нормальний розподіл, то його обвідна при рівноімовірній фазі має розподіл, що підпорядковується закону Релея–Райса, і для другої моделі сигналу можна записати:

$$p_n(z) = (z / \sigma_z^2) \exp(-Z^2 / 2\sigma_z^2); \quad (3.137)$$

$$p_{\text{сиг}}(Z) = (Z / \sigma_z^2) \exp[-(Z^2 + E^2) / 2\sigma_z^2] I_0(ZE / \sigma_z^2), \quad (3.138)$$

де σ_z^2 – дисперсія кореляційного інтеграла.

Підставивши (3.137) і (3.138) у загальні вирази (3.114) і (3.115), і провівши заміну змінних $Z / \sigma_z = s$ і $E / \sigma_z = q$, отримаємо:

$$F = \int_{q_0}^{\infty} s \exp(-s^2 / 2) ds = \exp(-q_0^2 / 2); \quad (3.139)$$

$$D = \int_{q_0}^{\infty} s \exp[-(s^2 + q^2) / 2] I_0(qs) ds = Q(q_0, q), \quad (3.140)$$

де $Q(q_0, q)$ – табульована функція розподілу Релея–Райса (рис. 3.50).

Для 3-ї моделі сигналу густина розподілу $p_n(Z)$ відповідає виразу (3.137), а $p_{cn}(Z)$ – (3.138), але замість відомої величини E в останньому виразі випадкова величина $E(B) = B^2 E$. Усереднювання $p_{cn}(Z/B)$ по $p(B)$ призводить, так само як і для $p_n(Z)$, до простого закону Релея, але з більшою дисперсією, рівній сумі дисперсій перешкоди і сигналу:

$$p_{cn}(Z) = (Z / \sigma_\Sigma^2) \exp(-Z^2 / 2\sigma_\Sigma^2), \quad (3.141)$$

$$\sigma_\Sigma^2 = \sigma_z^2 + \sigma_c^2 = \sigma_z^2 [1 + (q^2 / 2)]. \quad (3.142)$$

При випадковій амплітуді сигналу площа S_2 , яка визначає показник D , зменшується (див. рис. 3.50).

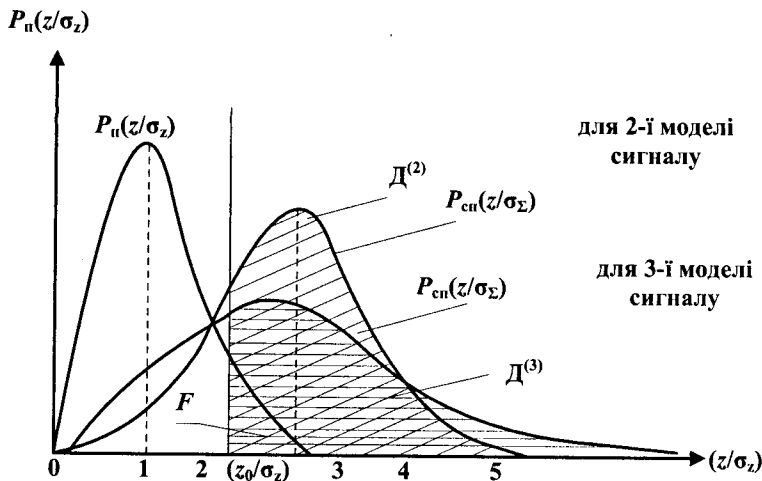


Рис. 3.50

Підстановка $p_n(Z)$ і $p_{cn}(Z)$ у (3.114) і (3.115) приводить до таких виразів для F і D :

$$F = \exp(-q_0^2 / 2), \quad (3.143)$$

$$D = \exp[-q_0^2 / 2(1 + 0,5q^2)]. \quad (3.144)$$

Підстановка виразу (3.143) і (3.144) дозволяє отримати явну залежність для кривих виявлення (рис. 3.51)

$$D = F \frac{1}{1 + \frac{1}{2} q^2} . \quad (3.145)$$

Сигнали з випадковими параметрами є менш інформативними, тому для їх виявлення необхідно збільшити енергію порогового сигналу. Цим пояснюється зсув кривих виявлення для 2-ї і 3-ї моделей управо.

Флуктуація амплітуди (3-я модель сигналу) приводить до істотного погіршення якості виявлення при прийнятній ймовірності виявлення ($D \geq 0,5$). У той же час наявність флуктуації покращує можливість виявлення цілі з малою ймовірністю. Це пояснює той факт, що при $D < 0,3$ криві для 3-ї моделі сигналу йдуть лівіше кривих сигналу для 2-ї моделі.

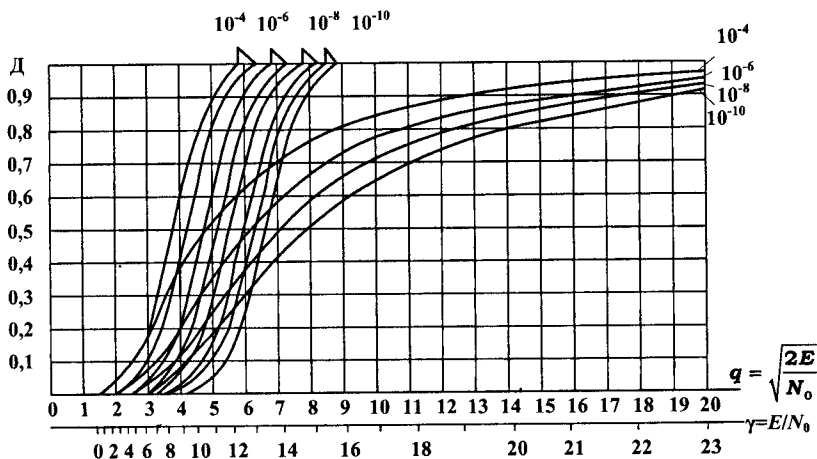


Рис. 3.51

3.7.2. Якісні показники виявлення при когерентному та некогерентному накопиченні сигналів

Оптимальний приймач пачки радіоімпульсів відрізняється від приймача одиночних сигналів наявністю накопичувача (когерентного або некогерентного). Тому оцінка якісних показників виявлення для пачок фактично зводиться до визначення характеристик виявлення накопичувачів радіолокаційних сигналів.

Якісні показники виявлення когерентної пачки радіоімпульсів

Когерентна пачка радіоімпульсів є, як було показано, різновидом одиночного когерентного сигналу з енергією $E_{\text{пачки}}$.

Тому для визначення якісних показників використовують криві виявлення одиночних сигналів, а саме:

- для пачки з відомою початковою фазою – криві, відповідні сигналу з відомими параметрами;
- для пачки з невідомою початковою фазою й відсутністю флуктуацій – криві, що відповідають сигналу з випадковою початковою фазою;
- для когерентної пачки, що повільно флюктує, – криві, відповідні сигналу з випадковими фазою й амплітудою.

Параметр виявлення в цьому випадку визначається виразом

$$q_{\text{кп}} = \sqrt{2E_{\text{пач}} / N_0 L_{\text{фп}}} = \sqrt{2ME / N_0 L_{\text{фп}}}, \quad (3.146)$$

де E – енергія максимального імпульсу в пачці; $L_{\text{фп}}$ – втрати за рахунок відмінності форми пачки від прямокутної.

Когерентне накопичення імпульсів знижує пороговий рівень енергії кожного імпульсу.

Якісні показники виявлення некогерентної пачки

Якість некогерентного накопичення нижче, ніж когерентного. Фізично це пояснюється тим, що когерентне підсумовування проводиться до детектора, унаслідок детектування піддається сигнал, що має помітне перевищення над шумом.

При обробці некогерентної пачки сигнал повинен детектуватися до накопичення, тобто при меншому порівняно з попереднім випадком відношенні сигнал/шум. При детектуванні, як відомо, має місце ефект придушення слабого сигналу перешкодою, це еквівалентно зменшенню відношення сигнал/шум.

Тому відношення сигнал/шум на виході некогерентного накопичувача знижується порівняно з когерентним накопичувачем (рис. 3.52, суцільна крива).

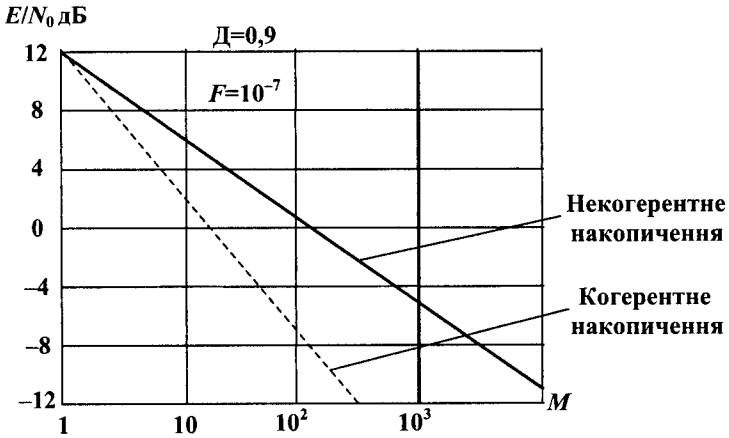


Рис. 3.52

Втрати порогової енергії для некогерентного накопичення (рис. 3.53) наводяться порівняно з когерентним накопиченням.

Для визначення якісних показників виявлення некогерентної пачки, що повільно флюктує, використовуються криві виявлення одиночного сигналу з випадковими початковою фазою й амплітудою. Параметр виявлення відповідає виразу

$$q_{\text{нкп}} = \sqrt{2ME / N_0 L_{\text{фп}} L_{\text{нн}}} = q_{\text{кп}} / \sqrt{L_{\text{нн}}}, \quad (3.147)$$

де $L_{\text{нн}}$ – втрати на некогерентне накопичення (див. рис. 3.53).

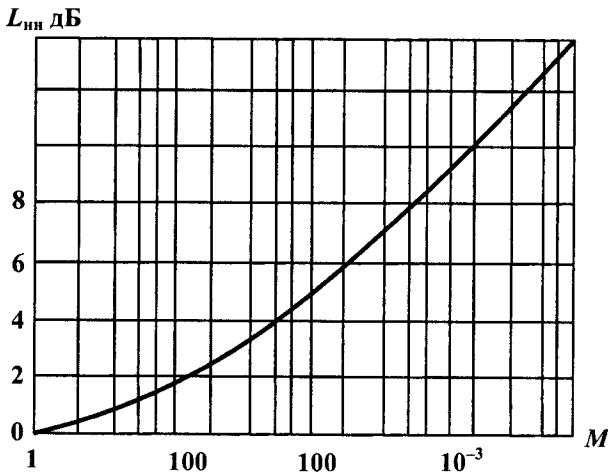


Рис. 3.53

Якісні показники виявлення некогерентної пачки, що флюктує швидко, визначаються по кривих виявлення для сигналу з випадковою фазою, а параметр виявлення дорівнює

$$q_{нкп} = q_{кп} / \sqrt{L_{нн} L_{шф}}, \quad (3.148)$$

де $L_{шф}$ – коефіцієнт втрат на швидкі флюктуації, що визначається за спеціальними графіками.

Якість виявлення некогерентної пачки, що швидко флюктує, краще, ніж у пачки, що флюктує повільно (втрати q при переході від кривої виявлення для 2-ї моделі до кривої виявлення для 3-ї моделі сигналу більші, ніж $L_{шф}$). Фізично це пояснюється тим, що при повільних флюктуаціях імпульси в пачці корельовані і, отже, якщо прийнятий імпульс слабкий, то наступний за ним – теж слабкий, а при швидких флюктуаціях імпульси некорельовані, і подальші імпульси можуть бути сильними, що полегшує виявлення.

3.7.3. Втрати в пороговому сигналі для реальних РЛС

Пороговий сигнал реальних РЛС значно вищий, ніж для оптимальних. Коефіцієнт помітності для реальних РЛС дорівнює

$$\gamma_{\text{п}} = \gamma L_{\text{в}\Sigma},$$

де $L_{\text{в}\Sigma}$ – сумарні втрати.

Втрати при обробці (виключаючи втрати на РРХ) поділяють на втрати, зумовлені відмінністю реального сигналу від когерентної пачки з прямокутною обвідною, і втрати за рахунок неоптимальності обробки.

До 1-го виду належать відомі вже втрати: $L_{\text{нн}}$; $L_{\text{фп}}$; $L_{\text{шф}}$.

До 2-го виду втрат належать: $L_{\text{лп}}$ – втрати в лінії передачі (2–2,5 дБ); $L_{\text{ачх}}$ – втрати на неоптимальність форми амплітудно-частотної характеристики ППЧ (0,8–1 дБ); $L_{\text{ппч}}$ – втрати на розширення смуги пропускання ППЧ ($L_{\text{ппч}} = \Pi_{\text{ппч}} / \Pi_{\text{опт}}$); $L_{\text{дет}}$ – втрати в детекторі (0,2–0,3 дБ); $L_{\text{нак}}$ – втрати на неоптимальність накопичувача (2–3 дБ); $L_{\text{оп}}$ – втрати за рахунок оператора (5–7 дБ);

Загальні втрати реальної РЛС визначаються виразом

$$L_{\text{в}\Sigma} = L_{\text{нн}} + L_{\text{фп}} + L_{\text{шф}} + L_{\text{лп}} + L_{\text{ачх}} + L_{\text{ппч}} + L_{\text{дет}} + L_{\text{нак}} + L_{\text{оп}}$$

і складають на практиці 17–20 дБ.

3.8. Дальність дії радіолокаційної станції

Дальністю дії радіолокаційної станції називається найбільша відстань між станцією і ціллю, на якому виявлення цілі проводиться із заданою якістю (із заданими умовними ймовірностями правильного виявлення та хибної тривоги). Загалом дальність дії залежить від технічних параметрів РЛС, характеристик цілі, умов розповсюдження радіохвиль, і рівня різних перешкод і ряду інших чинників, більшість із яких змінюється в часі

випадково. Отже, дальність дії РЛС має статистичне трактування.

3.8.1. Дальність дії РЛС у вільному просторі. Зона видимості РЛС

Розрахуємо дальність дії РЛС без урахування впливу земної поверхні й атмосфери на розповсюдження радіохвиль, тобто в припущенні, що РЛС і ціль містяться у вільному просторі.

Вважаємо заданим такі параметри РЛС:

P_i – імпульсна потужність, що випромінюється РЛС у простір;

$G(\beta, \varepsilon)$ – коефіцієнт підсилення передавальної антени;

β, ε – кутові координати цілі;

$A(\beta, \varepsilon)$ – ефективна площа приймальної антени;

$P_{\text{пр min}}$ – чутливість приймача;

$\bar{\sigma}_c$ – середнє значення ЕПР цілі.

Методика розрахунку дальності дії РЛС включає такі основні етапи:

1. Визначається густина S_c потоку потужності, що створюється РЛС у точці знаходження цілі.

2. Ціль розглядається як вторинний випромінювач і визначається за потужністю сигналу, що перевипромінюється ціллю.

3. Визначається густина $S_{\text{пр}}$ потоку потужності, що створюється ціллю в точці прийому.

4. Визначається потужність сигналу на вході приймача РЛС.

5. Розраховується дальність дії РЛС.

Відповідно до цієї методики і заданих параметрів РЛС і цілі проведемо розрахунок дальності дії радіолокатора.

Розрахунок дальності дії

1. У вільному просторі на відстані r від РЛС густина потоку потужності прямої електромагнітної хвилі, що випромінюється ненаправленою антеною, визначається співвідношенням

$$S_{\text{ц}} = P_i / 4\pi r^2,$$

де $4\pi r^2$ – поверхня сфери з радіусом r .

З урахуванням направлених властивостей передавальної антени густина потоку потужності в точці знаходження цілі збільшується в $G(\beta, \varepsilon)$ разів і буде дорівнювати

$$S_{\text{ц}} = P_i G(\beta, \varepsilon) / 4\pi r^2. \quad (3.149)$$

2. Потужність сигналу, що перевипромінюється ціллю, визначається виразом

$$P_{\text{випрц}} = S_{\text{ц}} \bar{\sigma}_{\text{ц}} = P_i G(\beta, \varepsilon) \bar{\sigma}_{\text{ц}} / 4\pi r^2. \quad (3.150)$$

3. З урахуванням (3.149) і (3.150) густина потоку потужності відбитої хвилі в точці розташування приймальної антени РЛС рівна

$$S_{\text{пр}} = P_{\text{випрц}} / 4\pi r^2 = S_{\text{ц}} \bar{\sigma}_{\text{ц}} / 4\pi r^2 = P_i G(\beta, \varepsilon) \bar{\sigma}_{\text{ц}} / (4\pi r^2)^2. \quad (3.151)$$

Помножуючи $S_{\text{пр}}$ на ефективну площу приймальної антени $A(\beta, \varepsilon)$, знаходимо потужність відбитого сигналу, що поступає на вхід приймача:

$$P_i G(\beta, \varepsilon) A(\beta, \varepsilon) \bar{\sigma}_{\text{ц}} / (4\pi r^2)^2. \quad (3.152)$$

Вважаючи, що параметри антени $G(\beta, \varepsilon)$ і $A(\beta, \varepsilon)$ не змінюються за час опромінювання, проінтегруємо відповідно ліву та праву частини рівності за час тривалості прийнятого й зондувального імпульсів. Тоді від потужностей перейдемо до енергії сигналів:

$$E_{\text{пр}} = E_i G(\beta, \varepsilon) A(\beta, \varepsilon) \bar{\sigma}_{\text{ц}} / (4\pi r^2)^2. \quad (3.153)$$

Згідно з (3.153) енергія сигналу, що приймається, як і його потужність (3.152), обернено пропорційна четвертому степеню відстані до цілі.

У міру збільшення дальності до цілі потужність (енергія) відбитого сигналу на вході приймача зменшується. На максимальній дальності виявлення потужність сигналу, що приймається, рівна пороговому значенню, тобто мінімально необхідному для виявлення цілі із заданою умовною ймовірністю правильного виявлення D і хибної тривоги F . Величина порогового значення потужності (енергії) визначається чутливістю

приймача РЛС $P_{\text{пр min}} (E_{\text{пр min}})$. Таким чином, для максимальної дальності r_{max} маємо

$$P_{\text{пр}} = P_{\text{пр min}}; E_{\text{пр}} = E_{\text{пр min}}.$$

Підставляючи рівняння (3.152) і (3.153) відповідно $P_{\text{пр}} = P_{\text{пр min}}; E_{\text{пр}} = E_{\text{пр min}}$ і вирішуючи ці рівняння відносно r_{max} одержуємо

$$r_{\text{max}} = \sqrt[4]{\frac{P_i G(\beta, \varepsilon) A(\beta, \varepsilon) \bar{\sigma}_u}{(4\pi)^2 P_{\text{пр min}}}}; \quad (3.154)$$

$$r_{\text{max}} = \sqrt[4]{\frac{E_i G(\beta, \varepsilon) A(\beta, \varepsilon) \bar{\sigma}_u}{(4\pi)^2 E_{\text{пр max}}}}. \quad (3.155)$$

Рівняння (3.154), (3.155) є рівняннями радіолокації у вільному просторі. У них

$$P_{\text{пр min}} = \gamma P_{\text{ш}}; E_{\text{пр min}} = \gamma N_0 = \gamma k T \Pi,$$

де $P_{\text{ш}}$ – потужність власних шумів приймача РЛС; N_0 – спектральна густина власних шумів приймача; $\gamma = E_{\text{свх}} / N_0$ – коефіцієнт помітності; $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град – стала Больцмана; Π – коефіцієнт шуму приймача; T – температура за шкалою Кельвіна.

Рівняння (3.154) і (3.155) застосовуються і для суміщеного радіолокатора як з роздільними, так і із загальною антеною на передачу і прийом. У сучасних імпульсних рухомих РЛС для передачі і прийому звичайно використовується одна антена, для якої $G(\beta, \varepsilon)$ і $A(\beta, \varepsilon)$ виявляються зв'язаними між собою. За умови узгодження антени зі входом приймача:

$$G(\beta, \varepsilon) = (4\pi / \lambda^2) A(\beta, \varepsilon).$$

Тому формули (3.154) і (3.155) можна подати у вигляді:

$$r_{\text{max}} = \sqrt[4]{\frac{P_i G^2(\beta, \varepsilon) \lambda^2 \bar{\sigma}_u}{(4\pi)^3 P_{\text{пр min}}}}; \quad (3.156)$$

$$r_{\text{max}} = \sqrt[4]{\frac{E_i G^2(\beta, \varepsilon) \lambda^2 \bar{\sigma}_u}{(4\pi)^3 E_{\text{пр max}}}}; \quad (3.157)$$

Оскільки значення G і A є функціями кутових координат, то і дальність дії радіолокаторів також є функцією цих координат. Позначаючи нормовану характеристику направленості антени (по полю) через $F(\beta, \varepsilon)$, можна записати

$$G(\beta, \varepsilon) = G_{\max} F^2(\beta, \varepsilon); \quad A(\beta, \varepsilon) = A_{\max} F^2(\beta, \varepsilon). \quad (3.158)$$

У напрямі, де G і A максимальні, дальність дії РЛС також матиме максимальне значення $r_{0\max}$. Для всіх інших напрямів, ураховуючи залежність (3.158), рівняння дальності можна записати у вигляді:

$$r_{\max} = r_{0\max} F(\beta, \varepsilon), \quad (3.159)$$

де

$$r_{0\max} = \sqrt[4]{\frac{E_i G_{\max}^2 \lambda^2 \bar{\sigma}_u}{(4\pi)^3 E_{\text{прmin}}}}.$$

Рівняння (3.159) описує в сферичній системі координат деяку граничну поверхню, усередині якої радіолокатор може знаходити ціль із якістю виявлення не гірше за ту, що потрібна. Частина простору, що обмежена цією поверхнею, називається *зоною видимості* або *зоною огляду*.

При $\beta = \text{const}$ рівняння (3.159) описує деяку криву, що є межею зони видимості у вертикальній площині (рис. 3.54).

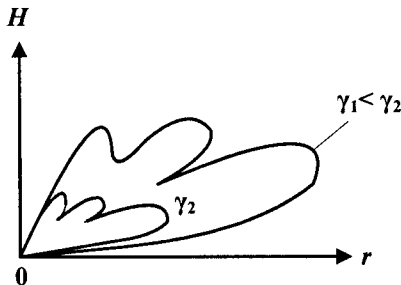


Рис. 3.54

Чим вище вимоги до якості виявлення, тим менше розміри зони видимості.

Вид зони видимості РЛС виявлення у вертикальній площині визначається формою діаграми направленості антени.

Аналіз рівняння дальності дії РЛС режимі супроводу цілі

Отримані вирази для дальності дії РЛС справедливі як для оглядових РЛС, так і для РЛС супроводу цілі. Проте параметри огляду (швидкість огляду, час опромінювання цілі, кількість імпульсів у пачці) в ці вирази входять у прихованому вигляді. Тому обмежимося спочатку аналізом рівнянь дальності дії РЛС у режимі супроводу цілі.

Аналізуючи вирази (3.154-3.157), можна зробити такі висновки.

1. Дальність дії РЛС порівняно мало залежить від енергетичного потенціалу станції:

$$r_{\max} \equiv \sqrt[4]{P_i / P_{\text{пр min}}} .$$

Так, для збільшення дальності дії у вільному просторі удвічі енергетичний потенціал необхідно збільшити в шістнадцять разів.

2. Дальність дії одноантенної РЛС істотно залежить від коефіцієнта підсилення антени. Так, наприклад, для збільшення дальності дії в два рази за інших рівних умов коефіцієнт підсилення G треба збільшити тільки в чотири рази. Останній висновок може виявитися непридатним у режимі огляду, коли через зсування променя може скоротитися час опромінювання цілі та збільшитись час огляду всієї зони видимості.

3. Оскільки значення ефективної поверхні $\sigma_{\text{ц}}$ реальної цілі можуть змінюватися в широких межах (наприклад, для крилатої ракети $\sigma_{\text{ц}} < 0,2 \text{ м}^2$, тоді як для бомбардувальника $\sigma_{\text{ц}} = 15 \dots 20 \text{ м}^2$), то дальність дії РЛС істотно залежить від типу цілі.

4. Площа зони видимості у вертикальній площині практично не залежить від форми діаграми направленості антени РЛС у цій же площині (при незмінній формі ДН в горизонтальній площині).

Доведення.

Уявимо, що антена РЛС має діаграму направленості у вертикальній площині у вигляді сектора (рис. 3.55, суцільна крива) завширшки θ і площею S_1 рівною

$$S_1 = (\pi r_{\max}^2 / 2\pi) \theta = r_{\max}^2 \theta / 2. \quad (3.160)$$

Якщо збільшити кутовий розмір діаграми направленості в цій площині в n раз, то, як відомо з теорії антен, коефіцієнт підсилення антени зменшиться в стільки ж разів, що призведе, у свою чергу, до зменшення дальності дії РЛС у \sqrt{n} раз. Тоді площа ДН у вертикальній площині S_2 (рис. 3.55, пунктир) буде дорівнювати

$$S_2 = (\pi r_{\max}^2 / 2\pi n) n\theta = r_{\max}^2 \theta / 2. \quad (3.161)$$

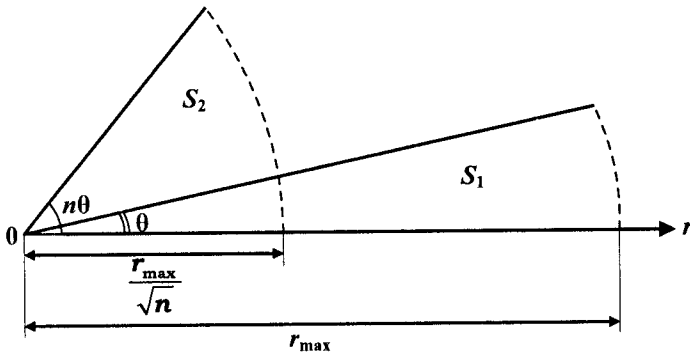


Рис. 3.55

Таким чином, $S_1 = S_2$. Це закон постійності площі зони видимості РЛС. Загалом він справедливий і для об'єму зони видимості.

5. Залежність дальності дії від довжини хвилі λ треба розглядати з урахуванням направлених властивостей антени. Так, при заданому G зменшення λ призводить до зменшення дальності дії, оскільки зменшується ефективна площа антени A . При

заданому A зменшення λ приведе до збільшення дальності дії, оскільки при $A = const$ зросте G .

Окрім вказаних при виборі довжини хвилі чинників слід ураховувати також такі, як:

- зниження практично досяжної середньої та пікової потужності передавача при зменшенні довжини хвилі;
- різний вплив умов розповсюдження на дальність дії для різних діапазонів хвиль;
- погіршення чутливості приймача при зменшенні довжини хвилі;
- залежність ефективних поверхонь цілі від довжини хвилі.

3.8.2. Вплив атмосфери на дальність дії РЛС

Реальні умови розповсюдження радіохвиль в атмосфері (тропосфері й іоносфері) відрізняються від умов розповсюдження у вільному просторі. Наявність атмосфери приводить до затухання радіохвиль і викривлення траєкторії їх розповсюдження, що, зрештою, позначається на дальності дії радіолокатора та точності вимірювання координат.

Впливом іоносфери на дальність дії РЛС протилітакової оборони можна нехтувати.

Затухання радіохвиль у тропосфері

Затухання радіохвиль у тропосфері відбувається через поглинання та розсіяння енергії радіохвиль молекулами кисню, пари води, гідрометеорами, частинками конденсованої вологи і пилу. Воно приводить до зменшення дальності дії РЛС.

Для характеристики ступеня затухання радіохвиль використовують коефіцієнт затухання, який залежить від довжини хвилі, атмосферного тиску, вологості і температури, а також параметрів частинок, що викликають розсіяння електромагнітних хвиль (рис. 3.56). Із графіка бачимо, що є резонансні максимуми поглинання, зумовлені особливостями структури молекул: 1,35 см, 1,5 мм, 0,75 мм – у водяних парах і 0,5 см, 0,25 см – у кисні.

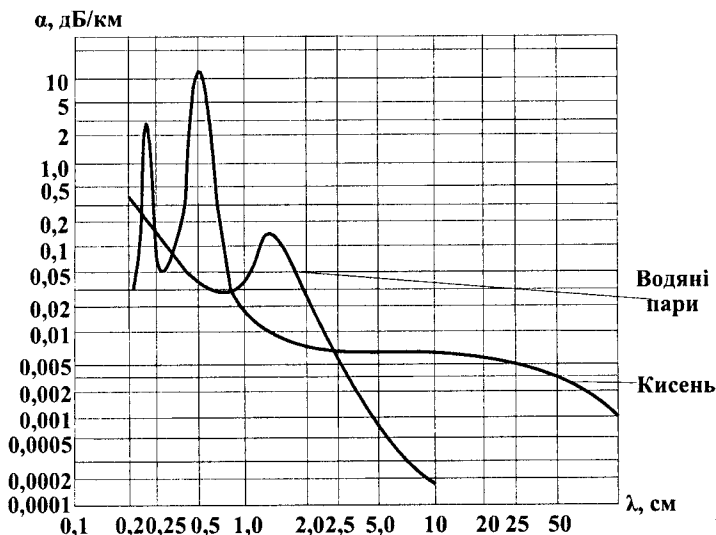


Рис. 3.56

Як випливає з кривих (рис. 3.57), згасання радіохвиль у кисні та парях води тропосфери, а також через наявність гідрометорів на хвилях більше 25 см незначне, але суттєво зростає при зменшенні довжини хвилі.

Проведемо кількісну оцінку впливу згасання на дальність дії РЛС для випадку, коли атмосфера уздовж траси розповсюдження радіохвиль неоднорідна, тобто зі змінним уздовж траси коефіцієнтом згасання. Тоді згасання по всій трасі розповсюдження радіохвиль від РЛС до цілі і назад складе $2 \int_0^r \alpha(r) dr$. Позначивши потужність на вході приймача за наявності згасання $P_{\text{пр}}$, а при його відсутності – $P_{\text{пр}0}$, отримаємо

$$10 \lg(P_{\text{пр}0} / P_{\text{пр}}) = 2 \int_0^r \alpha(r) dr, \quad (3.162)$$

де $P_{\text{пр}0}$ визначається виразом правої частини рівності (3.152):

$$P_{\text{пр}0} = P_i G(\beta, \epsilon) A(\beta, \epsilon) \sigma_{\text{ц}} / (4\pi r^2)^2. \quad (3.163)$$

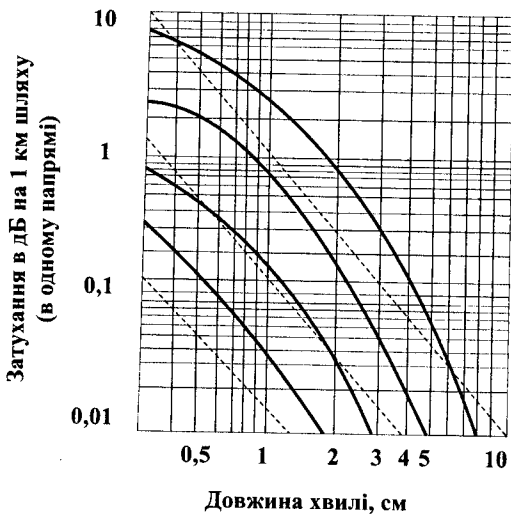


Рис. 3.57

Вирішуючи рівняння (3.162) щодо $P_{\text{пр}}$, маємо

$$P_{\text{пр}} = P_{\text{пр}0} 10^{-0,2 \int_0^r \alpha(r) dr}.$$

Приймаючи $P_{\text{пр}} = P_{\text{мін}}$ і враховуючи (3.163), одержуємо вираз для шуканої дальності дії РЛС з урахуванням затування радіохвиль у тропосфері:

$$r_{\text{max}} = r_{0\text{max}} F(\beta, \varepsilon) \cdot 10^{-0,05 \int_0^{r_{\text{max}}} \alpha(r) dr}. \quad (3.164)$$

де $r_{0\text{max}} F(\beta, \varepsilon)$ – дальність дії РЛС у вільному просторі.

Рішення цього рівняння (рис. 3.58) проводяться у вигляді залежності дальності дії РЛС в атмосфері r_{max} (вісь ординат) від дальності дії РЛС у вільному просторі $r_{0\text{max}}$ (вісь абсцис) для різних коефіцієнтів затування α .

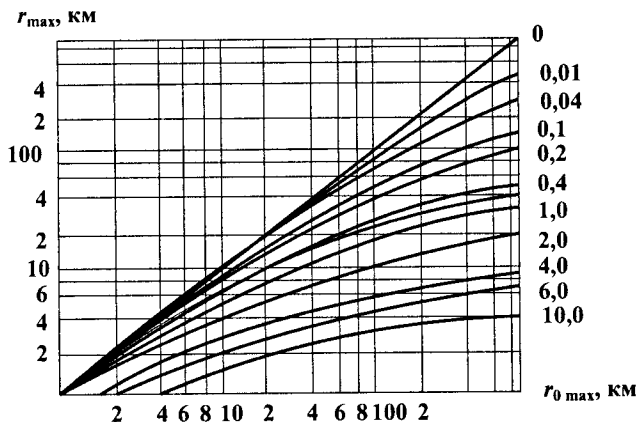


Рис. 3.58

Оскільки дальність дії РЛС r_{\max} з урахуванням затухання радіохвиль в атмосфері зменшується, то відповідно скорочуються й розміри зони видимості у вертикальній площині, причому при нерівномірному поглинанні форма зони може дещо спотворюватися.

Викривлення траєкторії розповсюдження радіохвиль (рефракція)

Викривлення траєкторії розповсюдження радіохвиль (явище рефракції) зумовлено зміною коефіцієнта заломлення тропосфери й іоносфери, головним чином, за висотою. У тропосфері, особливо в її нижніх шарах, зміна коефіцієнта заломлення по висоті зумовлена відповідною зміною тиску, температури й абсолютної вологості повітря. Характер і величина рефракції залежать від величини вертикального градієнта коефіцієнта заломлення dn/dH . Так, при $dn/dH > 0$ радіопромінь відхиляється від прямої лінії вгору, тобто має місце негативна рефракція (рис. 3.59, крива 1). Якщо $dn/dH < 0$, то радіопромінь відхиляється від прямої лінії вниз, тобто має місце додатна рефракція (рис. 3.59, крива 2).

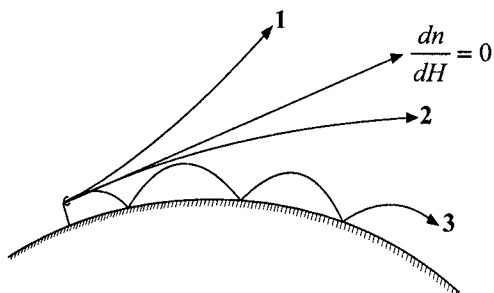


Рис. 3.59

Через кривизну земної поверхні рефракція впливає на дальність дії РЛС по цілі, що летить низько, і на видимість місцевих предметів. Дальність дії по цілі, що летить низько, зменшується при негативній рефракції і збільшується при позитивній.

Для урахування впливу рефракції на дальність дії РЛС вводять еквівалентний радіус землі $\rho_{\text{екв}}$, який визначається зі співвідношення

$$1 / \rho_{\text{екв}} = 1 / \rho_3 + dn / dH \quad (3.165)$$

де ρ_3 – дійсний (істинний) радіус землі, рівний 6370 км.

Кривизна землі при цьому змінюється на величину кривизни променя.

Для стандартної тропосфери вертикальний градієнт коефіцієнта заломлення

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

і еквівалентний радіус землі $\rho_{\text{екв}} = (4 / 3) \rho_3$.

При

$$dn / dH = -0,157 \cdot 10^{-8} \text{ [1/м]}$$

наступає так звана критична рефракція, при якій радіус кривизни радіопромменя дорівнює радіусу землі, тобто радіохвилі розповсюджуються паралельно поверхні землі.

Якщо $dn / dH = -0,157 \cdot 10^{-6} \text{ [1/м]}$, виникає надрефракція, при якій кривизна променя виявляється більше кривизни землі. Радіопромінь, зазнаючи повного внутрішнього відбиття, поверта-

ється на землю, відбиваючись від її поверхні, знов зазнає повне внутрішнє відбиття (рис. 3.59, крива 3). Унаслідок чого виникає атмосферний хвилевід.

Явище надрефракції найчастіше спостерігається над морем, особливо вранці, коли нижні шари повітря більш охолоджені і насичені вологою, ніж верхні. Спостерігається явище надрефракції і над сушею, наприклад, у степових і пустельних районах. Висота атмосферного хвилеводу, по якому розповсюджується радіохвиля, звичайно вимірюється метрами й десятками метрів і майже ніколи не перевищує 200 м.

Дальність виявлення за наявності надрефракції збільшується в декілька разів. Чим коротшою є хвиля, тим частіше спостерігається збільшення дальності за рахунок надрефракції, оскільки при цьому виконуються умови утворення атмосферного хвилеводу. Проте в цілому явище надрефракції дуже нерегулярне.

3.8.3. Вплив землі на дальність дії РЛС

Вплив землі на дальність дії РЛС пов'язаний у першу чергу з інтерференцією прямої та відбитої від землі радіохвиль, що розповсюджуються між радіолокаційною станцією й ціллю (рис. 3.60).

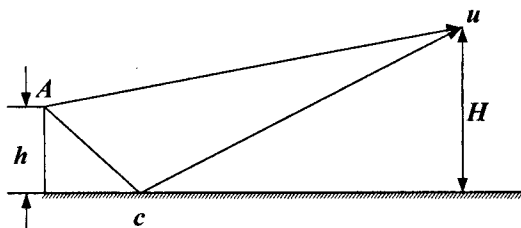


Рис. 3.60

Дальність дії збільшується, якщо пряма і відбита від землі хвилі синфазні, і зменшується, якщо ці хвилі протифазні. Складання прямої і відбитої хвиль у точці прийому еквівалентно зміні характеристик направленості антени РЛС на передачу та прийом. Тому

вплив землі можна врахувати кількісно, замінюючи $F(\beta, \varepsilon)$ в (3.159) відповідним виразом, що враховує цей вплив. Таким чином, дальність дії РЛС з урахуванням впливу землі буде дорівнювати

$$r_{\max 3} = r_{0\max} F_{\Sigma}(\beta, \varepsilon) \quad (3.166)$$

де $F_{\Sigma}(\beta, \varepsilon)$ – нормована характеристика направленості антенної системи, що складається з власне антени РЛС і поверхні землі, що бере участь у формуванні відбитої хвилі.

При розрахунку $F_{\Sigma}(\beta, \varepsilon)$ вважаємо, що земля плоска й однорідна в межах зони Френеля.

Позначимо напруженість інтерференційного поля, створюваного в місці розташування цілі

$$\dot{E}_{m0} F_{\Sigma}(\beta, \varepsilon),$$

напруженість поля прямої хвилі –

$$\dot{E}_{m0} F(\beta, \varepsilon)$$

і напруженість поля відбитої від землі хвилі –

$$\dot{p} \dot{E}_{m0} F(\beta, -\varepsilon) \exp j\Delta\varphi,$$

де $\dot{p} = |\dot{p}| \exp j\varphi_p$ – коефіцієнт відбиття, який залежить від параметрів ґрунту, поляризації випромінюваної хвилі, кута місця і довжини хвилі; $F(\beta, -\varepsilon)$ – нормована характеристика направленості антени в напрямку на ділянку поверхні, що бере участь у створенні відбитої хвилі; φ_p – стрибок фази при відбитті; $\Delta\varphi$ – різниця фаз прямої відбитої хвиль у точці знаходження цілі за рахунок різниці ходу цих хвиль. Різницю фаз прямої і відбитої хвиль, зумовлену різницею їх ходу, знайдемо зі співвідношення (рис. 3.61)

$$\Delta\varphi = (2\pi/\lambda)2hsin\varepsilon, \quad (3.167)$$

де h – висота розташування антени над землею; λ – робоча довжина хвилі.

Для розрахунку напруженості результуючого поля в точці знаходження цілі скористаємося правилом паралелограма:

$$\dot{E}_{m0} F_{\Sigma}(\beta, \varepsilon) =$$

$$= \dot{E}_{m0} \sqrt{F^2(\beta, \varepsilon) + |\dot{p}|^2 F^2(\beta, -\varepsilon) + 2|\dot{p}| F(\beta, \varepsilon) F(\beta, -\varepsilon) \cos(\Delta\varphi + \varphi_p)}$$

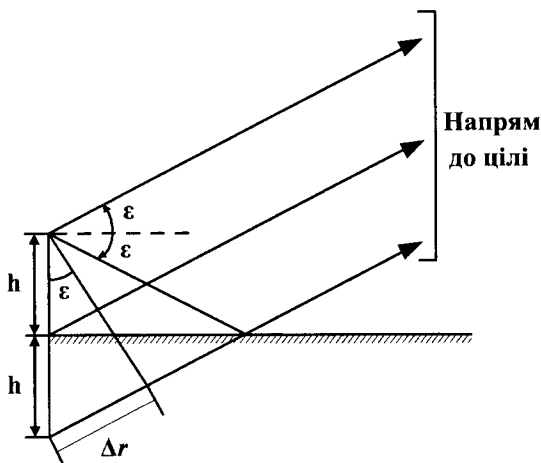


Рис. 3.61

Або, враховуючи, що $F(\beta, -\varepsilon) = F(\beta)F(\varepsilon)$, запишемо

$$\begin{aligned} \dot{E}_{m0} F_{\Sigma}(\beta, \varepsilon) &= \\ &= \dot{E}_{m0} \sqrt{F^2(\beta, \varepsilon) + |\dot{p}|^2 F^2(\beta, -\varepsilon) + 2|\dot{p}| F(\beta, \varepsilon) F(\beta, -\varepsilon) \cos(\Delta\varphi + \varphi_p)} \end{aligned} \quad (3.168)$$

Функція

$$\begin{aligned} F_3(\beta, \varepsilon) &= \\ &= F(\beta) \sqrt{1 + |\dot{p}|^2 \left[\frac{F(-\varepsilon)}{F(\varepsilon)} \right]^2 + 2|\dot{p}| \left[\frac{F(-\varepsilon)}{F(\varepsilon)} \right] \cos[(4\pi h/\lambda) \sin \varepsilon + \varphi_p]} \end{aligned} \quad (3.169)$$

має назву *інтерференційного множника* або *множника землі*.

Використовуючи співвідношення (3.166), (3.168) і (3.169), приходимо до висновку, що дальність РЛС з урахуванням відбиття від землі дорівнює:

$$r_{\max 3} = r_{0\max} F(\beta, \varepsilon) F_3(\varepsilon). \quad (3.170)$$

Модуль і аргумент коефіцієнта відбиття (рис. 3.62) залежить від кута місця ε . Суцільні криві наведені для дзеркального відбиття від поверхні моря, пунктирні – від сухого ґрунту. Літери B і Γ відповідають вертикальній і горизонтальній поляризації поля; після відповідної букви вказана довжина хвилі в метрах.

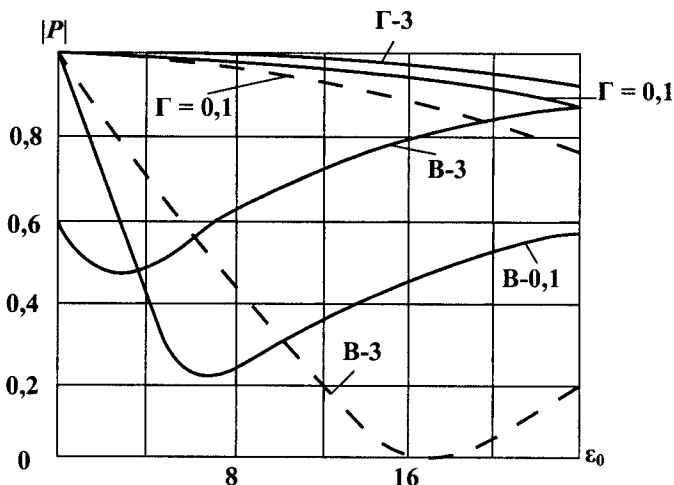


Рис. 3.62

Аналіз впливу відбиття від землі на вид зони видимості РЛС у вертикальній площині

Якщо у вільному просторі вид зони видимості РЛС у вертикальній площині визначається тільки формою діаграми направленості $F(\varepsilon)$ власне антени, то з урахуванням впливу відбиття від земної поверхні зона видимості РЛС є функцією добутку діаграми направленості $F(\varepsilon)$ й інтерференційного множника землі $F_3(\varepsilon)$.

Як бачимо з виразу (3.169), інтерференційний множник залежно від кута місця цілі ε може змінюватися в межах від $F_{3\max}$ до $F_{3\min}$.

У тому випадку, якщо аргумент косинуса у виразі (3.169)

$$(4\pi h / \lambda) \sin \varepsilon + \varphi_p = 2k\pi, \quad (k = 0, 1, 2, \dots), \quad (3.171)$$

то множник землі набуває максимального значення

$$F_{3\max}(\varepsilon) = 1 + |\dot{p}| |F(-\varepsilon) / F(\varepsilon)|$$

і відповідно

$$F_{\Sigma\max}(\varepsilon) = F(\varepsilon) + |\dot{p}| |F(-\varepsilon)|.$$

Користуючись умовою (3.171), одержуємо формулу для визначення кутів місця, відповідних напрямам максимумів результуючої діаграми направленості:

$$\varepsilon_{\max} = \arcsin \left\{ \left[(2k\pi - \varphi_p) / 4\pi \right] (\lambda / h) \right\}.$$

Якщо ж

$$(4\pi h / \lambda) \sin \varepsilon + \varphi_p = (2k + 1)\pi, \quad (k = 0, 1, 2, \dots), \quad (3.172)$$

то множник землі набуває мінімального значення

$$F_{\Sigma \min}(\varepsilon) = 1 - |\dot{p}| F(-\varepsilon) / F(\varepsilon)$$

і відповідно

$$F_{\Sigma \min}(\varepsilon) = F(\varepsilon) - |\dot{p}| F(-\varepsilon).$$

З умови (3.172) можна отримати формулу для визначення кутів місця, відповідних напрямам мінімумів результуючої діаграми направленості:

$$\varepsilon_{\min} = \arcsin \left\{ \left[(2k + 1)\pi - \varphi_p \right] (\lambda / h) \right\}. \quad (3.173)$$

Таким чином, унаслідок відбиття радіохвиль від землі зона видимості РЛС у вертикальній площині має пелюстковий характер.

Розглянемо декілька характерних прикладів, що пояснюють вплив відбиття електромагнітних хвиль на радіолокаційні спостереження.

Перший випадок. Максимум діаграми направленості антени РЛС у вільному просторі орієнтований уздовж лінії горизонту (рис. 3.63), тобто $F(\varepsilon) = F(-\varepsilon)$, майданчик у межах першої зони Френеля електрично рівний (тобто висота нерівностей на його поверхні задовольняє умові $\Delta h < \lambda / 16 \sin \varepsilon$, унаслідок чого можна вважати, що модуль коефіцієнта відбиття рівний одиниці ($|\dot{p}| = 1$), а аргумент $\varphi_p = \pi$ (випадок дзеркального відбиття). У цьому випадку інтерференційний множник

$$F(\varepsilon) = 2 \sin \left[(2\pi / \lambda) h \sin \varepsilon \right]. \quad (3.174)$$

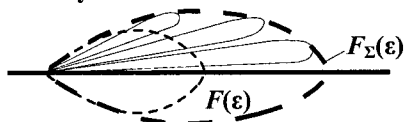
Обвідна
максимумів


Рис. 3.63

Співвідношення (3.174) свідчить про те, що результуюча діаграма направленості антени РЛС набуває пелюсткового характеру. При цьому $F_{з\max} = 2$, а $F_{з\min} = 0$. Дальність дії РЛС залежить від кута місця цілі і в напрямках ε_{\max} зростає вдвічі порівняно з r_{\max} , а в напрямках ε_{\min} падає до нуля (див. рис. 3.63). Кількість пелюсток визначається співвідношенням між висотою підйому антени над поверхнею землі і h довжиною хвилі λ . Чим менше λ і вище піднята антена РЛС, тим більше пелюсток у результуючій діаграмі.

Другий випадок. Максимум діаграми направленості антени РЛС орієнтований під деяким кутом ε_0 до горизонту (рис. 3.64), тобто $F(\varepsilon) \neq F(-\varepsilon)$, модуль коефіцієнта відбиття $|\dot{p}| = 1$, а аргумент $\varphi_p = \pi$. У цьому випадку значення інтерференційного множника лежать у межах

$$0 < F_3(\varepsilon) < 2.$$

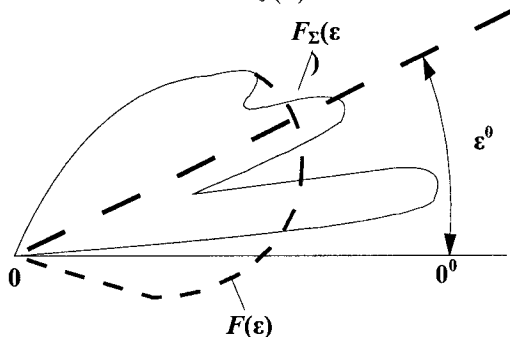


Рис. 3.64

Результуюча діаграма направленості антени РЛС у вертикальній площині, як і раніше, має пелюстковий характер, проте в провалах діаграми інтенсивність результуючого поля не спадає до нуля, а в максимумах не відбувається подвоєння напруженості поля. При роботі в сантиметровому діапазоні хвиль провали зони видимості малі, і впливом відбиття від землі можна знехтувати. На більш довгих, особливо метрових хвилях, кількість пелюсток мала, а провали між ними великі.

Третій випадок. Максимум діаграми направленості РЛС орієнтований уздовж лінії горизонту, але майданчик у межах першої зони Френеля має нахил (рис. 3.65). У цьому випадку перша пелюстка результуючої діаграми направленості притискається до землі, що дозволяє збільшити дальність дії РЛС по низьколітній цілі.

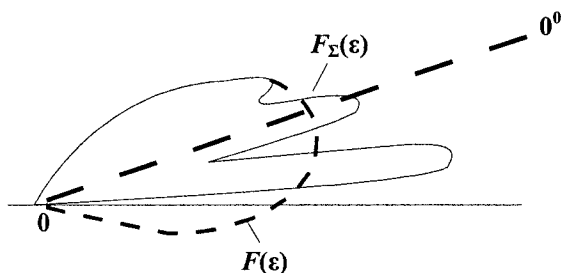


Рис. 3.65

За наслідками проведеного аналізу можна зробити такі висновки.

1. Внаслідок впливу поверхні землі на діаграму направленості антени РЛС остання стає порізаною. Глибина провалів залежить від модуля коефіцієнта відбиття і орієнтування максимуму діаграми направленості РЛС у вільному просторі щодо лінії горизонту.

2. У разі дзеркального відбиття і при $F(\varepsilon) = F(-\varepsilon)$ провали в результуючій діаграмі направленості максимальні, а дальність дії РЛС під деякими кутами r_{\max} збільшується вдвічі.

3. Якщо діаграма направленості РЛС відірвана від землі тобто $F(-\varepsilon) / F(\varepsilon) \ll 1$, то впливом землі можна знехтувати.

4. Вплив землі виявляється тим більше, чим більше довжина хвилі λ , тому його необхідно враховувати в РЛС метрового діапазону і можна не враховувати в РЛС сантиметрового діапазону.

Дальність виявлення низьколітніх цілей

Низьколітніми прийнято називати цілі, кут місця яких значно менший кута місця максимуму першої пелюстки результуючої діаграми направленості. У цій площині, внаслідок інтерференції прямої і відбитої хвиль, відбувається помітне ослаблення напруженості результуючого поля, що призводить до різкого скорочення дальності дії РЛС. Важливо зазначити, що це істотно позначається не тільки в діапазоні метрових, але і в діапазоні сантиметрових хвиль.

Фізична причина цього явища полягає в тому, що на малих кутах місця ϵ навіть для коротких хвиль виконується умова гладкого характеру земної поверхні ($\Delta h < \lambda/16 \sin \epsilon$) при реально існуючих нерівностях, унаслідок чого відбиття має дзеркальний характер ($|\dot{p}| = 1, \phi_p = \pi$).

Проведемо розрахунок дальності виявлення низьколітніх цілей, вважаючи, що максимум діаграми направленості антени РЛС у вільному просторі орієнтований уздовж лінії горизонту ($F(\epsilon) = F(-\epsilon)$).

З урахуванням прийнятих допущень інтерференційний множник

$$F_3(\epsilon) = 2 \sin \left[(2\pi / \lambda) h \sin \epsilon \right]. \quad (3.175)$$

Для малих кутів місця ϵ приблизно можна вважати, що $\sin \epsilon \approx H_{\text{ц}} / r_{\text{max}}$ ($H_{\text{ц}}$ – висота цілі) і, отже:

$$F_3(\epsilon) \approx 2 \sin \left[(2\pi h / \lambda) (H_{\text{ц}} / r_{\text{max}}) \right]. \quad (3.176)$$

Оскільки для цілі, що летить низько $H_{\text{ц}} \ll r_{\text{max}}$, величина $\sin \left[(2\pi h / \lambda) (H_{\text{ц}} / r_{\text{max}}) \right] \ll 1$ і інтерференційний множник

$$F_3(\epsilon) \approx (4\pi h / \lambda) (H_{\text{ц}} / r_{\text{max}}). \quad (3.177)$$

Підставляючи вираз (3.177) у (3.170) і вирішуючи щодо r_{\max} , одержуємо формулу для дальності виявлення низьколітньої цілі:

$$r_{\max} = \sqrt{(4\pi h / \lambda) H_{\text{ц}} r_{0\max} F(\beta, \varepsilon)}. \quad (3.178)$$

Або з урахуванням (3.155):

$$r_{\max} = \sqrt{(4\pi h / \lambda) H_{\text{ц}} r_{0\max} F(\beta, \varepsilon)} = \sqrt[8]{E_i G(\beta, \varepsilon) A(\beta, \varepsilon) \sigma_{\text{ц}} / (4\pi)^2 E_{\text{пр.мін}}}. \quad (3.179)$$

Звідси випливає, що дальність виявлення цілей, що летять низько, визначається коренем восьмого степеня з енергетичного потенціалу РЛС. Це пов'язано з більш інтенсивним убуванням поля з відстанню поблизу поверхні землі, ніж для вільного простору. При зменшенні кута місця ε зменшується різниця ходу прямого й відбитого променів. Оскільки зсув по фазі між ними при малому ε близький до 180° , а модуль коефіцієнта відбиття $|p| = 1$, то відбитий від землі промінь гасить прямий промінь.

Чим нижче цілі, тим важче її знайти. Для збільшення дальності виявлення низьколітньої цілі доцільно збільшувати висоту підйому антени РЛС і переходити на більш короткі хвилі з тим, щоб сильніше притиснути до землі першу пелюстку діаграми направленості. Проте при цьому не варто забувати, що збільшення висоти підйому антени приводить до збільшення розмірів першої зони Френеля, а останнє, у свою чергу, підвищує вимоги до позиції РЛС.

Вплив кривизни землі на дальність виявлення цілі

Дотепер розглядалася дальність дії РЛС в умовах розповсюдження електромагнітних хвиль над плоскою землею поверхнею.

Така постановка задачі справедлива, якщо дальність до цілі порівняно невелика. При великих віддаленнях цілі від РЛС і особливо у випадках виявлення низьколітніх цілей необхідно враховувати вплив кривизни поверхні землі.

Кривизна земної поверхні обмежує дальність дії РЛС дальністю прямої видимості $r_{\text{пр}}$, яка залежить від висоти підйому антени РЛС h і висоти польоту цілі $H_{\text{ц}}$.

Дальність прямої видимості (рис. 3.66) визначається як

$$r_{\text{пр}} = \sqrt{(\rho_{\text{скв}} + h)^2 - \rho_{\text{скв}}^2} + \sqrt{(\rho_{\text{скв}} + H_{\text{ц}})^2 - \rho_{\text{скв}}^2} \quad (3.180)$$

де $\rho_{\text{скв}}$ – еквівалентний радіус землі.

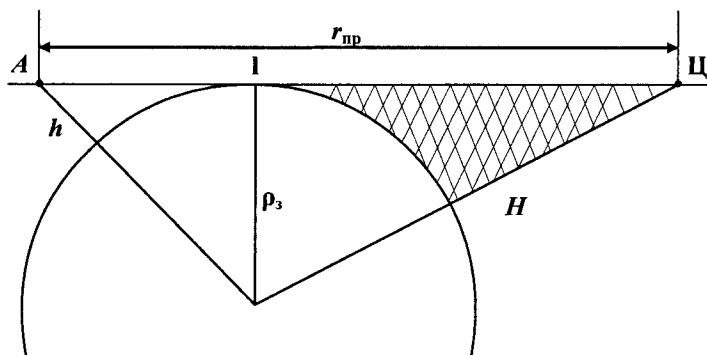


Рис. 3.66

Оскільки $h \ll \rho_{\text{екв}}$ і $H_{\text{ц}} \ll \rho_{\text{екв}}$

$$r_{\text{пр}} = \sqrt{2\rho_{\text{екв}}} (\sqrt{h} + \sqrt{H_{\text{ц}}}). \quad (3.181)$$

Оскільки при нормальній рефракції $\rho_{\text{екв}} = (4/3)\rho_3$, то, підставляючи в (3.181) значення $\rho_{\text{екв}} = 8500$ км і вирази висоти h і $H_{\text{ц}}$ у метрах, одержуємо

$$r_{\text{пр}} \cong 4,12 (\sqrt{h} + \sqrt{H_{\text{ц}}}). \quad (3.182)$$

Без урахування рефракції $\rho_{\text{екв}} = \rho_3$, тоді

$$r_{\text{пр}} \cong 3,57 (\sqrt{h} + \sqrt{H_{\text{ц}}}). \quad (3.183)$$

Для сучасних РЛС дальність виявлення низьколітніх цілей

$$r_{\text{max}} = (0,7 \dots 0,9) r_{\text{пр}}.$$

Вплив кривизни землі на вид зони видимості РЛС

Зони видимості РЛС, що побудовані без урахування кривизни земної поверхні, не дозволяють встановити залежність між дальністю дії та істинною висотою цілі над землею. Зв'язок між істинною висотою цілі $H_{\text{ист}}$ над поверхнею землі та висотою над лінією горизонту $H_{\text{ц}} = r_{\text{ц}} \sin \varepsilon$ (де $r_{\text{ц}}$ – похила дальність, а ε – кут місця цілі) можна встановити з трикутника ОАЦ (рис. 3.67), сторони якого зв'язані між собою рівнянням

$$\rho_3^2 + r_u^2 - 2\rho_3 r_u \cos(90^\circ + \varepsilon) = (\rho_3 + H_{\text{іст}})^2. \quad (3.184)$$

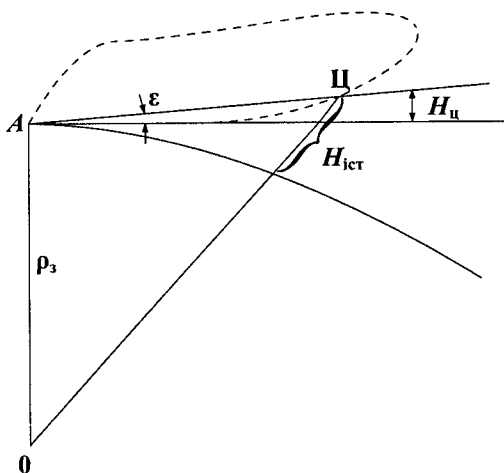


Рис. 3.67

Вирішуючи це рівняння щодо шуканої величини $H_{\text{іст}}$ і враховуючи, що $\rho_3 \gg H_{\text{іст}}$, одержуємо

$$H_{\text{іст}} \approx H_u + r_u^2 / 2\rho_3. \quad (3.185)$$

Таким чином, для визначення істинної висоти цілі необхідно ввести параболічну висотну поправку

$$\Delta H \cong r_u^2 / 2\rho_3. \quad (3.186)$$

Ця поправка збільшується з дальністю і, наприклад, при $r_u = 400$ км ΔH досягає 12 км. Для урахування рефракції радіохвиль необхідно у виразах (3.182) і (3.186) замість істинного радіусу землі ρ_3 використовувати еквівалентний радіус землі $\rho_{\text{екв}}$.

3.8.4. Дальність виявлення маловисотних цілей

Маловисотні цілі (МВЦ) є найбільш складним об'єктом для одержання радіолокаційної інформації, що відповідає тактичним вимогам до РЛС. Це, з одного боку, зумовлено малою (практично – найменшою серед аеродинамічних цілей) ефективною поверхнею розсіювання цілі ($0,1 \dots 1 \text{ м}^2$), з іншого боку, використанням зони малих кутів місця, у якій істотний вплив робить інтерференція корисного та перевідбитого поверхнею корисних сигналів і наявність інтенсивної пасивної перешкоди за рахунок відбиттів від Землі. Безумовний вплив робить кривизна земної поверхні, принципово обмежуюча можлива межа дальності виявлення цілі.

Маловисотними, із тактичної точки зору, вважаються цілі з висотою польоту нижче $700 \dots 1000$ м. Такий підхід до визначення МВЦ не враховує умови й характеристики радіолокаційного виявлення цілі. У теорії виявлення – виміру використовується інший (радіолокаційний) підхід до визначення мало висотних цілей. У відомих джерелах по теорії радіолокації [10, 19, 31, 2] маловисотними вважаються цілі, кут місця яких значно менший кута місця 1-го пелюстка вертикальної діаграми направленості. У цій області за рахунок дуже малих кутів місця (ε), по-перше. Виконується умова дзеркального відбиття з модулем коефіцієнта відбиття 1 і фазою 180° , по-друге, практично відсутнє запізнювання перевідбитого сигналу по фазі. Унаслідок цього загальна різниця фаз близька до нуля, і при інтерференції відбувається значне придушення сигналу. У джерелах [43] дане аналітичне визначення МВЦ у вигляді умови:

$$\varepsilon_{\text{ц}} \leq \frac{\lambda}{8h_a},$$

де h_a – висота фазового центра антени.

Істотний вплив на зниження дальності виявлення МВЦ роблять інтерференційні втрати $L_{\text{инт}}$, зумовлені виразом:

$$L_{\text{инт}} = 1 / [1 + \delta - 2\delta \cos(4\pi h_a / \lambda \cdot \sin \varepsilon_a)], \quad (3.187)$$

де $\delta = |p| \sqrt{G_{\text{зсп}} / G_{\text{ц}}}$, а $G_{\text{ц}}$, $G_{\text{зсп}}$ – коефіцієнти підсилення за потужністю антени в напрямку на ціль і точку, що відповідає дзеркальному відображенню.

При двосторонньому поширенні сигналу величина втрат дорівнює квадрату виразу (3.187).

Залежність коефіцієнта інтерференційних втрат за результатами розрахунку від дальності до цілі при однобічному поширенні сигналу ілюструється графіками на рис. 3.68.

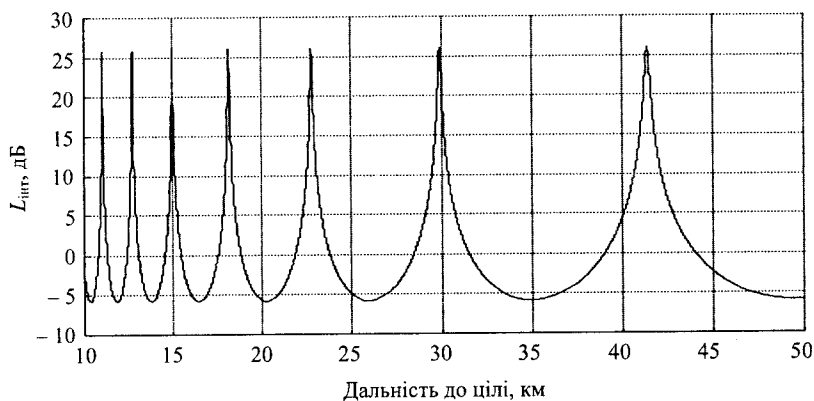


Рис. 3.68

Рис. 3.68 відповідає значенню $\delta=0,95$, висота підйому фазового центра антени при розрахунку залежності прийнята рівною 20 м, довжина хвилі $\lambda=5$ см, висота польоту цілі $H_{\text{ц}}=100$ м.

Із графіка бачимо, що інтерференційні втрати в РЛС виявлення МВЦ при орієнтації максимуму діаграми спрямованості антени РЛС у напрямку лінії горизонту можуть досягати десятків децибелів.

3.9. Основи просторово-часової теорії прийому

Статистична теорія виявлення цілей, розглянута вище, містить питання синтезу й аналізу оптимальних алгоритмів виявлення відбитого від цілі сигналу як функції часу на фоні внут-

рішнього шуму приймача. Відбитий сигнал, як джерело інформації, не забезпечує потенційні можливості радіолокаційної системи з отримання корисної інформації про ціль. Повна інформація про координати й параметри цілі міститься в електромагнітній хвилі на вході антени. Для отримання цієї інформації потрібна просторово-часова обробка хвильових полів.

У РЛС із дзеркальними антенами просторова й часова обробка сигнального поля проводиться роздільно, при цьому просторова полягає тільки в перетворенні електромагнітної хвилі на розкриті антени в електричний часовий сигнал.

Просторово-часова обробка, як єдиний процес, може бути реалізована тільки при можливості управління як амплітудою, так і фазою прийнятого антеною сигналу в кожній окремій незалежній точці апертури антени. Така можливість забезпечується при використанні антен типу фазована антенна решітка (ФАР), а також частково в багатопозиційних когерентній системах прийому. Просторово-часова обробка реалізована в окремих РЛС, у яких крім дзеркальної (основної) антени є декілька додаткових, слабонаправлених антен із багатоканальною приймальною системою, у кожному каналі якої адаптивно формується комплексний коефіцієнт передачі. Такі системи [4, 12] дозволяють одержати результуючу ДН із провалами в напрямку зовнішніх джерел, що заважають, шумового випромінювання. Ефективність таких РЛС залежить від числа допоміжних каналів і характеристик системи обчислення й формування комплексних коефіцієнтів передачі. Найбільшу ефективність дозволяють одержати перспективні РЛС, побудовані на базі ФАР із числом управляємих каналів, рівним числу елементів ФАР, і цифровою системою адаптивного управління.

На сучасному етапі розвитку теорії й технології просторово-часової обробки (ПЧО) можна виділити два її основних застосування:

➤ системи адаптивної ПЧО сигнальних полів, що вирішують задачу боротьби із зовнішніми джерелами перешкод за допомогою просторово-часових режекторних фільтрів;

➤ побудова оптимальних систем просторової обробки, обґрунтованих на принципі *просторово-частотної еквівалентно-*

сті, що, у свою чергу, базується на властивості дуальності характеристик сигналу й антени, а саме: "сигнал \leftrightarrow спектр" і відповідно "ДН антени \leftrightarrow комплексний розподіл поля в розкриві". Ці характеристики однозначно визначаються парами перетворень Фур'є. Відомій формулі для сигналу $s(t)$ зі спектром $G(f)$:

$$s(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{G}(f) \cdot e^{j2\pi ft} df$$

відповідає залежність:

$$F(u) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{A}(v) \cdot e^{j2\pi uv} dv,$$

де u – спрямований косинус кута ($\cos \theta$),

v – відносна координата розкриву, дорівнює відношенню лінійної координати "x" до довжини хвилі,

$A(v)$ – комплексний розподіл поля в антені по параметру v .

Принцип зазначеної еквівалентності дозволяє ввести поняття *просторових частот* і *просторового спектра*, що є основою сучасної теорії кутового спектрального аналізу. Дійсно, як частота f характеризує швидкість зміни фази сигналу $\phi(t) = 2\pi ft$ у часі, так і величина v визначає швидкість зміни фази хвилі за кутовою координатою:

$$\phi(v) = 2\pi v u.$$

Між часовими та просторовими характеристиками системи існує повна аналогія. Так, ширина (тривалість) сигналу (τ_c) обернено пропорційна ширині його спектра (P_c), а для синфазної антени ширина ДН (по спрямованому косинусу) обернено пропорційна ширині просторового спектра Δv , рівному розміру розкриву антени при заданій довжині хвилі.

Оптимізація просторової обробки

Фундаментальні висновки, отримані внаслідок рішення задачі синтезу оптимального алгоритму виявлення часових сигналів повністю розповсюджується на оптимізацію просторової обробки хвильового сигнального поля в антені типу фазованої антенної решітки. У просторовому тракті прийому оптимальна фільтрація хвилі реалізується шляхом множення сигналу на виході

кожного елемента ФАР на комплексно-сполучений відносно випромінюваному коефіцієнт передачі. Так, якщо записати просторовий спектр прийнятої хвилі у вигляді:

$$\dot{G}(v) = G(v) \cdot e^{j\phi(v)}, \quad (3.188)$$

то просторовий погоджений фільтр (або корелятор) повинен мати комплексно-сполучену порівняно з (3.188) функцію передачі:

$$\dot{H}_\Phi(v) = c \cdot G(v) \cdot e^{-j\phi(v)},$$

де c – коефіцієнт пропорційності.

За допомогою просторового погодженого фільтра (корелятора) можна забезпечити миттєвий огляд заданого (досить великого) сектора зони відповідальності РЛС при використанні нерегульованих фазообертачів роздільно на передачу та прийом. При цьому кожний канал при прийманні має фіксований напрямок настроювання у площині огляду, відмінний від сусіднього каналу на величину $\Delta u = 1/\Delta v = \lambda/L_a$ (L_a – розмір розкриву ФАР).

Існує повна аналогія з далекомірним каналом РЛС, де точність і розділ загалом не залежать від тривалості сигналу, визначаються тільки шириною його спектра. Тому в просторовому кутомірному каналі також можливий стиск ДН на прийом при несинфазному живленні елементів ФАР на випромінювання, що дозволяє забезпечити багаторазове розширення ДН порівняно з синфазним розподілом в антені у N раз ($N \gg 1$) і, отже, одночасне опромінення та прийом сигналів всіх цілей у межах сектора зони. При цьому закон модуляції повинен обиратися таким, щоб інтенсивність опромінення в межах заданої зони наближалася до рівномірного. За аналогією з формуванням і обробкою широкополосного сигналу типу ЛЧМІ закон зміни фаз випромінюваного просторового сигналу може бути обраний квадратичним. При цьому сукупність фіксованих фаз у каналах на випромінювання $\{\phi_k\}$ для лінійного розкриву (по азимуту) з M елементів при $k = 1, 2, 3, \dots, M$ повинна відповідати:

$$\phi_k = \eta(M/2 - k)^2,$$

де η – крутість характеристики.

У прийомних каналах значення фаз протилежні, завдяки чому досягається компенсація нелінійної ФЧХ просторового сигналу та стиск ДН до величини, зумовленої λ/L_a .

Варіант структурної схеми РЛС миттєвого огляду з оптимальним стиском ДН представлений на рис. 3.69.

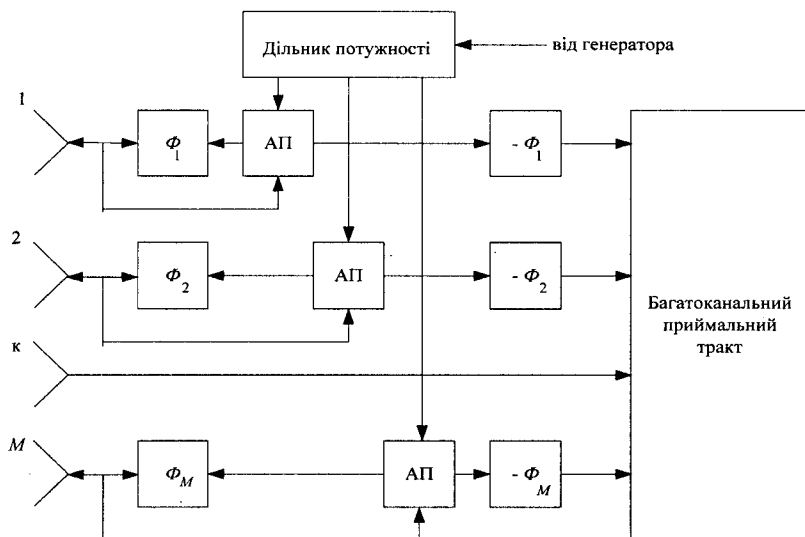


Рис. 3.69

Тут Φ_1, Φ_2, \dots – позначення фіксованих фаз, що встановлювані у фазообертачі на передачу та прийом.

РОЗДІЛ 4

ОСНОВИ СТАТИСТИЧНОЇ ТЕОРІЇ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ ВИМІРЮВАНЬ

4.1. Методика вирішення задачі оптимального вимірювання параметрів радіолокаційних сигналів

4.1.1. Постановка задачі оптимального вимірювання параметрів

Виявлення сигналів і вимірювання їх параметрів є єдиним процесом отримання РЛ інформації, проте при теоретичному аналізі їх зручно розглядати роздільно.

Вимірювання починається з моменту, коли ціль виявлена в якомусь елементі розділення. Цей елемент за будь-якою РЛ координатою $(r, \nu, \beta, \epsilon)$, що вимірюється, визначається (в класичному варіанті) розмірами функції відгуку за половиною потужністю.

Задача вимірювання зводиться до визначення з мінімально можливою помилкою положення цілі в межах цього елемента. Задача розв'язується за допомогою вимірювача, що виробляє вихідний сигнал, який характеризує положення цілі в межах елемента розділення.

Задача вимірювання, як і задача виявлення, через наявність флуктуаційних перешкод має **статистичний** характер. Тому ідеальним пристроєм вимірювання вважають оптимальний вимірювач, який є якнайкращим щодо обраного статистичного критерію.

Статистична теорія вимірювання вирішує такі завдання:

1. Вибір і обґрунтування критерію оптимальності вимірювання.
2. Знаходження за вибраним критерієм правила (алгоритму) оптимального вимірювання.
3. Синтез структури оптимальних вимірювачів.
4. Дослідження характеристик оптимального вимірювача (ін-акше кажучи, визначення потенційної точності вимірювання параметрів).
5. Порівняння реальних вимірювачів з оптимальними.

4.1.2. Кількісні показники якості вимірювання параметрів

У процесі вимірювання деякого параметра α видається його оцінка α^* , яка звичайно відрізняється від істинного значення α унаслідок дії шумів й інших причин.

Якість вимірювання характеризується помилкою, значення якої дорівнює:

$$\varepsilon = \alpha^* - \alpha. \quad (4.1)$$

Помилки вимірювання поділяються на грубі, систематичні, випадкові.

Перші два види помилок можуть бути усунені вживанням відповідних заходів, випадкові ж помилки усунути не можна. Оскільки помилка ε є випадковою величиною, то показниками якості вимірювання є її усереднені значення.

До них належать:

1. Математичне очікування помилки – $m_1 \{ \varepsilon \} = \bar{\varepsilon}$.

Якщо $\bar{\varepsilon} = 0$, то оцінка параметра α називається незміщеною, при $\bar{\varepsilon} \neq 0$ оцінка називається зміщеною, а сама величина $\bar{\varepsilon}$ є систематичною помилкою вимірювання.

2. Середньоквадратична помилка (СКП) – $\varepsilon_{\text{скп}}$ (або σ_{α}):

$$\varepsilon_{\text{скп}}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} (\varepsilon - \bar{\varepsilon})^2 p(\varepsilon) d\varepsilon, \quad (4.2)$$

де $p(\varepsilon)$ – густина розподілу ε .

3. Помилка ймовірнісна (серединна) – $\varepsilon_{\text{ймов}}$, (помилка, імовірність появи якої рівна 0,5):

$$P(|\varepsilon| > \varepsilon_{\text{ймов}}) = P(|\varepsilon| < \varepsilon_{\text{ймов}}) = 0,5.$$

4. Максимальна помилка – $\varepsilon_{\text{макс}}$, дорівнює величині $|\varepsilon|$, імовірність перевищення якої 0,01:

$$P(|\varepsilon| > \varepsilon_{\text{макс}}) = 0,01. \quad (4.3)$$

При нормальній густині розподілу $p(\varepsilon)$ мають місце такі співвідношення:

$$\varepsilon_{\text{ймов}} \approx (2/3)\varepsilon_{\text{скп}}; \quad \varepsilon_{\text{макс}} \approx (8/3)\varepsilon_{\text{скп}} = 4\varepsilon_{\text{ймов}}.$$

За основний показник якості РЛ вимірювання частіше за все беруть величину $\varepsilon_{\text{скп}}$.

4.1.3. Критерій оптимальності вимірювання параметрів

Основним критерієм оптимальності вимірювання параметрів ε , як і в задачі виявлення, критерій **мінімуму середнього ризику**. Оптимальний за цим критерієм вимірювач, повинен мінімізувати середній ризик помилки вимірювання.

Відмінність між задачами оптимізації виявлення та вимірювання полягає (в статистичному значенні) в різному виборі варіантів помилкових рішень.

Задача виявлення характеризується тільки двома можливими помилковими рішеннями (хибна тривога і пропуск цілі), а в задачі вимірювання будь-яке відхилення оцінки $\hat{\alpha}$ від істинного значення параметра α є помилкою. Отже, число помилкових ситуацій при вимірюванні дуже велике та практично помилка вимірювання характеризується безперервною випадковою величиною.

Таким, чином, у задачі вимірювання використовується безперервна *функція вартості* $-r(\alpha, \alpha^*)$.

Найбільш часто застосовують такі варіанти завдання функцій вартості (рис. 4.1):

а) лінійна функція вартості

$$r(\varepsilon) = |\varepsilon| = |\alpha^* - \alpha|; \quad (4.4)$$

б) квадратична функція вартості

$$r(\varepsilon) = \varepsilon^2 = (\alpha^* - \alpha)^2 \quad (4.5)$$

в) допустима або проста функція вартості

$$r(\varepsilon) = \begin{cases} r_0, & \text{якщо } |\varepsilon| \geq \varepsilon_0, \\ 0, & \text{якщо } |\varepsilon| < \varepsilon_0. \end{cases} \quad (4.6)$$

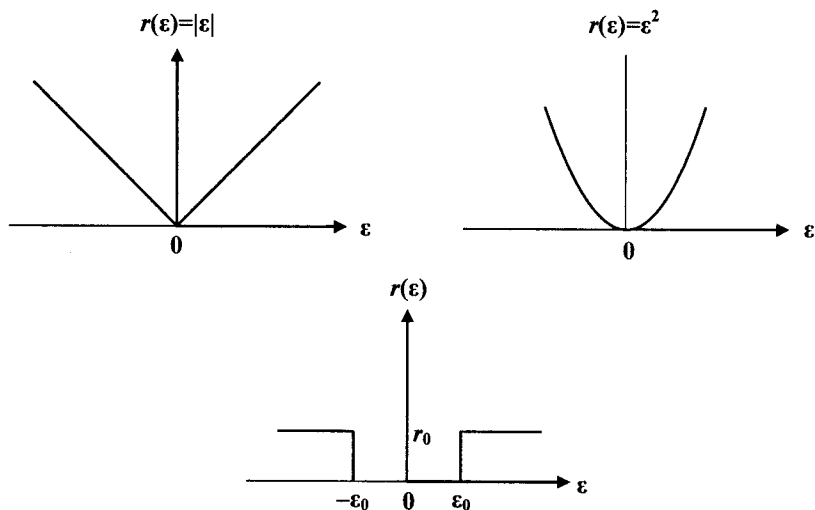


Рис. 4.1

Найбільше застосування в задачах синтезу оптимальних РЛ вимірників отримала *квадратична функція вартості* $r(\varepsilon) = (\alpha^* - \alpha)^2$, оскільки вона підкреслює значущість великих помилок.

Оскільки функція вартості, залежна від значення випадкової величини α^* , є випадковою, то критерієм якості оцінки є середня вартість, яка й визначає середній ризик рішення.

Середній ризик знаходиться як математичне сподівання випадкової величини $r(\alpha, \alpha^*)$:

$$\bar{r} = \int_{[\alpha]} \int_{[\alpha^*]} r(\alpha, \alpha^*) p(\alpha, \alpha^*) d\alpha d\alpha^*, \quad (4.7)$$

де $p(\alpha, \alpha^*)$ – густина ймовірності сумісної реалізації параметра α і його оцінки α^* ; $[\alpha]$, $[\alpha^*]$ – області можливих значень параметра й оцінки.

У разі використання квадратичної функції вартості вираз (4.7) має вигляд:

$$\bar{r} = \int_{[\alpha]} \int_{[\alpha^*]} (\alpha^* - \alpha)^2 p(\alpha, \alpha^*) d\alpha d\alpha^*. \quad (4.8)$$

При незміщеній оцінці $\alpha = m_1 \{ \alpha^* \}$ і вираз (4.8) є дисперсією помилки вимірювання

$$\bar{r} = D \{ \varepsilon \} = \varepsilon_{\text{скв}}^2 = \sigma_{\alpha}^2. \quad (4.9)$$

Таким чином, *при виборі квадратичної функції вартості критерій мінімуму середнього ризику зводиться до критерію мінімуму квадрата СКВ помилки вимірювання.*

4.1.4. Правило оптимального вимірювання

Задача знаходження правила оптимального вимірювання параметрів еквівалентна задачі визначення оптимальної оцінки, при якій досягається мінімум виразів (4.7) або (4.8). Методично рішення задачі можна подати такими етапами:

1. У вираз середнього ризику *вводиться статистика прийнятого сигналу*

$$y(t) = Y = \{ y_1, y_2, \dots, y_n \}.$$

Це виконується заміною в (4.8) елемента ймовірності $p(\alpha, \alpha^*) d\alpha d\alpha^*$ на йому рівний $p(\alpha, Y) d\alpha dY$, оскільки будь-

яка оцінка – це результат детермінованого алгоритму обробки сигналу: $\alpha^* = \alpha^*[Y]$ і, отже, існує не випадкова, функціональна залежність між α^* і Y .

За формулою множення ймовірностей новий елемент імовірності в (4.7) записується у вигляді:

$$p(\alpha, Y) d\alpha dY = p(Y) p(\alpha / Y) d\alpha dY, \quad (4.10)$$

де $p(\alpha / Y)$ – апостеріорна (післядослідна) густина розподілу α .

2. Спрощення рівняння (4.10) шляхом переходу до умовного середнього ризику $\bar{r}(\alpha^* / Y)$.

Для цього формула (4.10) підставляється у (4.8) і виділяється внутрішній інтеграл із фіксованим значенням Y :

$$\bar{r} = \int_{[\alpha]} \int_{[Y]} (\alpha^* - \alpha)^2 p(Y) p(\alpha / Y) d\alpha dY = \int_{[Y]} \bar{r}(\alpha^* / Y) p(Y) dY, \quad (4.11)$$

де

$$\bar{r}(\alpha^* / Y) = \int_{[\alpha]} (\alpha^* - \alpha)^2 p(\alpha / Y) d\alpha. \quad (4.12)$$

Мінімум \bar{r} досягається, якщо для кожної реалізації Y має місце $\min \bar{r}(\alpha^* / Y)$, отже критерій оптимального вимірювання можна записати у вигляді:

$$\bar{r}(\alpha^* / Y) = \min. \quad (4.13)$$

3. Складається й розв'язується рівняння оптимальної оцінки.

Відповідно до (4.13) рівняння має вигляд:

$$\frac{d}{d\alpha^*_{\text{опт}}} \bar{r}(\alpha^* / Y) = 0 \quad (4.14)$$

або з урахуванням (4.12):

$$2 \int_{[\alpha]} (\alpha^*_{\text{опт}} - \alpha) p(\alpha / Y) d\alpha = 0.$$

Звідси

$$\alpha^*_{\text{опт}} \int_{[\alpha]} p(\alpha / Y) d\alpha = \int_{[\alpha]} \alpha p(\alpha / Y) d\alpha.$$

Оскільки $\int_{[\alpha]} p(\alpha / Y) d\alpha = 1$

$$\alpha^*_{\text{опт}} = \int_{[\alpha]} \alpha p(\alpha / Y) d\alpha. \quad (4.15)$$

Відповідно до отриманого рішення рівняння (4.14) видно, що *оптимальна оцінка визначається як умовне середнє вимірюваного параметра α або центр ваги післядослідної густини його розподілу.*

Сформульований алгоритм оптимальної оцінки незручний для використання в інженерній практиці, оскільки вимагає обчислення при обробці сигналу післядослідної густини розподілу $p(\alpha/Y)$. Із метою уніфікації обробки при виявленні та вимірюванні необхідно встановити зв'язок між післядослідним розподілом $p(\alpha/Y)$ і відношенням правдоподібності $l(Y/\alpha)$. Ця задача вирішується такими етапами перетворень.

4. Перехід до *критерію максимуму правдоподібності*. Повторно використовується формула множення ймовірності

$$p(\alpha/Y) = p(\alpha)p(Y/\alpha) = p(Y)p(\alpha/Y),$$

яка розв'язується щодо $p(\alpha/Y)$:

$$p(\alpha/Y) = k_1 p(\alpha) p(Y/\alpha),$$

де $p(Y/\alpha)$ – густина реалізації Y за наявності сигналу з параметром α ; $p(\alpha)$ – апіорна густина розподілу α ; k_1 – коефіцієнт, не залежний від α ($k_1 = 1/p(Y)$), з умови нормування післядослідної густини

$$k_1 = 1 / \int_{-\infty}^{+\infty} p(\alpha) p(Y/\alpha) d\alpha.$$

Задача вимірювання розв'язується для найгіршого випадку, коли відсутні апіорні дані про значення параметра, тобто

$$p(\alpha) = \text{const} = c.$$

У цьому випадку маємо:

$$p(\alpha/Y) = k_2 p(Y/\alpha). \quad (4.16)$$

5. Вводиться *умовне відношення правдоподібності $l(Y/\alpha)$* і підставляється в рішення рівняння оптимальної оцінки:

$$l(Y/\alpha) = p(Y/\alpha) / p_n(Y), \quad (4.17)$$

де $p_n(Y)$ – густина реалізації Y за наявності лише перешкоди.

Функція правдоподібності $p(\alpha / Y)$ із (4.17) підставляється в (4.16):

$$p(\alpha / Y) = k_3 l(Y / \alpha), \quad (4.18)$$

де k_3 – новий коефіцієнт пропорційності ($k_3 = p_n(Y) / p(Y)$) або з умови нормування густини розподілення

$$k_3 = 1 / \int_{-\infty}^{+\infty} p(\alpha) l(Y / \alpha) d\alpha.$$

Наведені вище перетворення дозволяють сформулювати правило оптимальної оцінки через відношення правдоподібності або його інформаційний еквівалент – достатню статистику, які обчислюються оптимальним виявником. При цьому варто врахувати, що обидві вказані функції параметра α є унімодальними (мають один максимум) і симетричними, тому центр ваги збігається з положенням максимуму.

Таким чином, *байєсова оцінка максимуму після дослідної густини розподілу параметра α зводиться до не байєсівської оцінки максимуму правдоподібності $p(Y / \alpha)$, або відношення правдоподібності $l(Y / \alpha)$, або достатньої статистики*

$$\lambda(\alpha) = \ln l(Y / \alpha)$$

$$\alpha_{\text{опт}}^* = \alpha, \text{ при якій } l(Y / \alpha) = \max. \quad (4.19)$$

Умова (4.19) визначає правило пошуку оптимальної оцінки параметра і, отже, правило (алгоритм) оптимального вимірювання.

Правило оптимального вимірювання параметрів формулюється так:

Оптимальний (за критерієм мінімуму дисперсії помилки вимірювання) вимірювач повинен обчислювати відношення правдоподібності, або достатню статистику прийнятого сигналу для всіх можливих значень параметра та фіксувати, як оцінку, те значення, при якому вони максимальні.

4.1.5. Структурні схеми оптимальних вимірників

Існує два варіанти побудови структурних схем оптимальних вимірювачів (ОПВ).

1-й варіант базується на паралельному огляді за параметром α . Структурна схема ОПВ є багатоканальною (рис. 4.2).

Вирішувальний пристрій порівнює вихідні сигнали каналів і як $\alpha_{\text{опт}}^*$ видає номер каналу, у якому вихідний сигнал максимальний.

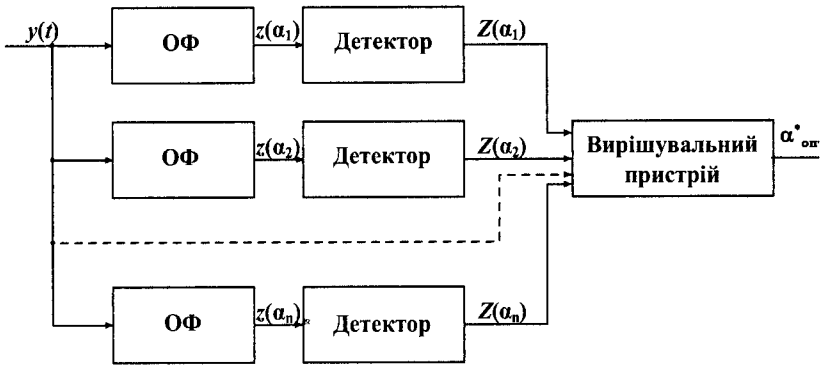


Рис. 4.2

2-й варіант базується на послідовному огляді за параметром α (рис. 4.3). Для визначення максимуму $Z(\alpha)$ при зміні α використовується диференціювання вихідного сигналу за вимірюваним параметром. Максимум $Z(\alpha)$ відповідає $Z'(\alpha) = 0$.

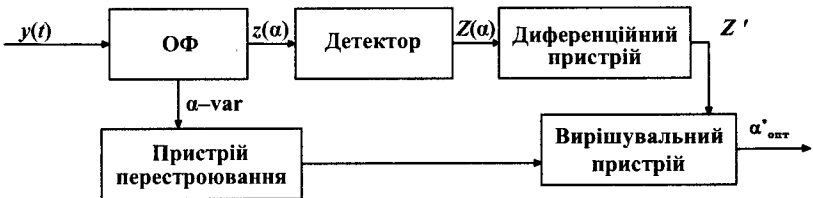


Рис. 4.3

Вирішувальний пристрій фіксує і видає як оцінку значення α^* , при якому похідна міняє знак. Для виконання операції диференціювання використовують звичайно дискримінатори, які здійснюють порівняння кінцевих прирощень;

$$Z(\alpha + \Delta\alpha) - Z(\alpha - \Delta\alpha) \approx Z'(\alpha)\Delta\alpha.$$

За таким алгоритмом працює більшість спостережних вимірювачів.

Із наведених структурних схем можна зробити висновок, що невід'ємною частиною оптимального вимірювача й оптимального виявника є пристрій обчислення достатньої статистики ($z(\alpha)$ або $Z(\alpha)$), який називають *достатнім приймачем*.

Різниця між вимірювачем і виявником полягає в способі обробки вихідного сигналу достатнього приймача (рис. 4.4).

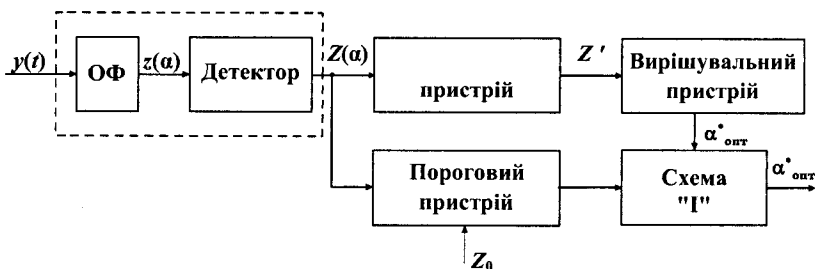


Рис. 4.4

4.2. Точність вимірювання параметрів

Точність вимірювання залежить від ряду чинників: впливу шумів, флуктуації сигналу, умов розповсюдження радіохвиль, недосконалості вимірювальної апаратури і т. д. Розрізняють потенційну й реальну точність вимірювання. Кількісною мірою точності є середньоквадратична помилка (СКП). Нижче розглядається методика обчислення загального виразу потенційної й реальної СКП вимірювання.

4.2.1. Потенційна помилка вимірювання

Потенційна помилка – це найменше значення середньоквадратичної помилки вимірювання, що зумовлена тільки дією шумів (перешкоди) та формою сигналу.

Реалізація потенційної точності вимірювання параметра можлива при оптимальному алгоритмі побудови вимірювача.

Розрахунок потенційної СКП вимірювання заснований на аналізі вихідного сигналу оптимального (достатнього) приймача, який для реальної моделі сигналу з випадковою початковою фазою є модулем кореляційного інтеграла:

$$Z(\alpha) \cong (1/2) \left| \int_{-\infty}^{\infty} Y(t, \alpha) \dot{X}^*(t, \alpha^*) dt \right| = Z_c(\alpha, \alpha^*) + Z_n, \quad (4.20)$$

де $\dot{Y}(t, \alpha) = \dot{X}(t, \alpha) + \dot{N}(t)$.

$$Z_c(\alpha, \alpha^*) \cong (1/2) \left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{X}(t, \alpha) \dot{X}^*(t, \alpha^*) dt \right|, \quad (4.21)$$

$$Z \cong (1/2) \left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{N}(t) \dot{X}^*(t, \alpha^*) dt \right|. \quad (4.22)$$

$\dot{X}(t, \alpha)$, $\dot{X}(t, \alpha^*)$, $\dot{N}(t)$ – комплексні обвідні відповідно прийнятого корисного, опорного сигналів і шуму.

Сигнальна складова вихідного ефекту $Z_c(\alpha, \alpha^*)$ визначає обвідну корисного сигналу (без шумів) на виході оптимального фільтру і є обвідною його автокореляційної функції (АКФ), яка відіграє важливу роль у теорії радіолокаційних вимірювань і теорії розділення сигналів.

Нааявність шумової складової вихідного сигналу Z_n призводить до зміни форми $Z(\alpha)$ і зсуву максимуму її на величину помилки

$$\Delta \alpha = \left| \alpha^* - \alpha \right|.$$

За відсутності шуму параметр α може бути помірний як зазвичай точно. Відомі декілька підходів до розрахунку потенційної СКП вимірювання. Нижче розглядаються три методи розрахунку, що є найбільш розповсюдженими.

1-й метод. Метод базується на аналізі післядослідної густини розподілу параметра $p(\alpha / Y)$ і порівнянні її з відомим виразом нормального закону розподілу помилок. Він включає такі етапи:

1. Записується вираз післядослідної густини розподілу α і приводиться до експоненціальної залежності.

Згідно з (4.18)

$$p(\alpha / Y) = k_3 I(Y / \alpha), \quad (4.23)$$

де для прийнятої моделі сигналу (див. формулу (3.46))

$$I(Y / \alpha) = k I_0(u). \quad (4.24)$$

$$u = 2Z(\alpha, \alpha^*) / N_0. \quad (4.25)$$

Вираз (4.24) запишемо у вигляді:

$$p(\alpha / Y) = k e^{\ln I_0(u)}. \quad (4.26)$$

Задача вимірювання розв'язується при великих відношеннях сигнал/шум на виході ($Z_c / Z_n \gg 1$), коли вимірювання за викидами шуму проводиться не може. Це дозволяє у виразі (4.25) використовувати тільки сигнальну складову $Z_c(\alpha, \alpha^*)$, а також таку апроксимацію:

$$\ln I_0(u) \approx u \text{ при } u = 2Z_c / N_0 \gg 1. \quad (4.27)$$

При цьому отримаємо

$$p(\alpha / Y) \cong k \exp[2Z_c(\alpha, \alpha^*) / N_0]. \quad (4.28)$$

2. У вираз густини розподілу параметра (4.28) вводиться в явному вигляді помилка вимірювання ($\alpha^* - \alpha$). Це легко здійснити шляхом представлення $Z_c(\alpha, \alpha^*)$ у точці максимуму $\alpha = \alpha_{\text{opt}}^*$ першими трьома членами розкладання в ряд Тейлора:

$$Z_c(\alpha, \alpha^*) \approx Z_c(\alpha^*)_{\alpha=\alpha} + Z'_c(\alpha^*)(\alpha^* - \alpha) + (1/2)Z''_c(\alpha, \alpha^*)(\alpha^* - \alpha)^2. \quad (4.29)$$

Тут $Z_c(\alpha^*)$ – постійна величина, незалежна від помилки вимірювання, а перша похідна Z'_c у точці максимуму рівна нулю. Тому, при підстановці (4.29) у (4.28) одержуємо:

$$p(\alpha / Y) = k \exp[2Z''_c(\alpha, \alpha^*)(\alpha^* - \alpha)^2 / N_0]. \quad (4.30)$$

3. Густина післядослідного розподілу випадкової величини α представляється відомою формулою нормального закону та порівнюється з отриманим виразом (4.30):

$$p(\alpha / Y) = C \exp \left[-(\alpha^* - \alpha)^2 / 2\sigma_\alpha^2 \right]. \quad (4.31)$$

Порівняння (4.31) з (4.30) дозволяє скласти рівняння:

$$-1 / 2\sigma_\alpha^2 = Z_c''(\alpha, \alpha^*) / N_0, \quad (4.32)$$

звідси

$$\sigma_\alpha^2 = -N_0 / 2Z_c''(\alpha, \alpha^*). \quad (4.33)$$

Для зручності аналізу отриманого виразу потенційної СКП вимірювання проведемо перехід до нормованої АКФ сигналу

$$Z_c(\alpha, \alpha^*) = Z_c(0)\rho_c(\alpha, \alpha^*) = E\rho_c(\alpha, \alpha^*), \quad (4.34)$$

де E – енергія сигналу.

При підстановці (4.34) у (4.33) отримаємо

$$\sigma_\alpha^2 = -\frac{1}{q^2 \rho_c''(\alpha, \alpha^*)}. \quad (4.35)$$

2-й метод. В основі методу лежить розрахунок абсолютної помилки вимірювання $\Delta\alpha$ як результату зміщення нульового положення похідної $Z_c'(\alpha)$ по осі α , після чого проводиться перехід до СКП вимірювання.

На рис. 4.5 представлено обвідні $Z(\alpha)$ і $Z_c(\alpha)$, а також їх похідні, за нульовим значенням яких визначається величина параметра при оптимальному вимірюванні. Дія шумів спотворює обвідну вихідного сигналу та призводить до того, що похідна $Z'(\alpha)$ змінює знак не при істинному значенні параметра, а при $\alpha = \alpha_{\text{опт}}^*$.

Абсолютна помилка вимірювання $\Delta\alpha$ може бути визначена з трикутника ABC (рис. 4.5), який при великому відношенні сигнал/шум можна вважати евклідовим. (В Δ ABC: $AC = \Delta\alpha$, а $BC = Z_n'(\alpha)$)

$$\Delta\alpha = BC / \text{tg}\phi = Z_n'(\alpha) / Z_c''(\alpha, \alpha^*), \quad (4.36)$$

де

$$\text{tg}\phi = Z_c''(\alpha)_{\alpha=\alpha_{\text{опт}}^*}. \quad (4.37)$$

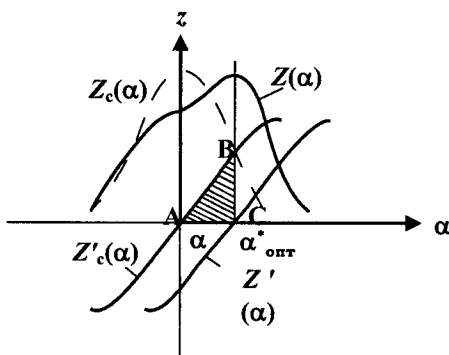


Рис. 4.5

Переходячи від випадкової помилки $\Delta\alpha$ до СКП σ_α і враховуючи, що Z_n – величина випадкова, а Z_c – детермінована, одержуємо

$$\sigma_\alpha^2 = \sigma^2 [Z'_n(\alpha)] / [Z''_n(\alpha)]^2_{\alpha=\alpha'_{\text{опт}}} \quad (4.38)$$

Даний метод розрахунку порівняно з попереднім відрізняється кращим фізичним трактуванням. Проте для подальшого перетворення виразу (4.38) до вигляду, аналогічного (4.35), потрібно обчислити дисперсію перешкодової складової $\sigma^2 [Z'_n]$, що пов'язано зі збільшенням обсягу обчислень.

Нижче наводиться з деякими скороченнями приклад розрахунку для конкретного випадку вимірювання часу запізнювання ($\alpha = t_3$).

Із курсу теорії ймовірності відомо, що

$$\sigma^2 [Z'_n(t_3)]_{t_3=t_3^*} = -R''_n(t_3, t_3^*). \quad (4.39)$$

Загалом:

$$R_n(\tau) = (1/2) \int_{-\infty}^{\infty} N_n(f) \cos 2\pi f \tau df, \quad (4.40)$$

де $N_n(f)$ – енергетичний спектр перешкоди типу білий шум на виході

$$N_n(f) = N_0 |\dot{K}_{\text{опт}}(f)|^2 = C^2 N_0 |\dot{g}(f)|^2, \quad (4.41)$$

де $\dot{g}(f)$ – комплексний спектр сигналу.

Тоді з точністю до постійної C маємо:

$$R_n(\tau) = (N_0 / 2) \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{g}(f)|^2 \cos 2\pi f \tau df. \quad (4.42)$$

Обчислення Z_c проводиться за відомим виразом (3.70):

$$Z_c(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{g}(f)|^2 \cos 2\pi f \tau df. \quad (4.43)$$

Оскільки вирази (4.42, 4.43) відрізняються тільки множником $N_0 / 2$, то і їхні другі похідні збігаються з точністю до цього множника. Враховуючи, що у знаменник (4.38) $Z_c''(\tau)$ входить у квадраті, одержуємо

$$\sigma_\tau^2 = -1 / (2Z_c''(\tau) / N_0) = -1 / q^2 \rho_c''(\tau). \quad (4.44)$$

3-й метод. У ряді монографічних видань із теорії вимірювань потенційна СКП визначається як нижня межа нерівності Крамера–Рао.

Існує теорема, сформульована Фішером, а також Крамером і Рао, згідно з якою для будь-якої незміщеної оцінки α^* величина дисперсії обмежується значенням:

$$\sigma_\alpha^2 \geq \left[- \left(\frac{d^2 \ln p(\alpha / Y)}{d\alpha^2} \right) \right]^{-1}. \quad (4.45)$$

Оцінка, що задовольняє (4.45) із знаком рівності, є ефективною (оптимальною).

Вираз (4.45) аналогічний отриманим вище (4.35) і (4.44), оскільки

$$\ln p(\alpha / Y) = 2kZ(\alpha, \alpha^*) / N_0, \quad (4.46)$$

а середнє значення від (4.46) відповідає переходу від $Z(\alpha, \alpha^*)$ до сигнальної складової:

$$\overline{\ln p(\alpha / Y)} = 2kZ_c(\alpha, \alpha^*) / N_0. \quad (4.47)$$

Отже, маємо:

$$\sigma_\alpha^2 = -N_0 / 2Z_c''(\alpha, \alpha^*) = -1 / q^2 \rho_c''(\alpha, \alpha^*).$$

Таким чином, загальний вираз потенційної помилки вимірювання, отриманої у всіх розглянутих методах розрахунку, має вигляд:

$$\sigma_{\alpha} = \sqrt{\frac{1}{q^2 \rho_c''(\alpha, \alpha^*)_{\alpha=\alpha^*}}} \quad (4.48)$$

Потенційна СКП вимірювання будь-якого параметра визначається відношенням сигнал/шум і гостротою піку нормованої АКФ сигналу, що характеризується абсолютним значенням її другої похідної в точці $\alpha = \alpha^*$. Залежність σ_{α} від форми АКФ сигналу фізично пояснюється тим, що вона з точністю до постійної визначає форму вихідного сигналу достатнього приймача.

Формула (4.48) справедлива тільки для регулярного вимірювання, коли виконується умова $q \gg 1$. При зменшенні q і наближенні його до порогового значення $q_{\text{пор}}$ шумові викиди можуть прийматися як сигналні і помилка вимірювання різко зростає.

Розрахунок величини СКП для конкретного параметра $\alpha(t, F_d, \theta)$ пов'язаний з обчисленням другої похідної від нормованої АКФ сигналу при $\alpha = \alpha^*$, яка відповідно до (4.34) визначається виразом:

$$\rho_c(\alpha, \alpha^*) = Z_c(\alpha, \alpha^*) / Z_c(0) = (1/2E) \left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{X}(t, \alpha) \dot{X}^*(t, \alpha^*) dt \right|, \quad (4.49)$$

де

$$2E = \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{X}(t, \alpha)|^2 dt. \quad (4.50)$$

Методика розрахунку включає:

1. Запис комплексних обвідних корисного й опорного сигналів $\dot{X}(t, \alpha)$ і $\dot{X}(t, \alpha^*)$ і підстановка їх у вираз (4.49).

2. Обчислення другої похідної $\rho_c(\alpha, \alpha^*)$ за вимірюваним параметром у точці $\alpha = \alpha^*$

3. Підстановку отриманого значення $\rho_c''(\alpha, \alpha^*)$ в основний вираз (4.48) і аналіз результату.

4.2.2. Реальна помилка вимірювання

Реальна точність вимірювання в деяких випадках значно менше потенційної. Причинами зменшення точності є додаткові помилки, обумовлені впливом умов розповсюдження радіохвиль, зменшенням відношення сигнал/шум за рахунок неоптимальної обробки в різних ланках приймача, недосконалістю вимірювальної апаратури (інструментальні помилки), а також зміною параметра в процесі спостереження (динамічні помилки).

Результуюча СКП вимірювання може бути визначена за формулою:

$$\sigma_{\alpha} = \sqrt{\sigma_{\alpha \text{ пот}}^2 + \sigma_{\alpha \text{ ррх}}^2 + \sum_{i=1} \sigma_{\alpha i}^2} = \sigma_{\alpha \text{ пот}} \eta_{\alpha},$$

де $\sigma_{\alpha \text{ пот}}$ – потенційна помилка вимірювання, визначувана з виразу (4.48); $\sigma_{\alpha \text{ ррх}}$ – помилка, зумовлена впливом умов розповсюдження радіохвиль; $\sigma_{\alpha i}$ – помилка, що виникає в i -м вузлі апаратури через недосконалість його виконання; $\eta_{\alpha} = \sqrt{1 + \sigma_{\alpha \text{ ррх}}^2 / \sigma_{\alpha \text{ пот}}^2 + \sum_{i=1} \sigma_{\alpha i}^2 / \sigma_{\alpha \text{ пот}}^2}$ – коефіцієнт погіршення точності вимірювання.

Для РЛС виявлення величина η_{α} складає від одиниць до декількох десятків. Вирішальний вплив на точність вимірювання має вибір вихідного пристрою вимірювача. Найбільші помилки виникають при використуванні індикаторів із візуальним відліком. Значно менші помилки в РЛС супроводу цілей.

4.3. Вимірювання дальності

Аналогом дальності, як відомо, є час запізнювання:

$$\alpha = t_3, \quad \alpha^* = t_3^*, \quad t_3 - t_3^* = \tau,$$

де τ – помилка вимірювання.

Оскільки дальність до цілі r і час запізнювання t_3 зв'язані співвідношенням $r = ct_3 / 2$, то СКП вимірювання визначається аналогічно:

$$\sigma_r = c\sigma_{t_3} / 2. \quad (4.51)$$

Розрахунок σ_{t_3} проведемо за методикою, викладеною в параграфі 4.2.

1. Комплексні обвідні корисного й опорного сигналів відрізняються тільки випадковою помилкою τ , тому з точністю до постійного коефіцієнта, що визначає амплітуду, мають вигляд:

$$\dot{X}(t, t_3) = \dot{U}(t - t_3); \quad \dot{X}(t, t_3^*) = \dot{U}(t - t_3^*), \quad (4.52)$$

де $\dot{U}(t)$ – комплексна обвідна зондувального сигналу.

При цьому нормована АКФ визначається виразом:

$$\rho_c(t_3, t_3^*) = (1/2E) \left| \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{U}(t - t_3^*) \dot{U}^*(t - t_3) dt \right|$$

або при заміні змінних $t - t_3 = t'$

$$\rho_c(\tau) = (1/2E) \left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}(t') \dot{U}^*(t' - \tau) dt' \right|. \quad (4.53)$$

Диференціювати (4.53) можна тільки після підстановки конкретного виразу $\dot{U}(t)$, що призведе до втрати спільності отриманого виразу. Тому скористаємося *теоремою Парсеваля*:

$$\left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}(t) \dot{U}^*(t - \tau) dt \right| = \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{G}(f)|^2 \exp(j2\pi f\tau) df \quad (4.54)$$

де $\dot{G}(f)$ – спектр комплексної обвідної сигналу.

З урахуванням (4.54) вираз $\rho_c(\tau)$ запишемо у вигляді:

$$\rho_c(\tau) = (1/2E) \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{G}(f)|^2 \exp(j2\pi f\tau) df. \quad (4.55)$$

Диференціювання $\rho_c(\tau)$ при $\tau = 0$:

$$\rho_c''(\tau = 0) = -(1/2E)(2\pi)^2 \int_{-\infty}^{\infty} f^2 |\dot{G}(f)|^2 df. \quad (4.56)$$

З урахуванням (4.50, 4.53) можна записати отриманий вираз у вигляді:

$$\rho_c''(\tau=0) = -(2\pi)^2 \int_{-\infty}^{\infty} f^2 |\dot{G}(f)|^2 df / \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{G}(f)|^2 df. \quad (4.57)$$

Модуль виразу у правій частині рівності (4.57) має розмірність квадрата частоти і визначає квадрат ширини спектра комплексної обвідної в середньоквадратичному значенні $\Pi_{\text{СК}}^2$ (на відміну від ширини спектру, виміряної на заданому рівні Π_i).

Отже

$$\Pi_{\text{СК}}^2 = 2\pi^2 \int_{-\infty}^{\infty} f^2 |\dot{G}(f)|^2 df / \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{G}(f)|^2 df. \quad (4.58)$$

і

$$\rho_c''(\tau=0) = -\Pi_{\text{СК}}^2. \quad (4.59)$$

Підстановка (4.59) в (4.48) дає

$$\sigma_\tau = 1 / q \Pi_{\text{СК}}. \quad (4.60)$$

Вираз (4.58) для $\Pi_{\text{СК}}$ справедливий, якщо немає зсуву за частотою, тобто виконується умова:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} f |\dot{G}(f)|^2 df = 0.$$

Якщо для Π_i вибрати рівень відліку $0,46 \approx \exp(-\pi/4)$, то для гауссової форми спектра сигналу

$$\Pi_{\text{СК}} = \sqrt{\pi} \Pi_i. \quad (4.61)$$

Значення $\Pi_{\text{СК}}$ у даному випадку відповідає Π_i , виміряної на рівні 0,08.

Загалом

$$\Pi_{\text{СК}} = k_f \Pi_i, \quad (4.62)$$

де k_f – коефіцієнт перерахунку, залежний від форми спектра сигналу. Наприклад, для гіпотетичного сигналу з прямокутним спектром $k_f = \pi/\sqrt{3}$.

Для імпульсного сигналу прямокутної форми зі спектром, описуваним функцією $\sin x/x$, кривої $Z(\tau)$ має не параболічну, а трикутну форму. У цьому випадку закон післядослідного розподілу $\rho(\alpha/Y)$ відрізняється від нормального.

Розрахунковий вираз для σ_τ має вигляд:

$$\sigma_\tau = \sqrt{2}\tau_i/q^2. \quad (4.63)$$

Найбільше значення k_f виходить для сигналу у вигляді двох гармонік, що рознесені за частотою на Π_i :

$$k_{f\max} = \pi. \quad (4.64)$$

Такий сигнал із погляду потенційної точності вимірювання дальності є найкращим.

Для практичних розрахунків σ_τ слід мати на увазі, що для вузькосмугових сигналів

$$\Pi_i \cong 1/\tau_i, \quad (4.65)$$

а для широкосмугових сигналів

$$\Pi_i \cong 1/\tau_{\text{ст}} = K_{\text{ст}}/\tau_i. \quad (4.66)$$

Це дозволяє використовувати вираз потенційної СКП вимірювання дальності у вигляді:

$$\sigma_r = c\tau/2qk_fK_{\text{ст}}, \quad (4.67)$$

де у разі вузькосмугових сигналів $K_{\text{ст}} = 1$.

Висновок: Потенційна СКП вимірювання дальності обернено пропорційна відношенню сигнал/шум на виході ОФ і ширині спектра сигналу. Величина σ_r залежить (у незначному ступені) від форми спектру сигналу.

Потенційна помилка в РЛС з індикаторним зніманням інформації істотно менша за реальну помилку вимірювання. Так, при $\tau_i = 2$ мкс і $q = 8$ для дзвоноподібного радіоімпульсу $\sigma_\tau = 0,14$ мкс, а $\sigma_r = 21$ м.

4.4. Вимірювання швидкості

Аналогом швидкості ϑ_r є доплерівська частота F_d

$$\alpha = F_d, \quad \alpha^* = F_d^*,$$

де $F_d - F_d^* = F$ – помилка вимірювання.

Залежність F_d від ϑ_r має вигляд:

$$F_c = 2\vartheta_r / \lambda,$$

отже, СКП вимірювання швидкості визначається виразом

$$\sigma_v = \lambda \sigma_F / 2. \quad (4.68)$$

Відповідно до методики, наведеної в параграфі 4.2, проведемо розрахунок σ_F .

Комплексні амплітуди корисного й опорного сигналів відрізняються значенням доплерівської частоти:

$$\begin{aligned} \dot{X}(t, F_d) &= \dot{U}(t) \exp(j2\pi F_d t); \\ \dot{X}(t, F_d^*) &= \dot{U}(t) \exp(j2\pi F_d^* t). \end{aligned} \quad (4.69)$$

Підставляючи (4.69) у вираз нормованої АКФ сигналу (4.49), одержуємо

$$\rho_c(F) = (1/2E) \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{U}(t)|^2 \exp(j2\pi Ft) dt. \quad (4.70)$$

Диференціювання (4.70) по F у точці $F = 0$:

$$\rho_c''(F=0) = -(1/2E)(2\pi)^2 \int_{-\infty}^{\infty} t^2 |\dot{U}(t)|^2 dt$$

або після заміни $2E$ за формулою (4.50)

$$\rho_c''(F=0) = -(2\pi)^2 \int_{-\infty}^{\infty} t^2 |\dot{U}(t)|^2 dt / \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{U}(t)|^2 dt. \quad (4.71)$$

Модуль отриманого виразу визначає середньоквадратичну величину тривалості сигналу, узятую в квадраті:

$$\tau_{\text{ск}}^2 = (2\pi)^2 \int_{-\infty}^{\infty} t^2 |\dot{U}(t)|^2 dt / \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{U}(t)|^2 dt. \quad (4.72)$$

Підстановка (4.72) в загальний вираз σ_α (4.42) дає

$$\sigma_F = 1/q\tau_{\text{ск}}. \quad (4.73)$$

Величина $\tau_{\text{ск}}$ пов'язана з тривалістю сигналу τ_i . При відліку τ_i на рівні 0,46

$$\tau_{\text{ск}} = k_\tau \tau_i, \quad (4.74)$$

де коефіцієнт k_τ має значення: $\sqrt{\pi}$ – для гауссової форми імпульсу; $\pi/\sqrt{3}$ – для прямокутної форми.

Найбільше значення $\tau_{\text{ск}}$ є для сигналу у вигляді двох коротких імпульсів (дельта-імпульсів), що рознесені на інтервал τ_i . Такий сигнал є якнайкращим з погляду потенційної точності вимірювання швидкості.

Потенційна СКП вимірювання швидкості з урахуванням (4.68) (4.73); (4.74) визначається виразом

$$\sigma_v = \lambda / 2k_r q \tau_i. \quad (4.75)$$

Висновок: Потенційна СКП вимірювання швидкості при заданій довжині хвилі обернено пропорційна відношенню сигнал/шум і тривалості когерентного сигналу. Вона залежить також від форми обвідної сигналу.

Порівняння виразів (4.75) і (4.67) показує, що при вузькосмугових сигналах вимоги до τ_i для вимірювання дальності та швидкості суперечливі.

Так, для прикладу, наведеного в параграфі 4.3 ($\tau_i = 2$ мкс, $q = 8$), $\lambda = 10$ см, а $\sigma_g \cong 1,83 \cdot 10^3$ м/с.

Очевидно, що вимірювання швидкості можливе при використуванні довгих когерентних сигналів, у яких τ_i більше приведенного значення на два–три порядки.

Наприклад, при $\tau_i = 2$ мс одержуємо $\sigma_g \approx 1,83$ м/с.

4.5. Вимірювання кутових координат

Одноканальні методи вимірювання кутових координат засновані на аналізі обвідної сигналу на інтервалі часу опромінювання цілі, яка визначається формою пеленгаційної характеристики антени $f(\theta)$. В імпульсних РЛС $f(\theta)$ модулює обвідну пачки імпульсів.

1. Комплексні обвідні сигналів (корисного й опорного) при кутових вимірюваннях можна подати відповідно до вищесказаного, у вигляді:

$$\begin{aligned} \dot{X}(t, \theta_u) &= f(\theta_a, \theta_u), \\ \dot{X}(t, \theta_u^*) &= f(\theta_a, \theta_u^*), \end{aligned} \quad (4.76)$$

де $\theta_a = \Omega_a t$ (Ω_a – кутова швидкість обертання антени);
 $\theta_u - \theta_u^* = \theta$ – кутова випадкова помилка вимірювання.

Нормована АКФ сигналу з урахуванням (4.76) має вигляд:

$$\begin{aligned} \rho_c(\theta) &= \left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{f}(\theta_a - \theta_u) \dot{f}^*(\theta_a - \theta_u^*) d\theta_a \right| / \left| \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{f}(\theta_a - \theta_u)|^2 d\theta_a \right| = \\ &= \left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{f}(\theta') \dot{f}^*(\theta' - \theta) d\theta' \right| / \left| \int_{-\infty}^{\infty} |f(\theta')|^2 d\theta' \right|. \end{aligned} \quad (4.77)$$

Діаграма направленості зв'язана Фур'є-перетворенням із розподілом поля на розкриві антени $\dot{A}(z)$, тому до (4.77) можна застосувати теорему Парсеваля

$$\left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{f}(\theta') \dot{f}^*(\theta' - \theta) d\theta' \right| = \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{A}(z)|^2 \exp[j(2\pi/\lambda)z\vartheta] dz, \quad (4.78)$$

де z – координата розкриву антени; $\vartheta = \sin \theta$ – помилка вимірювання.

Підстановка (4.78) в (4.77) дає

$$\rho_c(\nu) = \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{A}(z)|^2 \exp[j(2\pi/\lambda)z\vartheta] dz / \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{A}(z)|^2 dz. \quad (4.79)$$

2. Диференціювання $\rho_c(\vartheta)$ в точці $\vartheta = 0$:

$$\rho_c''(\nu=0) = -[(2\pi)^2 / \lambda^2] \int_{-\infty}^{\infty} z^2 |\dot{A}(z)|^2 dz / \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{A}(z)|^2 dz = -L_{\text{СК}}^2 / \lambda^2, \quad (4.80)$$

де $L_{\text{СК}}$ – середньоквадратична величина розкриву, що залежить від виду модуля розподілу поля

$$L_{\text{СК}}^2 = (2\pi)^2 \int_{-\infty}^{\infty} z^2 |\dot{A}(z)|^2 dz / \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{A}(z)|^2 dz. \quad (4.81)$$

3. Вираз потенційної СКП вимірювання кута після підстановки (4.80) у (4.48) отримуємо у вигляді:

$$\sigma_{\theta} = \lambda / qL_{\text{СК}}. \quad (4.82)$$

В окремому випадку дзеркальних антен величина $L_{\text{СК}}$ однозначно пов'язана з розміром розкриву L_a . Коефіцієнт пропорційності k_{θ} визначається аналогічно k_f , якщо вид функцій

$|\dot{A}(z)|^2$ і $|\dot{G}(f)|^2$ збігається. Наприклад, при гауссовому розподілі поля $k_\theta = \sqrt{\pi}$ і

$$\sigma_\theta = \lambda / \sqrt{\pi} L_a q = \theta_{0.5p} / \sqrt{\pi} q, \quad (4.83)$$

де $\theta_{0.5p}$ – ширина діаграми направленості на рівні, при якому відлік L_a відповідає 0,46.

Загалом для дзеркальних антен можна записати

$$\sigma_\theta = \theta_{0.5p} / k_\theta q. \quad (4.84)$$

Висновок: Потенційна СКП вимірювання кутової координати одноканальним методом за допомогою дзеркальної антени визначається шириною ДН $\theta_{0.5p}$ і обернено пропорційна відношенню сигнал/шум.

Вибір найкращого розподілу поля при кутових вимірюваннях має особливості, оскільки від виду функції $|\dot{A}(z)|$ залежить відношення сигнал/шум (L_a є енергетичним параметром). Тому без урахування відношення сигнал/шум найкращим був би дискретний розподіл у вигляді вузьких прямокутників на краях розкриву (за аналогією з вимірюваннями t_3 і F_d). З урахуванням впливу $|\dot{A}(z)|$ на величину q найкращим для вимірювання кута вважається рівномірний розподіл поля.

4.6. Сумісне вимірювання декількох параметрів

Точність вимірювання одного параметра α_1 при відомих значеннях інших ($\alpha_2, \alpha_3, \dots$) визначається швидкістю убавання АКФ сигналу за даним параметром в точці максимуму. При одночасному вимірюванні декількох параметрів АКФ стає багатовимірною і швидкість її убавання в різних напрямках (за різними

α) визначається другими змішаними частинними похідними в точках $\alpha_1 = 0, \alpha_2 = 0$ і т. д. Багатовимірний АКФ $\rho_c(\alpha_1, \alpha_2, \dots)$ при радіолокаційних вимірюваннях розпадається на дві двовірні: просторову $\rho_c(\beta, \varepsilon)$ і частотно-часову $\rho_c(\tau, F)$.

Интерес представляє аналіз сумісної точності вимірювання дальності та швидкості з використанням $\rho_c(\tau, F)$, оскільки кутові вимірювання для антен із прямокутним розкритом незалежні.

Для визначення загального виразу $\rho_c(\tau, F)$ запишемо комплексні обвідні корисного й опорного сигналів аналогічно з (4.52) і (4.69) у вигляді:

$$\begin{aligned}\dot{X}(t, t_3, F_d) &= \dot{U}(t - t_3) \exp(j2\pi F_d t); \\ \dot{X}(t, t_3^*, F_d^*) &= \dot{U}(t - t_3^*) \exp(j2\pi F_d^* t).\end{aligned}\quad (4.85)$$

Підставляючи (4.85) в (4.49) і проводячи заміну змінних $S = t - t_3$, одержуємо:

$$\rho_c(\tau, F) = (1/2E) \left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}(S) \dot{U}^*(S - \tau) \exp(j2\pi FS) dS \right|, \quad (4.86)$$

або

$$\rho_c(\tau, F) = \left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}(S) \dot{U}^*(S - \tau) \exp(j2\pi FS) dS \right| \times 1 / \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{U}(S)|^2 dS. \quad (4.87)$$

Вираз (4.87) визначає нормовану *функцію невизначеності сигналу*.

Геометричне тіло, обмежене поверхнею $\rho_c(\tau, F)$ і площиною τF називають **тілом невизначеності (ТН)**. Для аналізу використовують як аксонометричний вигляд ТН, так і перетини вертикальними й горизонтальними площинами.

Перетин ТН по осі τ ($F = 0$ або $F = \text{const}$) характеризує обвідну сигнального відгуку оптимального приймача і відповідає $\rho_c(\tau)$. Він використовується для аналізу потенційної точності вимірювання дальності.

Перетин ТН по осі F ($\tau = 0$ або $\tau = \text{const}$) відповідає $\rho_c(F)$ і використовується для аналізу точносних можливостей за швидкістю.

Перетин ТН горизонтальною площиною на рівні $\rho_c = 0,5$ називається *діаграмою невизначеності (ДНВ)* і використовується для оцінки можливостей сумісного вимірювання дальності та швидкості.

Помилка сумісного вимірювання $\sigma_{\tau(F)}$ і $\sigma_{F(\tau)}$ залежить від кореляції помилок вимірювання, що визначається нормованим коефіцієнтом

$$k_{\tau F} = \rho_{\tau F} / \sqrt{\rho_{\tau}^n \rho_F^n}. \quad (4.88)$$

СКП сумісного вимірювання через помилку одиночного вимірювання, наприклад σ_{τ} (F невідомо), визначається виразом

$$\sigma_{\tau F} = \sigma_{\tau} / (1 - k_{\tau F}^2). \quad (4.89)$$

Якщо помилки вимірювання τ і F некорельовані, то потенційна точність сумісного вимірювання рівна точності одиночного вимірювання.

4.7. Реальні помилки вимірювання координат цілей

Реальна точність вимірювання в деяких випадках значно менша потенційної. Причинами зменшення точності є додаткові помилки, зумовлені впливом умов розповсюдження радіохвиль, зменшенням відношення сигнал/шум за рахунок неоптимальності обробки в різних ланках приймача, недосконалістю вимірювальної апаратури (інструментальні помилки), а також зміною параметра в процесі спостереження (динамічні помилки).

4.7.1. Складові реальної середньоквадратичної помилки виміру координат

Реальна СКП виміру координат – $\sigma_{\text{ар}}$, крім потенційної помилки, містить такі складові:

σ_{α} – потенційна помилка, зумовлена в загальному вигляді (4.48);

$\sigma_{\alpha \text{ ррх}}$ – помилка, зумовлена впливом умов поширення радіохвиль (мінливість швидкості РРХ, явища рефракції та перевідбиття радіохвиль від поверхні);

$\sigma_{\alpha \text{ інст}}$ – інструментальна помилка, зумовлена не ідеальністю роботи елементів прийомного тракту, нестабільністю параметрів і методом знімання даних;

$\sigma_{\alpha \text{ дин}}$ – динамічна помилка, зумовлена зміною положення цілі за час знімання інформації.

Унаслідок незалежності факторів, що визначають реальну СКП, вона обчислюється за формулою:

$$\sigma_{\text{ар}} = \sqrt{\sigma_{\alpha}^2 + \sigma_{\alpha \text{ ррх}}^2 + \sigma_{\alpha \text{ інст}}^2 + \sigma_{\alpha \text{ дин}}^2}.$$

При вимірюванні дальності потенційна СКП, як правило, значно менша сумарної помилки за рахунок інших складових. Найбільшу "вагу" реальної СКП становлять інструментальна та динамічна помилки. Динамічна СКП при вимірі дальності виражається виразом:

$$\sigma_{\text{Рдин}} = \frac{V_{\text{ц}} \cdot t_{\text{с}}}{\sqrt{2}},$$

де $V_{\text{ц}}$ – швидкість цілі,

$t_{\text{с}}$ – час знімання даних, рівний: 5 с – при візуальному зніманні, 2,5...3 с – при напівавтоматичному (автоматизованому) і близько до нуля при автозніманні.

Так, при візуальному зніманні та швидкості цілі 500 м/с динамічна помилка дорівнює 1,75 км, що перевищує максимально припустиму СКП виміру дальності.

У цифрових вимірниках дальності динамічна помилка відсутня, але з'являється додаткова складова реальної СКП за рахунок дискретизації сигналу, що рівномірний закону розподілу з дисперсією, рівною $\sigma_{\Delta}^2 = \Delta^{2/12}$. Помилка дискретності визначається за формулою:

$$\sigma_{\Delta} = \frac{\Delta}{2\sqrt{3}}$$

і звичайно порівняна з потенційною помилкою.

4.7.2. Помилки виміру при функціональному перетворенні вихідних вимірів параметрів

У деяких випадках шуканий параметр (координата) визначається за результатами виміру інших параметрів. Такі випадки виникають при:

– вимірюванні висоти цілі за результатами виміру дальності й кута місця,

– вимірюванні дальності до джерела зовнішнього випромінювання за результатами кутових або інших (різниці дальностей до джерела) з декількох рознесених пунктів прийому (див. розділ 6).

Для визначення помилки шуканого параметра використовується правило знаходження дисперсії функції за відомою дисперсією її аргументів. Задача вирішується методом лінеаризації функції (представленням її рядом лінійних членів розкладання). Так, при функції однієї змінної: $y = f(x)$ залежність має вигляд:

$$\sigma_y^2 = |f'(x)|_{x=x_0} \sigma_x^2,$$

де $f'(x)$ – похідна функції в точці максимуму.

Для функції двох аргументів, наприклад: $z = \phi(x, y)$, вираз має вигляд:

$$\sigma_{\Delta\phi} = \sqrt{[\phi'_x(x_0, y_0)]^2 \sigma_{\Delta x}^2 + [\phi'_y(x_0, y_0)]^2 \sigma_{\Delta y}^2}. \quad (4.90)$$

З урахуванням (4.90) помилка вимірювання висоти цілі визначається виразом:

$$\sigma_H = \sqrt{\left(\frac{\partial H}{\partial \varepsilon}\right)^2 \sigma_\varepsilon^2 + \left(\frac{\partial H}{\partial r}\right)^2 \sigma_R^2}, \text{ де } H = f(r, \varepsilon). \quad (4.91)$$

4.7.3. Оцінка точності вимірювання кута місця цілей у приземному шарі

При радіолокації цілей на малих кутах місця виникає двошпроменеве поширення радіохвиль, що викликає, як відомо, явище інтерференції прямого та перевідбитого поверхнею корисного сигналу. Унаслідок інтерференції, крім втрат відносно с/ш, виникає порізанисть ДН на прийом у кутомісцевій площині, що викликає зниження точності виміру кута (як потенційної, так і реальної).

Теорія потенційної оцінки базується на умові, що функції, які визначають відношення правдоподібності й достатню статистику є унімодальними (мають один максимум) і симетричними щодо максимуму. При перекручуванні ДН на прийом за рахунок інтерференції ця умова не виконується, унаслідок оцінки кута місця маловисотних цілей помилка виміру перевищує помилку, що відповідає "гладкій" симетричній формі ДН, на величину додаткової помилки, зумовленої впливом інтерференції – $\sigma_{\varepsilon \text{ інт}}$. Кількісно СКП виміру кута місця МВЦ (позначимо – $\sigma_{\varepsilon \text{ МВЦ}}$) визначається виразом:

$$\sigma_{\varepsilon \text{ МВЦ}} = \sqrt{\sigma_\varepsilon^2 + \sigma_{\varepsilon \text{ інт}}^2},$$

де σ_ε – СКП виміру при "гладкій" ДН.

Теоретично обґрунтовано, що складова СКП виміру кута місця, зумовлена відбиттям сигналу від поверхні, визначається співвідношенням [24, 25, 26 – дисс.]

$$\sigma_{\varepsilon \text{ інт}} = \frac{\varepsilon_{0,5p} |p|}{\sqrt{8G_{\text{ц}}/G_{\text{зсп}}}},$$

де $|p|$ – модуль коефіцієнта відбиття від поверхні,

$G_{\text{ц}}$, $G_{\text{зер}}$ – коефіцієнти підсилення за потужністю антени РЛС у напрямку на ціль і точку, що відповідає її дзеркальному відбиттю ("антипод" цілі).

Так, при орієнтації вихідної ДН уздовж горизонту ($G_{\text{ц}} = G_{\text{зер}}$) і $|p|=1$

$$\sigma_{\text{є інт}} \cong 0,35\epsilon_{0,5p}.$$

У той же час при "гладкій" ДН (без урахування інтерференції) і найпростішому методі відліку кута за номером парціального каналу (в трикоординатній РЛС) помилка не перевищує $0,25\epsilon_{0,5p}$, тобто менше складової помилки за рахунок інтерференції. Результати кількісного аналізу показують, що навіть при "відриві" вихідної ДН від поверхні (до значень $G_{\text{ц}}/G_{\text{зер}} = 10\dots 15$) помилка виміру кута місця маловисотної цілі за рахунок впливу інтерференції сигналів виявляється порівняно з помилками виміру на більших висотах.

РОЗДІЛ 5

РОЗДІЛЕННЯ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИГНАЛІВ

5.1. Загальні відомості про розділення сигналів

Роздільна здатність¹ (РЗ) характеризує можливість роздільного радіолокаційного спостереження близько розташованих у просторі цілей, а також цілей, мало відмінних щодо параметрів руху.

Роздільна здатність є важливою тактичною характеристикою РЛС, що визначає її інформаційну здатність і перешкодозахищеність. Вимоги до РЗ за дальністю і швидкістю є визначальними при виборі структури зондувального сигналу.

Розділення здійснюється за одним або одночасно за декількома вимірюваними параметрами сигналу (t_z , F_d , β , ε).

На практиці вирішується задача розділення багатьох цілей у зоні видимості РЛС. Проте теоретично розглядається характерний випадок розділення двох цілей.

Радіолокаційне спостереження цілей здійснюється завжди на фоні перешкод, що приводить до статистичного характеру проблеми розділення й істотно обмежує його можливості. За відсутності шумів роздільне спостереження сигналів на виході приймача може бути забезпечено при скільки завгодно близькій відстані між ними за параметром, що вимірюється. Наявність шумів й інших перешкод приводить до спотворення сигналів (навіть при великому q) і знижує можливості їх роздільного спостереження.

¹ Велика Радянська Енциклопедія дає таке визначення **роздільній силі (здатності)**: "РЗ прийнято називати здатність приладів розрізняти близькі у просторі, у часі, або за фізичними властивостях об'єкти, або процеси".

Для оптимальних приймачів виявлення та вимірювання при заданому відношенні сигнал/шум q розділення залежить від форми та протяжності вихідного сигналу за параметром, що вимірюється. Реальна РЗ погіршується внаслідок неоптимальності прийому й особливо за рахунок пристроїв знімання інформації.

Під потенційною РЗ прийнято вважати РЗ, зумовлену лише двома чинниками: відношенням сигнал/шум і формою сигналу (при оптимальній узгодженій обробці). Проте визначення потенційного розділення вимагає уточнення, пов'язаного з алгоритмом обробки сигналів, що використовується. Слід розрізнити поняття оптимального й узгодженого розділень.

Оптимальне розділення базується на оптимізації алгоритму прийняття рішення відносно сигналів, що розділяються, методами статистичної теорії рішень. Статистична теорія оптимального розділення розвинута Я. Д. Ширманом у 1955–1959 рр. [9]. Вона використовує загальний критерій оптимальності Байєса (відношення правдоподібності).

Особливість задачі синтезу оптимального алгоритму полягає в тому, що виявлення корисного сигналу з параметром α_1 проводиться не тільки на фоні шумів, але й аналогічного йому сигналу, що заважає, із дещо відмінним значенням параметра α_2 .

Оптимальний алгоритм розділення відрізняється від оптимального алгоритму виявлення та вимірювання. Якщо при виявленні (і вимірюванні) оптимальною є узгоджена обробка (імпульсна характеристика ОФ є дзеркальною стосовно сигналу, а АЧХ повторює форму АЧ спектра), то при розділенні імпульсна характеристика спотворюється порівняно з узгодженою, набуваючи провал в області перекриття з сигналом, що заважає. Це дозволяє досягти потенційно найкращих показників розділення. Проте значно ускладнюється структура приймача.

Узгоджене розділення відповідає випадку, коли приймач будується за алгоритмом оптимального виявлення з узгодженим фільтром. При цьому розділення вже не є оптимальним, оскільки при синтезі алгоритму не враховується наявність сигналів, що заважають. Максимально досягне розділення сигналів у

цьому випадку нижче потенційно можливого і може бути назване квазіпотенційним.

Проте внаслідок того, що практичне застосування знаходить тільки узгоджена (або близька до неї) обробка сигналів, у відомій літературі із РЛ поняття потенційне розділення поширюється і на узгоджений прийом.

5.2. Критерії оцінки роздільної здатності

Роздільна здатність пов'язана з поняттям розділення сигналів, яке тим вище, чим більше відстань між сигналами щодо вимірюваного параметра. Цю відстань прийнято характеризувати середнім квадратом відхилення (критерій Вудворда)

$$\overline{\Delta^2} = (1/2) \left| \dot{X}(t, \alpha_1) - \dot{X}(t, \alpha_2) \right|^2 \quad (5.1)$$

або

$$\overline{\Delta^2} = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \left| \dot{X}(t, \alpha_1) - \dot{X}(t, \alpha_2) \right|^2 dt. \quad (5.2)$$

Форма сигналів, що забезпечує якнайкращу роздільну здатність обирається з умови максимізації виразів (5.1) або (5.2). Критерій (5.1) відповідає максимально правдоподібній оцінці.

Розкриваючи підінтегральний вираз (5.2) і вважаючи енергії сигналів, що розділяються, однаковими, одержуємо:

$$\begin{aligned} \overline{\Delta^2} &= \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \left| \dot{X}(t, \alpha_1) \right|^2 dt + \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \left| \dot{X}(t, \alpha_2) \right|^2 dt - \left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{X}(t, \alpha_1) \dot{X}(t, \alpha_2) dt \right| = \\ &= 2E[1 - \rho(\alpha)] = \max. \end{aligned} \quad (5.3)$$

Оскільки E не залежить від параметрів α_1 і α_2 , та умова (5.3) відповідає

$$\rho(\alpha) = \min. \quad (5.4)$$

Таким чином, мірою роздільної здатності є нормована АКФ сигналу щодо параметру, що вимірюється. АКФ характеризує не лише форму сигнального відгуку оптимального приймача, але й взаємне перекриття двох однакових сигналів за площею за наявності зсуву між ними за параметром, що вимірюється.

Роздільна здатність тим вище, чим менше ширина АКФ сигналу за параметром α .

Безпосередня величина РЗ $\Delta\alpha$, названа параметром розділення, визначається як ширина області високої кореляції.

Аналітично величина $\Delta\alpha$ обчислюється за формулою.

$$\Delta\alpha_a = \int_{-\infty}^{\infty} \rho_c^2(\alpha) d\alpha. \quad (5.5)$$

Чисельно $\Delta\alpha$ рівна площі під функцією $\rho_c^2(\alpha)$, а оскільки $\rho_{c \max}^2 = 1$, то вона відповідає протяжності еквівалентного за площею прямокутника одиничної висоти.

Використовування ρ_c^2 замість ρ_c у (5.5) пояснюється тим, що ρ_c^2 пропорційна потужності вихідного сигналу і не залежить від фазових співвідношень.

Найбільше застосування на практиці знаходить визначення параметра розділення за перетинах ТН або протяжності відгуку на заданому рівні.

Залежність $\rho_c^2(\alpha)$, як показано в попередньому розділі, характеризує перетин ТН за параметром α . Тому в практиці теоретичного аналізу використовується визначення РЗ за шириною перетину ТН на рівні 0,5:

$$\Delta\alpha = \alpha_{0,5}, \quad (5.6)$$

де $\alpha_{0,5}$ – ширина перетину ТН або $\rho_c^2(\alpha)$.

Вибраний рівень відповідає розділенню за Релеєм (або за Вудвордом), при якому вважається, що два сигнали можуть окремо спостерігатися, якщо вони перекриваються на рівні $\leq 0,5U_{\max}$. За однаковою формою й амплітудою сигналів ця умова (при знаку рівності) відповідає РЗ, визначуваній як (5.5).

В інженерній практиці оцінка РЗ проводиться за шириною вихідного сигналу. Наприклад, РЗ за дальністю визначається як $\Delta r = c\tau_{i\text{вих}} / 2$, де $\tau_{i\text{вих}} = \Delta\tau$.

Примітка. Аналіз методів оцінки РЗ при узгодженому прийомі показує, що вони фактично не враховують вплив відношен-

ня сигнал/шум на величину розділення. Це зв'язано з тим, що $\rho_c(\alpha)$ визначається за умови $q \gg 1$.

Оцінку РЗ з врахуванням відношення сигнал/шум дає тільки статистична теорія оптимального розділення.

5.3. Потенційна роздільна здатність при узгодженому прийомі сигналів

Можливості розділення сигналів за дальністю, швидкістю й кутовими координатами при оптимальному алгоритмі виявлення розглянемо через обчислення аналітичних постійних розділення $\Delta\alpha_a$ і аналіз отриманих виразів. Обчислення $\Delta\alpha_a$ для будь-якого параметра, що вимірюється, здійснюється аналогічними математичними перетвореннями, тому обмежимося випадком розрахунку $\Delta\alpha_a$ тільки для одного з параметрів. Результати розрахунку для решти параметрів легко записати, використовуючи аналіз отриманого виразу для $\alpha = t_3$ і $\Delta\alpha = \Delta t$.

5.3.1. Розділення за дальністю

Розділення за дальністю визначається постійною розділення за часом запізнювання Δt . Відповідно до (5.5) величина Δt дорівнює:

$$\Delta t = \int_{-\infty}^{\infty} \rho_c^2(\tau) d\tau, \quad (5.7)$$

де $\rho_c(\tau)$ – нормована АКФ сигналу за осі часу, визначувана виразом (4.53) або (4.55).

Для розрахунку Δt спочатку запишемо $\rho_c^2(\tau)$ з урахуванням (4.55):

$$\begin{aligned} \rho_c^2(\tau) &= \left[1 / (2E)^2 \right] \left[\int_{-\infty}^{\infty} |\dot{G}(f)|^2 \exp(j2\pi f\tau) df \right]^2 = \\ &= \left[1 / (2E)^2 \right] \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{G}(f')|^2 |\dot{G}(f'')|^2 e^{j2\pi(f'+f'')\tau} df' df'', \end{aligned} \quad (5.8)$$

де

$$(2E)^2 = \left[\int_{-\infty}^{\infty} |\dot{G}(f)|^2 df \right]^2. \quad (5.9)$$

Підставляючи вираз (5.9) в (5.7) і враховуючи, що

$$\int_{-\infty}^{\infty} \exp(j2\pi f \tau) df = \delta(f),$$

де $\delta(f)$ – дельта-функція, дорівнює $\delta(f) = \begin{cases} 1 & \text{при } f = 0; \\ 0 & \text{при } f \neq 0, \end{cases}$ отри-

маємо

$$\begin{aligned} \Delta\tau &= \left[1/(2E)^2 \right] \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{G}(f')|^2 |\dot{G}(f'')|^2 e^{j2\pi(f'+f'')\tau} df' df'' d\tau = \\ &= \left[1/(2E)^2 \right] \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{G}(f')|^2 |\dot{G}(f'')|^2 \delta(f'+f'') df' df''. \end{aligned} \quad (5.10)$$

Через те, що δ – функція відмінна від 0 тільки при нульовому аргументі, то вона має для підінтегрального виразу фільтруючу властивість, яка виявляється в тому, що для будь-якої функції $\varphi(x)$ виконується співвідношення:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \varphi(x) \delta(x - x_0) dx = \varphi(x_0).$$

Враховуючи цю властивість для (5.10) і інтегруючи, наприклад, за f' , отримаємо:

$$\Delta\tau = \left[1/(2E)^2 \right] \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{G}(f')|^2 |\dot{G}(-f')|^2 df'.$$

Для симетричної функції $\dot{G}(f) = \dot{G}(-f)$, тому

$$\Delta\tau = \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{G}(f')|^4 df' / (2E)^2$$

або

$$\Delta\tau = \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{G}(f)|^4 df / \left[\int_{-\infty}^{\infty} |\dot{G}(f)|^2 df \right]^2. \quad (5.11)$$

Величина, зворотна правій частині рівності (5.11), характеризує протяжність функції $|\dot{G}(f)|^2$ по вісі частот і називається ефективною шириною спектра сигналу – $\Pi_{\text{сф}}$

$$P_{\text{эф}} = \left[\int_{-\infty}^{\infty} |\dot{G}(f)|^2 dt \right] / \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{G}(f)|^4 df \quad (5.12)$$

Величина $P_{\text{эф}}$ відрізняється від раніш використовуваних параметрів ширини спектра P_i (на рівні 0,46) і $P_{\text{ск}}$ (4.58).

Знаменник виразу (5.12) визначає площу S_0 під функцією $|\dot{G}(f)|^4$, а чисельник

$$\left[\int_{-\infty}^{\infty} |\dot{G}(f')|^2 df' \right]^2 = \int \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{G}(f')|^2 |\dot{G}(f'')|^2 df' df''$$

дорівнює сумі площ S_0 (при $f' = f''$) і всіх площ взаємного перекриття функцій (при $f' \neq f''$) у межах області визначення спектра. При цьому величина $P_{\text{эф}}$ залежить від ширини спектра

P_i , форми обвідної $|\dot{G}(f)|^2$ і площі під цією функцією. Остання властивість суттєво відрізняє визначення $P_{\text{эф}}$ порівняно з $P_{\text{ск}}$. Так, при фіксованому значенні P_i найбільше значення $P_{\text{ск}}$ відповідає дискретному сигналу у вигляді двох гармонік, рознесених на P_i . Величина $P_{\text{эф}}$ для такого сигналу (з площею, близькою до 0) дорівнює 0. Найбільше значення $P_{\text{эф}}$ відповідає сигналам із суцільним спектром.

Підставивши вираз (5.12) у (5.11), отримуємо шукану формулу сталої розділення за часом запізнювання:

$$\Delta\tau = 1/P_{\text{эф}}. \quad (5.13)$$

Із (5.13) випливає, що при великих відношеннях сигнал/шум **РЗ за часом запізнювання обернено пропорційна ефективній ширині спектра сигналу**. Найкраще розділення мають ширококутні сигнали з прямокутною обвідною спектра. Сигнал, найкращий із погляду точності вимірювання дальності (двочастотний із дискретним спектром), розділення не має, через те що $P_{\text{эф}} \cong 0$. Дійсно, двочастотний доплерівський радіолокатор може вимірювати дальність тільки до одної цілі.

Потенціальна РЗ за дальністю визначається виразом:

$$\Delta r = (C/2)\Delta\tau. \quad (5.14)$$

На практиці, через складність обчислення $\Delta\tau$, використовується або ширина перетину ТН – $\tau_{0,5}$, або тривалість вихідного сигналу $\tau_{\text{вих}}$, тобто

$$\Delta\tau \approx \tau_{0,5} \approx \tau_{\text{вих}}. \quad (5.15)$$

Примітка: Проведемо аналіз отриманого виразу з метою виявлення деякої закономірності у співвідношенні параметрів, яку можна використовувати для визначення інших сталих розділення (за швидкістю й кутом) без обчислювальних операцій.

Із виразу (5.7) випливає, що стала розділення $\Delta\tau$ визначається шириною квадрата нормованої АКФ $\rho_c^2(\tau)$, яка, у свою чергу, може бути виражена через спектр комплексної обвідної сигналу $\dot{G}(f)$ співвідношенням (5.8). За результатами розрахунку $\Delta\tau$ обернено пропорційна ефективній ширині функції $|\dot{G}(f)|^2$.

Звідси можна зробити висновок, що будь-яка інша стала розділення $\Delta\alpha$ обернено пропорційна ефективній ширині функції, яка аналогічно (5.8) визначає $\rho_c^2(\alpha)$.

5.3.2. Розділення за швидкістю

Роздільна здатність за швидкістю визначається постійною розділення за частотою ΔF , яка обчислюється за формулою.

$$\Delta F = \int_{-\infty}^{\infty} \rho_c^2(F) df. \quad (5.16)$$

Квадрат нормованої АКФ сигналу за частотою $\rho_c^2(F)$ визначається аналогічно (5.8) через комплексну обвідну сигналу:

$$\rho_c^2(F) = \left[\int_{-\infty}^{\infty} |\dot{U}(t)|^2 \exp(j2\pi Ft) dt \right]^2. \quad (5.17)$$

Отже, відповідно до висновку, зробленого у примітці, величина ΔF_a повинна бути обернено пропорційний ефективній тривалості сигналу, визначуваній аналогічно (5.12). Таким чином, можна записати

$$\Delta F = 1 / \tau_{\text{эф}}, \quad (5.18)$$

де

$$\tau_{\text{эф}} = \left[\int_{-\infty}^{\infty} |\dot{U}(t)|^2 dt \right]^2 / \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{U}(t)|^4 dt. \quad (5.19)$$

Потенційне розділення за швидкістю визначається виразом

$$\Delta v = (\lambda / 2) \Delta F. \quad (5.20)$$

Із (5.20) витікає, що при заданій довжині хвилі **потенційна РЗ за швидкістю обернено пропорційна ефективній тривалості сигналу.**

При практичному аналізі замість обчислюваної величини ΔF може використовуватися ширина перетину ТН за частотою $F_{0,5}$. В інженерній практиці замість $\tau_{\text{эф}}$ у (5.18) підставляється тривалість когерентного сигналу τ_i , причому величина τ_i визначається по входу (до стиснення, якщо сигнал широкосмуговий).

Якнайкраще розділяються довгі когерентні сигнали.

5.3.3. Розділення за кутовими координатами

Роздільна здатність за кутом визначається безпосередньо постійною розділення, яку зручніше записувати відносно узагальненої координати ϑ (направляючого синуса $\sin \theta$):

$$\Delta \vartheta = \int_{-\infty}^{\infty} \rho_c^2(\vartheta) d\vartheta. \quad (5.21)$$

Нормована АКФ $\rho_c(\vartheta)$ залежить від виду ДН, яка є Фур'є-перетворенням функції розкриву $A(z)$. Отже, (з точністю до λ) $\Delta \vartheta$ обернено пропорційна ефективній ширині розкриву:

$$\Delta \vartheta = \lambda / L_{\text{эф}}, \quad (5.22)$$

де

$$L_{\text{эф}} = \left[\int |\dot{A}(z)|^2 dz \right]^{-2} / \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{A}(z)|^4 dz. \quad (5.23)$$

Із виразу (5.22) бачимо, що *роздільна здатність за кутовими координатами при заданій довжині хвилі обернено пропорційна ефективній ширині розкриву антени*. При заданому розмірі розкриву L_a якнайкраще розділення забезпечується при рівномірному розподілі поля ($L_{\text{эф}} = \max$). Для дзеркальних антен постійна розділення $\Delta\theta$ визначається шириною ДН антени. Проте, у загальному випадку, як і при вимірюванні, кутова роздільна здатність залежить тільки від протяжності ефективного розподілу $L_{\text{эф}}$, а не від ширини ДН. Це пов'язано з можливістю фазової модуляції поля й ефектом стиснення ДН. Порівнюючи з висновками, зробленими в розділі 4, можна сказати, що при заданому розмірі антени L_a рівномірна функція розкриву забезпечує найбільшу потенційну точність вимірювання і якнайкращу роздільну здатність. Проте такий розподіл дає великий рівень бічних пелюсток, що істотно знижує перешкодозахищеність РЛС. Тому звичайно використовують функції розкриву, плавно спадаючі до країв. Це знижує рівень бічних пелюсток при незначному погіршенні точності та роздільної здатності.

5.3.4. Сумісне розділення за дальністю та швидкістю

Параметр сумісного розділення за дальністю та швидкістю $\Delta\tau F$ визначається через двомірну АКФ сигналу, яка називається функцією невизначеності (ФН) і відповідає виразу (4.87):

$$\Delta\tau F = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \rho_c^2(\tau, F) d\tau dF. \quad (5.24)$$

Фізично величина $\Delta\tau F$ визначається як площа перетину циліндра одиничної висоти, рівновеликого об'єму тіла невизначеності (ТН), обмеженого функцією $\rho_c^2(\tau, F)$.

Чудовою властивістю ТН, обмеженого функцією $\rho_c^2(\tau, F)$, є рівність одиниці його об'єму V_{ρ^2} для всіх без виключення сигналів. Математично ця властивість записується у вигляді

$$V_{\rho^2} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \rho_c^2(\tau, F) d\tau dF = 1. \quad (5.25)$$

Оскільки $V_{\rho^2} = \Delta\tau F$, то властивість (5.25) характеризує обмеження можливостей сумісного розділення за дальністю та швидкістю. Ця властивість породжує так званий **принцип невизначеності** в радіолокації.

Сутність **принципу невизначеності** відповідно до властивості (5.25) полягає в такому.

Об'єм ТН не залежить від форми сигналу та законів модуляції його параметрів, інакше кажучи, повна сумісна невизначеність параметрів τ і F , яка вимірюється об'ємом, що міститься під поверхнею $\rho^2(\tau, F)$, не залежить від форми сигналу та його структури й завжди рівна 1.

Звідси випливає, що загальна потенційна невизначеність однакова для всіх сигналів, що мають однакову енергію. Усі сигнали однаково вдалі, якщо вони порівнюються без урахування конкретної РЛ обстановки.

Тіло невизначеності образно порівнюють із купою піску, форму якої можна змінювати, але не можна позбутися жодної піщинки.

Проте різні сигнали мають різний розподіл невизначеності. Це дозволяє при заданій РЛ обстановці вибирати структуру сигналу, що володіє якнайкращим для цієї обстановки (умов виявлення та вимірювання) розподілом невизначеностей.

Таким чином, ТН сигналу є мірою того, наскільки точно й однозначно можна виміряти далекість і швидкість цілі, а також розділяти цілі за цими параметрами.

5.4. Тіла невизначеності радіолокаційних сигналів

Тіла невизначеності сигналів є універсальним інструментом для оцінки потенційних можливостей оптимального приймача за точністю вимірювання й роздільній здатності за параметрами *дальність*, *швидкість* як при одиночному, так і сумісному їх вимірюванні.

Роздільна здатність визначається безпосередньо шириною перетинів ТН на осях τ і F на рівні 0,5 (позначення $\tau_{0,5}$ і $F_{0,5}$), а точність вимірювання залежить від ширини цих перетинів (потенційна СКП завжди менше РЗ мінімум у q разів).

Використовування ТН для аналізу РЗ вимагає чіткого уявлення про фізичне значення основних його перетинів.

Перетини ТН вертикальними площинами характеризують:

а) *по осі τ* – вид обвідної сигналу на виході ОФ, або, інакше, вихідний сигнал оптимального виявляча (з детектором обвідної на виході ОФ);

б) *по осі F* – спектр потужності комплексної обвідної зондувального сигналу (або сигналу на вході ОФ).

Перетин ТН горизонтальною площиною, названий діаграмою невизначеності (ДНВ), дозволяє спостерігати рельєф ТН у двох вимірюваннях (за τ і F одночасно) і наочно характеризує сумісні можливості сигналу щодо вимірювання й розділення за дальністю та швидкістю одночасно.

Методику використання ТН для оцінки потенційного узгодженого розділення (і можливостей щодо точності) за дальністю та швидкістю можна подати таким чином.

1. Побудова головних перетинів ТН і ДНВ, виконується або на підставі строгого математичного обчислення $\rho_c(\tau, F)$, або на підставі вказаного вище фізичного значення перетинів, тобто за відомим виду вихідного сигналу та спектра потужності його на вході.

2. Визначення ширини кожного перетину на рівні 0,5 ($\tau_{0,5}$ і $F_{0,5}$) і оцінка за ними РЗ за часом запізнювання (дальністю) і частоти (швидкості), а також точності вимірювання параметрів.

3. Оцінка за діаграмою невизначеності можливостей одночасного звуження ТН за τ і F , яка дозволяє зробити висновок про можливість або неможливість сумісного розділення (і вимірювання) за дальністю та швидкістю для цього сигналу. Сумісне розділення забезпечується, якщо величини $\tau_{0,5}$ і $F_{0,5}$ вважаються незалежними параметрами.

4. Визначення характеру (типу) невизначеності при сумісному вимірюванні дальності та швидкості, яка є фундаментальним обмеженням при вимірюванні й розділенні за цими параметрами і може виявлятися по-різному, але має місце для всіх сигналів.

5.4.1. Аналіз тіл невизначеності простих сигналів

Розглянемо перетини ТН для декількох найбільш часто вживаних у РЛ видів вузькосмугових сигналів.

Прямокутний радіоімпульс з постійною частотою заповнення

Обвідна такого сигналу визначається виразом

$$\dot{U}(t) = U(t) = \begin{cases} U_m & \text{при } 0 \leq t \leq \tau_i, \\ 0 & \text{при інших } t. \end{cases} \quad (5.26)$$

Для розрахунку нормованої ФН сигналу скористаємося співвідношенням (4.87), знаменник якого при підстановці (5.28) дорівнює

$$Z_c(0,0) = (1/2) \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{U}(s)|^2 ds = U_m^2 \tau_i / 2. \quad (5.27)$$

Щоб обчислити інтеграл у чисельнику (4.87), необхідно уточнити межі інтегрування. Із цією метою розглянемо роздільно характерні випадки взаємного розташування співмножників $\dot{U}(s)$ і $\dot{U}(s - \tau)$ підінтегральної функції залежно від значення τ і результати їх добутку для цих випадків (рис. 5.1).

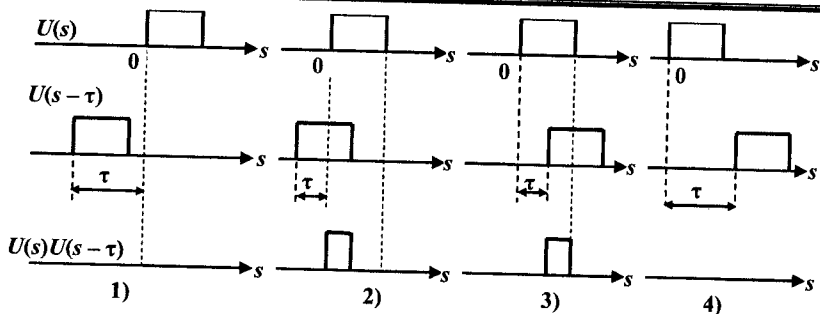


Рис. 5.1

У першому та четвертому випадках результат $\dot{U}(s) \dot{U}(s - \tau) = 0$, оскільки $|\tau| \geq \tau_i$.

У другому випадку добуток співмножників відмінний від нуля в інтервалі від 0 до $\tau_i - |\tau|$, а в третьому – в інтервалі від τ до τ_i , проте результат не змінюється, якщо, замість інтегрування від τ до τ_i узяти інтеграл від 0 до $\tau_i - |\tau|$.

Таким чином, об'єднавши результати аналізу (випадки 2 і 3), отримаємо, що межі інтегрування слід встановити в інтервалі від 0 до $\tau_i - |\tau|$, який включає і $\tau_i - \tau$. При цьому чисельник виразу (4.87) визначається таким чином:

$$\begin{aligned} Z_c(\tau, F) &= (1/2) \left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}(s) \dot{U}^*(s - \tau) \exp(j2\pi F s) ds \right| = \\ &= (1/2) U_m^2 \left| \int_0^{\tau_i - |\tau|} \exp(j2\pi F s) ds \right| = \\ &= (1/2) U_m^2 \left| \sin \pi F (\tau_i - |\tau|) / \pi F \right|. \end{aligned} \quad (5.28)$$

Підставляючи (5.27) і (5.28) у співвідношення (4.87) і множачи, для зручності аналізу остаточного виразу, чисельник і знаменник на $\tau_i - |\tau|$, отримаємо

$$\rho_c(\tau, F) = \left\{ \begin{aligned} &\left(\left(1 - \frac{|\tau|}{\tau_i} \right) \frac{\sin \pi F (\tau_i - |\tau|)}{\pi F (\tau_i - |\tau|)} \right) \text{ при } |\tau| \leq \tau_i, \\ &0 \text{ при } |\tau| > \tau_i. \end{aligned} \right. \quad (5.29)$$

Отриманий вираз дозволяє побудувати перетини ТН.

Перетин ТН площиною $F = \text{const}$

Вид головного перетину ($F = 0$) визначається функцією

$$\rho_c(\tau, 0) = 1 - |\tau| / \tau_i,$$

оскільки $\sin 0/0 = 1$, і має форму трикутника (рис. 5.2). Для інших перетинів $|F| > 0$ значення $\sin x/x < 1$ і амплітуда зменшується, а при великих розладах за F перетин набуває вигляд двогорбої кривої, що може привести до неоднозначності вимірювання.

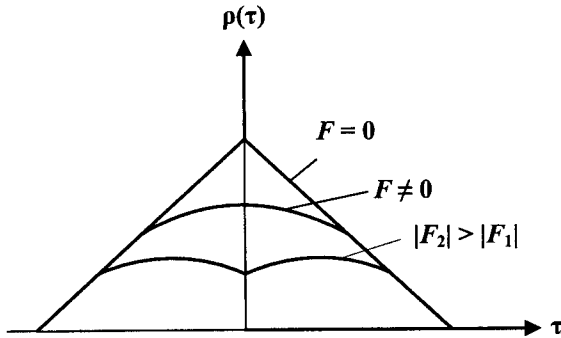


Рис. 5.2

З аналізу перетинів бачимо, що **роздільна здатність і точність вимірювання дальності визначаються тривалістю імпульсу** (величина $\tau_{0,5} = \tau_i$), при використуванні коротких імпульсів вони можуть бути високими.

Перетин ТН площиною $\tau = \text{const}$

Головний перетин $\rho_c(0, F)$ визначається функцією

$$\rho_c(0, F) = \left| \frac{\sin \pi F \tau_i}{\pi F \tau_i} \right|. \quad (5.30)$$

Для інших перетинів замість τ_i у вираз (5.30) підставляється $\tau_i - |\tau|$.

З аналізу перетину (рис. 5.3) бачимо, що **РЗ і точність вимірювання швидкості обернено пропорційні τ_i** (величина $F_{0,5} = 1 / \tau_i$), отже, при коротких імпульсах виміряти швидкість не можна.

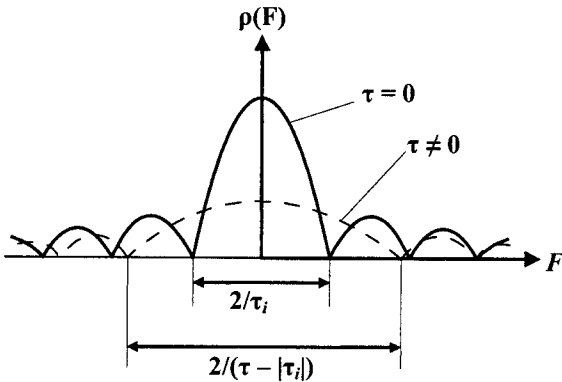


Рис. 5.3

Діаграма невизначеності

Для побудови діаграми невизначеності (ДНВ) вважають у виразі (5.29) $\rho = 0,5$ і $0,1$ і будують лінії рівного рівні у площині τ, F .

Аналіз ДНВ (рис. 5.4) дозволяє зробити такі висновки:

1) сумісне розділення (і вимірювання) за дальністю та швидкістю неможливе;

2) принцип невизначеності виявляється в тому, що при звуженні ТН по одній осі відбувається розширення його на іншій осі, оскільки величини $\tau_{0,5}$ і $F_{0,5}$ обернено пропорційні.

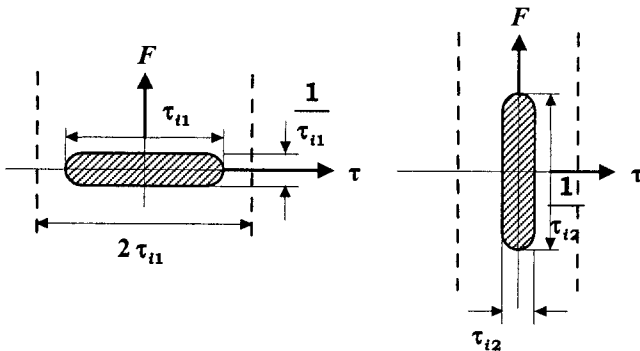


Рис. 5.4

Аксометричний вид ТН прямокутного радіоімпульсу (рис. 5.5) підтверджує зроблені висновки.

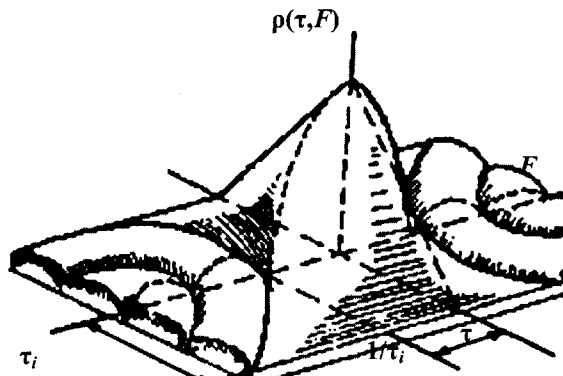


Рис. 5.5

Дзвоноподібний радіоімпульс

Обвідна дзвоноподібного радіоімпульсу визначається виразом

$$\dot{U}(t) = U(t) = U_m \exp\left[-\pi(t/\tau_i)^2\right]. \quad (5.31)$$

При підстановці виразу (5.31) в (4.87) і обчисленні інтегралів одержуємо

$$\rho(\tau, F) = \exp\left\{-\pi/2\left[(\tau^2/\tau_i^2) + F^2\tau_i^2\right]\right\}. \quad (5.32)$$

Перетини ТН в обох площинах мають гауссову форму, а ДНВ є еліпсами.

Висновки, зроблені при аналізі ТН прямокутних радіоімпульсів, повністю відповідають дзвоноподібному радіоімпульсу.

5.4.2. Аналіз ТН когерентної пачки радіоімпульсів

Для простоти порівняння розглядається пачка прямокутних радіоімпульсів з прямокутною обвідною. Аналіз проводиться без розрахунку $\rho_c(\tau)$ тільки для головних перетинів на основі їх фізичного сенсу.

Перетин по осі часу

Відповідно до висновку попереднього аналізу перетин за осі часу $\rho_c(\tau)$ є формою обвідної пачки на виході ОФ (рис. 5.6).

З аналізу перетину ТН випливає:

1) РЗ і точність вимірювання дальності при когерентній пачці визначаються тривалістю одиночного імпульсу ($\tau_{0,5} = \tau_i$);

2) наявність бічних піків ТН може привести до неоднозначності вимірювання.

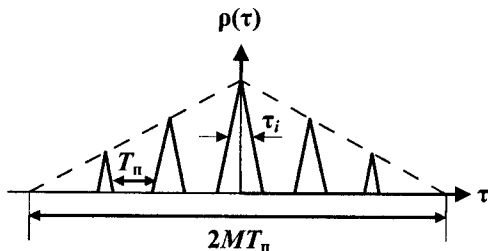


Рис. 5.6

Для усунення неоднозначності частоту повторення імпульсів необхідно обирати з умови:

$$F_n \leq c / 2,5r_{\max}. \quad (5.33)$$

Перетин ТН по осі частот

Функція $\rho_c(0, F)$ характеризує спектр сигналу $|\dot{U}(t)|^2$. У разі прямокутної форми $U(t)$ значення $|\dot{U}(t)|^2$ відрізняється тільки масштабом, отже $\rho(F)$ збігається з виглядом спектра когерентної пачки (рис. 5.7).

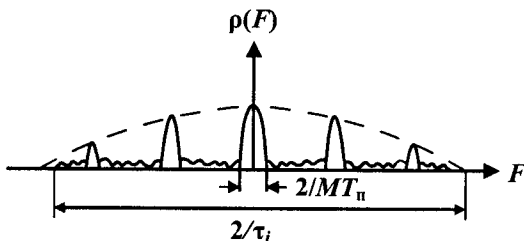


Рис. 5.7

З аналізу перетину ТН випливає:

1) **РЗ і точність вимірювання швидкості** визначаються шириною однієї пелюстки, яка обернено пропорційна MT_n , отже, при використуванні когерентної пачки вони істотно вищі, ніж для одиночного імпульсу (величина $(F_{0,5} = 1 / MT_n)$);

2) багатопіковий характер ТН по осі F свідчить про наявність неоднозначності при вимірюванні.

Для усунення неоднозначності необхідно, щоб частота повторення була обрана з умови

$$F_n \geq 2|F_{д\max}|. \quad (5.34)$$

Діаграма невизначеності

Діаграма невизначеності (рис. 5.8), побудована поєднанням головних перетинів ТН із відповідними осями площини τ, F показує, що ТН когерентної пачки складається з ряду порівняно вузьких піків, розподілених за осях τ і F . Про це свідчить аксонометричний вигляд ТН (рис. 5.9).

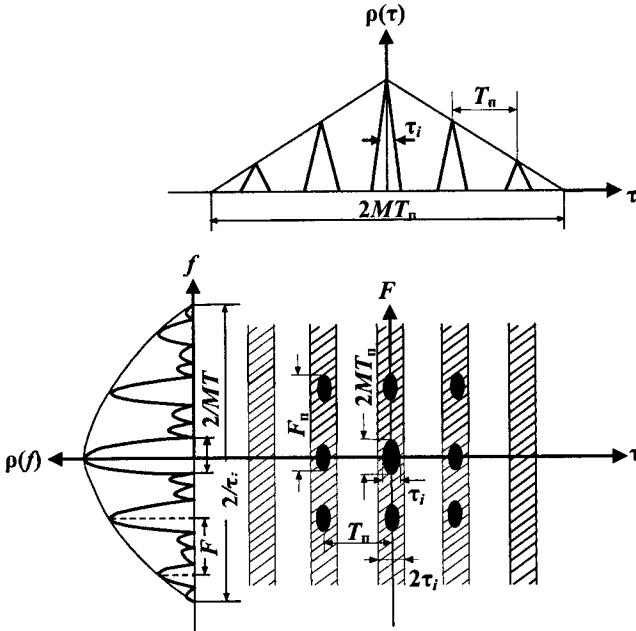


Рис. 5.8

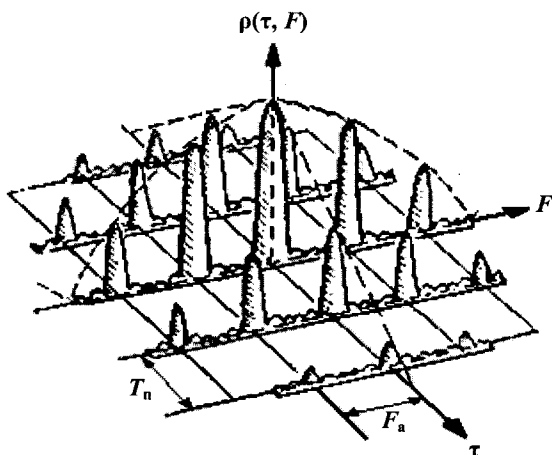


Рис. 5.9

З аналізу ДНВ можна зробити такі висновки:

1) когерентну пачку при певних обмеженнях, що накладаються на інтервал величин, що вимірюються, можна використовувати для одночасного вимірювання і розділення за дальністю та швидкістю;

2) принцип невизначеності для когерентної пачки виявляється в наявності неоднозначності виміру, оскільки умови (5.33) і (5.34) одночасно задовольнити не можна.

5.4.3. Аналіз ТН некогерентної пачки

Обвідна вихідного сигналу для некогерентної пачки така ж, як і для когерентної, тому перетин за осі τ аналогічний перетину по τ когерентної пачки.

Спектр некогерентної пачки унаслідок випадкових початкових фаз імпульсів подібний спектру одиночного радіоімпульсу, і вид перетину по осі F збігається з перетином ТН по відповідній осі одиночного радіоімпульсу.

Вигляд обох головних перетинів і діаграма невизначеності (рис. 5.10) дозволяють зробити висновок, що **можливість розділення і вимірювання для некогерентної пачки збігається з можливостями одиночного радіоімпульсу.**

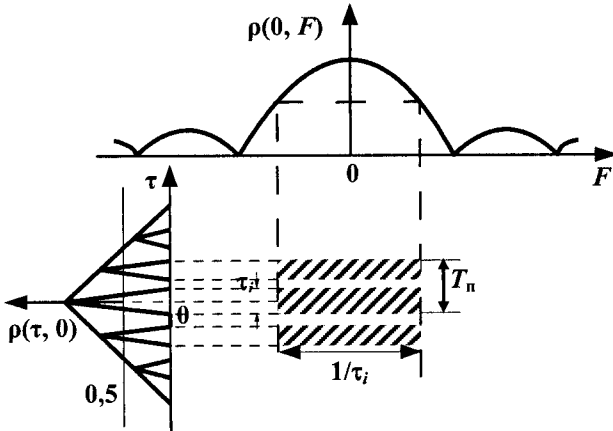


Рис. 5.10

5.4.4. Аналіз ТН лінійно-частотно-модульованого імпульсу

Миттєве значення лінійно-частотно-модульованого імпульсу (ЛЧМІ) з прямокутною обвідною визначається відомим співвідношенням

$$u(t) = U_m \cos(\omega_0 t + kt)t \quad \text{при } 0 \leq t \leq \tau_i. \quad (5.35)$$

Отже, комплексна обвідна його відповідає

$$U(t) = U_m \exp(jkt^2), \quad (5.36)$$

$$k = \pi \Delta f_a / \tau_i, \quad (5.37)$$

де $k = \pi \Delta f_a / \tau_i$ – крутизна модуляційної характеристики.

Підставляючи (5.36) до загального виразу для нормованої ФН (5.87) і, враховуючи обчислення, зроблені в підрозділі 5.4.1, одержуємо

$$\begin{aligned} \rho_c(\tau, F) &= (1/\tau_i) \left| \int_0^{\tau_i - |\tau|} \exp(jks)^2 \exp[-jk(s-\tau)^2] \exp(j2\pi F_s) ds \right| = \\ &= (1/\tau_i) \left| \int_0^{\tau_i - |\tau|} \exp[j2(\pi F + k\tau)s] ds \right| \end{aligned} \quad (5.38)$$

або з урахуванням (5.37)

$$\rho_c(\tau, F) = (1/\tau_i) \left| \int_0^{\tau_i - |\tau|} \exp[j2\pi(F + \Delta f_d \tau / \tau_i)s] ds \right|. \quad (5.38)$$

Інтеграл у (5.38) аналогічний отриманому для прямокутних радіоімпульсів із постійною частотою f_0 (вираз 5.28), якщо замість F підставити $F + \Delta f_d(\tau/\tau_i)$.

З урахуванням виразу (5.28) рішення інтеграла (5.38) отримаємо у вигляді

$$\begin{aligned} \rho(\tau, F) &= (1 - |\tau|/\tau_i) \sin \pi(F + \Delta f_d \tau / \tau_i) \times \\ &\times (\tau_i - |\tau|) / \pi(F + \Delta f_d \tau / \tau_i)(\tau_i - |\tau|). \end{aligned} \quad (5.39)$$

Аналіз перетину ТН по осі часу

Головний перетин визначається виразом

$$\begin{aligned} \rho(\tau, 0) &= (1 - |\tau|/\tau_i) \sin [\pi \Delta f_d (\tau / \tau_i)(\tau_i - |\tau|)] / \pi \Delta f_d \times \\ &\times (\tau / \tau_i)(\tau_i - |\tau|). \end{aligned} \quad (5.40)$$

Ширина основної пелюстки визначається функцією $\sin x/x$ і обчислюється з рівняння

$$\pi \Delta f_d (\tau / \tau_i)(\tau_i - |\tau|) = \pi, \quad (5.41)$$

яке при $\Delta f_d \tau_i \gg 1$ дає результат

$$\tau_{0,5} = 1 / \Delta f_d, \quad (5.42)$$

що відповідає тривалості стислого імпульсу на виході ОФ ЛЧМІ.

Перетин $\rho(\tau)$ при $F \neq 0$ (рис. 5.11) визначається загальним виразом (5.39), із якого бачимо, що максимум обвідної зміщується на величину τ , визначення з умови

$$F + \Delta f_d (\tau / \tau_i) = 0 \quad (5.43)$$

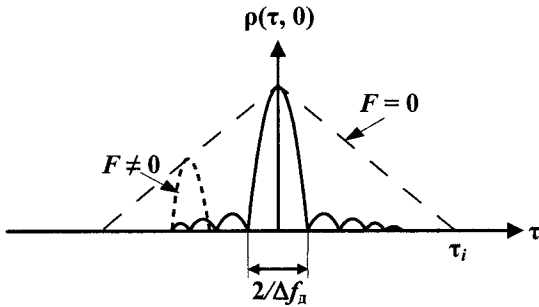


Рис. 5.11

Вид головного перетину (рис. 5.11) дозволяє зробити такі висновки:

1) перетин ТН по осі часу значно вужчий, ніж обвідна сигналу на вході, що зумовлене ефектом стиснення ЛЧМІ в ОФ. **РЗ і точність вимірювання дальності визначаються тривалістю стислого імпульсу й можуть бути високими:**

$$\tau_{0,5} = \tau_{ст} = 1 / \Delta f_d. \quad (5.44)$$

2) при розладах за частотою ($F \neq 0$) відбувається зсув перетину на величину τ , яка визначається з рівняння (5.43) і називається **швидкісною помилкою** вимірювання дальності

$$|\tau| = |F| \tau_i / \Delta f_d. \quad (5.45)$$

Аналіз перетину ТН по осі частот

Головний перетин визначається, виходячи з (5.39), виразом

$$\rho_c(0, F) = \sin \pi F \tau_i / \pi F \tau_i \quad (5.46)$$

і характеризує АЧ спектр обвідної прямокутного радіоімпульсу тривалістю τ_i .

При $\tau \neq 0$ форма перетину практично не змінюється, але відбувається його розширення і зсув основної пелюстки за осі частот на величину F , що визначається з того ж рівняння (5.43)

$$|F| = |\tau| \Delta f_d / \tau_i. \quad (5.47)$$

Вигляд головного перетину (рис. 5.12) дозволяє зробити такі висновки:

1) РЗ і точність вимірювання швидкості обернено пропорційні тривалості нестисненого імпульсу і можуть бути високими;

2) за наявності помилки у вимірюванні дальності ($\tau_i \neq 0$) виникає, пов'язана з нею, помилка у вимірюванні швидкості, що визначається з виразу (5.47).

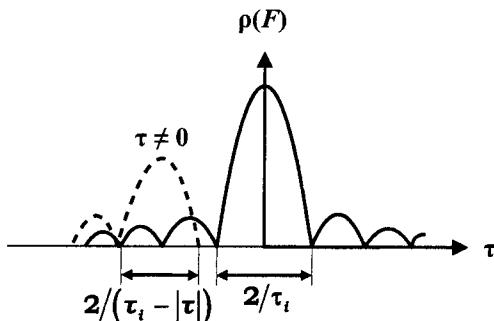


Рис. 5.12

Діаграма невизначеності

Аналіз перетинів показує, що ТН ЛЧМІ повернуто в площині τ, F на деякий кут. Гребінь ТН проходить над прямою

$$F + \Delta f_d(\tau / \tau_i) = 0. \quad (5.48)$$

Тангенс кута нахилу визначається величиною $\Delta f_d / \tau_i$.

Діаграма невизначеності (рис. 5.13) і аксонометричний вигляд ТН ЛЧМІ (рис. 5.14) показують, що за наявності помилки у вимірюванні швидкості (F) виникає помилка у вимірюванні дальності (τ) і навпаки.

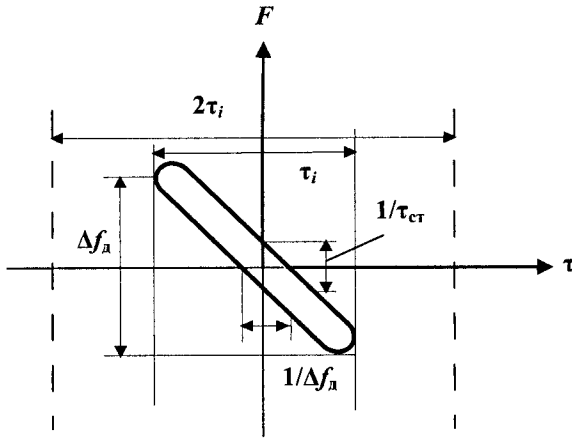


Рис. 5.13

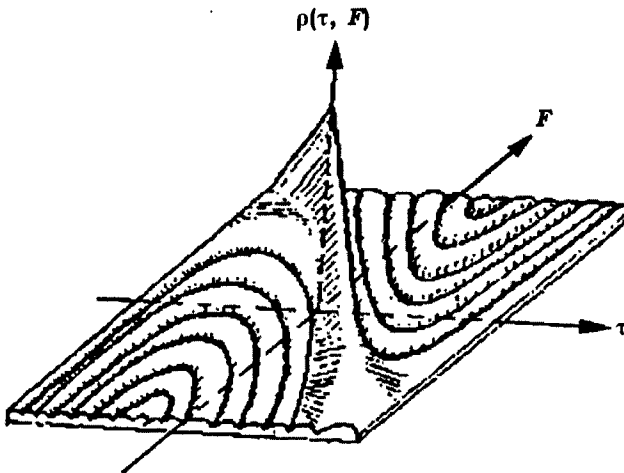


Рис. 5.14

Швидкісна помилка приводить до появи неоднозначності "дальність – швидкість", яка характерна для всіх частотних РЛС. Отже, ЛЧМІ може бути використаний для вимірювання розділь-

но як дальності, так і швидкості, але тільки в тому випадку, якщо априорно відомий інший параметр.

Таким чином, прийнятна невизначеність вимірювання досягається роздільно для обох параметрів.

При вимірюванні параметрів аеродинамічної цілі помилка F за рахунок частоти Доплера значно менше девіації частоти ($F \ll \Delta f_d$), тому швидкісною помилкою можна нехтувати. Швидкісна помилка враховується при виявленні та вимірюванні параметрів балістичної цілі.

Таким чином, при радіолокації аеродинамічної цілі при відповідному виборі параметрів τ_i і Δf_d ЛЧМІ забезпечує розділення (і вимірювання) за дальністю та швидкістю одночасно.

5.4.5. Аналіз тіла невизначеності кодо-фазо-маніпульованого імпульсу

Кодо-фазо-маніпульовані імпульси (КФМІ) належать до класу дискретно-кодованих, шумоподібних сигналів. Аналітичний розрахунок ТН викликає труднощі, тому побудову головних перетинів легше здійснити на підставі їх фізичного сенсу (див. 5.4).

Перетин по осі часу (при $F = 0$)

З аналізу оптимальної фільтрації КФМІ (див. 3.5.2) випливає, що обвідна сигналу на виході являє собою загострений пік, тривалість якого рівна тривалості парціального імпульсу ($\tau_{0,5} = \tau_0$) і бічні пелюстки, які загалом мають нерегулярний характер.

Перетин по осі частот (при $\tau = 0$)

Згідно із загальним виразом для функції невизначеності (4.87) головний перетин по F для будь-якого сигналу визначається таким виразом:

$$\rho_c(F) = (1/2E) \left| \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{U}(t)|^2 \exp(j2\pi Ft) dt \right|. \quad (5.49)$$

Із (5.49) випливає, що для КФМІ форма перетину відповідає формі спектра демодульованого за фазою імпульсу тривалістю τ_i і, отже, має вигляд функції $\sin x/x$ з шириною

$$F_{0,5} = 1 / \tau_i. \quad (5.50)$$

Вид головних перетинів (рис. 5.15) і аксонометричний вигляд ТН КФМІ (рис. 5.16) дозволяють зробити такі висновки:

1) КФМІ має здатність одночасного вимірювання й розділення за дальністю та швидкістю, якщо забезпечена мала величина τ_0 і в той же час використовується достатньо довгий імпульс;

2) принцип невизначеності виявляється в наявності бічних пелюсток, які викликають неоднозначність вимірювання та знижують перешкодозахищеність РЛС.

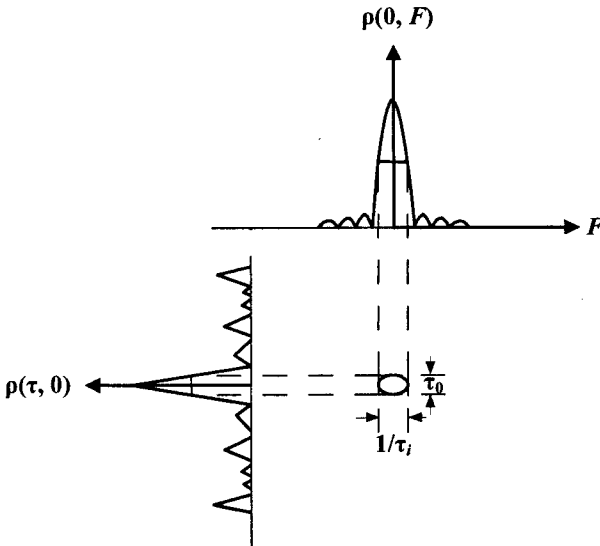


Рис. 5.15

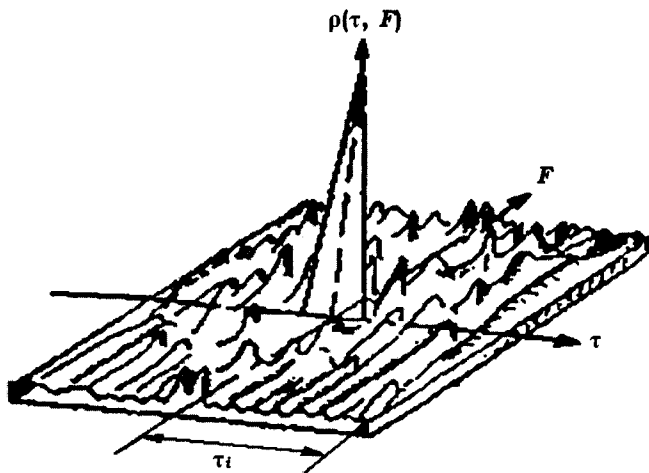


Рис. 5.16

5.4.6. Задача реалізації голчатого тіла невизначеності

При проектуванні радіолокатора прагнуть вибрати сигнал так, щоб він мав прийнятно малу невизначеність у деякій заданій частині площини τ, F .

Важливим випадком перерозподілу невизначеності в об'ємі ТН із цією метою є так зване голчасте ТН (рис. 5.17). Межі ТН ($2\tau_i$ і $2F_i$) на рисунку показані умовно, оскільки фізично сигнал не може бути обмежений одночасно за часом і частотою.

Таке ТН називається голчастим. Воно може бути реалізовано шляхом стиснення невеликої його частини в загострений пік одиничної висоти з вершиною на початку координат і розсіпу основної частини на якомога більшій площі площини τ, F .

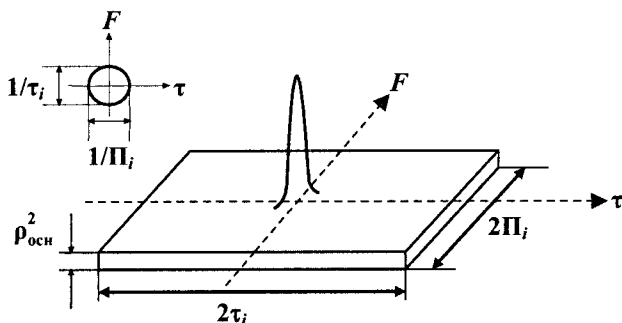


Рис. 5.17

Для визначення висоти розсипаної частини ТН представимо об'єм ТН $\rho^2(\tau, F)$ у вигляді суми

$$V_{\rho^2} = V_{\rho^2 \text{ піку}} + V_{\rho^2 \text{ осн}} = 1,$$

де $V_{\rho^2 \text{ піку}} \approx 1/\tau_i \Pi_i = 1/K_{\text{ст}}$.

Тоді

$$V_{\rho^2 \text{ осн}} = 1 - 1/K_{\text{ст}} \approx 1.$$

З іншого боку

$$V_{\rho^2 \text{ осн}} = \rho_{\text{осн}}^2 2\tau_i 2\Pi_i,$$

звідси

$$\rho_{\text{осн}} \approx 1/2\sqrt{\tau_i \Pi_i} = 1/2\sqrt{K_{\text{ст}}}. \quad (5.51)$$

Необхідними умовами наближення до голчатого ТН є такі:

1) сигнал повинен мати базу $B \gg 1$ (мати великий $K_{\text{ст}}$ при оптимальній обробці);

2) модуляція внутрішньоімпульсної структури сигналу повинна бути хаотичною, що дозволить при розладах за τ і F незалежно руйнувати пік кореляції.

Сигналами, які можуть певною мірою задовольняти вказаним умовам, є:

- шумовий сигнал;
- кодо-фазо-маніпульовані сигнали;

➤ частотно-модульовані сигнали з нелінійним і достатньо складним законом модуляції.

На основі вищевикладеного можна зробити загальні висновки.

Принцип невизначеності, як показує наведений аналіз ТН, виявляється по-різному залежно від виду сигналу. Можна виділити чотири типи невизначеності.

1-й тип невизначеності виявляється в тому, що підвищення точності вимірювання одного з параметрів (стиснення ТН по одній з осей) приводить до зниження точності вимірювання іншого параметра (розширенню ТН по іншій осі). Цей тип невизначеності характерний для одиночних вузькосмугових сигналів.

2-й тип невизначеності виявляється в тому, що при незнанні точного значення одного параметра виникає помилка у вимірюванні іншого параметра і навпаки. Цей тип невизначеності характерний для ЛЧМІ.

3-й тип невизначеності виявляється в неоднозначності вимірювання, пов'язаній з багатопіковою структурою ТН, і характерний для періодичних сигналів, наприклад, когерентної пачки радіоімпульсів.

4-й тип невизначеності полягає в наявності бічних пелюсток ТН і кількісно визначається енергією, що міститься в них. Бічні пелюстки можуть приводити до появи хибних сигналів і погіршувати виявлення цілі за наявності декількох сигналів одночасно. Цей тип невизначеності характерний для шумоподібних сигналів, наприклад КФМІ.

5.5. Основи статистичної теорії оптимального розділення сигналів

У статистичній теорії розділення розрізняють поняття повного та квазіповного розділення. Для найпростішої задачі розділення двох цілей ці поняття мають таке трактування.

Повним розділенням двох цілей (події A_1 і A_2) називають вироблення рішення про наявність однієї з чотирьох можливих подій:

A_1 – відсутній, A_2 – відсутній;

$A_1 - \epsilon, A_2 - \text{відсутній};$

$A_1 - \text{відсутній}, A_2 - \epsilon;$

$A_1 - \epsilon, A_2 - \epsilon.$

Квазіповним розділенням називають вироблення рішення про наявність або відсутність кожної цілі окремо. Воно зводиться до виявлення цілі з тією особливістю, що процес виявлення ведеться в присутності, окрім шуму, сигналу другої цілі, що заважає.

Подальший аналіз відповідає випадку квазіповного розділення, яке більш просте і цілком задовольняє практичному застосуванню.

Задача оптимізації розділення сигналів розв'язується на основі загального критерію мінімуму середнього ризику, але з урахуванням вказаної вище особливості – наявності сигналу, що заважає. Алгоритм оптимального розділення зводиться до обчислення відношення правдоподібності $l_p(Y)$ або достатньої статистики $\lambda_p(Y)$ і порівнянню їх із порогом.

Величина l_p в даному випадку має вигляд:

$$l_p = p_{\text{спз}}(Y / \alpha_1 \alpha_2) / p_{\text{спз}}(Y / \alpha_2), \quad (5.52)$$

де $p_{\text{спз}}(Y)$ – густина розподілу адитивної суміші перешкоди $n(t)$ і сигналу, що заважає, $x_3(t)$ із параметром α_2 ; $p_{\text{спз}}(Y)$ – густина розподілу прийнятого сигналу Y за наявності корисного $x(t)$, заважаючого $x_3(t)$ сигналів і шуму.

При заданій густині розподілу перешкоди (білий Гаусів шум) шукані густини розподілу адитивних сумішей різних сигналів $(p + z)$ і $(c + p + z)$ знаходяться як композиція законів розподілу.

Наприклад, $p_{\text{спз}}(Y)$ визначається виразом

$$p_{\text{спз}}(Y) = \int_{-\infty}^{\infty} p_n(Y - X_3) p(X_3) dX_3,$$

де X_3 – багатовимірний вектор сигналу, що заважає; $p(X_3)$ – його густина розподілу.

Використовуючи знайдені густини ймовірності $p_{\text{спз}}(Y)$ і $p_{\text{пз}}(Y)$ обчислюється $l_p(Y)$ і визначається достатня статистика $\lambda_p(Y)$.

Достатньою статистикою оптимального розділення є модуль кореляційного інтеграла Z_p , який відрізняється від модуля кореляційного інтеграла Z , обчислюваного в оптимальних виявниках.

Величина Z_p визначається співвідношенням

$$Z_p = (1/2) \left| \int_{-\infty}^{\infty} Y(t) \dot{R}(t) dt \right| \quad (5.53)$$

де $\dot{R}(t)$ – вирішувальна функція кореляційної обробки, що виконує роль опорного сигналу за наявності сигналу, що заважає.

У разі відсутності сигналу, що заважає, (задача виявлення) $\dot{R}(t) = \dot{X}(t)$, тобто $\dot{R}(t)$ є очікуваним корисним сигналом. За наявності сигналу, що заважає, $\dot{R}(t)$ відповідає спотвореному корисному сигналу. Ступінь спотворення залежить від співвідношення енергій і ступеня перекриття корисного та заважаючого сигналів по параметру, що вимірюється:

$$\dot{R}(t) = X(t) - k\dot{X}_3(t), \quad (5.54)$$

де $\dot{X}(t)$, $\dot{X}_3(t)$ – комплексні обвідні сигналів; k – коефіцієнт використання енергії, рівний

$$k = 1 - \rho^2 E_s / (E_s + N_0), \quad (5.55)$$

(E_s – енергія сигналу, що заважає).

Величина ρ визначає нормований коефіцієнт кореляції корисного та хибного сигналів:

$$\rho = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{X}(t, \alpha_1) \dot{X}_3^*(t, \alpha_2) dt / \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} |\dot{X}(t, \alpha_1)|^2 dt \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{X}_3(t, \alpha_2)|^2 dt}.$$

Визначення $R(t)$ для розділення двох сигналів одичної енергії та прямокутної форми на осі часу при зсуві між ними $\tau = \tau_i / 4$ (рис. 5.18 г, д) представлено для порівняння із випадком узгодженого прийому (рис. 5.18а, б), коли $R(t) = X(t)$.

$$R(t) = X(t) - 0,75 [t + (\tau/2)].$$

Епюри вихідних сигналів (рис. 5.18 в, е) дозволяють порівняти результати порівняння.

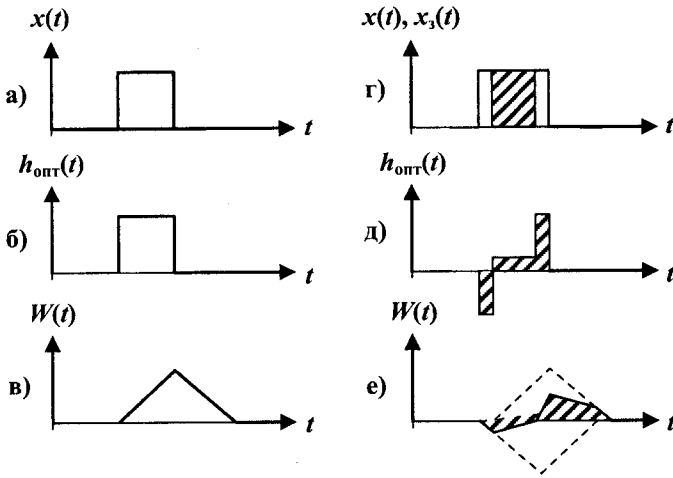


Рис. 5.18

Оцінка якості квазіповного оптимального розділення можлива за відомими кривими виявлення сигналів. При розділенні, у зв'язку з втратою енергії, пороговий сигнал зростає в $1/k$ разів, тому при визначенні q на осі абсцис необхідно підставляти не E , а вираз для корисно використовуваної енергії kE ($k \leq 1$).

При достатньо високому значенні q забезпечуються високі показники виявлення сигналу $x(t)$, що розділяється, навіть якщо ρ^2 близьке до 1 (тобто має місце сильне перекриття сигналів). Це означає, що оптимальне розділення краще за узгоджене, при якому межа розділення відповідає $\rho^2 = 0,5$.

5.6. Імовірність розділення цілей у групі

Імовірність розділення цілей (P_p) у групі являє собою ймовірність того, що має місце розділення цілей хоча б по одній з координат, і є узагальненим показником, що характеризує можливість РЛС із розділу. Цей показник використовується для оцінки ефективності РЛС і радіолокаційних систем із розкриття бойових порядків групових цілей, тому вважається найважливішою тактичною характеристикою РЛС.

Розглядається методика вирішення задачі для найпростішого випадку розділу двох цілей відстань між якими лежить у межах $l \in [l_{\min}, l_{\max}]$, а взаємне кутове положення позначається як θ і має межі зміни $0 \dots 2\pi$. У цьому випадку область можливого положення двох цілей представляється у вигляді кільця (рис. 5.19, а, б), площа якого відповідає:

$$S_k = \pi(l_{\max}^2 - l_{\min}^2). \quad (5.56)$$

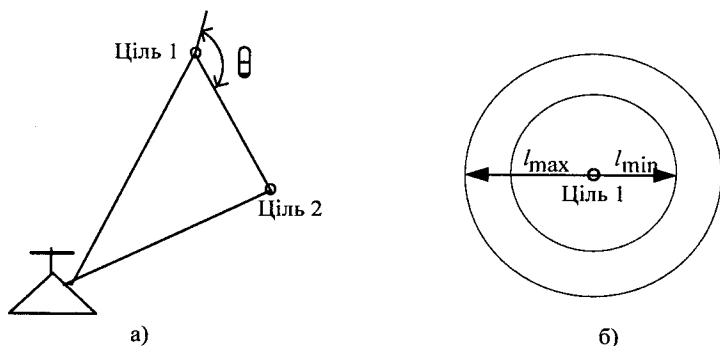


Рис. 5.19

Визначимо ймовірність розділення цілей для двох характерних випадків при рівномірних законах розподілу величин l і θ тобто коли щільність розподілу випадкових величин має вигляд:

$$p(l) = \frac{1}{l_{\max} - l_{\min}} ; p(\theta) = \frac{1}{2\pi}.$$

1-ий випадок (рис. 5.20) відповідає умові:

$$l_{\min} < \delta R < l_{\max} ; l_{\min} < \delta l_{\beta} < l_{\max} ,$$

де δR , δl_{β} – відповідно розділення за дальністю й лінійне розділення за азимутом.

З рис. 5.20 бачимо, що цілі розділяються, якщо друга ціль потрапить у заштриховану область. Імовірність цієї події дорівнює:

$$S_p = S_s / S_k , \quad (5.57)$$

де S_s – площа заштрихованої області.

Очевидно, що при $r \gg \delta R$:

$$S_s = \pi l_{\max}^2 - 4\delta R \delta l_{\beta} = \pi l_{\max}^2 - 4r \delta R \delta \beta . \quad (5.58)$$

Підставляючи (5.56) і (5.58) в (5.57), одержимо:

$$P_p = \frac{\pi l_{\max}^2 - 4r \delta R \delta \beta}{\pi(l_{\max}^2 - l_{\min}^2)} . \quad (5.59)$$

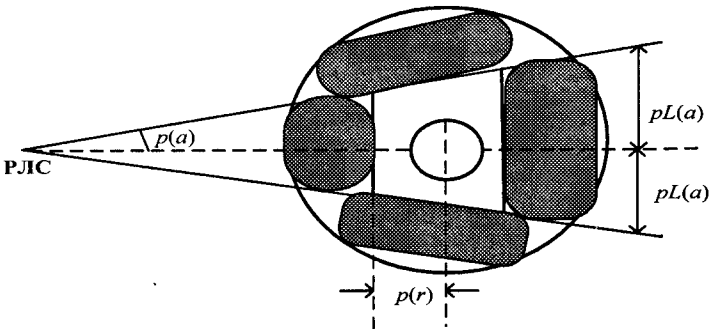


Рис. 5.20

2-ий випадок. Виконуються умови (рис. 5.21):

$$l_{\min} < \delta R < l_{\max} ; \delta l_{\beta} > l_{\max} .$$

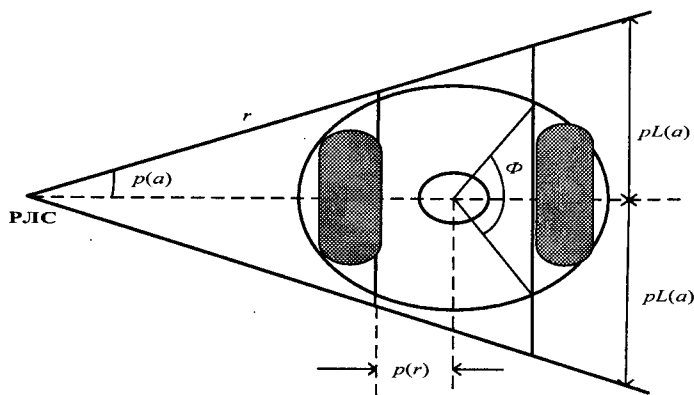


Рис. 5.21

Ймовірність розділення цілей у цьому випадку визначається, як:

$$P_p = 2S_{\text{сег}} / S_k, \quad (5.60)$$

де $S_{\text{сег}}$ – площа сегмента, дорівнює відповідно рис. 5.20:

$$S_{\text{сег}} = S_{\text{сект}} - S_{\Delta}, \quad (5.61)$$

де $S_{\text{сект}} = l_{\text{max}}^2 \frac{\phi}{2}$ – площа сектора (рис. 5.21),

$S_{\Delta} = \delta R \sqrt{l_{\text{max}}^2 - \delta R^2}$ – площа трикутника (рис. 5.21),

$$\phi = 2 \arccos\left(\frac{\delta R}{l_{\text{max}}}\right). \quad (5.62)$$

З урахуванням виразів (5.60-5.62) розрахункове співвідношення одержимо у вигляді:

$$P_p = \frac{\phi \cdot l_{\text{max}}^2 - 2\delta R \sqrt{l_{\text{max}}^2 - \delta R^2}}{\pi(l_{\text{max}}^2 - l_{\text{min}}^2)}. \quad (5.63)$$

Вирази (5.59) і (5.63) дозволяють визначити ймовірність розділення двох цілей у групі при відомих параметрах бойового порядку групи та роздільної здатності РЛС за дальністю й азимутом.

При наявності в групі "n" цілей ймовірність їхнього розділення дорівнює добутку ймовірностей розділення всіляких пар цілей:

$$P_{p(n)} = \prod_{i,j} P_{p(i,j)}; \quad i \neq j. \quad (5.64)$$

Число співмножників в (5.64) дорівнює числу сполучень із "n" по 2.

5.7. Підвищення кутової роздільної здатності РЛС методами спектрального аналізу

Можливості кутового розділення обмежуються практично реалізованою величиною розкриву антени та відповідають потенційному (погодженому) розділу $0,7...1^\circ$ (за наявним даними, тактичні вимоги складають величину $0,1...0,15$). При цьому лінійне розділення за азимутом в активній частині зони видимості РЛС (≥ 100 км) є явно недостатнім (так, при ширині ДН, рівній 1° на дальностях 100, 200, 300 км лінійне розділення відповідно дорівнює: 1,7 км, 3,7 км, 5 км). Імовірність розділення двох цілей, оцінювана виразом (5.63) п. 5.6, дуже низька та відмінна від нуля тільки за різних дальностях до цілей. При бойовому порядку трьох цілей по типу "трикутник" 2 ведені цілі мають однакові дальності й кути місця й, отже, не можуть бути розділені.

Виникає актуальна завдання застосування нових методів оцінювання кутових координат, що забезпечують розділ цілей у межах імпульсного обсягу РЛС. Практична неможливість технічної реалізації строго оптимального алгоритму розділення приводить до єдиного можливого шляху рішення задачі, а саме – застосуванню нових альтернативних методів спектрального оцінювання, які називаються методами "надрозділення". Ці методи дозволяють перебороти релеєвську межу розділення й одержати оцінки кутової координати, близькі до границі Крамера–Рао, тобто величині роздільної здатності, що наближається до потенційної помилки вимірювання, що орієнтовно відповідає підвищенню розділу в $2,5...3$ рази.

5.7.1. Основи теорії кутового оцінювання й розділення, аналізовані на сучасних методах спектрального аналізу

При класичних методах спектрального аналізу (СА) має місце обмеження роздільної здатності величиною, зворотною дов-

жині розкриву, а також ефект маскуванню спектральних ліній слабких сигналів бічними пелюстками більш сильних сигналів. Завдяки застосуванню альтернативних методів спектрального оцінювання, що одержали назву "сучасні методи спектрального оцінювання" [53, 54], у певних умовах вдається перебороти властиві класичним методам недоліки й, насамперед, одержати по порівняно короткій послідовності імпульсів пачки досить високу роздільну здатність.

Суть цих методів пов'язана із широким використанням *моделних представлень* про аналізовані процеси, що враховують властиві їм внутрішні зв'язки, якими нехтували в класичному спектральному аналізі.

Задача визначення напрямку на джерело випромінювання (ДВ) за допомогою АР еквівалентна задачі оцінювання спектра сигналу [42]. Алгебраїчний підхід до обробки сигналів в АР дозволяє створювати нові алгоритми спектрального оцінювання. У цей час відомий цілий ряд зазначених методів (максимальної правдоподібності або Кейпона, лінійного пророкування, проєкційні алгоритми, мінімальної норми тощо). Дані методи оцінювання є адаптивними до вхідних даних. Як вихідні (базові) дані у них використовуються, як правило, кореляційна матриця сигналів, прийнятих N – елементної АР. При класифікації за способами огляду простору, усі методи кутового спектрального оцінювання поділяються на 2 групи: із послідовною та паралельною пеленгацією джерел випромінювання.

Перша група. Метод Кейпона належить до 1-ої групи. При його використанні сканування поля ДВ здійснюється таким чином, щоб оцінка вихідної величини вийшла як безперервна функція кутової координати, при цьому як апріорне допущення приймається некорельованість сигналів ДВ. Напрямок на ДВ оцінюється за відповідними максимумами вихідної функції, а це передбачає застосування того або іншого алгоритму їхнього пошуку. Як вихідна функція використовується залежність потужності (дисперсії) вихідного сигналу від кутового положення, на яке настроюється система обробки сигналів АР. Оцінка потужності сигналу виконується за максимумами вихідної величини.

Таким чином, кутові координати ДВ при послідовному огляді простору знаходяться шляхом *математичного* сканування за допомогою опорного просторового сигналу та наступного відшукування максимумів.

Недоліком методу є зсув кутових оцінок за наявності часової кореляції між ДВ у точках прийому. Для усунення цього недоліку приходиться ускладнювати алгоритми обробки вхідних сигналів.

Друга група. Методи MUSIC, Писаренка, мінімальної норми, Проні обґрунтовані на досить складних обчислювальних алгоритмах (визначення власних векторів кореляційної матриці та відшукування коренів відповідних поліномів), тому в підручнику не аналізуються.

Сутність сучасних методів спектрального аналізу при вирішенні задачі кутових вимірів пояснюється таким чином (для ілюстрації використовується рис. 5.22).

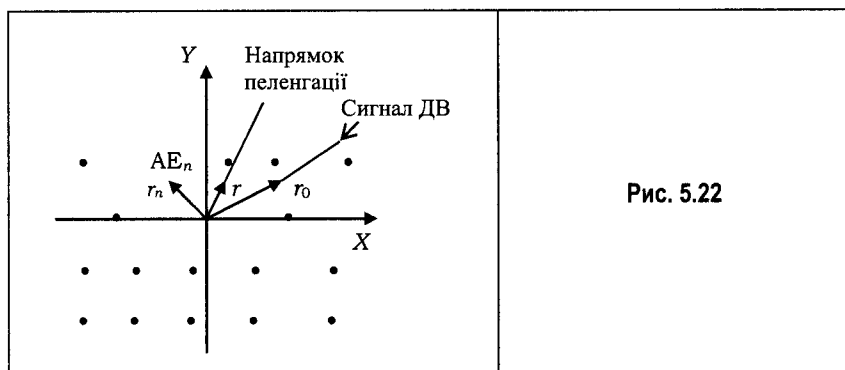


Рис. 5.22

Сигнал $s(t)$ ДВ поширюється у вигляді плоскої хвилі зі швидкістю "с" з напрямку $-r_0$, де r_0 – одиничний вектор, що визначає напрямок на ДВ. Цей сигнал сприймається АР із N елементів показаних на рис. 5.22 точками. Припускається, що сигнал є вузькосмуговим у просторово-часовому значенні. Це означає, що інтервал кореляції комплексної обвідної сигналу істотно перевищує часовий інтервал між моментами приходу сигналу в найбільш рознесені точки апертури антени. Це допущення до-

зволяє розділити просторово-часову обробку сигналів на просторову та часову, виконувани в довільному порядку. Сигнал, вимірюваний у просторовій точці r_n розташування n -го антенного елемента, визначається формулою [53]:

$$x_n(t) = s\left(t + \frac{r_n r_0}{c}\right) + n(t), \quad (5.65)$$

де $n(t)$ – адитивний шум, а $r_0 r_n$ – скалярний добуток відповідних векторів.

Для лінійної еквідистантної решітки:

$$r_n r_0 = (n-1)d \cdot \sin \theta_0, \quad (5.66)$$

де θ_0 – кут між напрямком сигналу ДВ й нормалі до АР, d – сигнал $y(f, r) = A^* x$, де через A^* позначений вектор, сполучений і транспонований стосовно вектора A , являє собою скалярний добуток векторів. При звичайній обробці сигналів в АР відбувається формування ДН шляхом підсумовування вихідних сигналів АЕ з вагами w_n і затримками $r r_n / c$. У процесі утворення ДН затримки сигналів підбираються таким чином, щоб одержати істотне збільшення сигналу, що поширюється в напрямку r_0 . Якщо для компенсації запізнювання в кожному каналі АЕ затримка вихідного сигналу підібрана ідеально точно, то максимум відстань між антенними елементами (АЕ).

Для оцінювання кутового положення ДВ вихідні сигнали АЕ піддаються деякому перетворенню, яке можна представити в матричному вигляді. Для цього визначають вектор-стовпець x розмірністю N , що складається з часових перетворень Фур'є вихідних сигналів АЕ, і вводять вектор-стовпець A , який називається вектором пеленгаційного напрямку (керуючим вектором), елементи α_n якого дорівнюють:

$$\alpha_n = w_n e^{j \frac{2\pi}{\lambda} r_n r}, \quad (5.67)$$

де w_n – вагарні коефіцієнти, r – одиничний вектор, що характеризує пеленгуючий напрямок (напрямок спостереження).

Перетворений ДН буде спрямований на ДВ. Вектор x визначається виразом:

$$x = s + n, \quad (5.68)$$

де s – вектор, що характеризує сигнал із компонентами:

$$s_n = \sqrt{P_s} e^{j \frac{2\pi}{\lambda} r_n r_0}, \quad (5.69)$$

де P_s – потужність сигналу, n – вектор шуму.

Потужність результуючого сигналу, коли досліджуваний напрямок задається вектором r , а сигнал приходить із напрямку r_0 , виражається у вигляді:

$$P(r) = A^H R A, \quad (5.70)$$

де $R = \langle x x^H \rangle$ просторова кореляційна матриця вихідних сигналів елементів АР. Символ $\langle \bullet \rangle$ означає операцію узяття математичного сподівання. При рівності вагового коефіцієнта одиниці виходить так звана спектральна оцінка Бартлета. У цьому випадку вектор $A = F_0$, де F_0 – опорний (керуючий) вектор, що характеризує ідеальну плоску хвилю в точках розташування АЕ, що поширюється в напрямку вектора візування:

$$F_0 = e^{j \frac{2\pi}{\lambda} r r_0}. k = 1 - \rho^2 E_3 / (E_3 + N_0), \quad (5.71)$$

Зокрема, для лінійної АР r можна трактувати як вектор, що збігається з віссю ДН антеною решіткою й розташований під кутом θ стосовно лінії, проведеної перпендикулярно до розкриття антенної решітки.

Для лінійної еквідистантної АР F_0 відповідає:

$$F_0 = \left[1, e^{j \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta}, \dots, e^{j \frac{2\pi}{\lambda} (N-1) d \sin \theta} \right]. \quad (5.72)$$

Оцінка Бартлета, представлена у вигляді:

$$P(r) = F_0^H R F_0, \quad (5.73)$$

характеризує потужність результуючого сигналу, що поширюється з напрямку r_0 при збігу максимуму ДН антени з вектором r .

5.7.2. Порівняльна ефективність методів спектрального аналізу

Найбільш популярними методами СА при вирішенні задачі "надрозділення" вважаються методи: MUSIC (і його різновид ROOT-MUSIC) і ESPRIT. Метод MUSIC вимагає відшукування власних векторів кореляційної матриці вхідних сигналів, що належать до шумового підпростору, а метод ESPRIT припускає знаходження узагальнених власних значень пучка матриць.

Недоліком обох методів СА є необхідність оцінювання вибіркового кореляційних матриць, що пред'являє досить жорсткі вимоги до тимчасових і обчислювальних ресурсів системи обробки.

Порівняльний аналіз методів СА показує, що на сьогодні відсутній метод, що перевершує всі інші за повною сукупністю показників (точність оцінки, розділ, зсув оцінки й ін.). Тому подальший розвиток теорії методів СА спрямовано на розробку універсального методу, що дозволяє або послабити, або усунути основні недоліки відомих методів.

У цей час загальна теорія спектрального аналізу в додатку до оцінювання кутових координат розроблена досить глибоко й основним завданням практичного застосування кожного з цих методів є підбір і технічна реалізація пристроїв і алгоритмів оцінювання, що задовольняють доступним обчислювальним ресурсам.

РОЗДІЛ 6

ОСНОВИ ТЕОРІЇ ЦИФРОВОЇ ОБРОБКИ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИГНАЛІВ

Цифрова обробка пов'язана з цифровим поданням сигналів і використанням цифрових процесорів для аналізу або виділення інформації із вхідного сигналу. Сигнали, застосовувані в системах цифрової обробки (СЦО), отримують із аналогових сигналів шляхом їхньої дискретизації через рівні проміжки часу та перетворення дискретних вибірок у цифровий код.

6.1. Переваги цифрової обробки сигналів

Доцільність застосування систем цифрової обробки в РЛС зумовлена такими основними перевагами цифрової обробки сигналів:

- гарантована точність виконання операцій, передбачених алгоритмами виявлення або оцінки параметрів сигналу. Точність визначається розрядністю цифрового подання дискретних вибірок сигналу;
- абсолютна відтворюваність операцій над сигналом. Відсутні будь-які нестабільності та зміни параметрів цифрових фільтрів (ЦФ), пов'язані з температурою та "старінням";
- висока надійність, невеликі розміри, низька енергоємність, зумовлені досягненням сучасних технологій виробництва великих інтегральних схем (ВІС);
- можливість оперативної зміни алгоритмів роботи СЦО без зміни складу устаткування;

➤ можливість реалізації функцій, виконання яких при аналоговій обробці сигналів неможливо. Наприклад, можна одержати лінійну фазову характеристику ЦФ, забезпечити затримку сигналу на будь-який тривалий час, виключивши при цьому спотворення сигналу або його затухання, реалізувати складні алгоритми адаптивної фільтрації сигналів.

6.2. Недоліки цифрової обробки сигналів

Системам цифрової обробки сигналів властиві й свої специфічні недоліки:

➤ мають місце втрати відносно сигнал/шум, зумовлені дискретизацією вхідних сигналів й їхнім квантуванням за амплітудою. Збільшення частоти дискретизації сигналу й розрядності при перетворенні його дискретних вибірок у цифровий код приводять до зниження цих втрат. Однак, при цьому істотно збільшується вартість системи цифрової обробки;

➤ необхідність використання двох квадратурних каналів обробки сигналів, що фактично подвоює об'єм апаратури;

➤ обмежена швидкість виконання операцій над сигналом. Так для обробки сигналів із шириною спектра порядку декількох мегагерц можна використовувати тільки спеціалізовані ВІС, вартість яких досить велика. Проте системи цифрової обробки стають усе більше швидкісними;

➤ проблеми, пов'язані з кінцевою розрядністю подання дискретних сигнальних вибірок. У деяких випадках обмеження розрядності при перетворенні сигналу в цифровий код може привести до істотного зниження якості роботи радіолокаційного виявника-вимірювача.

Однак, завдяки бурхливому розвитку мікроелектроніки значимість цих недоліків постійно зменшується.

Перелік переваг цифрової обробки сигналів і постійне зниження значимості її недоліків дозволяє стверджувати, що теорія цифрової обробки сигналів має величезне значення для розробників радіолокаційної техніки й інженерів, які її експлуатують.

6.3. Процесори для цифрової обробки сигналів

До СЦО висувуються вимоги щодо виконання операцій множення й додавання в реальному масштабі часу та високої пропускної здатності. Структура стандартних мікропроцесорів, як правило, не задовольняє цим вимогам, що й послужило поштовхом для розвитку нового виду процесорів, призначених спеціально для операцій, передбачених системами цифрової обробки. Ці процесори отримали назву сигнальних процесорів (СП). Сигнальні процесори містять:

- вбудовані помножувачі, що дозволяють швидко виконувати операції множення. Нові СП містять одноктактові команди множення-накопичення, а в деяких є кілька помножувачів, що працюють паралельно;

- окремі шини/області пам'яті для програм і даних, що забезпечує можливість часового перекриття процесів діставання команд із пам'яті та їх виконання;

- команди, що містять цикли, які використовуються для розгалуження й утворення циклів;

- велику тактову частоту. Наприклад, у сигнальному процесорі TMS320C25 тактова частота дорівнює 40 МГц, а час одного такту складає 100 нс;

- використання конвеєрної обробки, що скорочує час, необхідний для виконання команд і тим самим збільшує швидкість.

Можливості СП ілюструються даними, наведеними в 6.1.

6.4. Перетворення аналогових сигналів у цифровий код

Пристрої, що забезпечують дискретизацію через рівні проміжки часу квантування за амплітудою аналогових сигналів і перетворення дискретних квантованих сигнальних вибірок у цифровий код, називаються аналого-цифровими перетворювачами (АЦП).

Таблиця 6.1. Характеристики сучасних сигнальних процесорів

Виконувана операція	TMS320C6701 166 МГц		TMS320C6416 600 МГц		Intel Xeon 2,4 ГГц	
	При передачі даних	Без передачі даних	При передачі даних	Без передачі даних	При передачі даних	Без передачі даних
Кореляційна функція	27 мс	27 мс	1,7 мс	1,7 мс	4,3 мс	2,5 мс
ШПФ 1024 комплексних точок	160 мкс	160 мкс	11 мкс	11 мкс	25 мкс	18 мкс
КІХ – фільтр із 35 відводами	393 мкс	393 мкс	25,7 мкс	25,7 мкс	62 мкс	36 мкс

Дві операції – дискретизація та квантування, є незалежними одна від одної, але вони, як правило, виконуються усередині однієї мікросхеми і не розділяються. Вихідним сигналом АЦП є послідовність чисел, що надходить у систему цифрової обробки. Узагальнену блок-схему АЦП, що ілюструє послідовність перетворення аналогового сигналу в цифровий код, наведено на рис. 6.1

Тривалість імпульсу дискретизації τ_d у схемі на рис. 6.1 має відповідати умові

$$\tau_d \ll 1 / \Delta f_c,$$

де Δf_c – ширина спектра аналогового сигналу.

Період проходження імпульсів дискретизації T_d у схемі на рис. 6.1 вибирається відповідно до теореми Котельникова. У зарубіжних джерелах ця теорема називається теоремою Найквіста (*Nyquist theorem*) або теоремою дискретизації (*sampling theorem*).

$$T_d \leq 1 / 2 f_{\max}, \quad (6.1)$$

де f_{\max} – максимальне значення частоти в амплітудно-частотному спектрі (АЧС) аналогового сигналу.

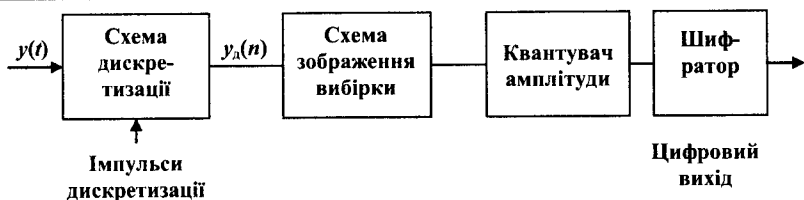


Рис. 6.1. Узагальнена блок-схема АЦП

Використовуючи (6.1), можна визначити частоту дискретизації аналогового сигналу при цифровій обробці сигналів

$$F_d \geq 2 f_{\max}. \quad (6.2)$$

Якщо частота дискретизації задовольняє умову (6.2), то послідовність дискретних відліків сигналу дозволяє повністю відновити аналоговий сигнал. У іншому випадку повне відновлення вихідного аналогового сигналу стає неможливим.

Рис. 6.2 ілюструє процес дискретизації аналогового сигналу $y(t)$, що підлягає перетворенню в цифровий код.

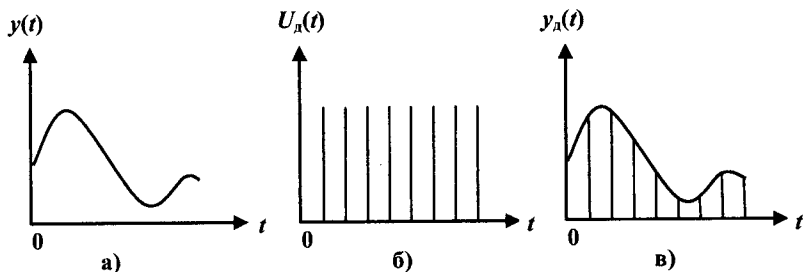


Рис. 6.2. Ілюстрація процесу дискретизації сигналу в часовій області:
 а) сигнал, що підлягає перетворенню в цифровий код,
 б) послідовність імпульсів дискретизації, в) дискретний сигнал

Однак можливий й інший варіант вибору частоти дискретизації, що потребує попередньої обробки аналогового сигналу — квадратурна дискретизація. Сутність попередньої обробки вузь-

космугового аналогового сигналу при квадратурній дискретизації ілюструється рис. 6.3.

Фільтри нижньої частоти (ФНЧ) у схемі на рис. 3 використовуються для усунення другої гармоніки несучої частоти.

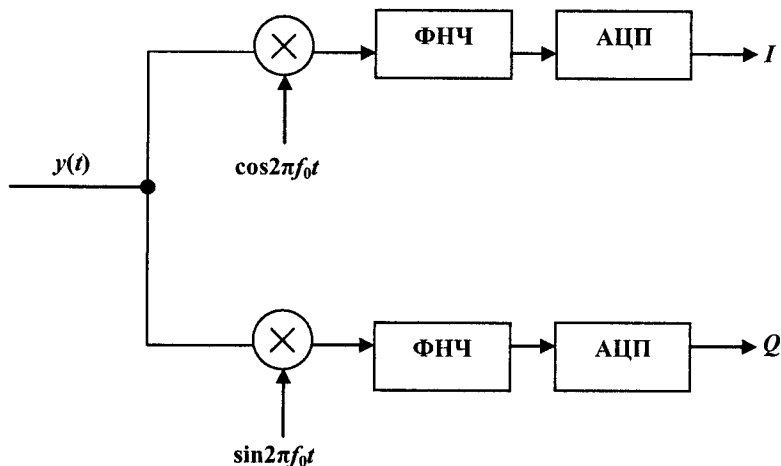


Рис. 6.3. Ілюстрація принципу квадратурної дискретизації сигналів

Вузькосмуговим сигналом у теорії радіолокації прийнято називати сигнали, для яких виконується умова

$$\Delta f_c \ll f_0,$$

де f_0 – несуча частота сигналу.

При квадратурній обробці сигналів частота дискретизації обирається з умови

$$F_{\text{д.кв}} \geq \Delta f_c. \quad (6.3)$$

Порівняння (6.1) і (6.3) дозволяє зробити висновок, що при переході до квадратурної обробки сигналів вимоги до швидкодії елементів СЦО істотно знижуються. Однак варто враховувати, що при цьому, як ми вже зазначали, збільшується об'єм апаратури СЦО (практично подвоюється).

Якщо умова $\Delta f_c \ll f_0$ не виконується, то для формування другої квадратури Q варто використати перетворення Гільберта.

$$y_Q(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{y(\tau)}{t - \tau} d\tau,$$

де $y_Q(t)$ – вихідний сигнал квадратурного каналу Q у схемі на рис. 6.3.

Пристрій, що здійснює перетворення Гільберта, являє собою ідеальний фазообертач, що вносить фазовий зсув, рівний $\pi/2$ для всіх спектральних складових сигналу. Подібний пристрій фізично нереалізований, тому на практиці використовують наближене перетворення Гільберта.

Квантувач на рис. 6.1 має нелінійну амплітудну характеристику, вид якої (при рівномірному квантуванні) показаний на рис. 6.4.

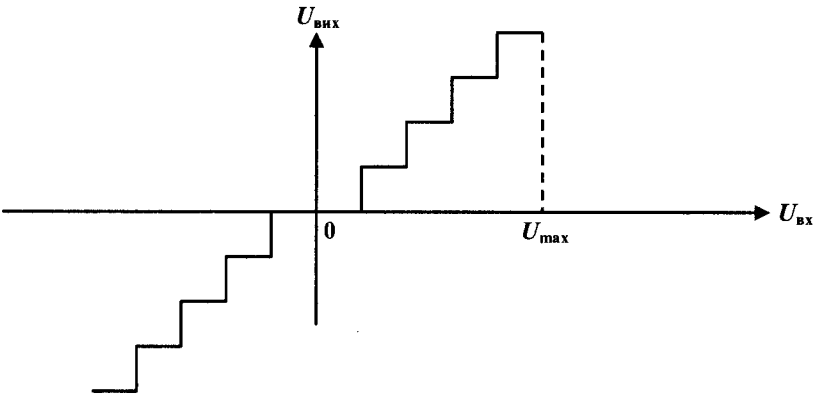


Рис. 6.4. Амплітудна характеристика квантувача амплітуди

Шифратор у схемі на рис. 1 перетворює дискретні квантовані відліки аналогового сигналу у двійкове число, що має обмежене число розрядів m . Квантування дискретних вибірок неминуче супроводжується їхнім округленням. Виникаючі при округленні помилки прийнято називати помилками квантування або шумами квантування.

Дисперсія (потужність) шумів квантування визначається за формулою:

$$\sigma_{\text{ш кв}}^2 = \frac{h_{\text{кв}}^2}{12}, \quad (6.4)$$

де $\sigma_{\text{ш кв}}$ – середнє квадратичне значення шумів квантування;
 $h_{\text{кв}} = U_{\text{max}} / (2^m - 1)$ – крок квантування дискретної сигнальної вибірки; U_{max} – максимальне значення амплітуди аналогового сигналу; $p = (2^m - 1)$ – число рівнів квантування.

Із (6.4) бачимо, що для зменшення потужності шумів квантування необхідно збільшувати число рівнів квантування, однак при цьому варто враховувати обмеження, пов'язані з нестабільністю роботи аналогових елементів амплітудного квантувача.

Визначальним фактором при виборі розрядності АЦП є характер завдань, розв'язуваних при виявленні й оцінці параметрів радіолокаційного сигналу. Найбільш жорсткі вимоги до розрядності АЦП пред'являються при вирішенні завдань, пов'язаних із виявленням сигналу й оцінці його параметрів на фоні маскувальних перешкод як активних, так і пасивних. У цьому випадку розрядність АЦП повинна забезпечити реалізацію заданих значень коефіцієнта придушення перешкоди. При кроці квантування, рівному середньому квадратичному значенню власних шумів приймального каналу $\sigma_{\text{ш}}$, досягне значення коефіцієнта придушення перешкоди можна визначити співвідношенням

$$k_{\text{пп пред}} = P_{\text{п max}} / \sigma_{\text{ш}}^2, \quad (6.5)$$

де $P_{\text{п max}}$ – максимальна потужність перешкоди на вході приймального каналу радіолокаційної станції.

У формулі (6.5) враховано, що рівень не скомпенсованих залишків перешкоди не може бути меншим від рівня власних шумів приймального каналу.

Якщо динамічний діапазон приймального каналу РЛС узгоджено з діапазоном зміни потужності перешкоди, то співвідношення (6.5), по суті, являє собою вираз, що визначає динамічний діапазон $D_{\text{пр к}}$ (за потужністю) приймального каналу РЛС. Ска-

зане означає, що значення коефіцієнта придушення перешкоди не може перевищувати динамічний діапазон приймального каналу $k_{\text{пп}} \leq D_{\text{прк}}$.

Чисельник співвідношення (6.4) подамо у вигляді

$$P_{\text{п max}} = (p \sigma_{\text{ш}})^2 \approx 2^{2m} \sigma_{\text{ш}}^2.$$

Після підстановки останнього виразу в (6.5) одержимо співвідношення, що встановлює зв'язок значення гранично досяжного коефіцієнта придушення перешкоди з розрядністю АЦП

$$k_{\text{пп гр}} = 2^{2m}. \quad (6.6)$$

Із (6.6) маємо

$$m = \lceil 0,1661 \cdot 10 \lg k_{\text{пп гр}} \rceil, \quad (6.7)$$

де позначено $\lceil a \rceil$ – округлення a до найближчого більшого цілого.

Замість (6.7) на практиці часто використовують показник ξ , що дозволяє легко визначити необхідну розрядність АЦП, – число децибелів придушення на один розряд перетворення

$$\xi = k_{\text{пп гр}} [\text{дБ} / m] \approx \text{дБ} / \text{розряд}. \quad (6.8)$$

Співвідношення (6.8) безпосередньо отримано з (6.7).

6.5. Амплітудно-частотний спектр дискретного сигналу

Пристрій дискретизації в АЦП можна розглядати як помножувач сигналу $y(t)$, що підлягає перетворенню в цифровий код, на послідовність коротких імпульсів дискретизації з одиничною амплітудою $U_{\text{д}}(t)$. Вихідний сигнал пристрою дискретизації $y_{\text{д}}(t)$ можна подати у вигляді добутка

$$y_{\text{д}}(t) = y(t) \cdot U_{\text{д}}(t), \quad (6.9)$$

де $U_{\text{д}}(t)$ – послідовність коротких імпульсів (в ідеальному випадку – дельта-імпульсів) з одиничною амплітудою.

Амплітудно-частотний спектр сигналу $y_d(t)$ у (6.9) дорівнює згортці АЧС сигналів $y(t)$ і послідовності $U_d(t)$.

На рис. 6.5. показаний (якісно) вид амплітудно-частотних спектрів: сигналу $y(t)$ (рис. 6.5, а), послідовності імпульсів дискретизації $U_d(t)$ (рис. 6.5, б) і дискретного сигналу $y_d(t)$ (рис. 6.5, в).

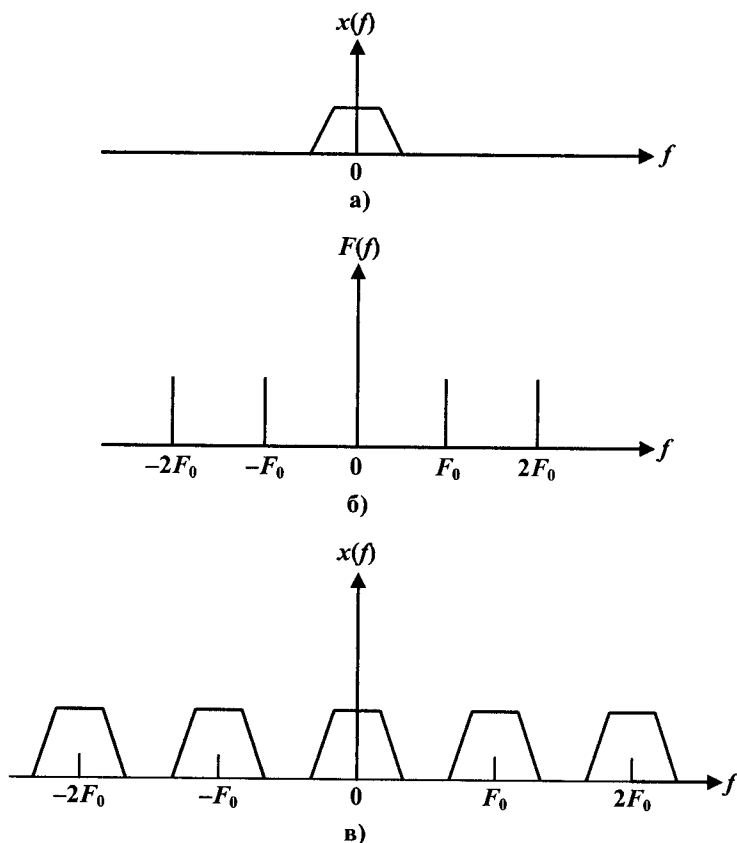


Рис. 6.5. Амплітудно-частотні спектри: сигналу, що підлягає а) перетворенню в код, б) послідовності імпульсів дискретизації, в) дискретного сигналу

Із рис. 6.5, в бачимо, що:

➤ спектр дискретного сигналу ідентичний спектру аналогового сигналу, що підлягає перетворенню в цифровий код і тільки повторюється у "точках", кратних частоті дискретизації F_d .

Спектри з центрами в "точках", кратних F_d , називаються дзеркальними спектрами;

➤ якщо частота дискретизації недостатньо висока ($F_d < 2f_{\max}$), то спектри на дзеркальних частотах будуть накладатися на спектр на частоті сигналу. Це призводить до спотворення спектра сигналу, що підлягає перетворенню в цифровий код, і повне відновлення вихідного сигналу стає неможливим;

➤ перекриття (або накладення) спектрів відбувається в районі "точки", що відповідає половині частоти дискретизації $F_d / 2$. Цю "точку" часто називають максимальною частотою, частотою Котельникова, частотою Найквіста й т. п.

6.6. Фільтр захисту від накладення спектрів і узагальнена блок-схема СЦО із квадратурною дискретизацією

Для зниження негативних наслідків, зумовлених ефектом накладення спектрів, використовують смугові фільтри зі смугою пропускання F_d або збільшують частоту дискретизації.

Фільтр захисту від накладення спектрів повинен забезпечувати ослаблення спектральних складових вхідного сигналу на частотах, що перевищують частоту Котельникова до рівня, який не відрізняється АЦП (наприклад, до рівня, меншого шуму квантування). Для пред'явлення конкретних вимог до коефіцієнта ослаблення $k_{\text{осл}}$ спектральних складових на частотах, що перевищують частоту Котельникова, можна скористатися співвідношенням

$$k_{\text{осл}} \geq (6m + 1,8) \text{ дБ.}$$

На рис. 6.6 представлений вид залежності $k_{\text{осл min}}(m)$. Із рисунка бачимо, що збільшення розрядності АЦП на дві одиниці приводить

до необхідності збільшення ослаблення спектральних складових сигналу, що перебувають поза смугою пропускання смугового фільтра на 12 дБ. Це означає, що використання в системах цифрової обробки АЦП із великою розрядністю пов'язане з істотним зростанням вимог до фільтра захисту від накладення спектрів.

Узагальнену структурну схему СЦО при квадратурній дискретизації вхідних сигналів наведено на рис. 6.7.

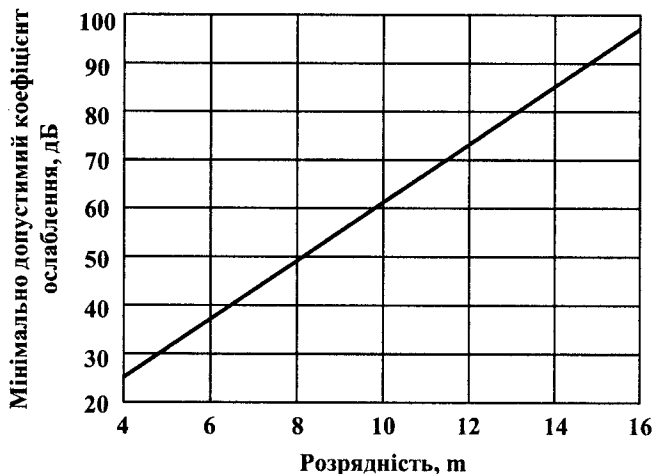


Рис. 6.6. Ілюстрація вимог до фільтра захисту від перекриття спектрів

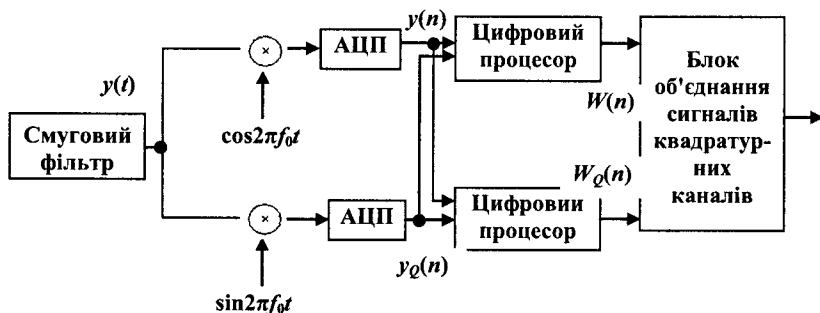


Рис. 6.7. Узагальнена блок-схема СЦО із квадратурною дискретизацією сигналів

6.7. Ключові операції в процесорі СЦО

6.7.1. Згортка

Згортка – це одна з операцій, яка найчастіше використовується у системах цифрової обробки сигналів. Наприклад, це основна операція цифрової фільтрації сигналів. Для двох даних послідовностей $y_d(n)$ й $h(n)$ "довжиною" N_1 і N_2 відповідно їх згортка визначається як

$$z(n) = h(n) \otimes y_d(n) = \sum_{k=0}^{\infty} h(k) y_d(n-k), \quad n = \overline{0, M-1}, \quad (6.10)$$

де символ \otimes використовується для позначення згортки; $M = N_1 + N_2 - 1$; N_1, N_2 – число дискретних відліків у послідовностях $y_d(n)$ і $h(n)$ відповідно.

Сигнальні процесори, які використовуються в згортці (6.11) ефективно виконують операції множення з накопиченням. Приклад лінійної згортки двох послідовностей, зображених на рис. 6.8 а і 6.8 б, показано на рис 6.8 в.

У цьому прикладі $h(n)$ – можна розглядати, як імпульсну характеристику цифрового фільтра, а $z(n)$ – як відгук фільтра на вхідну послідовність $y_d(n)$.

6.7.2. Кореляція

Існують дві форми кореляції: взаємна кореляція й автокореляція.

Взаємна кореляційна функція (ВКФ) – це показник подібності або загальних властивостей двох сигналів. До сфер застосування ВКФ належать: виявлення сигналів (як відзначалося в попередніх розділах, обчислення кореляційного інтегралу – одна з основних операцій, що передбачаються алгоритмами оптимального виявлення сигналів), вимір затримки сигналів у базово-кореляційних системах пасивної локації, класифікація сигналів і

т. д. У СЦО розрахунок ВКФ дискретних послідовностей $x_d(k)$ і $y_d(k)$ проводиться за формулою

$$R_{xy}(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-n-1} x_d(k) y_d(k+n), \quad n = 0, 1, \dots$$

Автокореляційна функція (АКФ) передбачає існування лише одного сигналу й дає інформацію про поведінку сигналу в часі. Іноді вона використовується при виявленні сигналу, але частіше – для виявлення прихованої періодичності в спостережуваному процесі. АКФ послідовності $x_d(k)$ визначається за формулою

$$R_{xx}(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-n-1} x_d(k) x_d(k+n), \quad n = 0, 1, \dots$$

6.7.3. Цифрова фільтрація

Ця операція визначається як

$$w(n) = \sum_{k=0}^{N-1} y_d(n-k) h(k), \quad (6.11)$$

де $w(n)$ – вихідний сигнал цифрового фільтра; $h(k)$ – імпульсна характеристика ЦФ; N – число дискретних вибірок сигналу $y_d(k)$ на вході ЦФ ("довжина" сигналу).

Відзначимо, що фільтрація – це, по суті, згортка сигналу з імпульсною характеристикою ЦФ у часових координатах. На рис. 6.9 показано блок-схему цифрового фільтра, що реалізує операцію (6.11). Цей фільтр широко відомий як фільтр із кінцевою імпульсною характеристикою (КИХ) або трансверсальний фільтр. На рис. 6.9 символом z^{-1} позначена затримка на один період дискретизації T_d .

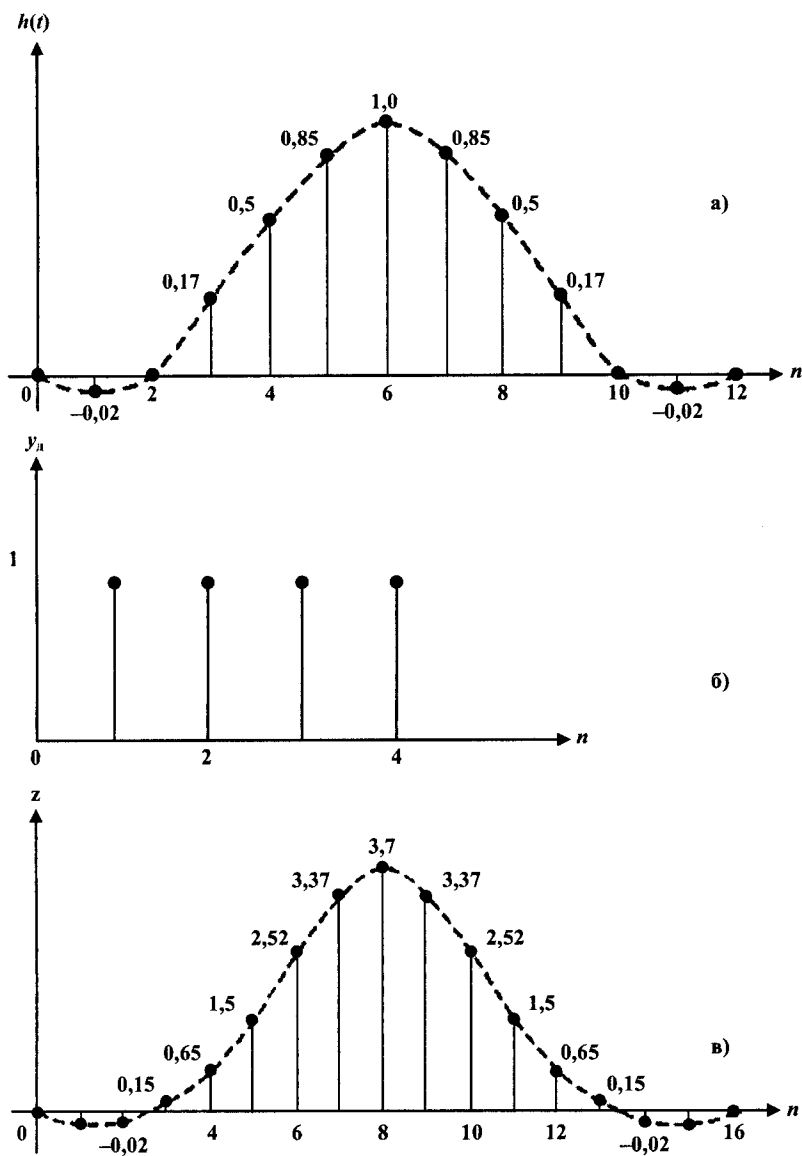


Рис. 6.8. Приклад згортки двох послідовностей

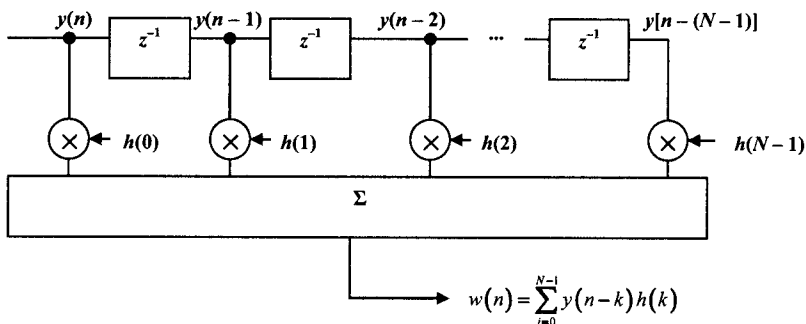


Рис. 6.9. Блок-схема трансверсального фільтра

Співвідношення (6.11) є цифровим аналогом інтеграла згортки, що визначає вихідний сигнал лінійного фільтра

$$w(t) = \sum_{-\infty}^t y(s)v(t-s) ds,$$

де $v(t)$ – імпульсна характеристика фільтра.

Операція (6.7.2) має першорядне значення при цифровій обробці сигналів

6.7.4. Дискретне перетворення Фур'є

Алгоритм дискретного перетворення Фур'є (ДПФ) дозволяє переходити від опису дискретного сигналу в часовій області до його опису – у частотній області. Перехід від часових координат до частотних необхідний у багатьох випадках застосування системи цифрової обробки. Наприклад, подібний перехід дозволяє більш ефективно реалізовувати такі алгоритми в СЦО, як цифрова фільтрація, згортка й кореляція. Існує велика розмаїтість дискретних перетворень: Фур'є, Уолша, Лапласа, Адамара, Хаара, косинус-перетворення, z -перетворення й т. д. Із всіх перелічених, найпоширенішим перетворенням є ДПФ, що визначається

ся в такий спосіб (для скорочення тут й у таких співвідношеннях дискретний сигнал записується без індексу "д")

$$Y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} y(k) W_N^{kn}, \text{ де } W_N = \exp\left(-j \frac{2\pi}{N}\right), n = \overline{0, N-1}. \quad (6.12)$$

Співвідношення (6.12) у матричній формі запису має вигляд

$$\mathbf{Y} = \mathbf{A}_{DFT} \mathbf{y}, \quad (6.13)$$

де $\mathbf{Y} = [Y(0)Y(1)\dots Y(N-1)]^T$ – N -мірний вектор-стовпець спектральних складових Фур'є, зумовлених співвідношенням (6.12); \mathbf{A}_{DFT} – матриця Фур'є розміру $N \times N$:

$$\mathbf{A}_{DFT} = \begin{bmatrix} W_N^0 & W_N^0 & \dots & W_N^0 \\ W_N^0 & W_N^1 & \dots & W_N^{N-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ W_N^0 & W_N^{N-1} & \dots & W_N^{(N-1)^2} \end{bmatrix}. \quad (6.14)$$

Загальна формула для елемента матриці \mathbf{A}_{DFT} , розташованого на перетині $i = (n+1)$ -того рядка й $v = (k+1)$ -того стовпця має такий вигляд:

$$\mathbf{A}_{DFT}(i, v) = \exp\left(-j \frac{2\pi(i-1)(v-1)}{N}\right) = W_N^{mn}, m \in \overline{0, N}, n \in \overline{0, N},$$

де $\mathbf{y} = [y(0)y(1)\dots y(N-1)]^T$ – вектор-стовпець дискретних цифрових вибірок вхідного сигналу; T – знак транспонування (заміна рядка – стовпцем і навпаки).

Алгоритм дискретного перетворення Фур'є або різновиди цього алгоритму широко використовуються для формування парціальних у РЛС із цифровими антенними решітками (ЦАР), доплерівської фільтрації сигналів при роботі РЛС в умовах маскувальних пасивних перешкод, виконання швидкої згортки й т. д.

Аналізуючи співвідношення (6.12), неважко встановити, що для реалізації алгоритму ДПФ потрібно виконати N^2 операцій комплексного множення й $N(N-1)$ операцій комплексного додавання. Наприклад, якщо $N = 1024$, то для реалізації ДПФ буде потрібно порядку одного мільйона операцій комплексного множення й додавання. Такий обсяг обчислювальних витрат може

зробити застосування алгоритму ДПФ непридатним для розв'язання в реальному масштабі часу завдань, що виникають при виявленні та вимірі параметрів відбитих від цілей сигналів у РЛС. У деяких випадках виникає необхідність перетворення вихідного сигналу СЦО, представленого в цифровому виді, в аналоговий сигнал. Для розв'язання цього завдання використовують алгоритм зворотного дискретного перетворення Фур'є (ЗДПФ). Результати ЗДПФ фільтруються за допомогою смугового фільтра зі смугою пропускання, що дорівнює частоті дискретизації.

6.7.5. Алгоритм зворотного перетворення Фур'є

Алгоритм зворотного дискретного перетворення Фур'є забезпечує перехід від опису дискретного сигналу в частотній області до його опису в часовій області.

$$Y^{-1}(k) = y(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} Y(n) W_N^{-kn}, \quad k = \overline{1, N-1}, \quad (6.15)$$

де $Y^{-1}(k)$ – позначено ЗДПФ.

З урахуванням (6.13), у матричній формі запису співвідношення (6.15) подамо у вигляді

$$\mathbf{y} = \mathbf{A}_{DFT}^{-1} \mathbf{Y}, \quad (6.16)$$

де \mathbf{A}_{DFT}^{-1} – матриця, зворотна до матриці Фур'є (6.15).

6.8. Алгоритми швидкого перетворення Фур'є

Алгоритму ДПФ, зумовленому співвідношенням (6.12), властива внутрішня надмірність обчислень. Ця обставина використана при розробці алгоритму швидкого перетворення Фур'є (ШПФ), який дозволяє в десятки-сотні разів (при більших значеннях $N = 2^n$) скоротити обсяг обчислень.

Ці властивості ШПФ використовуються для виключення обчислювальної надмірності дискретного перетворення Фур'є. При реалізації алгоритму ШПФ можливі кілька варіантів організації обчислень залежно від способу розподілу вихідної послідовності відліків на частини (децимація за часом або за частотою) і від того, на скільки фрагментів відбувається розбивка послідовності на останньому кроці розбивки (основа ШПФ). Якщо основа ШПФ обрана рівною 2, то незалежно від способу розподілу вихідної послідовності на частини, обчислення ШПФ здійснюється в декілька етапів, число яких дорівнює m .

6.8.1. Алгоритм ШПФ із децимацією (проріджуванням) у часовій області

Алгоритм ШПФ із децимацією (або, інакше кажучи, проріджуванням) за часом припускає поділ вихідної послідовності на дві рівні послідовності, одна з яких складається з елементів із парними порядковими номерами, а інша – з непарними. Щоб довжина послідовностей була однаковою, вихідна послідовність повинна складатися з парного числа елементів. Якщо вихідна послідовність складається з непарного числа елементів, то, необхідно додати нуль, щоб число вихідних елементів стало парним. При поділі вихідної послідовності обчислення N -точкового ДПФ зводиться до обчислення двох $N/2$ -точкових ДПФ. Потім цей процес повторюється доти, доки $Y(n)$ не розпадеться на $N/2$ -точкових ДПФ. Результати 2-точкових ДПФ використовуються для одержання $N/4$ -точкових ДПФ, а ті, у свою чергу, використовуються для одержання $N/8$ -восьмиточкових ДПФ і так далі, доти, доки не вийде шукане N -точкове ДПФ. На кожному етапі для зниження кількості комплексних операцій використовується загальний множник W_N .

Неважко переконатися в тому, що співмножник W_N у (6.12) має такі властивості:

$$W_N^2 = W_{N/2}, \quad (6.17)$$

$$W_N^{k+N/2} = -W_N^k. \quad (6.18)$$

Можливість використання описаної процедури для скорочення обчислювальних витрат доводиться таким чином (для скорочення запису номера елемента, зазначеного в індексі елемента послідовності): після розбиття вихідної послідовності на парну – y_0, y_2, \dots, y_{N-2} і непарну – y_1, y_3, \dots, y_{N-1} , співвідношення (6.9) можна записати так

$$\begin{aligned} Y(n) &= \sum_{k=0}^{N/2-1} y_{2k} W_N^{2kn} + \sum_{k=0}^{N/2-1} y_{2k+1} W_N^{(2k+1)n} = \\ &= \sum_{k=0}^{N/2-1} y_{2k} W_N^{2kn} + W_N^n \sum_{k=0}^{N/2-1} y_{2k+1} W_N^{2kn}, \quad n = \overline{1, N-1}. \end{aligned} \quad (6.19)$$

У наступних співвідношеннях для наочності перетворень введено додатковий верхній індекс, що вказує номер етапу ДПФ.

З урахуванням введеного індексу, для довільного i -того етапу обчислення ШПФ рівняння (6.19) набуває вигляду

$$Y^i(n) = Y_{2^v}^{i-1}(n) + W_L^n Y_{2^{v+1}}^{i-1}(n); \quad n = \overline{0, L/2-1}, \quad v = \overline{0, L/2-1}, \quad (6.20)$$

де $i \in \overline{1, m}$ – номер етапу ШПФ; $Y_{2^v}^i(n)$ – ДПФ парної послідовності, а $Y_{2^{v+1}}^i(n)$ – непарної на i -тому етапі обчислення ШПФ;

$L = 2^i$ – розмірність ДПФ на i -тому етапі.

Довжина (розмірність) послідовності $Y(n)$ на кожному наступному етапі обчислення ШПФ подвоюється. Використовуючи співвідношення (6.20) і властивість (6.19), одержуємо

$$Y^i(n + L/2) = Y_{2^v}^{i-1}(n) - W_L^n Y_{2^{v+1}}^{i-1}(n). \quad (6.21)$$

Пари рівнянь (6.20) і (6.21) часто називають "метеликом" ШПФ із проріджуванням за часом і зображують у вигляді діаграм (рис. 6.10).

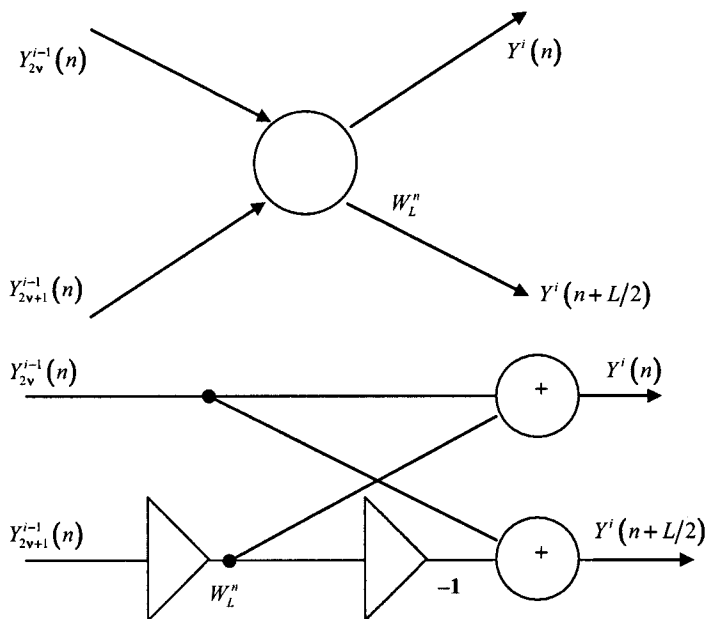


Рис. 6.10. "Метелик" ШПФ із проріджуванням за часом і його структура

Структура, зображена на рис. 6.10, схожа на стилізоване зображення метелика, звідки й відбулася назва згаданої пари рівнянь. "Метелик" ШПФ є основною операцією алгоритму ШПФ.

6.8.2. Приклад обчислення 8-точкового ДПФ із проріджуванням за часом

Для кращого розуміння сутності алгоритму ШПФ із проріджуванням за часом розглянемо його на прикладі 8-точкового ДПФ

$$Y(n) = \sum_{k=0}^7 y_k W_N^k,$$

де $N = 2^m$, $m = 3$.

Швидке перетворення Фур'є для обчислення $Y(n)$ у розглянутому випадку являє собою процедуру, яка виконується у три етапи. Перед початком обчислення вихідна послідовність y_k розбивається на парні та непарні відліки. Принципи перетворення вихідної послідовності з 8-ми елементів ілюструється діаграмою, зображеною на рис. 6.11. Загалом кількість кроків перетворення при реалізації ШПФ має дорівнювати m . Елементи парної та непарної послідовностей на r -му кроці перетворення вихідної послідовності групуються так, щоб різниця індексів суміжних елементів була рівною 2^r . На самому нижньому рівні перетворення різниця індексів елементів дорівнює 2^{m-1} .

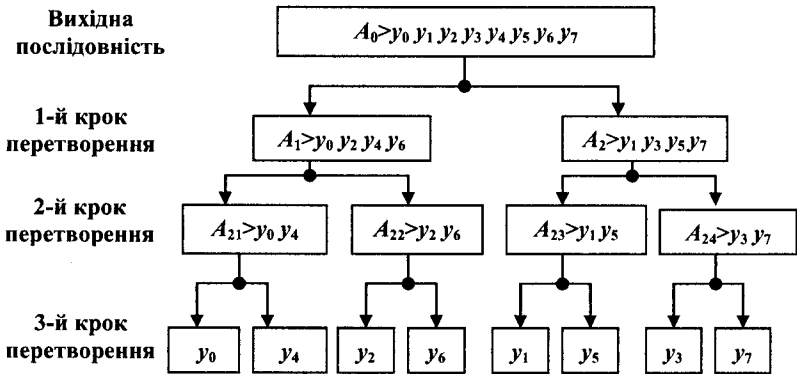


Рис. 6.11. Ілюстрація принципу перетворення й групування елементів вихідної послідовності при реалізації 8-точкового ШПФ із проріджуванням за часом

Розглянемо більш докладно зміст кожного із трьох етапів обчислення 8-точкового швидкого перетворення Фур'є.

Перший етап ($i = 1, L = 2$) – визначаються чотири 2-точкових ДПФ.

З урахуванням (6.17) 2-точкові ДПФ для послідовностей нижнього рівня перетворення визначаються набором співвідношень:

$$Y_0^1(0) = y_0 + W_2^0 y_4 = y_0 + y_4, \quad Y_0^1(1) = y_0 - W_2^0 y_4 = y_0 - y_4, \quad (6.22)$$

$$Y_1^1(0) = y_2 + W_2^0 y_6 = y_2 + y_6, \quad Y_1^1(1) = y_2 - W_2^0 y_6 = y_2 - y_6, \quad (6.23)$$

$$Y_2^1(0) = y_1 + W_2^0 y_5 = y_1 + y_5, \quad Y_2^1(1) = y_1 - W_2^0 y_5 = y_1 - y_5, \quad (6.24)$$

$$Y_3^1(0) = y_3 + W_2^0 y_7 = y_3 + y_7, \quad Y_3^1(1) = y_3 - W_2^0 y_7 = y_3 - y_7. \quad (6.25)$$

Верхня цифра в індексі Y відповідає номеру етапу, а нижня – номеру ДПФ на цьому етапі. При записі набору (6.21) враховано, що $W_2^0 = 1$.

Другий етап ($i = 2, L = 4$) – визначаються два 4-точкових ДПФ

Використовуючи (6.20) і (6.21), від набору 2-точкових ДПФ можна перейти до набору 4-точкових ДПФ для A_1 й A_2 .

$$Y_0^2(n) = Y_0^1(n) + W_4^n Y_1^1(n); \quad (6.26)$$

$$Y_0^2(n+2) = Y_0^1(n) - W_4^n Y_1^1(n); \quad (6.27)$$

$$Y_1^2(n) = Y_2^1(n) + W_4^n Y_3^1(n); \quad (6.28)$$

$$Y_1^2(n+2) = Y_2^1(n) - W_4^n Y_3^1(n); \quad (6.29)$$

$$n = 0, 1.$$

Третій етап ($i = 3, L = 8$) – визначається шукане 8-точкове ШПФ

$$Y^3(n) = Y_0^2(n) + W_8^n Y_1^2(n);$$

$$Y^3(n+4) = Y_0^2(n) - W_8^n Y_1^2(n);$$

$$n = 0, 1, 2, 3.$$

Отримані відліки ДПФ дотримуються природного порядку.

Напрявлений граф 8-точкового ШПФ із проріджуванням за часом можна подати так, як показано на рис. 6.12.

6.8.3. Алгоритм ШПФ із децимацією (проріджуванням) у частотній області

Основна ідея алгоритму ШПФ із проріджуванням за частотою полягає в поетапному обчисленні N -точкового ДПФ на m етапах, на кожному з яких ДПФ визначається через ДПФ удвічі більшої розмірності.

При проріджуванні за частотою вихідна послідовність не проріджується (при цьому, як і при проріджуванні за часом, число елементів послідовності має бути дорівнювати $N = 2^m$).

Зміст етапів.

На першому етапі ($i = 1$) визначаються $N/2$ -точкові ДПФ половин вихідної послідовності.

На другому етапі визначаються $N/4$ -точкові ДПФ, як комбінація $N/2$ -точкових ДПФ.

На i -тому етапі визначаються 2^{i-1} -точкові ДПФ, як комбінація 2^i -точкових ДПФ.

На останньому m -ому етапі визначаються 2-точкові ДПФ, як комбінація 4-точкових ДПФ. Послідовність із $N/2$ 2-точкових ДПФ і являє собою шукане N -точкове ДПФ.

При проріджуванні за частотою базова операція ШПФ ("метелик") на довільному i -тому етапі обчислення має вигляд

$$Y_{2v}^{m-i-1}(n) = Y_v^{m-i}(n) + Y_v^{m-i}(n + L/2), \quad (6.30)$$

$$Y_{2v+1}^{m-i-1}(n) = [Y_v^{m-i}(n) - Y_v^{m-i}(n + L/2)]W_L^n, \quad (6.31)$$

де $n = 0, 1, \dots, (L/2 - 1)$ – номер спектрального відліку ДПФ; $i = 1, 2, \dots, m$ – номер етапу; v – номер ДПФ в i -тому етапі обчислення ШПФ; $L = 2^{m+1-i}$ – розмірність послідовності, що підлягає ДПФ, на i -тому етапі обчислення ШПФ;

$$Y_{2v}^{m+1-i}(n) = \sum_{k=0}^{L/2-1} (y_k + y_{k+N/2})W_L^{2kn}, \quad Y_{2v+1}^{m+1-i}(n) = \sum_{k=0}^{L/2-1} (y_k - y_{k+N/2})W_L^{2kn}W_L^n$$

– парне та непарне $L/2$ -точкове ДПФ відповідно.

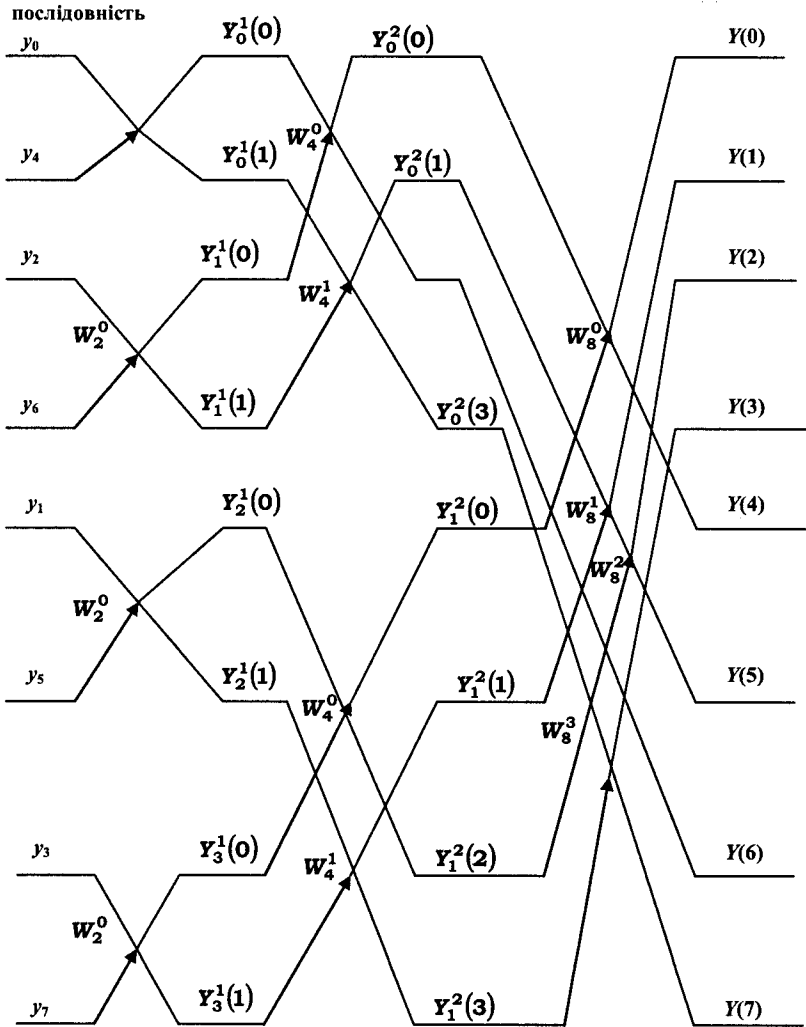


Рис. 6.12. Направлений граф 8-точкового перетворення Фур'є із проріджуванням за часом

Умовне зображення "метелика" ШПФ із проріджуванням за частотою, зумовленої співвідношеннями (6.30) і (6.31), і його структура показані на (рис. 6.13).

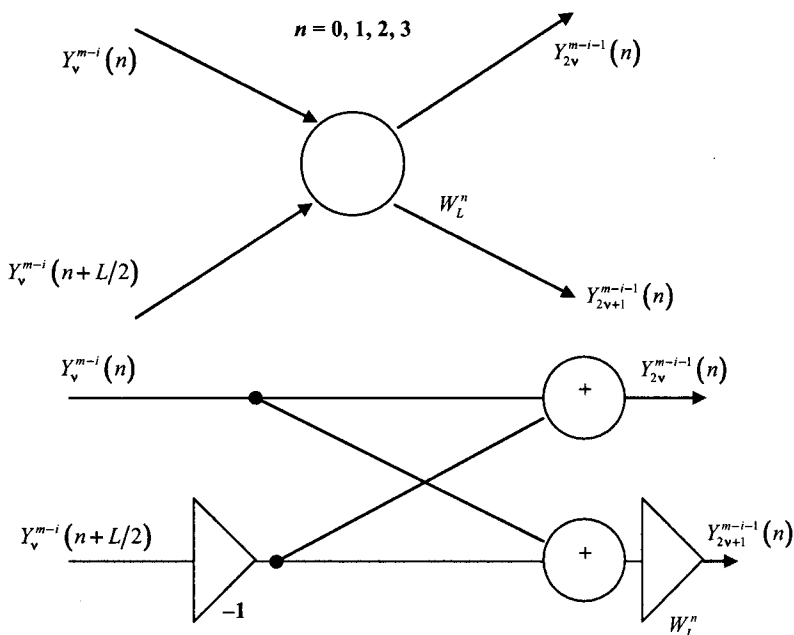


Рис. 6.13. "Метелик" ШПФ із проріджуванням за частотою та його структура

6.8.4. Приклад обчислення 8-точкового ДПФ із проріджуванням за частотою

Зміст етапів 8-точкового ДПФ із проріджуванням за частотою.

Порядок проходження елементів вихідної послідовності, як ми вже зазначали, не змінюється. Перед виконанням першого етапу формально вводять "нульовий" етап ($i = 0$). На цьому ета-

пі відлікам ДПФ $Y_v^{m-i}(n)$ привласнюють значення відліків y_k вхідної послідовності, вважаючи при цьому, що $v = 0$, $k = n$,

$$Y_v^{m-i}(n) = Y_0^3(n) = y_n,$$

де $n = 0, 1, \dots, N-1$.

Перший етап ($i = 1, v = 0, L = 8$) обчислення – визначаються два 4-точкових ДПФ

$$\begin{aligned} Y_0^2(n) &= Y_0^3(n) + Y_0^3(n+4); \\ Y_1^1(n) &= [Y_0^3(n) + Y_0^3(n+4)]W_8^n; \\ n &= 0, 1, 2, 3. \end{aligned}$$

Другий етап ($i = 2, v = 0, 1, L = 4$) – визначаються чотири 2-точкових ДПФ

$$\begin{aligned} Y_{2v}^1(n) &= Y_v^2 + Y_v^2(n+2); \\ Y_{2v+1}^1(n) &= [Y_v^2(n) + Y_v^2(n+2)]W_4^n; \\ n &= 0, 1. \end{aligned}$$

Третій етап ($i = 3, v = 0, 1, 2, 3, L = 2, n = 0$) – визначається 8-точкове ДПФ

$$\begin{aligned} Y_{2v}^0(0) &= Y_v^1(0) + Y_v^1(1); \\ Y_{2v+1}^0(0) &= [Y_v^1(0) + Y_v^1(1)]W_2^0. \end{aligned}$$

Значення $Y_{2v}^0(0)$ й $Y_{2v+1}^0(0)$ при $v = 0, 1, 2, 3$ і є відліками шуканого 8-точкового ДПФ вихідної послідовності y_k , які дотримуються порядку, що в літературі з цифрової обробки сигналів називають біт-реверсивним.

$$\begin{aligned} \left\{ \begin{array}{l} Y_0^0(0) = Y(0); \\ Y_1^0(0) = Y(4); \end{array} \right. & \left\{ \begin{array}{l} Y_2^0(0) = Y(2); \\ Y_3^0(0) = Y(6); \end{array} \right. \\ \left\{ \begin{array}{l} Y_4^0(0) = Y(1); \\ Y_5^0(0) = Y(5); \end{array} \right. & \left\{ \begin{array}{l} Y_6^0(0) = Y(3); \\ Y_7^0(0) = Y(7). \end{array} \right. \end{aligned}$$

Порівнюючи напрямлені графи алгоритмів ШПФ із проріджуванням за часом (рис. 6.12) і частоті (рис. 6.14), неважко переконатися в їх дуальності.

Вид напрямленого графа при реалізації 8-точкового ШПФ із проріджуванням за частотою показаний на рис. 6.14.

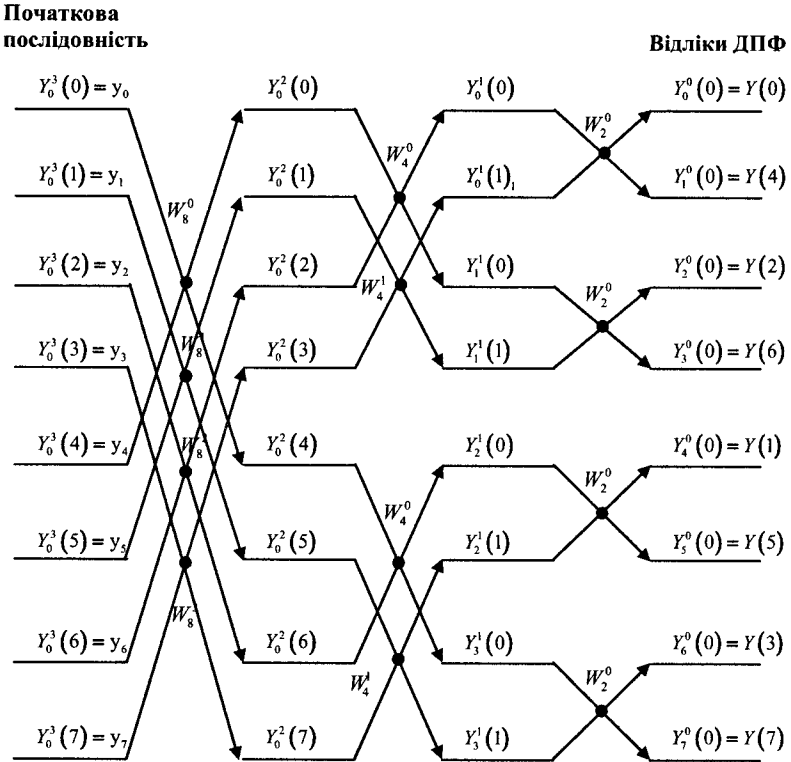


Рис. 6.14. Граф алгоритму ШПФ із проріджуванням за частотою

Із рис. 6.14 бачимо, що порядок проходження відліків ДПФ при проріджуванні за частотою відрізняється від природного, тому на практиці цей алгоритм обчислення ШПФ застосовують рідше, ніж із проріджуванням за часом.

6.8.5. Алгоритм зворотного швидкого перетворення Фур'є

Алгоритм зворотного швидкого перетворення Фур'є (ЗШПФ), як й алгоритм ЗДПФ, забезпечує перехід від опису дискретного сигналу в частотній області до його опису в часовій області. Алгоритм ЗШПФ відрізняється від алгоритму ШПФ тільки наявністю співмножника $1/N$ і знаком показника ступеня експоненти

$$y_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} Y(n) W_N^{-n \cdot k}, \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1.$$

6.8.6. Обчислювальні переваги швидкого перетворення Фур'є

Обчислювальні витрати, пов'язані з реалізацією ШПФ, можна оцінити, узагальнюючи графі алгоритмів ШПФ, які наведені на рис. 6.12 або рис. 6.14, на довільне $N = 2^m$. Із рисунків бачимо, що N -точкове ШПФ містить $N/2$ "метеликів" у кожному з m етапів, тобто всього в нього входить $(N/2)m$ "метеликів". Кожен "метелик" містить одну операцію комплексного множення виду $W_N Y_{ij}(n)$ і дві операції комплексного додавання. Таким чином, для реалізації алгоритму ШПФ необхідно виконати $(N/2) \log_2 N$ комплексних множень і $N \log_2 N$ комплексних додавань. Це означає, що при переході від алгоритму ДПФ до алгоритму ШПФ число комплексних множень зменшується в $\frac{2N}{m}$ разів, а число комплексних додавань у $\frac{N}{m}$ разів.

На рис. 6.15 подано залежності, які наочно ілюструють переваги алгоритму ШПФ перед алгоритмом ДПФ щодо обчислювальних витрат.

Залежність 1 на цьому рисунку показує виграш у числі операцій комплексного множення, а залежність 2 – у числі операцій комплексного додавання. Видно, що при великих значеннях $N = 2^m$, перехід від алгоритму ДПФ до алгоритму ШПФ дозволяє скоротити обчислювальні витрати в сотні разів.

Залежності, наведені на рис. 6.15, можна використати для оцінки ступеня скорочення обчислювальних витрат як при використанні алгоритмів ШПФ із проріджуванням за часом, так і з проріджуванням за частотою.

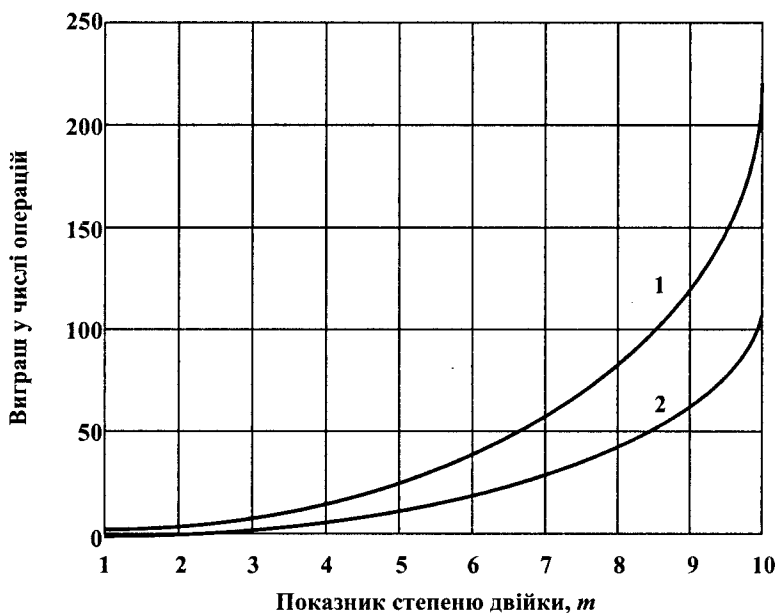


Рис. 6.15. Економія на операціях комплексного множення (1) і додавання (2)

6.8.7. Загальна характеристика алгоритмів ШПФ

Кількість операцій комплексного множення, яка необхідна для реалізації алгоритмів ШПФ із децимацією за часом і за частотою, однакова, тобто, розглянуті вище варіанти реалізації алгоритму ШПФ щодо обчислювальних витрат практично рівні.

Алгоритм ШПФ не є наближеним. За відсутності обчислювальних похибок алгоритми ШПФ і ДПФ дають однакові кінцеві результати. Скорочення обчислювальних витрат в алгоритмі ШПФ досягається винятково за рахунок оптимізації організації обчислень.

Щодо обчислювальних витрат найбільша ефективність алгоритмів ШПФ має місце при $N = 2^m$, тобто, при основі алгоритму рівному 2. Скорочення числа операцій можливе й при інших основах алгоритму, однак, при цьому ступінь скорочення числа операцій не настільки велика.

Алгоритм ШПФ призначений для одночасного розрахунку всіх спектральних відліків $Y(n)$. Якщо ж необхідно одержати ці відліки тільки лише для деяких n , то доцільнішим може виявитися звичайний алгоритм ДПФ.

Якщо часовий інтервал між дискретними відліками сигналу перевищує час, що витрачається на операцію ШПФ для всіх часових відліків сигналу, то перевагу варто віддавати звичайному алгоритму ДПФ.

Швидка лінійна згортка. Обчислення згортки, що визначається співвідношенням (6.7.1), можна прискорити, використовуючи так звану теорему згортки, що в математичній формі подається у вигляді

$$w(n) = h(n) \otimes y(n) = F_D^{-1} \left[H^*(n) Y(n) \right], \quad (6.32)$$

де $*$ – знак комплексного спряження.

При обчисленні згортки за формулою (6.32) виграш у числі операцій комплексного множення має місце при $N > 90$ і при $N = 1024$ становить близько 7.

6.9. Застосування z -перетворення при цифровій обробці сигналів

Найбільш зручний засіб опису, аналізу та проектування сигналів і систем дискретного часу – це z -перетворення. У системах дискретного часу воно відіграє таку ж роль, як перетворення Лапласа в системах безперервного часу. Визначається z -перетворення послідовності $y(k)$ співвідношенням

$$Y(z) = \sum_{k=0}^{\infty} y(k) z^{-k}. \quad (6.33)$$

Із (6.33) бачимо, що z -перетворення – це степеневий ряд із нескінченною кількістю членів, тому він може не сходитися для всіх значень z . Область, у якій z -перетворення сходиться, називають областю збіжності й у цій області значення $Y(z)$ кінцеві.

Для прикладу знайдемо z -перетворення послідовності коротких імпульсів дискретизації $U_d(k)$ з амплітудою, рівною a .

$$U_d(k) = \begin{cases} a & \text{при } 0 \leq k < \infty; \\ 0 & \text{при } k < 0. \end{cases}$$

Згідно з (6.33) маємо

$$Y(z) = \sum_{k=0}^{\infty} a z^{-k} = \frac{a z}{z-1} = \frac{a}{1-z^{-1}}. \quad (6.34)$$

При записі (6.34) враховано, що в розглянутому випадку маємо справу з геометричною прогресією із загальним знаменником z^{-1} . При $|z| > 1$ функція $Y(z)$, зумовлена співвідношенням (6.34), сходиться, а при $|z| < 1$, розходиться. Область збіжності $Y(z)$ показано на рис. 6.16.

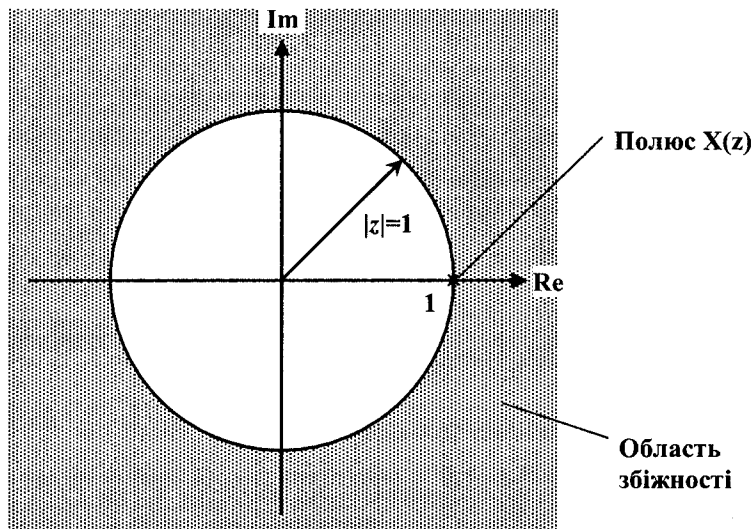


Рис. 6.16. Область збіжності z -перетворення послідовності імпульсів дискретизації в АЦП

Значення z , для яких $Y(z) = 1$, називаються *полюсами* функції $Y(z)$. Значення z , для яких $Y(z) = 0$, називаються нулями.

Для послідовностей кінцевої довжини z -перетворення сходиться скрізь, крім точки $z = 0$. Для послідовностей нескінченної довжини z -перетворення сходиться скрізь за межами найбільшого кола, обмеженого радіусом, рівним полюсу функції. Область збіжності стійких дискретних систем завжди являє собою коло одиничного радіусу. Для звичайних послідовностей z -перетворення часто наводяться в аналітичному вигляді, наприклад, у формі таблиць, таких як 6.2.

6.9.1. Зворотне z -перетворення

Зворотне z -перетворення дозволяє відновлювати послідовність дискретного часу $y(k)$ за її z -образом. У символічній формі зворотне z -перетворення можна визначити як

$$y(k) = Z^{-1}[Y(z)],$$

де $Y(z)$ – це образ послідовності $y(k)$, а Z^{-1} – символ, що позначає зворотне z -перетворення.

Обчислення Z^{-1} звичайно проводиться шляхом розкладання $Y(z)$ на прості множники. Пояснимо це на найпростішому прикладі. Нехай

$$Y(z) = \frac{1}{1 + 0,5z^{-2} - 1,5z^{-1}}.$$

Представимо $Y(z)$ у вигляді суми простих дробів

$$Y(z) = \frac{1}{(1 - z^{-1})(1 - 0,5z^{-1})} = \frac{2}{1 - z^{-1}} - \frac{1}{1 - 0,5z^{-1}}.$$

Із порівняння доданків в останньому співвідношенні з даними другого та третього стовпців табл. 6.2 випливає, що перший доданок відповідає стрибку з амплітудою рівною 2 (2-й рядок), а другий – дискретній показовій функції 2^{-k} (12-й рядок табл. 6.2). З урахуванням сказаного, шукана послідовність (зворотне z -перетворення) має вигляд

$$y(k) = \begin{cases} 2 - 2^{-k}, & k \geq 0, \\ 0, & k < 0. \end{cases}$$

Таблиця 6.2. Приклади z -образів деяких розповсюджених послідовностей

№	Дискретна послідовність $y(k), k \geq 0$	z -образ $Y(z)$	Область збіжності $Y(z)$
1	$a\delta(k)$	a	скрізь
2	a	$\frac{a}{1-z^{-1}}$	$ z > 1$
3	ak	$\frac{az^{-1}}{(1-z^{-1})^2}$	$ z > 1$
4	ak^2	$\frac{az^{-1}(1+z^{-1})}{(1-z^{-1})^3}$	$ z > 1$
5	$a \exp(-\alpha k)$	$\frac{a}{1-z^{-1} \exp(-\alpha)}$	$ z > \exp(-\alpha)$
6	$ak \exp(-\alpha k)$	$\frac{az^{-1} \exp(-\alpha)}{[1-z^{-1} \exp(-\alpha)]^2}$	$ z > \exp(-\alpha)$
7	$1 - \exp(-\alpha k)$	$\frac{z^{-1}[1 - \exp(-\alpha)]}{1+z^{-1}[1 + \exp(-\alpha)] + z^{-2} \exp(-\alpha)}$	$ z > \exp(-\alpha)$

№	Дискретна послідовність $y(k), k \geq 0$	z -образ $Y(z)$	Область збіжності $Y(z)$
8	$\cos(\alpha k)$	$\frac{1 - z^{-1} \cos \alpha}{1 - 2z^{-1} \cos \alpha + z^{-2}}$	$ z > 1$
9	$\sin(\alpha k)$	$\frac{z^{-1} \sin \alpha}{1 - 2z^{-1} \cos \alpha + z^{-2}}$	$ z > 1$
10	$\exp(-\alpha k) \sin(\alpha k)$	$\frac{z^{-1} \exp(-\alpha) \sin \alpha}{1 - 2z^{-1} \exp(-\alpha) \cos \alpha + z^{-2} \exp(-2\alpha)}$	$ z > \exp(-\alpha)$
11	$\exp(-\alpha k) \cos(\alpha k)$	$\frac{\exp(-\alpha) [\exp(-\alpha) - z^{-1} \cos \alpha]}{1 - 2z^{-1} \exp(-\alpha) \cos \alpha + z^{-2} \exp(-2\alpha)}$	$ z > \exp(-\alpha)$
12	$a\alpha^k$	$\frac{a}{1 - \alpha z^{-1}}$	$ z > \alpha$
13	$ak\alpha^k$	$\frac{a\alpha z^{-1}}{(1 - \alpha z^{-1})^2}$	$ z > \alpha$

6.9.2. Властивості z-перетворення

У системах цифрової обробки сигналів широко використовують такі властивості z-перетворення:

1. *Лінійність*. Якщо послідовності $y_1(n)$ і $y_2(n)$ мають z-образи $Y_1(z)$ й $Y_2(z)$, то z-образ їхньої лінійної комбінації буде

$$a y_1(n) + b y_2(n) \rightarrow a Y_1(z) + b Y_2(z). \quad (6.35)$$

2. *Затримка або зсув*. Якщо z-образ послідовності $y(n)$ дорівнює $Y(z)$, то z-образ цієї ж послідовності, затриманої на m елементів буде, $z^{-m} Y_1(z)$. Ця властивість використовується для перетворення передатної функції систем дискретного часу в різниці рівняння й навпаки:

$$y(n) \rightarrow Y(z), \quad y(n-m) \rightarrow z^{-m} Y(z). \quad (6.36)$$

3. *Згортка*. Відповідно до (6.11) вихідний сигнал лінійного цифрового фільтра загалом визначається як

$$w(n) = \sum_{k=0}^{\infty} y(n-k) h(k).$$

Через z-образи ліва й права частини цього виразу зв'язані між собою співвідношенням

$$W(z) = Y(z)H(z). \quad (6.37)$$

Із (6.37) бачимо, що операція згортки при переході в z-область перетворюється в операцію перемноження. Функцію $H(z)$ у (6.37) називають передатною функцією системи. Із (6.37) маємо, що

$$H(z) = \frac{W(z)}{Y(z)}. \quad (6.38)$$

4. *Диференціювання*. Якщо $Y(z)$ – z-образ послідовності, то

$$k y(k) \rightarrow -z \frac{dY(z)}{dz}. \quad (6.39)$$

Співвідношення (6.39) вдале для обчислення зворотного z-перетворення.

5. *Взаємозв'язок із перетворенням Фур'є.* При $z = \exp(j2\pi f T_d)$ дискретне z -перетворення переходить у перетворення Фур'є

$$H(z) \rightarrow H(\exp(j2\pi f T_d)). \quad (6.40)$$

Наявність в останньому співвідношенні періоду дискретизації сигналу T_d підкреслює залежність частотної характеристики системи дискретного часу від частоти дискретизації.

Властивість 5 і пояснює факт подібності всіх попередніх властивостей z -перетворення та перетворення Фур'є.

Співвідношення (6.40) дозволяє легко знайти частотну характеристику системи з z -перетворення системи. Загалом $H(\exp(j2\pi f T_d))$ – комплексна величина. Її модуль дає амплітудну, а фаза – фазову характеристику системи.

6.10. Цифрові фільтри

Терміном "цифровий фільтр" позначають апаратну або програмну процедуру реалізації алгоритму фільтрації (6.11). Порівняно з аналоговими фільтрами цифрові фільтри мають цілий ряд переваг, частина з яких уже згадувалася в переліку загальних переваг систем ЦОС, наведеному на початку розділу. Наведемо лише ті переваги, які не ввійшли в загальний перелік переваг систем ЦОС:

- якщо фільтр реалізовано на основі процесора, який програмується, то його частотна характеристика може налаштовуватися автоматично, що створює передумови широкого використання в РЛС адаптивних фільтрів;
- один ЦФ може обробляти кілька вхідних сигналів без дублювання апаратних блоків;
- як фільтровані, так і нефільтровані дані можна зберегти для подальшого використання;
- на практиці точність, якої можна досягти при використанні аналогових фільтрів, обмежена: наприклад, при використанні аналогових компонентів затування в смузі придушення не мож-

на підняти вище 60...70 дБ, у той час як точність ЦФ обмежена тільки розрядністю цифрового подання сигналу;

➤ цифрові фільтри можуть використовуватися при дуже низьких частотах, характерних, наприклад, при доплерівській фільтрації сигналів. Крім того, досить просто змінювати налаштування ЦФ у широкому діапазоні частот. Для цього досить змінювати частоту дискретизації вхідних сигналів.

Утім, порівняно з аналоговими, ЦФ мають і ряд недоліків:

➤ *обмеження швидкості*. Максимальна ширина спектру сигналів, які можуть оброблятися в реальному масштабі часу значно менші, ніж в аналогових фільтрах;

➤ *вплив кінцевої розрядності*. ЦФ піддані шуму АЦП, зумовленому квантуванням безперервного сигналу, і шуму округлення, що вводиться при обчисленнях.

6.10.1. Типи цифрових фільтрів: КІХ- і НІХ-фільтри

Цифрові фільтри поділяють на два класи: фільтри з кінцевою імпульсною характеристикою (КІХ-фільтри) і фільтри з нескінченною імпульсною характеристикою (НІХ-фільтри). Вихідний сигнал КІХ-фільтру визначається співвідношенням, що безпосередньо впливає з виразу (6.11)

$$w(n) = \sum_{k=0}^N a_k y(n-k), \quad (6.41)$$

а вихідний сигнал НІХ-фільтра – різницеvim рівнянням виду

$$w(n) = \sum_{k=0}^N a_k y(n-k) - \sum_{k=1}^M b_k w(n-k), \quad (6.42)$$

де a_k і b_k – дискретні відліки імпульсної характеристики ЦФ (коефіцієнти фільтру).

Значення N у (6.41) називають порядком КІХ-фільтру. Порядком НІХ-фільтра звичайно називають значення M у (6.42). Із (6.42) бачимо, що загалом НІХ-фільтр складається з двох послідовно з'єднаних ланок: КІХ-ланки (перша сума в (6.42) і НІХ-ланки (друга сума).

Із (6.41) і (6.42) випливає, що у КІХ-фільтрах поточна вихідна вибірка $w(n)$ є функцією поточної та попередньої вхідних вибірок, у той час як у НІХ-фільтрах $w(n)$ є функцією поточної та попередньої вхідних вибірок, а також функцією попередніх вхідних вибірок. Таким чином НІХ-фільтр – це фільтр зі зворотним зв'язком, а КІХ-фільтр – фільтр без зворотного зв'язку. Якщо в (6.42) покласти $a_k = 0$ при будь-якому значенні k , а $b_k \neq 0$ тільки при $k=1$, то НІХ-фільтр являє собою цифровий аналог відомого рециркулятора.

Використовуючи співвідношення (6.35), (6.38), (6.41) і (6.42), можна знайти передатні функції КІХ- і НІХ-фільтрів.

Із (6.10.1) бачимо, що z -перетворення вихідного сигналу КІХ-фільтра дорівнює

$$W_{\text{КІХ}}(z) = Y(z) \sum_{k=0}^{M-1} a_k z^{-k}. \quad (6.43)$$

При записі (6.43) врахована друга властивість z -перетворення (див. (6.35)).

Враховуючи співвідношення (6.38), із рівняння (6.43) одержимо

$$H_{\text{КІХ}}(z) = \frac{W_{\text{КІХ}}(z)}{Y(z)} = \sum_{k=0}^{M-1} a_k z^{-k}. \quad (6.44)$$

Для знаходження передатної функції НІХ-фільтра (6.42) подамо у вигляді

$$w(n) + \sum_{k=1}^M b_k w(n-k) = \sum_{k=1}^M a_k y(n-k). \quad (6.45)$$

Знаходимо z -перетворення лівої та правої частин рівняння (6.45)

$$W_{\text{НІХ}}(z) \left(1 + \sum_{k=1}^M b_k z^{-k} \right) = Y(z) \sum_{k=0}^{N-1} a_k z^{-k}. \quad (6.46)$$

При записі співвідношення (6.46) враховано іншу властивість (6.35) z -перетворення.

Із (6.46) маємо

$$H_{\text{НІХ}}(z) = \frac{\sum_{k=0}^{N-1} a_k z^{-k}}{1 + \sum_{k=1}^M b_k z^{-k}}. \quad (6.47)$$

6.10.2. Структури цифрових фільтрів

Блок-схема (структура) ЦФ значно впливає на обчислювальні витрати, пов'язані з реалізацією ЦФ, і на чутливість ЦФ до помилок, зумовлених квантуванням коефіцієнтів фільтра й округленням при обчисленнях, передбачених алгоритмом фільтрації.

При реалізації НІХ-фільтрів широко використовуються три структури:

- пряма;
- каскадна;
- паралельна.

Пряма структура (рис. 6.17) припускає реалізацію НІХ-фільтру безпосередньо відповідно до різницевого рівняння (6.42).

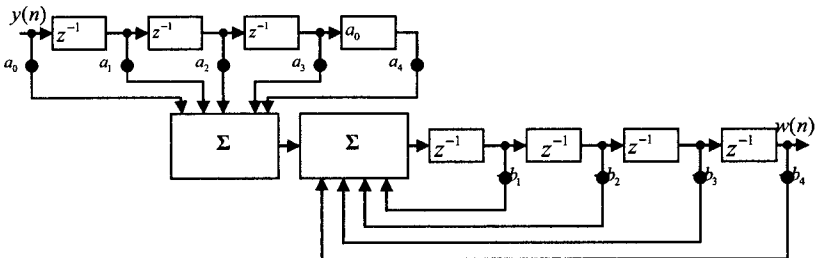


Рис. 6.17. Пряма структура НІХ-фільтра 4-го порядку

Точками на рис. 6.17 позначені помножувачі на відповідний коефіцієнт фільтра (зазначений поруч із точкою).

При каскадній реалізації передатна функція НІХ-фільтра (див. (6.47)) подається у вигляді добутку ланок другого порядку

$$H(z) = C_2 \prod_{i=1}^{n_k} \frac{1 + a_{1i} z^{-1} + a_{2i} z^{-2}}{1 + b_{1i} z^{-1} + b_{2i} z^{-2}},$$

де n_k – число каскадів у структурі НІХ-фільтра; C_2 – постійний коефіцієнт; i – номер каскаду НІХ-фільтра.

Блок-схема двокаскадного НІХ-фільтра 4-го порядку показана на рис. 6.18.

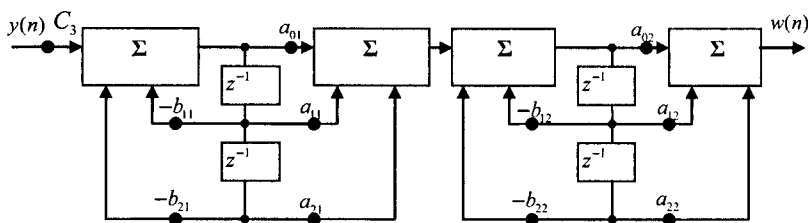


Рис. 6.18. Двокаскадний НІХ-фільтр 4-го порядку

При паралельній реалізації передатна функція НІХ-фільтра розкладається на суму елементарних дробів, кожен із яких описує структуру ланки не вище другого порядку

$$H(z) = C_3 + \sum_{i=1}^{n_k} \frac{a_{0i} + a_{1i} z^{-1}}{1 + b_{1i} z^{-1} + b_{2i} z^{-2}}.$$

Блок-схему паралельного (двоканального) НІХ-фільтра 4-го порядку показано на рис. 6.19.

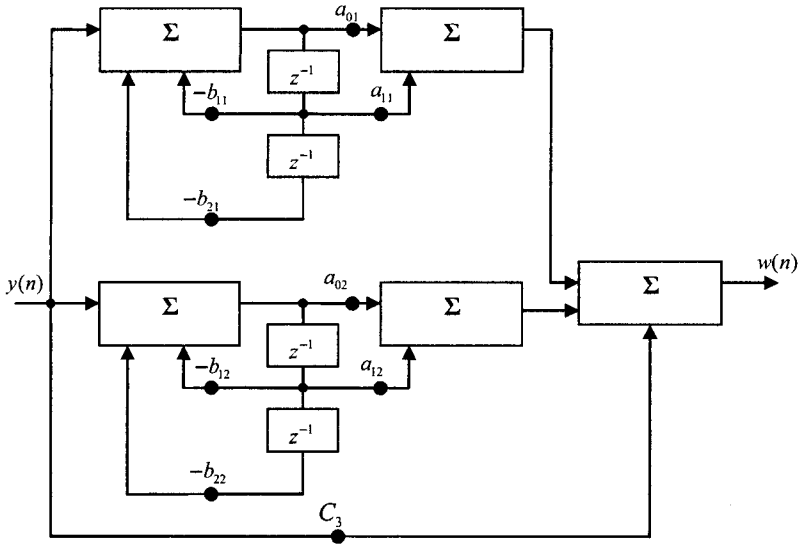


Рис. 6.19. Двоканальний (паралельний) НІХ-фільтр 4-го порядку

Каскадна та паралельна структури КІХ-фільтру менш чутливі до обмеження розрядності при обчисленні коефіцієнтів фільтру, чим його пряма структура. Тому пряма структура НІХ-фільтру використовується лише в тих випадках, коли порядок його НІХ-ланки не перевищує двох.

При реалізації КІХ-фільтру найчастіше використовуються або пряма структура (рис. 6.17), або так звана структура швидкої згортки (рис. 6.20).

У першому випадку КІХ-фільтр іноді називають трансверсальним фільтром. У другому випадку використовується зв'язок згортки сигналів у часовій області з добутком спектрів цих сигналів (див. (6.8.7)). Реалізація КІХ-фільтра відповідно до структури швидкої згортки в більшості випадків дозволяє скоротити час, який затрачується на обчислення згортки.

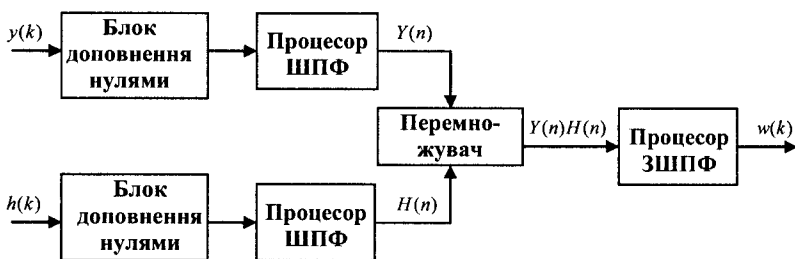


Рис. 6.20. Структура швидкої згортки

Необхідність додавання нулів у дискретні послідовності, що визначають сигнал й імпульсну характеристику фільтра, пояснюється тим, що довжина згортки L двох послідовностей довжиною N_1 і N_2 дорівнює $L = N_1 + N_2 - 1$. Тому, якщо довжина сигналу дорівнює N_1 , то для одержання правильного результату у фільтрі, реалізованому за схемою на рис. 6.20, до дискретних відліків сигналу $y(k)$, потрібно додати $L - N_1$ нулів. Аналогічно до N_2 дискретних відліків імпульсної характеристики фільтра (до набору коефіцієнтів фільтра) потрібно додати $L - N_2$ нулів. Реалізація алгоритму швидкої згортки супроводжується збільшенням вимог до обсягу пам'яті ЦФ, тому фільтрації сигналів у частотній області віддають перевагу за відсутності жорстких обмежень на обсяг пам'яті.

6.10.3. Порівняння КІХ- і НІХ-фільтрів

При порівнянні типів ЦФ варто враховувати відносні переваги обох типів фільтрів:

- КІХ-фільтри можуть мати строго лінійну фазову характеристику. Фазова характеристика НІХ-фільтрів нелінійна, особливо на краях смуги пропускання фільтра захисту від накладення спектрів;

- КІХ-фільтри не мають зворотного зв'язку, що гарантує їх стійкість до помилок квантування й округлення. Гарантувати стійкість НІХ-фільтрів вдається не завжди;

➤ для одержання кінцевої імпульсної характеристики з різкими спадами в КІХ-фільтрах потрібно більше коефіцієнтів, ніж у НІХ-фільтрах.

З урахуванням наведених вище відносних переваг фільтрів загальний принцип вибору між КІХ і НІХ-фільтрами можна сформулювати так:

➤ НІХ-фільтр краще використовувати тоді, коли єдиними важливими вимогами є передатна характеристика з різкими зрізами та високою пропускну здатністю, оскільки реалізація НІХ-фільтрів вимагає меншого числа операцій множення й додавання, ніж реалізація КІХ-фільтрів;

➤ КІХ-фільтр краще використовувати тоді, коли число коефіцієнтів фільтру не занадто велике, і, якщо потрібно щоб фазове спотворення було відсутнім або малим. Крім того потрібно додати, що архітектури деяких із новітніх сигнальних процесорів спеціально розроблені для КІХ-фільтрів.

При практично однакових параметрах передатних функцій число коефіцієнтів КІХ-фільтру приблизно в шість разів більше ніж НІХ-фільтру.

РОЗДІЛ 7

ПРИКЛАДИ ЗАСТОСУВАННЯ ЦИФРОВИХ СИСТЕМ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ У РЛС

Рівень використання методів цифрової обробки сигналів ЦОС у РЛС безпосередньо пов'язаний із рівнем розробки та виробництва цифрової елементної бази та її надійністю. На першому етапі системи ЦОС використовувалися для підвищення ефективності та покращення експлуатаційних характеристик окремих систем РЛС, зокрема систем захисту РЛС від пасивних перешкод (систем селекції рухомих цілей). При цьому загальна структура найпростіших систем селекції рухомих цілей (СРЦ) не змінювалась і проводилася лише заміна аналогових елементів системи на цифрові. Переведення систем СРЦ на цифрову елементну базу переслідував, перш за все, виключення зі складу апаратури, що входить до складу системи, аналогових ліній затримки (ЛЗ) і потенціалоскопів. Аналогові ЛЗ відрізняються високою залежністю їх параметрів (затримки й ослаблення сигналу) від температури довкілля та складністю оперативної зміни величини затримки під час переходу РЛС у режим роботи зі змінною частотою повторення зондувальних імпульсів, що, у цілому, істотно знижувало ефективність придушення пасивних перешкод у системах СРЦ з аналоговими ЛЗ. У свою чергу, потенціалоскопи відрізняються вкрай низьким динамічним діапазоном і теж не дозволяють забезпечити високу ефективність роботи системи СРЦ. Із появою великих інтегральних мікросхем з'явилася можливість значного розширення області застосування систем ЦОС у РЛС: вони почали застосовуватися для реалізації кореля-

ційно-фільтрових систем СРЦ, у вимірниках дальності, азимуту та висоти цілі (в трикоординатних РЛС). З'явилася можливість здійснення вторинної обробки сигналів безпосередньо в РЛС.

7.1. Система СРЦ на основі цифрових гребінчастих фільтрів придушення

Відомо, що "найслабкішою ланкою" в РЛС з аналоговою обробкою сигналів є лінії затримки в пристроях черезперіодної компенсації (ЧПК) систем СРЦ.

Тому природним є той факт, що на початковому етапі застосування систем ЦОС у вітчизняних РЛС характерним є використання цифрових методів обробки сигналів для заміни в системах СРЦ гребінчастих фільтрів придушення (ГФП) або пристроїв черезперіодної компенсації на основі аналогових ліній затримки на цифрові гребінчасті фільтри придушення (ЦГФП) пасивних перешкод.

Узагальнена структурна схема системи СРЦ на основі ЦГФП, що являє собою КІХ-фільтр другого порядку з коефіцієнтами $a_1 = 1$, $a_2 = -2$ і $a_3 = 1$ (пристрій ЧПК із двократним відніманням).

На рис. 7.1. позначено: ППЧ – підсилювач проміжної частоти; ФД – фазовий детектор; ІЗ – імпульси запуску РЛС; ІД – імпульси дискретизації аналогових сигналів; $\pi/2$ – фазообертач на 90 градусів; ПФОН – пристрій формування опорної напруги (забезпечує когерентність імпульсів, відбитих від цілі, на вході ГФП); ЦЛЗ – цифрові лінії затримки на період повторення зондувальних імпульсів РЛС.

ЦЛЗ у схемі на рис. 7.1 реалізуються на основі оперативних запам'ятовуючих пристроїв (ОЗП).

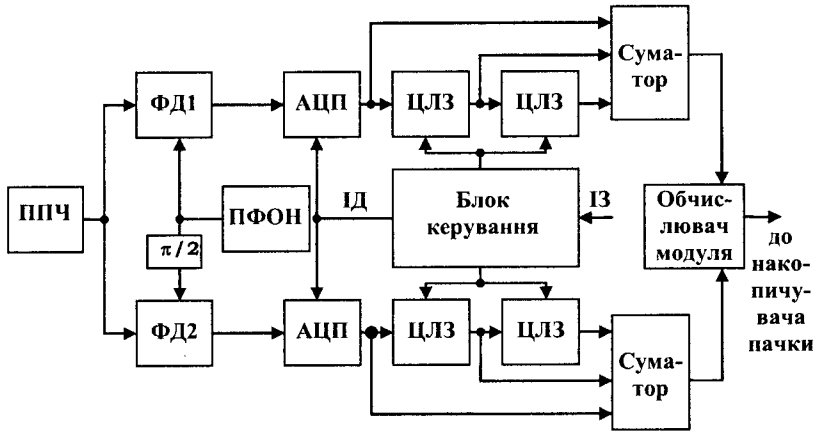


Рис. 7.1. Система СРЦ на основі цифрового гребінчастого фільтру придушення сигналів пасивної перешкоди

Обчислювач модуля виконує функцію детектора обвідної сигналу та припускає об'єднання вихідних сигналів каналів квадратури ГФП за формулою

$$Z(n) = \sqrt{z_1^2(n) + z_2^2(n)}, \quad (7.1)$$

де $z_i(n)$ – вихідні сигнали каналів квадратури ГФП ($i = 1, 2$).

Блок керування забезпечує формування імпульсів дискретизації для АЦП і адреси комірок ОЗП, у які записуються (зчитуються) сигнали з виходу АЦП або з попередньої ЦЛЗ. До складу блоку керування входять генератор імпульсів дискретизації та лічильник імпульсів дискретизації (рис. 7.2).

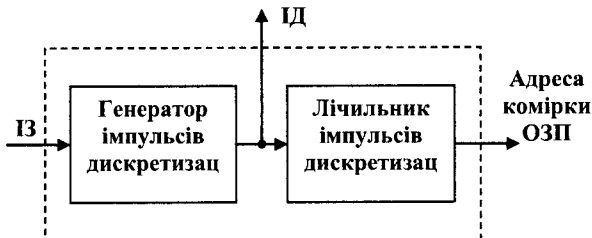


Рис. 7.2. Блок керування

Синхронізація (запуск) генератора імпульсів дискретизації в РЛС здійснюється імпульсами запуску.

При обмеженій обчислювальній спроможності системи ЦОС замість (7.1), використовують формулу спрощеного обчислення квадратного кореня

$$Z(n) = \begin{cases} |z_1(n)| + 0,5|z_2(n)|, & \text{якщо } |z_1(n)| > |z_2(n)|, \\ |z_2(n)| + 0,5|z_1(n)|, & \text{якщо } |z_2(n)| > |z_1(n)|. \end{cases}$$

Буферні регістри, що забезпечують проміжне запам'ятовування цифрових сигналів на час їх зчитування з ОЗП або перезапису на інший ОЗП, на рис. 7.2 не показані.

7.2. Система СРЦ на основі дискретного перетворення Фур'є

Система ЦОС, що складається з оперативного запам'ятовуючого пристрою та процесора дискретного перетворення Фур'є або швидкого перетворення Фур'є, є цифровим аналогом кореляційно-фільтрової системи СРЦ. На рис. 7.3 показано блок-схема системи СРЦ, реалізованої у вигляді системи ЦОС із дискретизацією квадратури сигналів і процесорами ШПФ у кожному з каналів.

Місткість ОЗП у схемі на рис. 7.3 рівна $E_{\text{озп}}$ m -розрядних слів і визначається співвідношенням:

$$E_{\text{озп}} = t_{\text{опр}} \Delta f_c,$$

де $t_{\text{опр}} = MT_n$ – час опромінювання цілі; M – число імпульсів, відбитих від цілі за час її опромінювання (число імпульсів у "пачці"); T_n – період повторення зондувальних імпульсів РЛС; Δf_c – ширина спектру зондувального імпульсу.

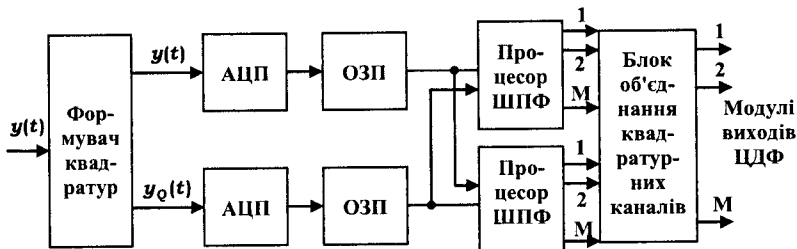


Рис. 7.3. Блок-схема ЦОС, що забезпечує доплерівську фільтрацію сигналів

Розрядність АЦП у схемі на рис. 7.3 вибирається з урахуванням міркувань, висловлених у підрозділі 1.4.

Вихідний сигнал на n -му ($n = \overline{0, M-1}$) виході процесора ШПФ відповідно до (1.7.4) визначається співвідношенням

$$Y(n) = \sum_{k=0}^{M-1} y(k) W_M^{kn}. \quad (7.2)$$

З урахуванням результатів підрозділу 6.7 співвідношення (7.2) можна розглядати як вихідний сигнал цифрового доплерівського фільтра (ЦДФ) з імпульсною характеристикою $h(k) = W_M^{kn}$, $k = \overline{0, M-1}$. (7.3)

Знайдемо z -перетворення імпульсної характеристики, що визначається співвідношенням (7.3), і потім, використовуючи 5-у властивість z -перетворення, перейдемо до частотної характеристики ЦДФ на основі ДПФ.

$$H(z) = \sum_{k=0}^{M-1} W_M^{kn} z^{-k} = \frac{1 - \exp\left(j \frac{2\pi n}{M}\right) z^{-M}}{1 - \exp\left(j \frac{2\pi n}{M}\right) z^{-1}}. \quad (7.4)$$

При записі (7.4) враховано, що сума, яка входить у (7.4), є сумою членів геометричної прогресії зі знаменником q , рівним

$$q = \exp\left(j \frac{2\pi n}{M}\right) z^{-1}.$$

Використовуючи (6.45), із (7.4) одержуємо вираз для частотної характеристики ЦДФ

$$K(f T_d) = \frac{\left| \sin \left[j \pi M \left(\frac{n}{M} - f T_d \right) \right] \right|}{\left| \sin \left[j \pi \left(\frac{n}{M} - f T_d \right) \right] \right|}. \quad (7.5)$$

Із (7.5) випливає, що АЧХ ЦДФ має вигляд функції $\sin(Mx) / \sin x$. Як відомо, ця функція має великий рівень бічних пелюсток. Для ілюстрації цього твердження в табл. 7.1 наведено значення рівнів перших п'яти бічних пелюсток цієї функції.

Із табл. 7.1 випливає, що без вживання заходів щодо зниження рівня бічних пелюсток АЧХ ЦДФ, ефективність цифрової системи СРЦ буде низькою.

Для зниження рівня бічних пелюсток КІХ-фільтрів у системах ЦОС використовують так звані функції зважування або функції "вікна". Назва основних функцій вікон і їх математичний опис наведені в табл. 7.2. Відношення сигнал/шум при використанні вікна зважування можна визначити співвідношенням

$$L_{зв} = \frac{M \sum_{k=-N_1}^{N_1} w_o^2(k)}{\left(\sum_{k=-N_1}^{N_1} w_o(k) \right)^2}, \quad (7.6)$$

де $N_1 = (M - 1) / 2$.

При записі (7.6) прийнято, що відношення сигнал/шум за відсутності зважування рівно числу імпульсів у паці M .

Таблиця 7.1. Відносний рівень бічних пелюсток функції $\sin(Mx) / \sin x$

Номер пелюстки	Відносний рівень, дБ
0 (основна пелюстка)	0
1	-13
2	-18
3	-21
4	-23
5	-25

На рис. 7.4 показано амплітудно-частотні спектри основних вікон зважування.

Таблиця 7.2. Основні види вікон зважування

Назва вікна	Математичний вираз	Втрати у відношенні с/ш (дБ)	Розширення основної пелюстки (в разях)	Рівень бічних пелюсток (дБ)
Хеммінга	$w_o(k) = 0,54 + 0,46 \cos\left(\frac{2\pi k}{M-1}\right)$	1,4	1,4	-42
Блекмана	$w_o(k) = 0,42 + 0,5 \cos\left(\frac{2\pi k}{M-1}\right) + 0,08 \cos\left(\frac{4\pi k}{M-1}\right)$	2,5	2,4	-55
Хеннінга	$w_o(k) = 0,5 \left[1 + \cos\left(\frac{2\pi k}{M-1}\right) \right]$	1,7	1,5	-42

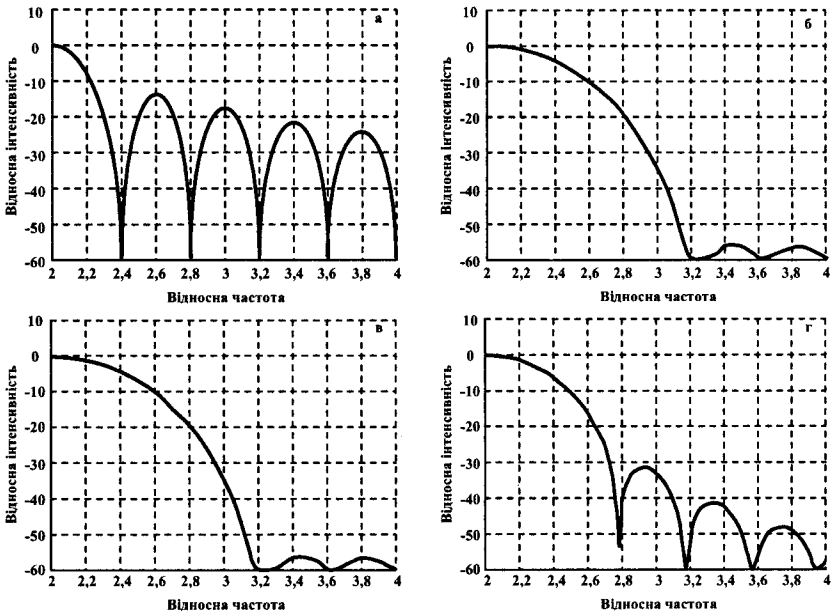


Рис. 7.4. Амплітудно-частотні характеристики цифрового доплерівського фільтра:

- а) – при відсутності зважування; б) – при зважуванні вікном Хеммінга;
- в) – при зважуванні вікном Блекмена; г) – при зважуванні вікном Хеннінга

При використанні вікон зважування в схему на рис. 7.3 додаються блоки зважування (див. рис. 7.5).

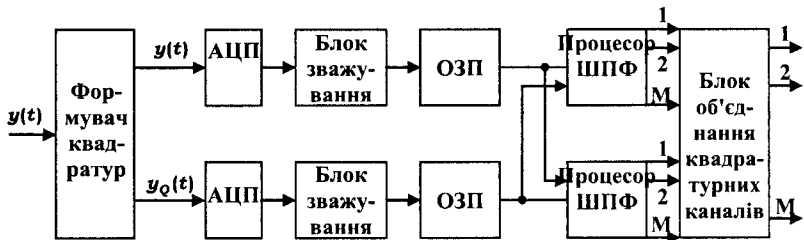


Рис. 7.5. Блок-схема ЦОС, що забезпечує доплерівську фільтрацію зваженої пачки імпульсів

Якщо кожний із M виходів блоку об'єднання каналів квадратури підключити до пристрою нормування, (нормування до потужності перешкод у смузі пропускання відповідного ЦДФ), то отримаємо цифрову систему СРЦ, що забезпечує захист РЛС від пасивних перешкод.

Необхідність нормування вихідних сигналів набору ЦДФ виходить із співвідношення, яке визначає АЧХ оптимального фільтру при виявленні сигналу на фоні небілого шуму (пасивних перешкод)

$$K_{\text{онт}}(f) = \frac{C}{N_o + N_{\text{нн}}(f)} g^*(f) \exp(j2\pi f \tau_o),$$

де N_o – спектральна густина власних шумів приймального каналу; $N_{\text{нн}}(f)$ – спектральна густина небілого шуму; $g^*(f)$ – комплексно-спряжений спектр очікуваного сигналу з нульовим часом запізнювання; τ_o – часова затримка при проходженні через оптимальний фільтр.

7.3. Застосування систем ЦОС для формування парціальної діаграми спрямованості в РЛС із цифровими антенними решітками

У РЛС із цифровими лінійними антенними решітками (ЦЛАР) променеутворювальну матрицю (ПУМ) реалізують на основі процесора ДПФ (ШПФ).

ЦАР відрізняється від звичайних антенних решіток лише тим, що сигнали з виходів приймальних каналів перетворюються в цифровий код.

Доведемо, що за допомогою ДПФ можна сформувати антенні промені в РЛС із цифровими лінійними антенними решітками.

Вектор-стовпець вихідних сигналів приймальних каналів еквідистантної ЦЛАР представляється у вигляді

$$\mathbf{u}_{\text{вих}}(t) = \mathbf{v}_{\text{ц}} u_1(t), \quad (7.7)$$

де $\mathbf{v}_{\text{ц}} = [1 \exp(j \Delta\phi) \exp(j 2 \Delta\phi) \dots \exp(j(N-1) \Delta\phi)]^T$ – N -мірний вектор-стовпець, що визначає фазовий розподіл, створюваний сигналом цілі, у приймальних елементах ЦЛАР; N – число приймальних каналів ЦЛАР; $\Delta\phi = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta$ – різниця фаз сигналу цілі в суміжних приймальних елементах цифрових лінійних антенних решіток; λ – довжина хвилі РЛС; $d \leq \lambda / 2$ – відстань між суміжними приймальними елементами ЦЛАР (обмеження, що накладається на d , зумовлено необхідністю забезпечення однозначності вимірювання кутової координати цілі θ); $u_1(t)$ – сигнал цілі на виході першого приймального каналу ЦЛАР; T – знак транспонування.

Сигнал на виході ПУМ можна визначити співвідношенням

$$U_{\text{пум}}(t) = \mathbf{v}_0^* \mathbf{u}_{\text{вих}}, \quad (7.8)$$

де $\mathbf{v}_0 = [1 \exp(j \Delta\phi_0) \exp(j 2 \Delta\phi_0) \dots \exp(j(N-1) \Delta\phi_0)]$ – N -мірний вектор-рядок; $\Delta\phi_0 = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta_0$; θ_0 – очікувана кутова координата цілі, при апріорі невідомому значенні напряму приходу сигналу $\theta_0 \in [\theta_{\text{поч}}, \theta_{\text{кін}}]$; $\theta_{\text{поч}}$ і $\theta_{\text{кін}}$ – кутові координати початку і кінця сектора відповідальності РЛС з ЦЛАР.

З урахуванням структури векторів \mathbf{v}_0 і $\mathbf{v}_{\text{ц}}$ і правила перемножування векторів, співвідношення (7.8) можна представити у вигляді

$$U_{\text{пум}}(t) = u_1(t) \sum_{k=0}^{N-1} v_{\text{ц}}(k) e^{-jk \Delta\phi_0}. \quad (7.9)$$

Відомо, що частота сигналу f пов'язана з його фазою ϕ співвідношенням

$$f_i = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{dt}. \quad (7.10)$$

Елементи вектора \mathbf{v}_c у співвідношенні (7.8) у фіксований момент часу можна розглядати, як відліки дискретного сигналу $u_{\text{вих}}(k)$, $k = 0, N-1$.

Сигнал $u_{\text{вих}}(k)$ можна назвати "просторовим сигналом" із фазою $\phi_{\text{пр}}$, що змінюється згідно із законом $\phi_{\text{пр}} = k \Delta\phi$.

Аналогічно з (7.10) можна ввести поняття кутова просторова частота

$$f_{\theta} = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi_{\text{пр}}}{dk} = \frac{d \sin \theta}{\lambda}, \quad (7.11)$$

де $k = \overline{0, N-1}$; $\phi_{\text{пр}} = k \Delta\phi$ – фаза "просторового сигналу".

Із (7.11) бачимо, що кутова просторова частота сигналу в РЛС з антенними решітками, пов'язана з кутовою координатою цілі й задача виявлення сигналу з невідомим напрямом приходу зводиться до задачі виявлення сигналу з невідомим доплерівським зсувом частоти. Рішення останньої задачі добре відоме і, по суті справи, розглянуте вище – використання набору ЦДФ, реалізованих на основі алгоритму ДПФ (ШПФ), які перекривають діапазон можливих значень доплерівського зсуву частоти сигналу, відбитого від цілі. З урахуванням зауважень, сформульованих у попередньому підрозділі, блок-схема ЦОС, що забезпечує формування парціальної діаграми спрямованості в РЛС із ЦЛАР, наведена на рис. 7.6.



Рис. 7.6. Блок-схема системи ЦОС, що забезпечує формування парціальної діаграми спрямованості ЦЛАР

Число незалежних антенних променів, сформованих у схемі на рис. 7.6, рівно числу приймальних каналів ЦЛАР. Перекриття парціальних пелюсток при використанні як ПУМ процесора ШПФ (ДПФ) здійснюється на рівні -4 дБ від максимуму парціальної пелюстки. Ширина діаграми спрямованості ЦЛАР на цьому рівні пов'язана з її шириною на рівні -3 дБ (рівень половинної потужності) $\theta_{(-4\text{дБ})} = 1,15\theta_{(-3\text{дБ})}$.

У свою чергу, ширина основної пелюстки діаграми спрямованості ЦЛАР на рівні -3 дБ пов'язана з числом приймальних каналів цифрової ЛАР співвідношенням $\theta_{(-3\text{дБ})} \approx \frac{102}{N}$.

Якщо вектор-стовпець вихідних сигналів ЦЛАР позначити жирним символом \mathbf{Y} (тут і далі жирний шрифт означає, що йдеться про матрицю), то вихідний сигнал схеми на рис. 7.6 у матричній формі може бути представлений у такому вигляді

$$\mathbf{W} = \mathbf{A}_{\text{ДПФ}} \mathbf{W}_0 \times \mathbf{Y}, \quad (7.12)$$

де \mathbf{W} – N -мірний вектор-стовпець вихідних сигналів просторових каналів РЛС; $\mathbf{A}_{\text{ДПФ}}$ – матриця ДПФ розміру $N \times N$ з елементами $a_{nk} = W_N^{(n-1)(k-1)}$, $n \in \overline{1, N}$, $k \in \overline{1, N}$; \mathbf{W}_0 – вектор коефіцієнтів вікна зважування; \times – знак прямого (по елементного) множення векторів.

Матрицю ДПФ у (7.12) можна розглядати як характеристику просторового матричного фільтру $\mathbf{K}_{\text{пф}} = \mathbf{A}_{\text{ДПФ}}$.

7.4. Застосування методів цифрової обробки при реалізації системи захисту РЛС із ЦЛАР від активних перешкод методом просторової селекції сигналів

Захист РЛС від активних перешкод (АП) методом просторової селекції сигналів припускає використання в РЛС просторового фільтру, що забезпечує формування провалів у діаграмі спрямованості приймальної антени в напрямі на джерела АП.

При обмеженій швидкодії обчислювальних засобів РЛС просторовий фільтр може бути реалізований на основі багатоканальної антенної системи і цифрових автокомпенсаторів (АК). Блок-схему подібного просторового фільтру з аналоговим виходом наведено на рис. 7.7.

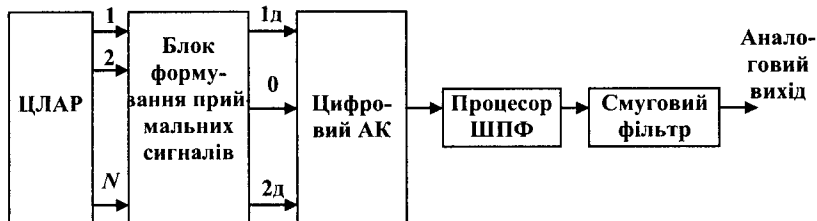


Рис. 7.7. Блок-схема синфазного каналу двоканального просторового фільтру на основі цифрового АК

Передбачається, що формується три канали прийому: основний (0) і два додаткових. Діаграма спрямованості 1-го додаткового каналу прийому (1д) перекриває "праві бічні пелюстки" ДН антени основного каналу прийому, а 2-го – "ліві бічні пелюстки". Цифровий АК – двоканальний ("каналність АК" і відповідного просторового фільтру визначається числом додаткових каналів прийому). Загалом число додаткових каналів прийому повинно бути не менше кількості джерел АП. На рисунку один із двох каналів квадратури двоканального просторового фільтру – синфазний канал.

У тих випадках, коли в РЛС використовуються звичайні антенні решітки, у цифровий код повинні перетворюватися вихідні сигнали блоку формування приймальних каналів.

Алгоритм роботи синфазного каналу АК описується співвідношеннями

$$U_{\text{вих}}(n) = U_o(n) + \mathbf{K}^H(n-1) \mathbf{U}_d(n), \quad (7.13)$$

$$\mathbf{K}(n) = \mathbf{K}(n-1) - \mu \mathbf{U}_d(n) U_{\text{вих}}^*(n), \quad (7.14)$$

де позначено: $U_{\text{вих}}(n)$ – n -та вибірка вихідного сигналу АК; \mathbf{K} – вектор-стовпець вагових коефіцієнтів АК розміру $2n_{\text{кан}} \times 1$; $n_{\text{кан}}$ – число додаткових каналів прийому АК;

$U_d(n) = [U_{1d}(n) U_{1\perp d}(n) U_{2d}(n) U_{2\perp d}(n) \dots U_{n_{\text{кан}d}}(n) U_{n_{\text{кан}d\perp}}(n)]^T$ – n -та вибірка вектора-стовпця вихідних сигналів додаткових каналів прийому АК; $\mu \ll 1$ – коефіцієнт, що визначає стійкість і швидкість збіжності процесу настроювання автокомпенсатора.

Співвідношення (7.14) визначає квазіградієнтний алгоритм настройки вектора вагових коефіцієнтів автокомпенсатора.

Алгоритм роботи каналу квадратури АК можна отримати з (7.13) і (7.14), провівши заміну

$$U_o(n) \rightarrow U_{o\perp}(n), \mathbf{K}(n) \rightarrow \mathbf{K}_{\perp}(n), U_{\text{вих}}(n) \rightarrow U_{\text{вих}\perp}(n).$$

Обв'язна Z_o вихідних сигналів смугових фільтрів у схемі на рис. 7.7 визначається формулою

$$Z_o = \sqrt{u^2(t) + u_{\perp}^2(t)}, \quad (7.15)$$

де $u(t)$ і $u_{\perp}(t)$ – вихідні сигнали смугових фільтрів, включених відповідно у синфазний і квадратурний канали просторового фільтру.

7.5. Застосування методів цифрової обробки при реалізації оптимального просторового фільтру

У схемі на рис. 7.6 ЦЛАР і процесор ШПФ утворюють просторовий фільтр, що забезпечує максимізацію відношення сигнал/перешкода, за умови, що перешкода є просторово білим шумом ("точкові джерела" активних перешкод відсутні).

За наявності у просторі, що оточує РЛС, точкових джерел перешкод просторовий фільтр, який забезпечує максимізацію відношення сигнал/перешкода повинен мати характеристику вигляду

$$\mathbf{K}_{\text{пф}} = \mathbf{A}_{\text{дпф}} \mathbf{R}_n^{-1}, \quad (7.16)$$

де \mathbf{R}_n – кореляційна матриця (КМ) сигналів перешкод на виходах приймальних каналів ЦЛАР; \mathbf{R}_n^{-1} – матриця обернена до КМ \mathbf{R}_n .

Звичайно, кутові координати і потужність джерел активних перешкод апріорі невідомі. Тому на практиці при знаходженні параметрів оптимального просторового фільтру у співвідношенні (7.16) використовують не КМ перешкоди, а її оцінку, яка визначається

$$\mathbf{R}_n^* = \frac{1}{n_o} \sum_{i=1}^{n_o} \mathbf{Y}_i \mathbf{Y}_i^H \quad (7.17)$$

де $n_o \geq N$ – число вибірок вектора вихідних сигналів каналів прийому ЦЛАР, що використовуються для оцінки КМ; \mathbf{Y}_i – i -а дискретна вибірка (за теоремою Котельникова вектора вихідних сигналів каналів прийому АР); H – знак ермітового спряження (знак транспонування й комплексного спряження).

При невиконанні обмеження, що накладається на n_o , зворотна матриця $(\mathbf{R}_n^*)^{-1}$ не існує.

Слід враховувати, що вектор-стовпець вихідних сигналів приймальних каналів крім сигналів перешкод може містити і корисні сигнали цілі. Якщо РЛС працює в імпульсному режимі із зондувальними імпульсами малої тривалості, то в умовах інтенсивних активних перешкод впливом корисного сигналу на результати оцінки перешкодової КМ за формулою (7.17) можна нехтувати. У протилежному випадку потрібно вживати заходів щодо виключення впливу корисного сигналу на результат оцінки КМ.

Граничне значення коефіцієнта покращення відношення сигнал/перешкода в схемі на рис. 7.6 без урахування втрат, зумовлених наявністю блоку зважування сигналів, визначається співвідношенням

$$k_{\text{покр}} = \mathbf{v}_u^H \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{v}_u \leq N. \quad (7.18)$$

Знак рівності в (7.18) відповідає випадку відсутності зовнішніх перешкод. На рис. 7.8 представлена залежність нормованого до N коефіцієнта покращення сигнал/перешкода від відносного кутового рознесення цілі та джерела АП $\Delta\theta / \theta_{(-3\text{дБ})}$.

Рис. 7.8 відповідає випадку наявності в основній пелюстці діаграми спрямованості просторового каналу РЛС перешкоди від одного джерела.

Із збільшенням числа джерел активних перешкод в основній пелюстці діаграми спрямованості просторового каналу РЛС значення $k_{\text{покр}}$ для цього каналу істотно знижується.

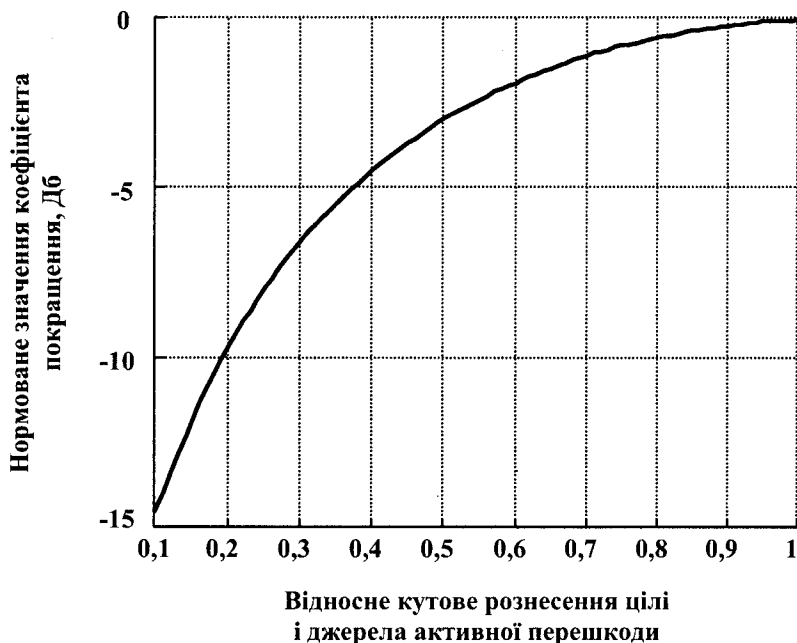


Рис. 7.8. Ілюстрація впливу кутового рознесення цілі та джерела активної перешкоди на коефіцієнт покращення сигнал/перешкода

7.6. Застосування методів цифрової обробки при реалізації просторового фільтру при апіорі відомих кутових координатах джерел перешкод

Якщо кутові координати джерел АП апіорі відомі, то замість оптимального просторового фільтру з характеристикою (7.16), можна використовувати квазіоптимальний просторовий фільтр із характеристикою

$$\mathbf{K}_{\text{кваз}} = \mathbf{A}_{DFT} \mathbf{Pr}_{\perp}, \quad (7.19)$$

де $\mathbf{Pr}_{\perp} = \mathbf{I}_{N \times N} - \mathbf{V}(\mathbf{V}^H \mathbf{V})^{-1} \mathbf{V}^H$ – ортогональний проектор; $\mathbf{V} = [\mathbf{v}_{n1} \ \mathbf{v}_{n2} \ \dots \ \mathbf{v}_{nn}]$ – матриця розміру $N \times n_n$ фазових розподілів, створюваних сигналами джерел АП, у приймальних елементах ЦЛАР; \mathbf{v}_{ni} – вектор-стовпець, що характеризує фазовий розподіл, створюваний сигналом i -того джерела АП у приймальних елементах ЦЛАР ($i = 1, n_n$).

При кутовому рознесенні цілі та джерела АП, що перевищує напівширину діаграми спрямованості ЦЛАР, ефективність просторових фільтрів із характеристиками (7.16) і (7.17) виявляється практично однаковою. Разом із тим, при заміні просторового фільтру з характеристикою (7.16) на просторовий фільтр із характеристикою (7.17) істотно зменшуються обчислювальні витрати, пов'язані з реалізацією відповідних систем ЦОС.

7.7. Цифровий вимірник кутів місця маловисотних цілей

Інтерференція прямих і відбитих від Землі радіохвиль приводить до суттєвого спотворення форми діаграми спрямованості антени при малих кутах місця, що істотно ускладнює задачу вимірювання кута місця і, як наслідок, визначення висоти польоту маловисотних цілей (МВЦ).

Складова середньої квадратичної похибки (СКП) вимірювання кута місця, зумовлена відбиттям радіохвиль від поверхні Землі, визначається відомим співвідношенням [5]:

$$\sigma_{\epsilon} = \frac{\epsilon_{0.5p} \cdot k_0}{\sqrt{8G_{\text{ц}} / G_{\text{зер}}}}, \quad (7.20)$$

де $\epsilon_{0.5p}$ – ширина діаграми спрямованості приймальної антени РЛС за рівнем половинної потужності; k_0 – коефіцієнт відбиття радіохвиль від поверхні Землі; $G_{\text{ц}}$ – коефіцієнт підсилення (за потужністю) антени РЛС у напрямку на маловисотну ціль; $G_{\text{дзерк}}$ – коефіцієнт підсилення антени в напрямку на "антипод" цілі (у напрямку приходу сигналу цілі відбитого від поверхні Землі).

Для МВЦ $k_0=1$, тому, наприклад, при $G_{\text{ц}}/G_{\text{дзерк}}=10$ СКП вимірювання кута місця, зумовлена відбиттям радіохвиль від поверхні Землі, складає $\sigma_{\epsilon \text{ відб}} \approx 0,11 \epsilon_{0.5p}$. Якщо $\epsilon_{0.5p} = 10$, то при такій помилці вимірювання кута місця помилка визначення висоти цілі, що знаходиться на дальності 50 км, дорівнює приблизно 960 м, що явно не забезпечує можливості вимірювання висоти цілі, що летить на висоті 100...200 м. Для усунення впливу відбитого від Землі сигналу в трикоординатних РЛС виявлення МВЦ можна використовувати матричні фільтри (МФП) із характеристикою проектора, яка визначається співвідношенням

$$\mathbf{Pr} = \mathbf{V}_2 (\mathbf{V}_2^H \mathbf{V}_2)^{-1} \mathbf{V}_2^H,$$

де $\mathbf{V}_2 = [\mathbf{v}_0 \ \mathbf{v}_0^*]$ – матриця розміру $N \times 2$ очікуваних амплітудно-фазових розподілень (АФР), створюваних прямим і відбитим від Землі сигналами МВЦ, у приймальних елементах ЦЛАР; $\mathbf{v}_0 = [1 e^{j\phi} e^{j2\phi} \dots, e^{j(N-1)\phi}]^T$ – очікуване АФР, створюване прямим сигналом цілі, у приймальних елементах ЦЛАР; $\phi = \pi \sin \epsilon_0$ – очікуваний фазовий зсув прямого сигналу МВЦ у суміжних приймальних елементах ЦЛАР; $\epsilon_0 \in [\epsilon_{\min} \ \epsilon_{\max}]$ – очікуваний кут місця МВЦ; $[\epsilon_{\min} \ \epsilon_{\max}]$ – діапазон вимірюваних кутів місця МВЦ; * і T – відповідно знаки комплексного спряження та транспонування вектора.

Структурну схему вимірника малих кутів місця показано на рис. 7.9. Обчислювач квадратичної форми на цій схемі забезпечує обчислення функції

$$z = Y^H \mathbf{Pr}_2 Y,$$

а вимірник кута місця в цій схемі – реалізацію алгоритму оцінки кута місця вигляду

$$\varepsilon_{\text{оц}} = \operatorname{argmax}(z),$$

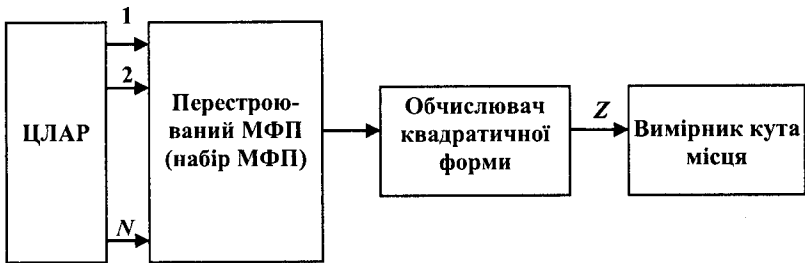


Рис. 7.9. Вимірник малих кутів місця

Середньоквадратична похибка вимірювання малих кутів місця у схемі на рис. 7.9 визначається співвідношенням

$$\sigma_\varepsilon \approx \frac{\varepsilon_{0,5p}}{\sqrt{q_o (1 - d^2)}},$$

де q_o – інтегральне відношення сигнал/шум на виході ЦЛАР

для прямого сигналу цілі; $d = \frac{\sin(N \pi \sin \varepsilon)}{N \sin(\pi \sin \varepsilon)}$ – коефіцієнт кореляції АФР, створюваних прямим і відбитим від Землі сигналами в

приймальних елементах ЦЛАР; ε – кут місця МВЦ; $\varepsilon_{0,5p}$ – ширина діаграми спрямованості ЦЛАР за рівнем половинної потужності (–3дБ).

Зміщення оцінки кута місця у вимірнику, реалізованому за схемою на рис. 7.9, яке зумовлене наявністю на входах приймальних елементів ЦЛАР відбитого від Землі сигналу, відсутнє. В

імпульсних РЛС МФП, який перестроюється повинен бути замінений набором МФП, які не перестроюються і їх число повинно задовольняти умові

$$N_{\phi} \geq \Delta\varepsilon / \Delta_{\text{дискр}},$$

де $\Delta\varepsilon$ – діапазон вимірюваних кутів місця; $\Delta_{\text{дискр}}$ – дискретність настройки ПФ по куту місця.

Для забезпечення вимог до точності вимірювання кута місця МВЦ параметр $\Delta_{\text{дискр}}$ повинен задовольняти умові

$$\Delta_{\text{дискр}} \leq 2\sqrt{3(\sigma_{\varepsilon \text{ доп}}^2 - \sigma_{\varepsilon \text{ пот}}^2)},$$

де $\sigma_{\varepsilon \text{ доп}}^2$ – допустиме значення дисперсії помилки вимірювання кута місця МВЦ; $\sigma_{\varepsilon \text{ пот}}^2$ – дисперсія помилки вимірювання кута місця, що зумовлена власними шумами приймальних каналів ЦЛАР (квадрат потенційної СКП).

РОЗДІЛ 8

ОСНОВИ ПАСИВНОЇ РАДІОЛОКАЦІЇ

8.1. Особливості пасивної радіолокації (ПРЛ) та її застосування

Пасивна радіолокація (ПРЛ) – галузь радіоелектроніки, у якій використовуються методи та засоби визначення місцезнаходження фізичних об'єктів за їхнім власним радіовипромінюванням. Відповідно до наданої в розділі 1 класифікації, ПРЛ є третім видом радіолокації.

Джерелами сигналів у ПРЛ є:

- теплове радіовипромінювання, зумовлене електродинамічними процесами в атомах і молекулах речовини;
- радіовипромінювання бортових електронних приладів різного призначення;
- активні перешкоди, що спеціально створюються для придушення радіоелектронних засобів (наприклад, РЛС).

Особливості виявлення цілей у ПРЛ.

На відміну від активних РЛС, заснованих на виявленні детермінованого сигналу відомої структури на фоні шумів, у ПРЛ виявленню підпадає шумоподібний сигнал невідомої структури на фоні власних шумів і зовнішніх перешкод аналогічної статистичної структури. У зв'язку з цим, у ПРЛ використовується відмінна від активної радіолокації процедура оптимального виявлення.

Особливості вимірювання координат цілей.

Вимірювання кутових координат проводиться методами пеленгації, які розглянуті раніше, хоча способи відліку пеленгів мають деякі відмінності. Принципова особливість виникає при вимірюванні дальності. Через невизначеність часу випроміню-

вання сигналу і відсутність опорних сигналів неможливо виміряти аналог дальності – час запізнення прийнятого сигналу.

Визначення дальності до цілі можливе тільки в багатопозиційних системах за результатами вимірювання інших параметрів.

Галузі застосування ПРЛ.

На першому етапі розвитку засобів радіолокації методи ПРЛ використовувались для побудови радіотеплолокаторів, у яких виявлення цілей відбувалося завдяки тепловому радіовипромінюванню в сантиметровому й міліметровому діапазонах хвиль. На сьогодні ПРЛ використовується, в основному, у РЛС РТВ для визначення координат джерел активних шумових перешкод (АШП), що зумовлено масованим застосуванням засобів радіоелектронної протидії, початком якого вважається період 65...70 років. У сучасних умовах інтенсивність створюваних активних шумових перешкод зростає настільки (за останніми даними густина потоку потужності АШП, яка випромінюється з борту літака сягає одиниць і десятків кВт/МГц), що при одночасній дії декількох постановників АШП робить захист активних РЛС методами просторової селекції малоефективним.

Системи ПРЛ, що використовуються для визначення координат джерел АШП, отримали назву **систем пасивної локації (СПЛ)**.

8.2. Оптимальне виявлення шумоподібного сигналу на фоні перешкод аналогічної структури

Задача синтезу оптимального алгоритму виявлення шумоподібного сигналу невідомої структури розглянемо стосовно до СПЛ джерел АШП.

У пасивній локації постановників перешкод структура корисного сигналу та перешкод однакова. Корисним сигналом є перешкода пеленгованого джерела (в головній пелюстці ДН антени), а перешкодою – перешкода, що діє по бічних пелюстках ДН антени. При цьому статистика сигнал+перешкода відрізняється від перешкоди тільки більшою дисперсією. У приймальному

тракті спектр обмежується смугою пропускання, що дозволяє припустити нормальний закон розподілу ймовірності миттєвих значень сигналу. При послідовному огляді прийнятий сигнал модулюється за амплітудою пеленгаційною характеристикою антени і належить до класу квазістаціонарних процесів.

Використовуючи представлення прийнятого сигналу за теоремою Котельникова, запишемо вирази густин розподілу для випадку, коли процес є стаціонарним:

$$p_n(Y) = \prod_{k=1}^n (1/\sqrt{2\pi\sigma_n}) \exp(-y_k^2/2\sigma_n^2), \quad (8.1)$$

$$p_{cn}(Y) = \prod_{k=1}^n (1/\sqrt{2\pi\sigma_{cn}}) \exp(-y_k^2/2\sigma_{cn}^2), \quad (8.2)$$

де $\sigma_{cn}^2 = \sigma_c^2 + \sigma_n^2$; σ_c^2 і σ_n^2 – дисперсії перешкоди й корисного сигналу відповідно.

Відношення правдоподібності з урахуванням виразів (8.1) і (8.2) має вигляд

$$l(Y) = \prod_{k=1}^n \sqrt{\sigma_n^2/(\sigma_n^2 + \sigma_c^2)} \exp\left\{(1/2)\left[1/\sigma_n^2 - 1/(\sigma_n^2 + \sigma_c^2)\right] \sum_{k=1}^n y_k^2\right\} = \\ = \left[(\sigma_n^2 + \sigma_c^2)/\sigma_n^2\right]^n \exp\left\{(1/2)\left[\sigma_c^2(\sigma_n^2 + \sigma_c^2)\right] (1/\sigma_n^2) \sum_{k=1}^n y_k^2\right\}. \quad (8.3)$$

Достатньою статистикою відповідно до (8.3) є

$$\lambda(Y) = (1/\sigma_n^2) \sum_{k=1}^n y_k^2. \quad (8.4)$$

Переходячи від дискретного представлення сигналу до неперервного та враховуючи, що

$$\sigma_n^2 = N_n \Delta f_n; \quad \Delta f_n = 1/2\Delta t,$$

тобто

$$(1/\sigma_n^2) \sum_{k=1}^n y_k^2 = (2/N_n) \sum_{k=1}^n y_k^2 \Delta t,$$

отримаємо

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \left[(1/\sigma_n^2) \sum_{k=1}^n y_k^2 \right] = (2/N_n) \int_0^T y^2(t) dt. \quad (8.5)$$

Таким чином, достатня статистика визначається виразом

$$\lambda[y(t)] = (2 / N_n) \int_0^T y^2(t) dt. \quad (8.6)$$

Формула (8.6) визначає **алгоритм оптимального виявлення**: оптимальний виявляч шумоподібного сигналу невідомої структури повинен обчислювати енергію реалізації, що приймається, нормовану спектральною густиною перешкоди, і порівнювати її з порогом.

Приймач, що реалізує такий алгоритм, називають енергетичним. Оцінка сумарної інтенсивності зовнішніх перешкод (N_n), діючих по бічних пелюстках ДН антени, здійснюється додатковим каналом прийому, алгоритм якого відповідає енергетичному приймачу, але при цьому використовується практично не напрямлена антена, діаграма направленості якої охоплює бічні пелюстки ДН основного каналу.

Структурну схему приймача, який реалізує алгоритм оптимального виявлення, представлено на рис. 8.1.

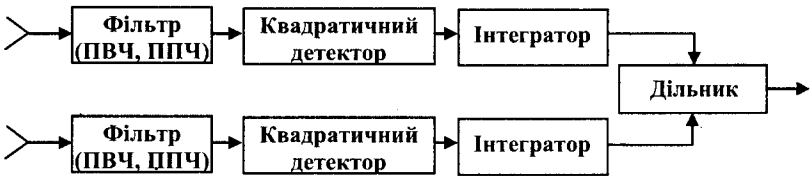


Рис. 8.1

8.3. Методи вимірювання дальності та класифікація систем пасивної локації

Для вимірювання дальності в СПЛ використовуються рознесені на місцевості системи прийому шумоподібних сигналів. Залежно від вимірюваної в кожній точці прийому координати (або параметра) розрізняють кутомірний і різницево-далекомірний методи. Крім названих може використовуватися комбінований метод.

8.3.1. Кутомірний (триангуляційний) метод вимірювання

Метод засновано на вимірюванні азимутів (мінімум 2-х) і кута місця в рознесених на відстань B (базу) пунктах прийому. Найпростіший варіант такої СПЛ передбачає два рознесених пункти прийому: центральний пункт прийому (ЦПП), де вимірюється азимут (β_0) і кут місця (ϵ_0) цілі і "винесений" пункт прийому (ВПП), у якому вимірюється тільки азимут на ціль (β_1). Узагальнену структурну схему такої СПЛ показано на рис. 8.2. У зв'язку з використанням методом вимірювання координат такі системи називають **триангуляційними системами пасивної локації (ТСПЛ)**.

Кутові координати (β_0, ϵ_0) вимірюються аналогічно як і в активній РЛ методом "вилки" по максимуму. Точність кутових вимірювань практично така ж і залежить від ширини діаграми направленості антени.

Вимірювання дальності r_0 здійснюється рішенням трикутників, у яких відомі B і кути $\beta_0, \beta_1, \epsilon_0$. Із геометрії представленої системи отримуємо два рівняння:

$$(r_0 \cos \epsilon_0) \cos \beta_0 + (r_1 \cos \epsilon_1) \cos(180^\circ - \beta_1) = B;$$

$$(r_0 \cos \epsilon_0) \sin \beta_0 = (r_1 \cos \epsilon_1) \sin(180^\circ - \beta_1).$$

Розв'язуючи одне з них щодо $r_1 \cos \epsilon_1$ і підставляючи в друге рівняння, отримуємо, що

$$r_0 = B \sin \beta_1 / \cos \epsilon_0 \sin(\beta_0 - \beta_1). \quad (8.7)$$

Точність вимірювання дальності залежить від кутових помилок $\sigma_\beta, \sigma_\epsilon$ величини бази B і функціональної залежності $r_0 = f(B, \beta_0, \beta_1, \epsilon_0)$, яка визначається виразом (8.8). У принципі необхідно знайти закон розподілу випадкових помилок дальності за відомими законами розподілу помилок β і ϵ залежності (8.8). При розрахунках використовують метод лінеаризації функцій. Наприклад, при заданій залежності випадкової величини $y = \varphi(x)$ і відомої σ_x шукана СКП σ_y дорівнює:

$$\sigma_y^2 = (\partial \varphi / \partial x)^2 \sigma_x^2. \quad (8.8)$$

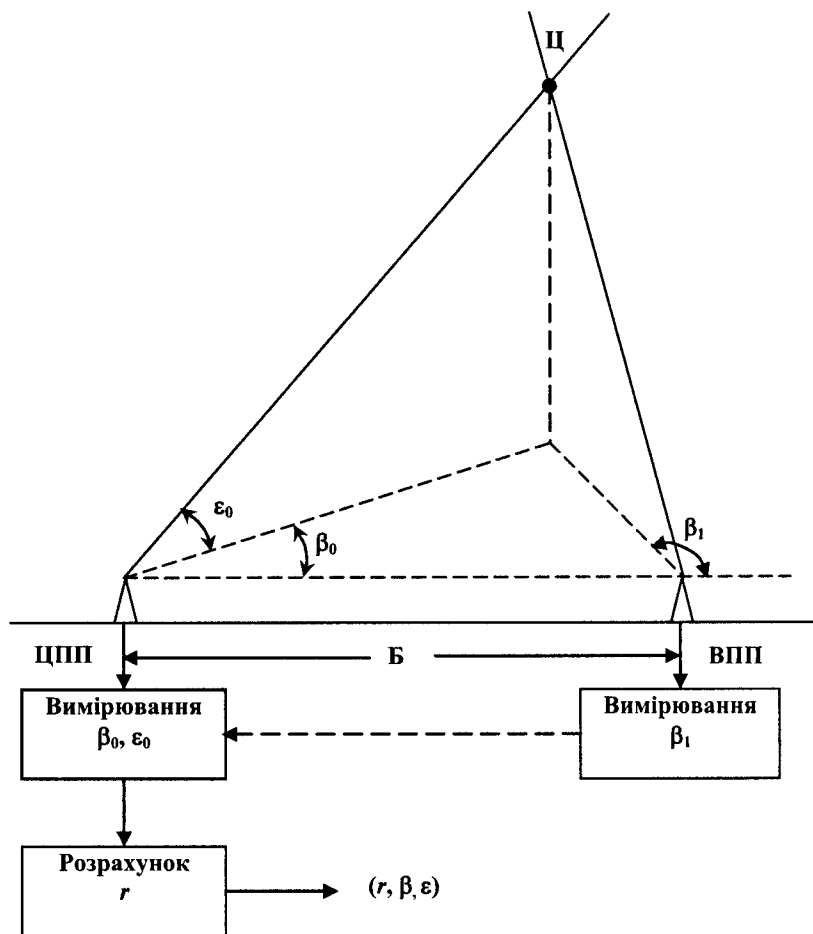


Рис. 8.2

Для ТСПЛ аналогічно маємо:

$$\sigma_r^2 = (dr / d\beta_0)^2 \sigma_{\beta_0}^2 + (dr / d\varepsilon_0)^2 \sigma_{\varepsilon_0}^2 + (dr / d\beta_1)^2 \sigma_{\beta_1}^2. \quad (8.9)$$

Розрахунок за виразом (7.2) показує, що точність вимірювання r залежить від:

- помилок кутових вимірювань $\sigma_\beta, \sigma_\varepsilon$;
- величини бази;

- положення цілі в зоні щодо нормалі до бази;
- дальності до цілі.

На великих дальностях помилки σ_r можуть складати до 10 % від r .

8.3.2. Різницево-далекомірний метод вимірювання

Цей метод дозволяє виміряти як дальність до цілі, так і кутові координати (без використання методів пеленгації). СПЛ, у якій використовується метод вимірювання координат джерел АШП, отримала назву *базово-кореляційної системи (БКС)*.

Найпростіша БКС (рис. 8.3) складається з одного ЦПП і двох ВПП. У кожному ВПП здійснюється прийом, підсилення коливань перешкоди і трансляція їх зі збереженням тонкої структури на ЦПП.

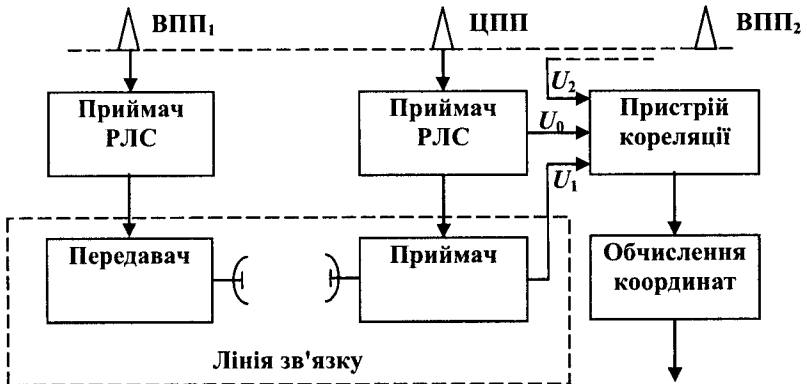


Рис. 8.3

Для трансляції використовуються радіорелейні або тропосферні лінії зв'язку. У ЦПП також здійснюється прийом перешкоди й обчислюються взаємно кореляційні функції перешкод, прийнятих різними пунктами прийому R_{0j} , необхідні для вимірювання різниці дальностей Δr_{0j} .

Вимірювання координат засновано на обчисленні різниці дальностей до цілі з різних ВПП щодо дальності від ЦПП.

Як відомо з математики, постійну різницю дальностей до двох рознесених точок характеризує на площині гіпербола, а в просторі – гіперолоїд. Отже, зміряна величина (наприклад, $\Delta r_{01} = r_0 - r_1$, рис. 8.4) визначає в площині гіперолоїд, в одній із точок якого міститься ціль. Для вимірювання площинних координат достатньо виміряти ще одну різницю дальностей – Δr_{02} . Координати цілі визначаються точкою перетину двох гіпербол.

Просторові координати цілі визначаються точкою перетину трьох гіперолоїдів, відповідних величинам Δr_{01} , Δr_{02} , Δr_{03} .

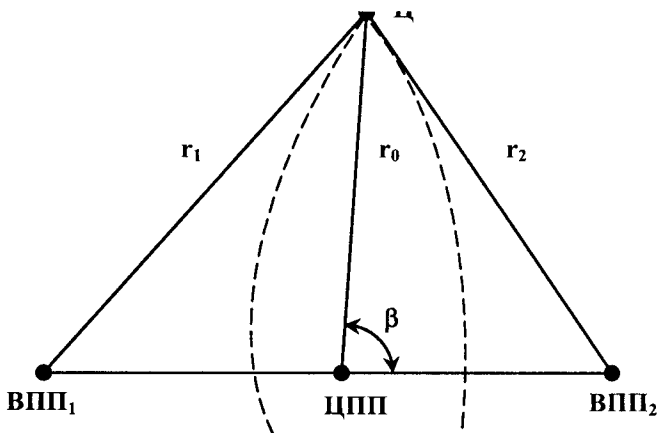


Рис. 8.4

Різниця дальностей вимірюється за допомогою корелятора, на який поступають вихідні сигнали суміжних каналів. Корелятор дозволяє виміряти відносну затримку між прийнятими коливаннями. У процесі вимірювання проводиться огляд за затримкою в межах можливого інтервалу її зміни ($\Delta \tau_{\max} = B/c$). Огляд може бути як паралельним (багатоканальна схема), так і послідовним (рис. 8.5).

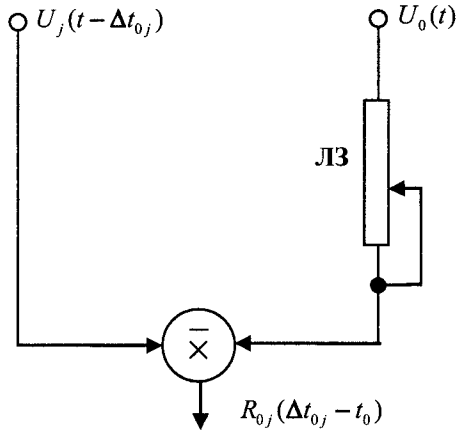


Рис. 8.5

При компенсації відносної затримки прийнятих сигналів ($\tau = t_3$) на виході корелятора виникає кореляційний імпульс. Час запізнювання t_3 у цей момент визначає величину Δr_{01} .

Таким чином, координати джерела випромінювання в БКС визначаються на підставі вимірювання первинних параметрів – різниць дальностей. Практично обчислення координат цілі здійснюється спецобчислювачем.

Точність вимірювання координат визначається точністю виміру Δt_{0j} і залежить від положення цілі в зоні відносно нормалі до бази. Із метою забезпечення високої точності вимірювань у заданій зоні застосовується нелінійне розташування баз, тобто спеціальна геометрія системи.

Складність технічної реалізації БКС зумовлена такими обставинами:

- необхідністю використання спеціальних широкосмугових ліній зв'язку;
- можливістю роботи тільки за шумоподібним сигналом з однозначною функцією кореляції.

Перевагою БКС порівняно з ТСПЛ є більш висока точність вимірювань координат і відсутність хибних цілей, оскільки ви-

мірювання Δt_{0j} одночасно здійснює кореляційне ототожнення сигналів, прийнятих у різних пунктах прийому.

У зв'язку з технологічними труднощами побудови БКС і вимогами щодо наявності 3–4 пунктів прийому цей вид системи ПРЛ сьогодні в засобах РТВ не використовується. В основному використовують триангуляційні СПЛ. Приймачі виявлення джерел АШП, що використовуються в цих системах, отримали назву **пеленгаційних каналів (ПК) РЛС**.

8.4. Принципи побудови пеленгаційних каналів РЛС і їх характеристики

Пеленгаційний канал являє собою вбудований у загальний приймальний тракт РЛС двоканальний додатковий приймач, що забезпечує енергетичний алгоритм обробки шумоподібного сигналу. Основний канал ПК (канал пеленгації) виконує задачу обчислення потужності прийнятого антеною РЛС сигналу, а додатковий канал формує сигнал компенсації, який відповідає оцінці сумарної потужності перешкод, що приймаються боковими пелюстками діаграми направленості (ДН) антени. Його завдання – усунути хибні пеленги, які можуть виникнути за рахунок прийому перешкод по бокових пелюстках ДН антени. Узагальнену структурну схему ПК представлено на рис. 8.6.

За наявності в зоні видимості РЛС декількох (N) постановників АШП середні значення вихідних сигналів основного й додаткового каналів ПК описуються виразами:

$$w_o = \sigma_c^2 + \sum_{i=1}^{N-1} F_o^2(\beta_i) \sigma_{ni}^2 + \sigma_{шо}^2 = \sigma_c^2 + \eta_o + \sigma_{шо}^2, \quad (8.10)$$

$$w_d = \sum_{i=1}^{N-1} F_d^2(\beta_i) \sigma_{ni}^2 + \sigma_{шд}^2 = \eta_d + \sigma_{шд}^2, \quad (8.11)$$

де $F_o(\beta_i)$, $F_d(\beta_i)$ – значення нормованих ДН за потужністю основної й додаткової антени відповідно; β_i – азимут джерела

перешкод; σ_c , σ_n , $\sigma_{ш}$ – дисперсії сигналу, перешкоди та шуму відповідно; η_0 і η_d – сумарна потужність перешкод, що заважають, на виходах основного й додаткового каналів відповідно.

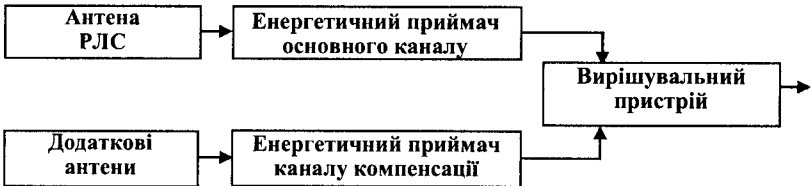


Рис. 8.6

Великий діапазон зміни потужності перешкод на вході ПК, який складає 50–60 дБ, викликає необхідність надійного усунення хибних пеленгів. Це забезпечується за рахунок створення просторової характеристики додаткового каналу, яка охоплює бокові пелюстки основної антени з певним перевищенням. При цьому повинна виконуватися умова:

$$\eta_d > \eta_0. \quad (8.12)$$

Відносний рівень бокових пелюсток ДН антени РЛС сантиметрового діапазону складає $-(20...30)$ дБ. При цьому для виконання умови (8.12) коефіцієнт підсилення додаткової антени повинен мати величину порядку 50...100. Технічні труднощі створення таких антен потребують використання більш високого коефіцієнта підсилення додаткового каналу.

Вирішувальний пристрій виконує роль компенсатора перешкод і формує рішення про наявність цілі в головній пелюстці ДН антени РЛС. Він має два варіанти технічної реалізації:

1) нормування вихідного сигналу основного каналу (операція w_o/w_d) і подальше порівняння з вихідним порогом $U_0 = \sigma_{ш} \sqrt{-\ln F}$, де F – умовна ймовірність хибних тривог;

2) компенсація перешкод (операція $w_o - w_d$), тобто використання w_d як порога рішення, який автоматично змінюється. Структурну схему ПК першого варіанта представлено на рис. 8.6.

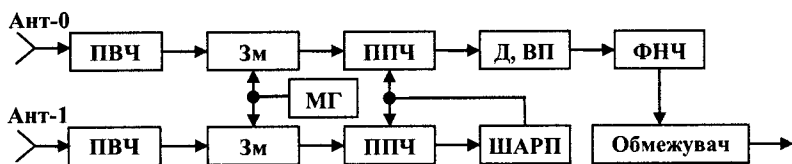


Рис. 8.7

Схема шумового автоматичного регулювання підсилення (ШАРП) охоплює підсилювач проміжної частоти (ППЧ) додаткового каналу, фіксуючи напругу на його виході та водночас керує коефіцієнтом підсилення ППЧ основного каналу. Обмежувач виконує роль порогового пристрою.

При використанні w_d як порогового рівня (2-й варіант технічної реалізації) оцінка показників якості виявлення повинна враховувати випадковий характер порога, оскільки інтервал усереднення прийнятих реалізацій є обмеженим. Такий пороговий рівень називається диспергуючим. Як показано, умовна ймовірність правильного виявлення D обчислюється за формулою:

$$\hat{D} = D[U_0] + \frac{\partial^2}{\partial^2 w} [w]_{w=\sigma_w^2/2}.$$

Час інтегрування визначається смугою пропускання фільтра нижніх частот (ФНЧ) – $\Pi_{\text{фнч}}$, яка обирається за умов найкращого накопичення сигналів від джерела АШП, що пеленгується.

$$\Pi_{\text{фнч}} = 1/t_{\text{опр}}.$$

Такий фільтр є достатньо вузькосмуговим (так наприклад, для стандартних параметрів огляду $\Pi_{\text{фнч}} = 18...20$ Гц). У ПК РЛС використовують ФНЧ із більш широкою смугою до $1/T_n$ Гц.

Однією з найважливіших тактико-технічних характеристик ПК (і триангуляційних систем зокрема) є *інформаційна* або інакше – *пропускна здатність* (ПЗ) за наявності в зоні дії РЛС декількох ($\geq 4..5$) джерел АШП. Для систем пеленгації більш прийнятним вважається термін "пропускна здатність", під якою розуміють максимально можливу кількість постановників активних перешкод (ПАП) із однаковою потужністю перешкод на вході при-

ймача РЛС, що можуть бути виявлені (запеленговані) із заданими показниками якості (за умови розділення цілей за азимутом).

Обмеження ПЗ зумовлене невідповідністю просторових характеристик основної й додаткової антен в області бокового прийому. При очевидній неможливості досягнення високого ступеня наближення цих характеристик задача надійного усунення хибних пеленгів передбачає вживання певних заходів щодо зменшення відносного рівня бокових пелюсток ДН основної антени шляхом використання нових алгоритмів обробки прийнятих сигналів перешкоди в основному каналі ПК. ДН гостронаправленої антени може бути представлена сумою 5...8 регулярних пелюсток, що розташовані безпосередньо біля головної пелюстки, рівень яких залежить від амплітудно-фазового розподілення поля на розкриві антени, і дальніх бокових пелюсток, які являють собою випадковий фон бокового прийому. Для усунення хибних пеленгів рівень прийому додаткової антени вибирають на декілька децибел більшим за рівень першої бокової пелюстки. Унаслідок цього підвищується рівень порога, що автоматично формується, а отже і якості виявлення джерел АШП у складній завадовій обстановці.

За відомими результатами практичного застосування ПК їхня пропускна здатність не перевищує 4...5 цілей. Нижче розглядаються нові алгоритми побудови ПК, які дозволяють знизити рівень бокового прийому.

8.5. Методи підвищення ефективності систем пеленгації джерел активних шумових перешкод

У системах захисту РЛС від впливу АШП за БП ДН антени застосовують метод просторової селекції, заснований на використанні кореляційних авто компенсаторів (АК), які дозволяють адаптивно формувати провали в результуючій ДН у напрямках на постановники АШП. Такий метод у системах пасивної локації стає неприйнятним через відсутність відмін у

структурі та тривалості корисного, що пеленгується, і перешкодового, що заважає, сигналів.

Теоретично обґрунтовані структури адаптивних АК, що мають властивість інваріантності щодо тривалості сигналу, які в принципі можуть використовуватися в ПК РЛС, але технічна реалізація таких систем поки є достатньо складною.

За відомими на сьогодні публікаціями, головну увагу у вирішенні задач підвищення пропускної здатності ПК приділено кореляційним методам обробки сигналів АШП. Використовуючи термінологію авторів, розглянемо принципи побудови й можливості кореляційних пеленгаторів і базово-кореляційних, заснованих на використанні багатопозиційного рознесеного прийому з функціонально змінюваною відносною затримкою сигналів у процесі огляду

8.5.1. Кореляційний пеленгатор

Кореляційний пеленгатор (КП) дозволяє зменшити рівень боковий пелюсток (БП) прийому за рахунок використання *амплітудно-фазовий (кореляційної)* обробки.

Прийняті сигнали модулюються в процесі огляду за амплітудою та фазою. Модулюючими множниками є амплітудна та фазова ДН антени.

Відмінність між головною й боковими пелюстками:

- перші 3...5 БП удвічі вужчі за головну;
- фаза в БП змінюється стрибком від пелюстки до пелюстки;
- в області дальніх БП фаза змінюється випадково.

Така відмінність між головною й боковими пелюстками дає можливість зменшити рівень бокового прийому стаціонарних перешкодових коливань за рахунок перемноження та інтегрування сигналів, прийнятих різними антенами. Якщо інтегрування проводити за час, сумарний із часом повороту антени на ширину головної пелюстки, то сигнали ПАП, які впливають по бокових пелюстках, при інтегруванні будуть складатися в протифазі, а по головній пелюстці – у фазі. Це забезпечує пеленгацію

ПАП при одночасному придушенні сигналів у бокових пелюстках основної антени.

Алгоритм обробки зводиться до обчислення відношення взаємної потужності (кореляції) сигналів до потужності сигналів. Прийнятих боковими пелюстками.

$$K(t) = \frac{\left| \int_0^T U_0(t) U_1^*(t) dt \right|}{\left| \int_0^T |U_1(t)|^2 dt \right|}. \quad (8.13)$$

Існує два різних способи реалізації алгоритму. Варіант структурної схеми, що відповідає першому способу, представлено на рис. 8.6.

1-й варіант заснований на безпосередньому обчисленні взаємно-кореляційної функції за допомогою квадратурних каналів, використання яких обов'язкове при невідомому співвідношенні фаз прийнятих різними антенами сигналів. Як поріг "відсічки" використовується вихідний сигнал додаткового каналу, пропорційний потужності перешкод, що заважають, тобто прийнятих по боковим пелюсткам.

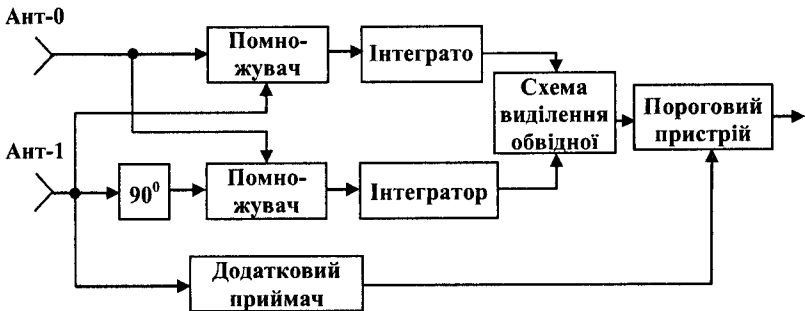


Рис. 8.8

2-й варіант заснований на використанні автокомпенсатора (АК), що використовується в системі захисту РЛС від АШП. Схему АК побудовано за алгоритмом *гетеродинного* автокомпенсатора. Як вихідний сигнал пеленгатора використовується напруга регулювання схеми АК, яка встановлює потрібний ком-

плексний коефіцієнт передачі додаткового каналу. При достатньо великій крутизні характеристика регулювання, як показано, повністю відповідає виразу (8.13).

Таким чином, у цій схемі виконується як операція визначення кореляційного інтеграла в основному каналі прийому, так і операція нормування до потужності перешкод, прийнятих тільки боковими пелюстками антени. При цьому структура КП стає значно простішою навіть порівняно зі стандартною схемою пеленгаційних каналів.

Певним недоліком цього варіанта є меншим порівняно з оптимальним для пеленгатора час інтегрування, який має задовольняти умову щодо швидкодії АК. При цьому зростають флуктуації вихідної напруги, що є вкрай небажаним. Зазначений недолік легко усунути, встановивши на виході додатковий інтегровальний фільтр.

Суттєвою перевагою цього варіанта (варіанта-2) є:

- уніфікація апаратури захисту від АШП і пеленгаційного каналу;
- знижуються вимоги щодо ідентичності приймальних трактів;
- з'являється можливість проводити обробку сигналів ближче до входу, що виключає жорсткі вимоги до динамічного діапазону.

8.5.2. Базово-кореляційний пеленгатор

Базово-кореляційний пеленгатор (БКП) принципово відрізняється від розглянутого раніше кореляційного пеленгатора використанням декількох каналів кореляційної обробки з додатковими антенами, рознесеними відносно фазового центра основної антени на бази, розміри яких перевищують лінійний розмір розкриву антени, і наявністю функціонально керованих ліній затримки в кореляційних каналах.

Наявність бази при кореляційній обробці дозволяє отримати додаткове придушення сигналів перешкоди по бокових пелюст-

ках ДН антени за рахунок їх відносного запізнювання. Величина цього запізнювання τ залежить від просторово-частотного параметра системи прийому μ , який дорівнює добутку бази на ширину спектра частот перешкоди, що обробляються, а також кутового положення джерела перешкод β відносно напрямку пеленгації β_a . Для "ок"-го кореляційного каналу величина відносного запізнення сигналів визначається виразом:

$$\tau_{ok} = b_k \Delta f c^{-1} \Phi_{ok}(\beta_a, \beta), \quad (8.14)$$

де c – швидкість світла;

$\Phi(\beta_a, \beta)$ – різниця тригонометричних функцій, конкретний вид яких визначається кутовим рознесенням між базою і вихідним напрямом антени РЛС.

Якщо вихідне положення відповідає нормалі до бази, то

$$\Phi(\beta_a, \beta) = \sin(\beta_a \pm \beta) - \sin(\beta_a). \quad (8.15)$$

Результуюча ДН БКП $H(\beta)$ визначається добутком результату перемноження й інтегрування ДН основної та додаткової антени F_p і взаємно-кореляційної функції коливань перешкоди на вході корелятора "ок"-го каналу БКП.

Таким чином, у БКП використовується метод зменшення бокового прийому, притаманний кореляційному пеленгатору і з'являється множник придушення бокових пелюсток за рахунок рознесеного прийому з керованою відносною затримкою сигналів, що приймаються. Кількісно величина додаткового множника придушення визначається нормованою автокореляційною функцією перешкоди залежно від значення τ_{ok} . Смуга пропускання кореляційних каналів прийому повинна вибиратися не менше ширини спектра вузькосмугової (прицільної) перешкоди. У цьому випадку при гауссовій апроксимації АЧХ приймального тракту вираз додаткового множника придушення бокового прийому набуває вигляду

$$r_{ok} = \exp\{-1,4 \cdot \mu^2 c^{-2} \Phi^2(\beta_a, \beta)\}. \quad (8.16)$$

Відносне запізнення сигналів (τ_{ok}) при нерухомій базі залежить від напрямку пеленгації. При відхиленні в процесі огляду

β_a від нормалі до бази відносне запізнювання сигналів перешкоди при фіксованому кутовому відхиленні зменшується (причина аналогічна розширенню ДН у фазованих антенних решітках з електричним керуванням. Як наслідок при пеленгації 2-х антенним БКП ефективне придушення бокового прийому обмежено певним сектором, величина якого лежить у межах $\pm 45 \dots 60^\circ$. Для усунення цього недоліку можна застосувати декілька кореляційних каналів прийому з базами, які мають різне кутове відхилення від вихідного напрямку. Вихідні сигнали кореляційних каналів об'єднуються за певним алгоритмом. Так, при двох кореляційних каналах (2 додаткові антени) з взаємно ортогональним розташуванням баз і перемноженням вихідних сигналів вплив напрямку пеленгації на множник придушення відсутній. Можливий алгоритм секторного перемикання кореляційних каналів при кількості баз більше двох.

Функціонально змінювані лінії затримки забезпечують компенсацію відносного запізнення корисного (пеленгованого) сигналу у процесі огляду.

КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ ТА ЗАДАЧІ

До розділу 1

1. Який параметр служить аналогом дальності до цілі та які методи застосовуються для його виміру?

2. Переваги й недоліки імпульсного методу вимірювання дальності.

3. У яких РЛ засобах використовуються фазовий і частотний методи вимірювання дальності та з яких причин?

4. Порівняти методи вимірювання (імпульсний, фазовий, частотний) за можливостями розділення цілей щодо дальності.

5. Визначити максимальну дальність дії імпульсної РЛС при значеннях частоти повторення відповідно: 200 Гц, 300 Гц, 400 Гц.

6. Дати визначення пеленгаційної характеристика РЛС і охарактеризувати її особливості при імпульсному методі радіолокації?

7. Чим пояснити застосування в РЛС виявлення цілей одного канального методу пеленгації?

8. Визначити мінімальну різницю частот 2-частотної Доплерівської РЛС для забезпечення дальності виявлення на 15 км.

(Відповідь: 1 кГц).

9. Визначити число імпульсів у пачці при ширині діаграми спрямованості по азимуту $1,8^\circ$ частоті повторення 200 Гц і числу обертів антени 6 за хв.

(Відповідь: 10).

До розділу 2

1. Пояснити поняття "ефективне поверхнєве розсіювання цілі".
2. Перелічити фактори, які визначають величину ЕПР цілі.
3. Що таке "діаграма зворотного вторинного випромінювання" (ДЗВВ) цілі і який характер вона має для реальних аеродинамічних цілей?
4. Характеристика відбитого сигналу. Які закони визначають розподіл його параметрів: миттєвих значень, фази й амплітуди?
5. Пояснити фізичний зміст визначення енергетичного спектра флуктуацій ЕПР.
6. Визначити характер флуктуацій пачки відбитих імпульсів при ширині спектра флуктуацій цілі 10 Гц і таких параметрах РЛС: $F_n = 200$ Гц й $t_{\text{орл}} = 10$ с.

(Відповідь: повільні флуктуації).

7. Визначити відношення потужності сигналу, відбитого від гідрометеорів із питомої ЕПР $10^6 \text{ м}^2/\text{м}^3$, при таких даних: ЕПР цілі = 15 м^2 , $\beta_{0,5p} = \varepsilon_{0,5p} = 1^\circ$, $\tau_i = \text{мкс}$, дальність до цілі = 50 км.

(Відповідь: 16,7 дБ).

До розділу 3

1. Пояснити етапи вирішення задачі синтезу оптимального ви-явника.
2. Обґрунтувати вибір показників якості виявлення та їхніх значень.

3. Пояснити значення критерію оптимальності виявлення цілей.
4. Сформулювати правило оптимального виявлення сигналів і пояснити значення відносини правдоподібності.
5. Що таке "достатня статистика"? Яким чином вона пов'язана з відношенням правдоподібності?
6. Сформулювати теорему Котельникова. Для яких цілей використовується вона в теорії виявлення?
7. Сформулювати алгоритм оптимального виявлення одиночних сигналів із випадковими параметрами. Як обчислюється поріг виявлення при використанні критерію Неймана–Пірсона?
8. Дати фізичне трактування оптимальній процедурі виявлення сигналів на фоні шумів: як пояснити той факт, що обчислення кореляційного інтеграла є правильнішою операцією при виявленні цілей.
9. Вирішити задачу синтезу оптимального виявника для найпростішого випадку: сигнал – постійна напруга відомої величини "X", перешкода – теж постійна напруга, але випадкової амплітуди "Y" із дисперсією $-\sigma^2$ і нормальним розподілом. Необхідно обчислити відношення правдоподібності, знайти достатню статистику i , як відповідь, сформулювати алгоритм виявлення.
(Відповідь: алгоритм виявлення складається порівняно прийнятого сигналу із заданим порогом).
10. Принцип побудови кореляційних приймачів виявлення. Як визначається число каналів такого приймача?
11. Визначення оптимального фільтра (ОФ). Пояснити властивість інваріантності ОФ до фази сигналу й часу його запізнювання.
12. Як вибирається імпульсна характеристика ОФ і його постійна часу?

13. Як обирається АЧХ і ФЧХ оптимального фільтра?
14. Дати фізичне трактування принципу оптимальної фільтрації.
15. Як визначається відношення с/ш на виході ОФ?
16. Пояснити структуру ОФ простих радіоімпульсів Гауссової та прямокутної форми.
17. Визначити відношення с/ш на виході ОФ для одиночного імпульсу, якщо відомі такі параметри: $P_{с\text{вк}} = 10^{-13}$ Вт, $\Pi = 6$ дБ, $\tau_i = 3$ мкс.
(Відповідь: 6,12).
18. Широкозмугові сигнали, їхня основна властивість і призначення.
19. Пояснити принцип побудови ОФ для сигналу типу КФМІ. Чим визначається коефіцієнт стиску для цього сигналу?
20. Який пристрій служить оптимальним фільтром для сигналу типу ЛЧМІ?
21. Як визначається тривалість стислого імпульсу на виході ОФ ЛЧМІ?
22. Дати фізичне трактування ефекту стиску частотно-модульованих імпульсів в ОФ.
23. Чим відрізняється структура оптимального виявника для пачок радіоімпульсів порівняно з виявником одиночних сигналів?
24. Пояснити причини, що не дозволяють технічно реалізувати оптимальну структуру гребінчастого фільтра нагромадження когерентної пачки імпульсів.
25. Пояснити, використовуючи аналіз імпульсної характеристики, чому рециркулятор не є оптимальним накопичувачем некогерентної пачки.

26. Якими параметрами визначаються показники якості виявлення оптимальних виявників?

27. Визначити величину відносного порога прийняття рішення – q_0 для забезпечення умовної ймовірності хибної тривоги 10^{-6} при сигналі з випадковими параметрами.

$$q_0 = \sqrt{-2 \ln F} = 5,25.$$

28. Що таке коефіцієнт розрізнення, як він пов'язаний із відношенням с/ш на виході ОФ?

29. Які фактори спричиняють істотне зменшення дальності виявлення низьколетючих цілей?

30. Розрахувати дальність дії у вільному просторі, якщо задано: $P_{\text{и}} = 1 \text{ Мвт}$, $G_{\text{max}} = 40 \text{ Дб}$, $M = 10$, $\sigma_{\text{ц}} = 1 \text{ м}^2$, $\tau_i = 1 \text{ мкс.}$, $\gamma = 30 \text{ Дб}$, $\lambda = 0,1 \text{ м}$, $\text{Ш} = 7 \text{ Дб}$.

(Відповідь: 115 км).

31. Визначити дальність прямої видимості цілі при нормальній рефракції, якщо задані: висота антени = 30 м, висота цілі = 100 м.

(Відповідь: 63,8 км).

До розділу 4

1. Який параметр прийнятий як основний за показник якості виміру параметрів і яка ймовірність того, що випадкова помилка виміру не перевищить цього показника?

2. Чому в критерії оптимальності виміру (критерії Байєса), як функція вартості використовується квадратична функція?

3. Сформулювати загальне правило оптимальної оцінки параметра й алгоритму радіолокаційного оптимального виміру

4. Дати визначення потенційної помилки виміру. Якими параметрами вона визначається?

5. Чому нормована АКФ сигналу є основною характеристикою у визначенні потенційної точності виміру?

6. Чим пояснюється той факт, що в розрахункових формулах потенційних помилок виміру параметрів значення ширини сигнальних функцій (зокрема, спектра, тривалості сигналу) визначається не на заданому рівні, а спеціальною формулою, аналогічною обчисленню дисперсії випадкової величини?

7. Визначити потенційну помилку виміру дальності для сигналу у вигляді простого дзвонового радіоімпульсу тривалістю 3 мкс. при відношенні с/ш на виході ОФ, рівному 6.

(Відповідь: 36 м).

8. Розрахувати й порівняти між собою потенційні помилки виміру швидкості мети при $q = 5$ для 2-х сигналів: 1) складного імпульсу типу ЛЧМІ з $\tau_i = 100$ мкс; 2) когерентної пачки імпульсів із параметрами: $M = 10$, $T_n = 5$ мс (коефіцієнт форми вважати рівним 2), $\lambda = 2$ м.

(Відповідь: 1) 1000 м/с; 2) 2 м/с).

До розділу 5

1. Які тактичні характеристики РЛС визначає роздільна здатність?
2. Що є мірою роздільної здатності за критерієм Вудворда?

3. Які параметри РЛС визначають постійні розділення за дальністю та швидкістю?
4. Пояснити зміст функції невизначеності і її призначення.
5. Що характеризують перетини функції невизначеності по осі часу й осі частот?
6. Сформулювати принцип невизначеності в радіолокації та пояснити його зміст.
7. У чому проявляється принцип невизначеності при одночасному вимірі-розділенні за дальністю та швидкістю для некогерентної й когерентної пачок радіоімпульсів?
8. Особливості задачі синтезу оптимального приймача розділення двох сигналів. У чому полягає відмінність достатньої статистики при оптимальному розділенні порівняно з кореляційним інтегралом?
9. Визначити потенційну роздільну здатність за дальністю при погодженому прийомі, якщо величина ефективної ширини спектра сигналу дорівнює 1,5 МГц.
(Відповідь: 100 м).

До розділу 6

1. Переваги й недоліки цифрової обробки сигналів.
2. Які операції перетворення аналогових сигналів виконує пристрій АЦП?
3. Із яких міркувань вибирається інтервал дискретизації – T_d і тривалість імпульсу дискретизації?

4. Визначити середньоквадратичне значення шумів квантування, якщо розрядність АЦП дорівнює 6, максимальна амплітуда сигналу на вході АЦП дорівнює 63 в.

(Відповідь: 0,3 в).

5. Як залежить гранично досяжний коефіцієнт придушення пасивної перешкоди від розрядності АЦП?

6. Пояснити призначення смугового фільтра на вході системи ЦО.

7. Що таке ДПФ і для вирішення яких задач у системах ЦО використовується алгоритм ДПФ?

8. Яка властивість алгоритму ДПФ дозволяє використати алгоритм швидкого перетворення Фур'є (ШПФ) зі зменшенням обсягу обчислень на 1...2 порядки?

9. Що являє собою цифровий фільтр, які його переваги перед аналоговим?

10. У чому принципова відмінність структури КІХ-фільтрів порівняно з і НІХ-фільтрами?

11. У яких випадках доцільно використати КІХ-фільтр, а у яких НІХ- фільтр і чим це зумовлено?

До розділу 7

1. Вказати зв'язок максимально можливого числа незалежних антенних променів цифровою антеною ґрати (ЦЛАР) із числом її парційних каналів.

2. На якому рівні щодо максимального коефіцієнта підсилення ЦЛАР відбувається перетинання парціальних пелюстків ДН, сформованих за допомогою алгоритму ШПФ?

3. Порівняти втрати у відношення с/ш у ЦЛАР при збільшенні числа її каналів із 10 до 20, якщо для зменшення рівня бічних пелюстків ДН використовується вагова функція Хеммінга. *При вирішенні можна скористатися MathLab.*

(Відповідь: на 0,2 дБ).

4. Коефіцієнт придушення активних шумових завад у системі захисту на основі автокомпенсатора повинен становити не менше 20 дБ. Визначити розрядність АЦП для реалізації такого значення.

(Відповідь: не менше 6 дБ).

До розділу 8

1. Які особливості пасивної радіолокації?

2. Методи виміру дальності в ПРЛ і класифікація систем пасивної РЛ джерел випромінювання.

3. Сформулювати алгоритм оптимального виявлення шумоподібного сигналу на фоні перешкод аналогічної структури та пояснити його фізичне значення.

4. Принцип кутомірного методу виміру координат постановників шумових перешкод.

5. Принцип й особливості реалізації різницево-далекомірного методу виміру координат цілей-джерел шумових перешкод.

6. Принцип побудови пеленгаційного каналу РЛС і його основні елементи.

7. Метод усунення помилкових пеленгів у пеленгаційних каналах і його основні недоліки.

ПІСЛЯМОВА

Науковим фундаментом сучасної теорії побудови радіолокаційних систем є статистична теорія (СТ) радіолокації (РЛ), що заснована на математичному апараті теорії статистичних рішень. Згідно з цим, при написанні підручника використовується значний обсяг нових математичних і фізичних термінів і понять: відношення правдоподібності, достатня статистика, функції й тіла невизначеності, альтернативні методи спектрального оцінювання кутових координат на основі алгоритмів Кейпона, Проні, MUSIC та ін. Із метою кращого подання теоретичних положень і їхнього цілісного сприйняття при вивченні післямова виконана у вигляді резюме, що коротко викладає суть основного фундаменту статистичної теорії "виявлення-вимірювання-розділення", що визначають кількісно та якісно зміст радіолокаційної інформації про радіолокаційні цілі.

*Найважливішою особливістю (перевагою) статистичної теорії радіолокації є можливість синтезу радіолокаційних систем математичними методами статистики (теорії статистичних рішень). На першому етапі розвитку РЛС (до 60...70 рр.) використовувався так званий *евристичний* метод, що заснований на логіці й інтуїції розробників.*

Статистичний синтез РЛ систем обробки сигналів заснований на використанні статистичних критеріїв оптимальності.

Завдання виявлення

Показники якості – умовні ймовірності правильного виявлення – D і хибної тривоги – F . Прийняті умови: для D – "ціль є", для F – "цілі немає" (в елементі розділення). Порядок використовуваних значень:

$D=0,5...0,8$; $F=10^{-6}$. Показники незалежні один від одного.

Критерій оптимальності – критерій Байєса або *мінімуму середнього ризику*. Зміст критерію: оптимальним вважається виявник, що має мінімальну середню вартість помилкових рішень (пропуск цілі й хибна тривога).

Правило оптимального виявлення:

Оптимальний виявник повинен обчислюватись за прийнятою реалізацією сигналу відношення правдоподібності (ВПД) для всіх можливих значень дальності та порівнювати його з порогом прийняття рішення.

Замість ВПД обчислюється його інформаційний еквівалент, який називають *достатньою статистикою*. Достатня статистика – для сигналів із відомою амплітудою та фазою – **кореляційний інтеграл (КІ)**, а для реальних сигналів із випадковими параметрами – **модуль КІ**. Основна операція оптимального виявлення – обчислення КІ, що є інтегралом від добутку прийнятого сигналу на опорній, відповідній копії очікуваного відбитого сигналу.

Технічна реалізація алгоритму оптимального виявлення

Існує три способи технічної реалізації обчислення КІ: безпосередній, за допомогою спеціальних лінійних фільтрів і комбінований. Основне застосування в РЛС знаходить фільтровий спосіб, реалізований за допомогою, так званих, оптимальних фільтрів (ОФ).

Синтез структури ОФ. Синтез ОФ виконується через його імпульсну або частотну характеристики, які повністю визначаються відповідно через почасову й частотну характеристики зондувального сигналу. Звідси ОФ інакше називають *погодженим фільтром (ПФ)*.

Фільтри, близькі до оптимального (квазіоптимальні), для простих сигналів представляють собою тракт, що складається з (6...8) каскадів ППЧ із оптимальною полозою пропускання. Для складних сигналів (КФМІ, ЛЧМІ) структура ОФ складається з послідовного з'єднання ширококутового ППЧ із спеціальним пристроєм, що забезпечує оптимальну імпульсну характеристику, так званим *кодуючим фільтром*.

Теорія оптимального виявлення не обмежується найбільш відомими методами почасової обробки. Розглянуто методи прос-

торово-почасової обробки хвильових полів і оптимізації безпосередньо просторової обробки, що дозволяє за аналогією з обробкою складних сигналів забезпечити можливість стискання діаграм спрямованості антени типу антенної решітки (АР).

Завдання вимірювання

Показник якості вимірювання. Випадкові помилки вимірювання параметрів підпорядковуються нормальному закону розподілу. Показниками якості прийнято: СКП (середньоквадратична похибка); імовірність, не перевищення якої реальною похибкою становить $\leq 0,67$.

Критерій оптимальності виміру – критерій Байєса (інакше мінімум середній ризику). При квадратичній функції вартості похибок критерій перетворюється у критерій *мінімуму СКП*. Таким чином, найкращим (оптимальним) є вимірювач, що має мінімальну середньоквадратичну похибку вимірювання, яка називається *потенційною похибкою*.

Загальне правило й алгоритм оптимальної оцінки:

Оптимальна оцінка параметра відповідає центру тяжіння (математичному очікуванню) кривій післядослідного (апостеріорного) розподілу параметра.

Для РЛ вимірювачів правило оптимального вимірювання формулюється так:

Оптимальний РЛ вимірювач повинен за прийнятим сигналом обчислювати модуль кореляційного інтеграла (інформаційний еквівалент відношення правдоподібності) для всіх можливих значень вимірюваного параметра та видавати як його ОЦНКУ і значення параметрів, що відповідає МАКСИМУМУ вихідного сигналу.

Потенційна помилка вимірювання.

Потенційна помилка визначається тільки відношенням сигнал/шум і формою вихідного сигналу.

Вимірювання проводиться при великих співвідношеннях (с/ш), при цьому форма вихідного сигналу при оптимальному

алгоритмі виявлення збігається з формою нормованої автокореляційної функції АКФ сигналу.

Потенційна СКП обернено пропорційна відношенню $(с/ш)$ і гостроті піку нормованої АКФ (визначеної 2-ю похідною у точці максимуму).

При вимірюванні дальності й кутових координат потенційні СКП обернено пропорційні відповідно ширині спектра сигналу та величині розкриву антени та відношенню $с/ш$.

Завдання розділення

Завдання синтезу оптимального алгоритму розділення двох сигналів у підручнику не розглядаються, тому що виходить за межі навчальної програми. У змісті розділу по роздільній здатності (РЗ) подано пояснення особливостей і змісту завдання синтезу, а також вирішального правила.

*Потенційна роздільна здатність визначається тільки відношенням $с/ш$ і формою вихідного сигналу. Вона мала бути реалізованою лише при побудові приймача за алгоритмом оптимального розділення, який не застосовується. Тому термін "потенційне" варто вважати неточним. Гранично допустиме розділення на виході оптимального виявника визначається терміном *ступінь роздільної здатності або потенційним розділенням при погодженому прийомі*.*

Для розрахунку міри РЗ використовуються *постійні розділення*, які визначають РЗ відносно до вимірних параметрів правилом *релеївського розділення*, відповідно до якого *гранично досяжна міра розділення щодо будь-якого параметра дорівнює "відстані" між вихідними сигналами, які перекриваються на рівні 0,5 потужності*.

У зв'язку з істотним обмеженням можливостей релеївського розділення по кутових координатах розглянуто динамічно розвиваючі методи теорії кутового оцінювання, засновані на сучасних методах спектрального аналізу, що одержали назву методів "надрозділення", і реалізованих у системах обробки з АР. Суть

цих методів пов'язана з використанням модельних уявлень про процеси на вході АР, що беруть до уваги властиві їм внутрішні зв'язки, які не враховуються в класичних методах пеленгації. При послідовному огляді пеленги на цілі знаходяться шляхом *математичного сканування* за допомогою опорного сигналу. Реалізація будь-якого методу спектрального аналізу пов'язана зі значними обчислювальними ресурсами, однак перспектива їхнього застосування очевидна, тому що вони дозволяють одержати розділення цілей у межах імпульсного обсягу РЛС.

Сумісне розділення за дальністю та швидкістю

Можливості сумісного розділення-вимірювання принципово обмежені. У той же час вони мають важливе значення при захисті РЛС від пасивних завад. Для кількісного аналізу таких можливостей використається апарат *тіло невизначеності (ТН)*. ТН є геометричним тілом під двомірною нормованою АКФ сигналу. Аналіз визначається за цететином ТН. Особливою властивістю ТН є рівність одиниці його об'єму, що породжує **принцип невизначеності в РЛ**. Суть принципу полягає в однаковій для всіх сигналів невизначеності виміру дальності та швидкості (під невизначеністю беруться граничні можливості вимірювання-розділення). Однак розподіл невизначеностей для різних сигналів відбувається по-різному. Це дає можливість вибору сигналу за результатами аналізу ТН при заданій конкретній радіолокаційній обстановці.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. *Торопчин А.Я.*, Справочник по противовоздушной обороне / Торопчин А.Я., Романенко И.О., Даннык Ю.Г., Пащенко Р.Е. – Х.: ХВУ, 2003.
2. *Ван Брант Л.Б.*, Энциклопедия способов радиоэлектронного подавления и методов их применения / Ван Брант Л.Б. : пер. с англ. – М.: Воениздат, 1985.
3. *Лобанов М.М.*, Развитие советской радиолокационной техники / Лобанов М.М. – М.: Воениздат, 1982.
4. *Ширман Я.Д.*, Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех / Ширман Я.Д., Манжос В.Н. – М.: Радио и связь, 1981.
5. Основы построения РТВ ПВО : учебник / под ред. *Б.Ф. Бондаренко.* – К.: КВИРТУ ПВО, 1987.
6. *Седышев Ю.Н.*, Теория и техника генерирования, излучения и приёма радиолокационных сигналов / Седышев Ю.Н. – Х.: ВИРТА ПВО, 1986.
7. *Седышев Ю.Н.*, Активно-пассивные РЛС / Седышев Ю.Н. – Х.: ВИРТА ПВО, 1986.
8. *Бондаренко Б.Ф.*, Синтез оптимального и квазиоптимального алгоритмов сверхразрешения для информационных систем с антенными решётками / Бондаренко Б.Ф., Платонов С.Ю., Сашук И.Н. // Радиозлектроника. – 2001. – Т. 43. – № 5 –6. – С. 66 –72.

9. *Кобзев В.И.*, Корреляционный метод исключения ложных пеленгов в многопозиционных системах с направленными антеннами в пунктах приёма / Кобзев В.И. // Военная радиоэлектроника. – 1982. – № 2. – С. 26–35.

10. *Ширман Я.Д.*, Теоретические основы радиолокации / Ширман Я.Д. – М.: Сов. радио, 1970.

11. *Сколник М.*, Введение в технику радиолокационных систем / Сколник М. – М.: Мир, 1965.

12. Введение в теорию адаптивных антенных решёток. – М.: ТИИЭР, 1972.

13. *Марпл М.П.*, Цифровой спектральный анализ и его приложения / Марпл М.П. : пер. с англ. – М.: Мир, 1990.

14. *Левин Б.Р.* Теоретические основы статистической радиотехники *Левин Б.Р.* – М.: Сов. радио, 1974.

15. *Бендат Д.Ж.*, Измерение и анализ случайных процессов / Бендат Д.Ж., Пирсол А.К. – М.: Мир, 1974.

16. *Тверской В.И.*, Дисперсионно-временные методы измерения спектров радиосигналов / Тверской В.И. – М.: Сов. радио, 1974.

17. *Цветков А.Г.*, Принципы количественной оценки эффективности радиоэлектронных средств / Цветков А.Г. – М.: Сов. радио, 1971.

18. *Ван Трис Г.*, Теория обнаружения, оценок и модуляции / Ван Трис Г. : пер. с англ. – М.: Сов. радио, 1972. – Т. 1.

19. *Палий А.И.*, Радиоэлектронная борьба: средства и способы подавления и защиты радиоэлектронных систем / Палий А.И. – М.: Воениздат, 1981.

20. *Бакут П.Я.*, Вопросы статистической теории радиолокации / Бакут П.Я. – М.: Сов. радио, 1963.

21. Гуткин Л.С., Теория оптимальных методов радиоприёма при флюктуационных помехах / Гуткин Л.С. – М.: Сов. радио, 1972. – Т. 4.
22. Дымова А.И., Радиотехнические системы / Дымова А.И., Альбац М.Е., Бонч-Бруевич А.М. – М.: Сов. радио, 1975. – Т. 5.
23. Хелстром К., Статистическая теория обнаружения сигналов / Хелстром К. : пер. с англ. – М.: Сов. радио, 1963.
24. Слока В.К., Вопросы обработки радиолокационных сигналов / Слока В.К. – М.: Сов. радио, 1970.
25. Финкельштейн М.Н., Основы радиолокации / Финкельштейн М.Н. – М.: Радио и связь, 1983.
26. Дулевич В.Е., Теоретические основы радиолокации / Дулевич В.Е. – М.: Сов. радио, 1978. – Т. 2.
27. Бенджамин Р., Анализ радио и гидролокационных сигналов / Бенджамин Р. : пер. с англ. – М.: Сов. радио, 1969.
28. Давенпорт В.Б., Введение в теорию случайных сигналов и шумов / Давенпорт В.Б. – М.: Иностранная литература, 1960.
29. Дженкинс Г., Спектральный анализ и его приложение / Дженкинс Г. : пер. с англ. – М.: Мир, 1971.
30. Григорин-Рябов В.В., Радиолокационные устройства (теория и принципы построения) / Григорин-Рябов В.В. – М.: Сов. радио, 1970.
31. Теория обнаружения сигналов и её применение. – М.: ТИИЭР, 1970.
32. Лезин Ю.С., Введение в теорию и технику радиотехнических систем / Лезин Ю.С. – М.: Радио и связь, 1986.
33. Френкс Л., Теория сигналов / Френкс Л. : пер. с англ. – М.: Мир, 1974.

34. *Абезгауз М.В.*, Справочник по вероятностным расчётам / Абезгауз М.В. – М.: Воениздат, 1970.

35. *Казаринов Ю.М.*, Поиск, обнаружение и измерение параметров сигналов в радионавигационных системах / Казаринов Ю.М. – М.: Сов. радио, 1975.

36. *Феллер В.*, Введение в теорию вероятностей и её приложения / Феллер В. : пер. с англ. – М.: Мир, 1967. – Т. 1.

37. *Янке Е.*, Специальные функции / Янке Е. – М.: Наука, 1964.

38. *Двайт Г.Б.*, Таблицы интегралов и другие математические формулы / Двайт Г.Б. – М.: Наука, 1971.

39. *Монзинго Р.А.*, Адаптивные антенные решётки. Введение в теорию / Монзинго Р.А., Миллер Т.У. : пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1986.

40. *Хансен Р.*, Сканирующие антенные системы СВЧ / Хансен Р. : пер. с англ. – М.: Сов. радио, 1969.

41. *Кремер И.Я.*, Пространственно-временная обработка сигналов / Кремер И.Я., Кремер А.И. – М.: Радио и связь, 1984.

42. *Сколник М.*, Справочник по радиолокации / Сколник М. : пер. с англ. : в 4 т. – М.: Сов. радио, 1976. – Т. 1.

43. *Бартон Д.*, Радиолокационные сигналы / Бартон Д. : пер. с англ. – М.: Воениздат, 1967.

44. *Кузьмин С.З.*, Цифровая радиолокация / Кузьмин С.З. – К.: КВИЦ, 2000.

45. *Ширман Я.Д.* Разрешение и сжатие сигналов / Ширман Я.Д. – М.: Сов. радио, 1974.

46. *Бронштейн И.Н.*, Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов / Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. – М.: Наука, 1981.

47. Сверхбольшие интегральные схемы и современная обработка сигналов : пер. с англ. / под ред. В.А. Лексаченко. – М.: Радио и связь, 1989.

48. Бендат Дж., Прикладной анализ случайных данных / Бендат Дж., Пирсол А. : пер. с англ. – М.: Мир, 1989.

49. Гмурман В.Е., Теория вероятностей и математическая статистика / Гмурман В.Е. : учеб. пособие. – М.: Высш. шк., 2003.

50. Митропольский А.К., Техника статистических вычислений / Митропольский А.К. – М.: Наука, 1971.

51. Смирнов Н.В., Курс теории вероятностей и математической статистики для технических приложений / Смирнов Н.В., Дунин-Барковский И.В. – М.: Физматгиз, 1969.

ПРЕДМЕТНИЙ ПОКАЖЧИК

Автокореляційна функція (АКФ):

- флуктуацій відбитого сигналу 66,
- корисного сигналу.

Амплітудно-частотний спектр дискретного сигналу 269.

Алгоритм зворотного перетворення Фур'є 278.

Алгоритм зворотного швидкого перетворення Фур'є 289.

Алгоритм оптимального виявлення:

- сигналу з відомими параметрами 88,
- сигналу з випадковими параметрами 91,
- некогерентної пачки імпульсів 139,
- шумоподібного сигналу 328.

Відношення правдоподібності 79, 81.

Дальність дії РЛС:

- у вільному просторі 160,
- з врахуванням впливу розповсюдження радіохвиль 166,
- з врахуванням відображень від земної поверхні 171.

Діаграма вторинного випромінювання 49.

Достатня статистика 80.

Дисперсія 268.

Дискретне перетворення Фур'є 276.

ЕПР цілі:

- визначення 47,
- фактори, що визначають величину 47.

Задача оптимального розділення сигналів 220.

Зондувальний сигнал 38.

- Згортка 273.
- Зворотне z-перетворення 294.
- Закони розподілу параметрів:
 - миттєвих значень 83,
 - фази 129,
 - амплітуди 64.
- Закон розподілу:
 - Релея–Райса 65, 153,
- КІХ- і НІХ-фільтри 299.
- Коефіцієнт помітності 153.
- Кореляція 273.
- Крива виявлення сигналів 152.
- Критерії оптимальності виміру параметрів 191.
- Критерії оцінки роздільної здатності по Вудворду 221.
- Кутомірний метод виміру дальності 331.
- Методи огляду простору 32.
- Методи вимірювання:
 - дальності 8, 13, 16, 205,
 - азимута 18,
 - кута місця 20,
 - моноімпульсні 22,
 - швидкості цілі 30, 208.
- Накопичувачі сигналів 144.
- Оптимальні приймачі:
 - кореляційні 95,
 - фільтрові 105,
 - кореляційно-фільтрові 106,
 - оптимального виміру параметрів 196.
- Оптимальні фільтри:
 - простих радіоімпульсів 108,
 - КФМІ 115,

- ЧМНІ 120,
- ЛЧМІ 123,
- когерентної пачки імпульсів 129.

Пеленгаційні канали РЛС 336.

Показники якості:

- виявлення цілей 190,
- виміру параметрів 190.

Потенційна помилка вимірювання 199.

Потенційні помилки вимірювання:

- дальності 205,
- швидкості 208,
- кутових координат 210.

Правило оптимального:

- виявлення 77,
- вимірювання 193.

Променеутворювальна матриця (ПУМ) 315.

Роздільна здатність по:

- дальності 12, 223,
- швидкості 226,
- кутовим координатам 17, 227.

Розрахунок показників якості сигналів:

- з відомими параметрами 149,
- з випадковими параметрами 153,
- дальності 205,
- швидкості 208,
- кутових координат 210.

Селекція рухомих цілей (СРЦ) 307.

Тіла невизначеності сигналів:

- загальні відомості 230,
- простих сигналів 231,
- ЛЧМІ 239,

– КФМІ 244.

Теорема Котельникова 84.

Умовні ймовірності:

- правильного виявлення 75,
- помилкової (хибної) тривоги 75.

Характеристика ЕПР:

- розподілених цілей 54,
- зосереджених цілей 57,
- найпростіших тіл 50.

Характеристики оптимального фільтру:

- імпульсна 98,
- частотна 100.

Характеристики сигналу:

- зондувального 38,
- відбитого 60,
- відношення сигнал/шум 103.

Цифрова обробка сигналів 261.

Цифрова фільтрація 274.

Цифрові фільтри 298.

Цифровий вимірник кутів місця маловисотних цілей 323.

Частота повтору імпульсів 9.

Черезперіодна компенсація 308.

ІМЕННИЙ ПОКАЖЧИК

Вудворд 12.

Котельников 84.

Критерій Вудворда 221.

Критерій Неймана–Пірсона 81.

Критерій Байеса 76.

Лінза Люнеберга 53.

Парсеваль 206.

Релея–Райса 65, 153.

Формули Вінера 67.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ	3
--	---

ПЕРЕДМОВА	7
------------------------	---

РОЗДІЛ 1

Принципи та методи вимірювання координат цілі	9
1.1. Вимірювання дальності	9
1.1.1. Імпульсний метод вимірювання дальності	9
1.1.2. Фазовий метод вимірювання дальності	14
1.1.3. Частотний метод вимірювання дальності	17
1.2. Вимірювання кутових координат цілей	18
1.2.1. Вимірювання азимуту цілі	19
1.2.2. Вимірювання кута місця цілі	21
1.2.3. Визначення висоти цілі	22
1.2.4. Моноімпульсні методи визначення кутових координат	23
1.3. Метод вимірювання швидкості цілі	31
1.4. Методи огляду простору	33
1.4.1. Методи огляду простору	34
1.4.2. Вибір швидкості огляду	36

1.5. Зондувальний сигнал	39
1.5.1. Загальна характеристика	39
1.5.2. Частотно-часові характеристики зондувального сигналу	39
1.5.3. Енергетичні параметри зондувального сигналу	40
1.6. Вибір несучої частоти	42
1.7. Просторові характеристики РЛС	42
1.7.1. Зона огляду РЛС	42
1.7.2. Імпульсний об'єм простору	43

РОЗДІЛ 2

Характеристики радіолокаційних цілей

і відбитого сигналу	
2.1. Вторинне випромінювання радіохвиль	
2.2. Ефективна поверхня розсіювання цілі	
2.3. Фактори, що визначають величину ефективної поверхні розсіювання цілі	
2.4. Ефективна поверхня розсіювання найпростіших тіл	
2.5. Ефективна поверхня розсіювання розподіленої цілі	
2.6. Ефективна поверхня розсіювання реальної зосередженої цілі	
2.7. Статичні характеристики відбитого радіолокаційного сигналу	
2.7.1. Описання відбитого сигналу	
2.7.2. Одновимірна густина розподілу параметрів відбитого сигналу	
2.7.3. Автокореляційна функція та енергетичний спектр флуктуацій відбитого сигналу	
2.8. Статичні моделі цілі	

РОЗДІЛ 3

Основи статистичної теорії

оптимального виявлення радіолокаційних сигналів

3.1. Постановка й методика рішення

задачі оптимального виявлення цілей.....

3.1.1. Кількісні показники якості

радіолокаційного виявлення

3.1.2. Критерії оптимальності

радіолокаційного виявлення

3.1.3. Правило оптимального виявлення.....

3.2. Статистика прийнятого радіолокаційного сигналу.....

3.2.1. Статистика флукуаційної перешкоди.....

3.2.2. Статистика суміші "сигнал + перешкода"

3.3. Алгоритм оптимального виявлення когерентних

сигналів на фоні білого шуму

3.3.1. Оптимальне виявлення сигналу

з повністю відомими параметрами.....

3.3.2. Оптимальне виявлення сигналу

з випадковою початковою фазою

3.3.3. Оптимальне виявлення сигналу

з випадковими амплітудою

та початковою фазою.....

3.4. Методи технічної реалізації

оптимального алгоритму виявлення когерентних сигналів

3.4.1. Кореляційні приймачі

3.4.2. Метод фільтрового прийому.	
Оптимальні фільтри	
3.4.3. Кореляційно-фільтрової метод прийому	
3.5. Оптимальна фільтрація основних видів	
когерентних сигналів	
3.5.1. Оптимальні фільтри одиночних	
простих радіоімпульсів	
3.5.2. Оптимальна фільтрація одиночних	
складних сигналів	
3.5.3. Оптимальна фільтрація	
когерентної пачки радіоімпульсів	
3.6. Алгоритм оптимального виявлення некогерентних	
сигналів на фоні білого шуму	
3.6.1. Оптимальне виявлення	
некогерентної пачки радіоімпульсів	
3.6.2. Накопичувачі сигналів	
3.7. Розрахунок показників якості	
виявлення оптимальних виявників	
3.7.1. Якісні показники виявлення	
одиночних сигналів	
3.7.2. Якісні показники виявлення	
при когерентному та некогерентному	
накопиченні сигналів	
3.7.3. Втрати в пороговому сигналі	
для реальних РЛС	

3.8. Дальність дії радіолокаційної станції.....	
3.8.1. Дальність дії РЛС у вільному просторі.	
Зона видимості РЛС.....	
3.8.2. Вплив атмосфери на дальність дії РЛС.....	
3.8.3. Вплив землі на дальність дії РЛС.....	
3.8.4. Дальність виявлення маловисотних цілей.....	
3.9. Основи просторово-часової теорії прийому.....	

РОЗДІЛ 4

Основи статистичної теорії

радіолокаційних вимірювань.....

4.1. Методика вирішення задачі оптимального	
вимірювання параметрів радіолокаційних сигналів.....	
4.1.1. Постановка задачі	
оптимального вимірювання параметрів.....	
4.1.2. Кількісні показники якості	
вимірювання параметрів.....	
4.1.3. Критерій оптимальності	
вимірювання параметрів.....	
4.1.4. Правило оптимального вимірювання.....	
4.1.5. Структурні схеми оптимальних вимірників.....	
4.2. Точність вимірювання параметрів.....	
4.2.1. Потенційна помилка вимірювання.....	
4.2.2. Реальна помилка вимірювання.....	
4.3. Вимірювання дальності.....	

4.4. Вимірювання швидкості.....	
4.5. Вимірювання кутових координат	
4.6. Сумісне вимірювання декількох параметрів	
4.7. Реальні помилки вимірювання координат цілей	
4.7.1. Складові реальної середньоквадратичної помилки виміру координат	
4.7.2. Помилки виміру при функціональному	
перетворенні вихідних вимірів параметрів.....	
4.7.3. Оцінка точності вимірювання кута місця цілей у приземному шарі.....	

РОЗДІЛ 5

Розділення радіолокаційних сигналів.....	
5.1. Загальні відомості про розділення сигналів	
5.2. Критерії оцінки роздільної здатності	
5.3. Потенційна роздільна здатність при узгодженому прийомі сигналів.....	
5.3.1. Розділення за дальністю	
5.3.2. Розділення за швидкістю	
5.3.3. Розділення за кутовими координатами	
5.3.4. Сумісне розділення за дальністю та швидкістю	
5.4. Тіла невизначеності радіолокаційних сигналів.....	
5.4.1. Аналіз тіл невизначеності простих сигналів	
5.4.2. Аналіз ТН когерентної пачки радіоімпульсів.....	

5.4.3. Аналіз ТН некогерентної пачки.....	
5.4.4. Аналіз ТН лінійно-частотно-модульованого імпульсу	
5.4.5. Аналіз тіла невизначеності кодо-фазо-маніпульованого імпульсу	
5.4.6. Задача реалізації голчатого тіла невизначеності	
5.5. Основи статистичної теорії оптимального розділення сигналів.....	
5.6. Імовірність розділення цілей у групі.....	
5.7. Підвищення кутової роздільної здатності РЛС методами спектрального аналізу.....	
5.7.1. Основи теорії кутового оцінювання й розділення, аналізовані на сучасних методах спектрального аналізу.....	
5.7.2. Порівняльна ефективність методів спектрального аналізу.....	

РОЗДІЛ 6

Основи теорії цифрової обробки

радіолокаційних сигналів	
6.1. Переваги цифрової обробки сигналів.....	
6.2. Недоліки цифрової обробки сигналів.....	
6.3. Процесори для цифрової обробки сигналів.....	
6.4. Перетворення аналогових сигналів у цифровий код	

6.5. Амплітудно-частотний спектр дискретного сигналу.....	
6.6. Фільтр захисту від накладення спектрів і узагальнена блок-схема СЦО із квадратурною дискретизацією.....	
6.7. Ключові операції в процесорі СЦО.....	
6.7.1. Згортка	
6.7.2. Кореляція	
6.7.3. Цифрова фільтрація	
6.7.4. Дискретне перетворення Фур'є.....	
6.7.5. Алгоритм зворотного перетворення Фур'є.....	
6.8. Алгоритми швидкого перетворення Фур'є.....	
6.8.1. Алгоритм ШПФ із децимацією (проріджуванням) у часовій області	
6.8.2. Приклад обчислення 8-точкового ДПФ із проріджуванням за часом	
6.8.3. Алгоритм ШПФ із децимацією (проріджуванням) у частотній області.....	
6.8.4. Приклад обчислення 8-точкового ДПФ..... із проріджуванням за частотою	
6.8.5. Алгоритм зворотного швидкого перетворення Фур'є.....	
6.8.6. Обчислювальні переваги швидкого перетворення Фур'є.....	
6.8.7. Загальна характеристика алгоритмів ШПФ.....	
6.9. Застосування z-перетворення при цифровій обробці сигналів	
6.9.1. Зворотне z-перетворення.....	

6.9.2. Властивості z-перетворення	
6.10. Цифрові фільтри.....	
6.10.1. Типи цифрових фільтрів: КІХ- і НІХ-фільтри.....	
6.10.2. Структури цифрових фільтрів	
6.10.3. Порівняння КІХ- і НІХ-фільтрів	

РОЗДІЛ 7

Приклади застосування

цифрових систем обробки сигналів у РЛС	
7.1. Система СРЦ на основі цифрових гребінчастих фільтрів придушення	
7.2. Система СРЦ на основі дискретного перетворення Фур'є.....	
7.3. Застосування систем ЦОС для формування парціальної діаграми спрямованості в РЛС із цифровими антенними решітками.....	
7.4. Застосування методів цифрової обробки при реалізації системи захисту РЛС із ЦЛАР від активних перешкод методом просторової селекції сигналів.....	
7.5. Застосування методів цифрової обробки при реалізації оптимального просторового фільтру	
7.6. Застосування методів цифрової обробки при реалізації просторового фільтру при апріорі відомих кутових координатах джерел перешкод.....	

7.7. Цифровий вимірник кутів місця маловисотних цілей

РОЗДІЛ 8

Основи пасивної радіолокації

8.1. Особливості пасивної радіолокації (ПРЛ)

та її застосування

8.2. Оптимальне виявлення шумоподібного сигналу

на фоні перешкод аналогічної структури

8.3. Методи вимірювання дальності та класифікація

систем пасивної локації

8.3.1. Кутомірний (тріангуляційний)

метод вимірювання

8.3.2. Різницево-далекомірний метод вимірювання

8.4. Принципи побудови пеленгаційних каналів РЛС

і їх характеристики

8.5. Методи підвищення ефективності

систем пеленгації джерел

активних шумових перешкод

8.5.1. Кореляційний пеленгатор

8.5.2. Базово-кореляційний пеленгатор

Контрольні питання та задачі

До розділу 1

До розділу 2

До розділу 3

До розділу 4

До розділу 5

До розділу 6

До розділу 7

До розділу 8

Післямова

Список використаної літератури

Предметний покажчик

Іменний покажчик

Навчальне видання

БОНДАРЕНКО Борис Федорович
ВИШНІВСЬКИЙ Віктор Вікторович
ДОЛГУШИН Віктор Павлович
КАРПЕНКО Борис Олексійович
ЛЕНКОВ Сергій Васильович
ПАМПУХА Ігор Володимирович

ТЕОРІЯ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИСТЕМ

ПІДРУЧНИК

Редактор О.В. Грицаук

Оригінал-макет виготовлено Видавничо-поліграфічним центром "Київський університет"



Підписано до друку 15.07.11. Формат 60x84^{1/16}. Вид. № В 18.
Гарнітура Times. Папір офсетний.
Друк офсетний. Наклад 200. Ум. друк. арк. 22,3. Обл.-вид. арк. 24,0. Зам. № 211-5745.

Видавничо-поліграфічний центр "Київський університет"
01601, Київ, б-р Т.Шевченка, 14, кімн. 43
☎ (38044) 239 3222; (38044) 239 3172; тел./факс (38044) 239 3128.
e-mail: vpc_div.chief@univ.kiev.ua
[http: vpc.univ.kiev.ua](http://vpc.univ.kiev.ua)

Свідоцтво внесено до державного реєстру ДК № 1103 від 31.10.02.